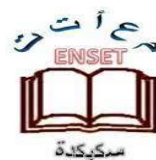




République algérienne démocratique et populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la  
Recherche Scientifique  
Ecole Normale Supérieure de  
l'Enseignement Technologique-Skikda



Département de Technologie

Génie Électrique

**MÉMOIRE**

**PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE PROFESSEUR  
D'ENSEIGNEMENT SECONDAIRE**

**thème**

**Application et simulation des Techniques  
de contrôle VFOC et DPC  
pour commander les redresseurs à MLI**

Encadrant :

**SENANI FAWZI**

Présenté par :

**MAMMERI SANAA**

**BENTOUIL MARIA**

**Jury de Soutenance**

<i>Nom et prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Université</i>	<i>Rôle</i>
<i>Rahab Abderrezak</i>	<i>MCA</i>	<i>ENSET-SKIKDA</i>	<i>Président</i>
<i>Senani Fawzi</i>	<i>MCB</i>	<i>ENSET-SKIKDA</i>	<i>Encadrant</i>
<i>Hadjami Marouane</i>	<i>MCB</i>	<i>ENSET-SKIKDA</i>	<i>Examineur</i>

Année Universitaire : 2024/2025



## Remerciements

*Avant toute chose, nous rendons grâce à Allah Tout-Puissant pour Sa miséricorde infinie, nous ayant accordé la force, la patience et la santé nécessaires à l'achèvement de ce travail.*

*À notre encadreur, Monsieur Senani Fauzi, nos sincères remerciements pour votre encadrement de qualité, vos conseils avisés et votre disponibilité constante. Votre confiance a été un moteur essentiel dans la réalisation de ce projet.*

*À Monsieur Salih Rahmoni, Chef du Département de Technologie, merci pour votre soutien bienveillant et votre engagement envers les étudiants, qui ont grandement facilité notre parcours.*

*À l'ensemble du corps professoral, en particulier ceux du génie électrique, nous exprimons notre profonde reconnaissance pour la richesse de vos enseignements et votre accompagnement tout au long de notre formation.*

*Nos remerciements vont également aux membres du jury, pour le temps accordé à l'évaluation de notre travail et la valeur de vos remarques.*

*À nos parents, amis et collègues, merci du fond du cœur pour votre soutien moral, vos encouragements et votre présence à chaque étape.*

*Enfin, nous gardons une pensée reconnaissante à toutes les personnes qui, de près ou de loin, ont contribué à la réussite de ce travail.*

*Et c'est à Allah Seul que revient toute la gratitude, Lui par qui toute œuvre bonne advient.*



# *Dédicace*

*À mes précieux parents*

*Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance pour votre amour infini, votre dévouement sans faille et votre soutien inconditionnel qui ont été mon pilier tout au long de ce parcours académique.*

*À mes merveilleuses sœurs Assma, Takwa, Ahlem et à mon frère bien-aimé Hacem.*

*À mes oncles paternels et maternels: Yacine, Mourad, Salim, Lazhar, chahide, hamide.*

*À mes tantes et mes chères tantes maternelles*

*Et à ma précieuse enseignante du Coran : Rania*

*Votre présence réconfortante, vos sages conseils et votre soutien constant ont illuminé mon chemin.*

*À ma douce amie et compagne d'étude Sanaa mammeri*

*À toi qui as su transformer chaque instant de ma vie en un moment précieux, merci pour ta patience infinie, ta complicité sincère et ton soutien qui a été mon plus grand réconfort.*

*À tous ceux qui ont su rendre ma vie plus belle.*

*À mes chers amis Romaiassa, Amani, Chaima, Khawla, Wafa et à toutes mes précieuses amies.*

*Votre amitié indéfectible et vos encouragements constants ont été les fondations solides sur lesquelles j'ai pu bâtir ma réussite.*

*maria*

# *Dédicace*

*Louange à Allah, le Très-Haut, pour Ses innombrables bienfaits et pour m'avoir guidée jusqu'à l'aboutissement de ce parcours.*

*Je dédie ce travail à mes chers parents, pour leur amour, leurs sacrifices et leurs prières inlassables. À mon grand-père et ma grand-mère, qu'Allah leur accorde Sa vaste miséricorde vos souvenirs vivent en moi chaque jour.*

*À ma grand-mère bien-aimée, que Dieu te préserve et te comble de santé ta tendresse m'a toujours portée.*

*À ma sœur Arbia, mon pilier et ma seconde mère : ta présence aimante et tes prières ont été le secret silencieux de cette réussite.*

*À mes sœurs Houria, Bouchra, Fatima et Hanan, ainsi qu'à leurs familles, pour leur affection et leur soutien.*

*À Jouri et Loujain, nos petites étoiles, que votre innocence continue d'illuminer nos vies.*

*À Maria, ma complice d'étude et de persévérance.*

*À mes amies rencontrées sur les bancs de la fac et en résidence :*

*Sarah, Lina, Ines, Wafaa, Rania, Khadidja, Marwa, Bouchra, Chahinez, Ibtissem, Rayan, Neha, Malak, Yousra, Salsabil, Jihan, Hakima, Farida merci pour vos sourires et votre présence.*

*Une pensée particulière pour Raziqa, Ikhlas et Roumayssa, pour votre amitié fidèle.*

*À Hadjira, malgré la distance, ton amitié reste une chaleur constante.*

*À Manel, colocataire et sœur d'âme, merci pour ta bienveillance.*

*À Basma Maaoui, l'amie au cœur grand et à l'écoute toujours disponible.*

*À mes camarades du cercle du Coran Al-Furqan et à ma professeure Ibtissem qu'Allah vous honore par Son Livre.*

*À mes collègues en génie électrique, pour l'ambiance fraternelle et solidaire.*

*Enfin, à tous ceux qui m'ont soutenue d'un mot, d'un geste ou d'une prière : que ce mémoire soit aussi le vôtre.*

# *Sanaa*

## ملخص

تُعتبر مقومات التيار المتناوب ثلاثي الأطوار المتحكم فيها عن طريق تقنية تعديل عرضاً لنبضة (MLI) من الحلول المتزايدة الاستخدام في العديد من التطبيقات الصناعية التي تتطلب أداءً عاليًا. يتوجب على هذه المحولات الالكترونية أن تُكثف بواسطة أنظمة تحكم متقدمة بهدف تحسين جودة شكل الموجة وتقليل المحتوى التوافقي، مما يسمح بامتصاص التيارات الجيبية و الحفاظ على معامل قدرة واحدي.

في هذا السياق، نستعرض التقنيات المختلفة للتحكم في المقومات MLI المستخدمة في التطبيقات المتنوعة.

الهدف من هذه المذكرة هو نمذجة و تطبيق تقنيتين للتحكم، وهما: التحكم بتوجيه التدفق الافتراضي (VFOC) دون استخدام مستشعرات الجهد والتيار، والتحكم المباشر في القدرة (DPC) دون الاعتماد على حلقات تنظيم التيار، المقوم ثلاثي الأطوار يكون متصل بالشبكة الكهربائية عبر مرشح RL. يهدف هذا الإجراء إلى تحقيق ضبط فعال لجهد خرج المقوم المستمر و تحسين شكل تيارات الشبكة مع الحفاظ على معامل قدرة واحدي.

نتائج المحاكاة للتقنيتين (VFOC و DPC) لعدة اختبارات (اختبار بدون حمل، اختبار تحت الحمل مع جهد حافلة مستمر ثابت ومتغير، ومع تغيير الحمل) تم الحصول عليها بواسطة برنامج MATLAB/SIMULINK. تُبرز نتائج المحاكاة المتحصل عليها فعالية الأداء الجيد من خلال تحقيق: ضبط دقيق لجهد خرج المقوم المستمر، و القدرتين اللحظيتين الفعالة و الرد فعلية و كذلك عامل قدرة واحدي.

**كلمات مفتاحيه :** مقومات تقنية تعديل عرض النبضة (MLI) ، التحكم بتوجيه التدفق الافتراضي (VFOC) ، التحكم المباشر في القدرة (DPC) ، المنظم التقليدي التكاملية النسبي (PI) .

# Résumé

Les redresseurs triphasés à modulation de largeur d'impulsion (MLI) sont de plus en plus utilisés dans de nombreuses applications industrielles qui nécessitent des performances très élevées. Ces convertisseurs statiques doivent être adaptés par des commandes sophistiquées afin d'améliorer la qualité de la forme d'onde ainsi réduire le contenu harmonique, permettent d'absorber des courants sinusoïdaux et de maintenir le facteur de puissance unitaire.

Pour cela nous procédons aux différentes techniques de commande des redresseurs à MLI qui sont utilisées pour les différentes applications.

L'objectif de ce mémoire étant la modélisation et l'application de deux techniques de commande, la VFOC (commande vectorielle à flux virtuel orienté) sans utilisation des capteurs des tensions et des courants et la DPC (commande directe de puissance) sans l'utilisation de boucles des régulations des courants pour contrôler un redresseur triphasé à MLI connecté au réseau électrique via un filtre RL dont le but d'obtenir un réglage performant de la tension du continue et une amélioration de la forme des courants du réseau et avoir un facteur de puissance unitaire.

Les résultats de la simulation des deux techniques (VFOC et DPC) pour plusieurs tests (Essai à vide, Essai en charge avec la tension du bus continue constante et variante et avec le changement de la charge) sont obtenus sous l'environnement MATLAB/SIMULINK. Ces résultats montrent l'efficacité et des bonnes performances en obtenant: un bon réglage de la tension du bus continue, des puissances instantanées active et réactive et un facteur de puissance unitaire.

**Mots clés :** Redresseurs à MLI, VFOC, DPC, PI.

# Abstract

The increasing use of rectifiers on many industrial applications and mainly of Three-phase pulse width modulated (PWM) rectifiers that require very high performance. Since these static converters must be adapted by sophisticated controls to improve waveform quality, reduce harmonic content, absorb sinusoidal currents, and maintain unity power factor.

For that, we examine the various PWM rectifier control techniques used for different applications.

Where the objective of this thesis is to model and apply two control techniques: VFOC (Virtual Flux-Oriented Vector Control) without the use of voltage and current sensors, and DPC (Direct Power Control) without the use of current regulation loops. These control techniques are used to control a three-phase PWM rectifier connected to the electrical grid via an RL filter. The goal is to achieve efficient DC link voltage control, improve the shape of the grid currents, and achieve unity power factor.

Simulation results of both techniques (VFOC and DPC) for several tests (no-load test, on-load test with constant and varying DC bus link voltage, and with changing load) are obtained using the MATLAB/SIMULINK environment. These results demonstrate efficiency and good performance, achieving good DC link voltage control, instantaneous active and reactive power, and unity power factor.

**Keywords:** PWM Rectifier, VFOC, DPC, PI.

# Liste des Figures

## Chapitre I : Aperçu général et modélisation des redresseurs à MLI

Figure I.1 Zones approximatives des principaux semi-conducteurs de puissance.....	5
Figure I.2 Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de courant.....	6
Figure I.3 Topologie d'un redresseur triphasé à MLI de tension.....	7
Figure I.4 Schéma fonctionnelle d'un redresseur à MLI triphasé de tension.....	8
Figure I.5 Structure par hystérésis des courants absorbés par redresseur à MLI.....	10
Figure I.6 Principe de fonctionnement de Modulateur MLI à bande d'hystérésis.....	11
Figure I.7 Modulateur MLI à échantillonnage périodique.....	12
Figure I.8 Modulateur MLI à porteuse triangulaire.....	12
Figure I.9 Commande du redresseur MLI et du MAS avec son alimentation.....	15
Figure I.10 Classification des méthodes de contrôle d'un redresseur MLI.....	15
Figure I.11 Schéma fonctionnel du redresseur à MLI dans le référentiel triphasé abc...	17
Figure I.12 Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans le système fixe $\alpha$ - $\beta$ .....	19
Figure I.13 Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans le référentiel d-q.....	21

## Chapitre II : Application de la VFOC pour contrôler le redresseur à MLI

Figure II.1 Redresseur MLI raccordé réseau présenté comme un moteur CA virtuel....	25
Figure II.2 Référentiels coordonnées et vecteurs.....	26
Figure II.3 Bloc de régulation de courant quadrature.....	28
Figure II.4 Bloc de régulation du courant direct.....	29
Figure II.5 Bloc de la commande découplée de la tension.....	29
Figure II.6 Bloc de régulation de tension $U_{dc}$ .....	30
Figure II.7 Schéma bloc du contrôle à flux orienté virtuel (VFOC) du redresseur MLI.	31
Figure II.8 Puissances instantanées estimées à base du flux virtuel.....	35
Figure II.9 Tension du bus continu mesuré et sa référence.....	36
Figure II.10 Courant quadrature mesuré et sa référence.....	36
Figure II.11 Courant direct mesuré et sa référence.....	37
Figure II.12 Puissance active coté réseau électrique et sa référence.....	37
Figure II.13 Puissances réactive coté réseau électrique et sa référence.....	37
Figure II.14 Tension du bus continu mesuré et sa référence.....	38
Figure II.15 Courant quadrature mesuré et sa référence.....	38
Figure II.16 Courant direct mesuré et sa référence.....	39
Figure II.17 Puissance active coté réseau électrique et sa référence.....	39
Figure II.18 Puissance réactive coté réseau électrique et sa référence.....	39
Figure II.19 Tension du bus continu mesuré et sa référence.....	40
Figure II.20 Courant quadrature mesuré et sa référence.....	40
Figure II.21 Courant quadrature mesuré et sa référence.....	41
Figure II.22 Puissance active coté réseau électrique et sa référence.....	41

Figure II.23 Puissance réactive coté réseau électrique et sa référence.....41

**Chapitre III : Application de la DPC pour contrôler le redresseur à MLI**

Figure III.1 Schéma bloc de la commande directe de puissance d'un redresseur MLI...45

Figure III.2 Calcul de référence de la puissance instantanée active  $P_{gref}$ .....47

Figure III.3 Régulateur de la tension du bus continu par un régulateur PI.....47

Figure III.4 Comparateurs à hystérésis à deux niveaux.....48

Figure III.5 Secteurs et vecteurs des tensions du redresseur.....49

Figure III.6 Tension du bus continu mesuré et sa référence.....51

Figure III.7 Puissance active coté réseau électrique et sa référence.....52

Figure III.8 Puissance réactive coté réseau électrique et sa référence.....52

Figure III.9 Courant de la charge.....52

Figure III.10 Tensions triphasées du réseau électrique.....53

Figure III.11 Courants triphasés du réseau électrique.....53

Figure III.12 Tension et courant de la phase a du réseau électrique.....53

Figure III.13 Tension du bus continu mesuré et sa référence.....54

Figure III.14 Puissance active coté réseau électrique et sa référence.....54

Figure III.15 Puissance réactive coté réseau électrique et sa référence.....55

Figure III.16 Courant de la charge.....55

Figure III.17 Tensions triphasées du réseau électrique.....55

Figure III.18 Courants triphasés du réseau électrique.....56

Figure III.19 Tension et courant de la phase a du réseau électrique.....56

Figure III.20 Tension du bus continu mesuré et sa référence.....57

Figure III.21 Puissance active coté réseau électrique et sa référence.....57

Figure III.22 Puissance réactive coté réseau électrique et sa référence.....57

Figure III.23 Courant de la charge.....58

Figure III.24 Tensions triphasées du réseau électrique.....58

Figure III.25 Courants triphasés du réseau électrique.....58

Figure III.26 Tension et courant de la phase a du réseau électrique.....59

Figure III.27 Tension du bus continu mesuré et sa référence.....59

Figure III.28 Puissance active coté réseau électrique et sa référence.....60

Figure III.29 Puissance réactive coté réseau électrique et sa référence.....60

Figure III.30 Courant de la charge.....60

Figure III.31 Tensions triphasées du réseau électrique.....61

Figure III.32 Courants triphasés du réseau électrique.....61

Figure III.33 Tension et courant de la phase a du réseau électrique.....61

## Liste des Tableaux

<b>Tableau III.1 Table de commutation du DPC classique.....</b>	<b>51</b>
-----------------------------------------------------------------	-----------

## Liste des Symboles et Notations

### Symboles

$V_m$ : Amplitude de la tension

$\omega$  : Pulsation angulaire

$f$  : Fréquence du réseau

$t$  : Temps

$R$  : Résistance de phase

$L$  : Inductance de phase

$C$  : Capacité du bus continu

$a, b, c$  : Repère triphasé.

$\alpha, \beta$  : repère biphasé stationnaire fixe.

$d, q$  : repère biphasé de Park tournant.

$X_\alpha, X_\beta, X_0$  : Composantes dans le repère fixe  $\alpha$ - $\beta$  (transformation de Clarke)

$X_d, X_q$  : Composantes dans le repère tournant d-q (transformation de Park)

$\gamma$ : Angle de rotation utilisé pour la transformation de ClarkePark du repère  $\alpha\beta$  vers dq

$i_{L\alpha}, i_{L\beta}$ : Composantes du courant dans l'inductance du redresseur dans le repère  $\alpha\beta$

$U_{s\alpha}, U_{s\beta}$ : Composantes  $\alpha$  et  $\beta$  de la tension source triphasée dans le repère  $\alpha\beta$

$S_\alpha, S_\beta$  : États de commutation dans le repère  $\alpha$ - $\beta$

$S_a, S_b, S_c$  : États de commutation des interrupteurs

$i_a, i_b, i_c$  : Courants triphasés instantanés

$i_d, i_q$  : Courants dans les axes d et q.

$R$  : Résistance statorique du moteur virtuel

$L$  : Inductance de fuite statorique du moteur virtuel

$U_{ab}, U_{bc}, U_{ca}$ : Tensions entre les phases induites par le flux d'entrefer virtuel

$\Psi_L$  : Vecteur de flux de ligne virtuelle

$\underline{u}_S$  : Vecteur de tension du convertisseur

$\underline{u}_L$  : Vecteur de tension de ligne

$\underline{u}_I$  : Vecteur de tension d'inductance

$\underline{i}_L$  : Vecteur de courant de ligne

$\psi_\alpha, \psi_\beta$ : Composantes du flux virtuel dans le repère  $\alpha\beta$

$\gamma\Psi_L$ : Angle de position du flux virtuel utilisé pour l'orientation du repère

$\gamma\Psi$  : Angle du flux virtuel

$i_{dref}, i_{qref}$  : Courants de référence dans les axes d et q

$\hat{e}_{a,b,c}$  vecteur de tension instantanée estimée du réseau dans les phases  $a, b$  et  $c$ ,

$S_p, S_q$  : Signaux d'erreur numérisés des puissances active et réactive

$i_a, i_b, i_c$  : Courants triphasés du réseau

$e_a, e_b, e_c$  : Tensions triphasées du réseau

$e_{ab}, e_{bc}, e_{ca}$  : Tensions entre phases du réseau

## Liste des Symboles et Notations

$e\alpha, e\beta$  : Composantes du vecteur de tension dans le repère  $\alpha$ - $\beta$   
 $i\alpha, i\beta$  : Composantes du vecteur de courant dans le repère  $\alpha$ - $\beta$   
 $P_{gref}, Q_{gref}$  : Références des puissances active et réactive  
 $P_{cref}$  : Puissance active de référence  
 $U_{dc}$  : Tension du bus continu  
 $U_{dcref}$  : Référence de la tension du bus continu  
 $I_{ch}$  : Courant de charge  
 $L$  : Inductance du filtre  
 $R_{ch}$  : Résistance de charge  
 $k_p, k_i$  : Gains proportionnel et intégral du régulateur PI  
 $dp, dq$  : Sorties des régulateurs à hystérésis (booléens)  
 $\Delta P_g, \Delta Q_g$  : Erreurs entre les puissances estimées et leurs références  
 $P_g, Q_g$  : Puissances active et réactive côté réseau  
 $H_p, H_q$  : Bandes d'hystérésis pour les puissances active et réactive  
 $\theta$  : Angle du vecteur de tension dans le repère  $\alpha$ - $\beta$   
 $V_{g\alpha}, V_{g\beta}$  : Composantes  $\alpha$  et  $\beta$  de la tension du réseau dans le repère stationnaire  $\alpha\beta$   
 $n$  : Numéro du secteur (1 à 12)  
 $V_{\alpha\beta}$  : Vecteur de tension dans le repère  $\alpha$ - $\beta$   
 $v_0, v_1, \dots, v_7$  : Vecteurs de tension du redresseur (combinaisons des interrupteurs)

## Notations

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion (PWM)  
VFOC : Commande à Flux Orienté Virtuel (Virtual Flux Oriented Control)  
DPC : Commande Directe de Puissance (Direct Power Control)  
VOC : Commande à Tension Orientée (Voltage Oriented Control)  
IGBT : Transistor Bipolaire à Porte Isolée  
MOSFET : Transistor à Effet de Champ Métal-Oxyde-Semiconducteur  
GTO : Thyristor à Extinction par la Gâchette  
HVDC : Transport à Haute Tension en Courant Continu  
PID: Proportionnel–Intégral–Dérivatif.  
MAS : Machine Asynchrone à cage d'écureuil  
PI : Régulateur Proportionnel-Intégral  
PLL : Boucle à Verrouillage de Phase (Phase-Locked Loop)  
SPWM : Modulation Sinusoïdale (Sinusoidal PWM)  
SVPWM : Modulation Vectorielle (Space Vector PWM)  
DTC : Commande Directe du Couple (Direct Torque Control)  
P-DPC : Commande Prédicative Directe de Puissance

# Sommaire

Introduction générale.....	1
<b>Chapitre I : Aperçu général et modélisation des redresseurs à MLI</b>	
I.1 Introduction.....	3
I.2 Les harmoniques.....	3
I.3 Aperçu général sur les redresseurs à MLI.....	3
I.3.1 Redresseurs à MLI.....	3
I.3.2 Composants principaux d'un redresseur à MLI.....	4
I.3.3 Structure générale des redresseurs MLI.....	4
I.3.4 Les différents types des redresseurs MLI.....	5
I.3.4.1 Redresseur à MLI de courant.....	5
I.3.4.2 Redresseur à MLI de Tension.....	6
I.3.5 Comparaisons entre Redresseur MLI de Courant et de Tension.....	7
I.4 Principe de fonctionnement du redresseur MLI de tension.....	7
I.5 Stratégies du contrôle des redresseurs triphasés.....	8
I.5.1 Commande par hystérésis.....	9
I.5.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).....	10
I.6 Différentes techniques de commande à MLI.....	11
I.6.1 MLI à Bande d'Hystérésis.....	11
I.6.2 MLI à Échantillonnage Périodique.....	11
I.6.3 MLI à Porteuse Triangulaire.....	12
I.6.4.MLI Vectorielle.....	13
I.7 Applications des redresseurs à MLI.....	13
I.7.1 Commande des moteurs à courant alternatif (CA).....	13
I.7.2 Systèmes d'énergie renouvelable.....	13
I.7.3 Alimentations sans interruption (ASI).....	13
I.7.4 Systèmes de traction électrique.....	14
I.7.5 Systèmes de transmission et de distribution d'énergie.....	14
I.7.6 Convertisseurs de puissance pour charge de batteries.....	14
I.8 Classification des Techniques de commande du redresseur MLI.....	14
I.8.1 VOC (Voltage Oriented Control).....	14
I.8.2 DPC (Direct Power Control).....	14
I.9 Modélisation sur les redresseurs à MLI.....	15
I.9.1 Modélisation du redresseur à MLI dans le référentiel abc.....	16
I.9.2 Repère $\alpha\beta$ et transformation de Clarke.....	17
I.9.3 Modélisation du redresseur à MLI dans le repère $\alpha\beta$ .....	18
I.9.3.1 Avantages de la modélisation dans le repère $\alpha\beta$ .....	18
I.9.3.2 Application dans les convertisseurs de puissance.....	18

I.9.3.3 Analyse de performance dans le repère $\alpha\beta$ .....	18
I.9.4 Modélisation du redresseur MLI dans le référentiel d-q.....	20
I.9.4.1 Transformation des grandeurs triphasées vers le référentiel d-q.....	20
I.9.4.2 Équations du redresseur MLI dans le référentiel d-q.....	20
I.9.4.3 Composantes de tension dans d-q.....	20
I.9.4.4 Courant et tension de bus continu.....	21
I.9.4.5 Fonctionnement du Système MLI dans le référentiel d-q.....	21
I.9.4.6 Schéma Fonctionnel dans le Référentiel d-q.....	21
I.9.4.7 Avantages du Référentiel d-q.....	22
I.10 Conclusion.....	22

## Chapitre II : Application de la VFOC pour contrôler le redresseur à MLI

II.1 Introduction.....	23
II.2 Objectifs de la commande vectorielle.....	23
II.3 Problème de couplage dans la MAS et redresseur MLI.....	24
II.4 Principe général de la commande VFOC.....	24
II.5 L'estimateur du flux Virtuel.....	25
II.6 Commande vectorielle par orientation du flux virtuel (VFOC).....	26
II.6.1 L'orientation du flux virtuel.....	26
II.6.2 Hypothèses et simplifications utilisées.....	27
II.7 Modèle mathématique sous l'orientation de flux virtuel.....	28
II.7.1 Commande découplée de tension.....	28
II.7.2 Blocs des régulations des courants $i_q$ et $i_d$ .....	28
II.7.3 Commande découplée de $V_{qref}$ et $V_{dref}$ .....	29
II.7.4 Régulateur de la tension du bus continu $U_{dc}$ .....	30
II.8 Structure et schéma bloc de la commande VFOC.....	30
II.8.1 Schéma bloc général de la commande VFOC.....	30
II.8.2 Description détaillée du schéma bloc du VFOC.....	31
II.9 Calcul des puissances instantanées.....	32
II.9.1 Calcul de puissance instantanée par capteurs tension et courant.....	32
II.9.2 Calcul des puissances instantanées par estimation de la tension.....	33
II.9.3 Calcul des puissances instantanées à partir du flux virtuel estimé.....	34
II.10 Résultats de simulation de la stratégie VFOC.....	36
II.10.1 La tension du bus continu et la charge constante.....	36
II.10.2 La charge fixe et la tension du bus change sa valeur à $t=2.5s$ .....	38
II.10.3 La tension du bus fixe et la charge change sa valeur à $t=2.5s$ .....	40
II.11 Conclusion.....	42

## Chapitre III : Application de la DPC pour contrôler le redresseur à MLI

III.1 Introduction.....	43
III.2 Etat de l'art du Commande directe de puissance DPC.....	43
III.3 Commande directe de puissance (DPC) d'un redresseur à MLI.....	44

<b>III.3.1 Principe du DPC classique.....</b>	<b>44</b>
<b>III.3.2 Calcul des puissances instantanées active et réactive.....</b>	<b>45</b>
<b>III.3.3 Calcul de référence de la puissance instantanée active.....</b>	<b>46</b>
<b>III.3.4 Régulateurs à hystérésis.....</b>	<b>47</b>
<b>III.3.5 Détection de secteur.....</b>	<b>49</b>
<b>III.3.6 Table de commutation.....</b>	<b>50</b>
<b>III. 4 Résultats de simulation de la stratégie DPC.....</b>	<b>51</b>
<b>III. 4.2 Essai en charge et la tension du bus continu constante.....</b>	<b>54</b>
<b>III. 4.3 Essai en charge et la tension du bus continu variée.....</b>	<b>56</b>
<b>III.4.4 Essai en charge (Changement de la charge) et Udc constante.....</b>	<b>59</b>
<b>III.5 Conclusion.....</b>	<b>62</b>
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>63</b>

*Introduction*

*Générale*

### Introduction générale

Dans les dernières années nombreuses recherches sont basé sur les développements et l'amélioration sur les méthodes de limitation et d'élimination des perturbations et de la pollution harmonique dans le réseau électrique.

Ce problème s'intensifie rapidement avec la multiplication des équipements électroniques (ordinateurs, radios, imprimantes, téléviseurs, etc.) et le développement et la croissance rapide de l'électronique de puissance (Les convertisseurs statiques peuvent être classés dans les catégories suivantes : convertisseurs DC/AC, DC/DC, AC/AC et AC/DC) et leurs applications plusieurs domaines, parmi-elles le contrôle électrique des moteurs et ses applications dans les énergies renouvelables et dans la traction électrique..., etc.

Ces équipements, charges non linéaires, sont une source d'harmoniques de courant, qui entraînent une augmentation de la puissance réactive et des pertes de puissance sur les lignes de transport. Ces harmoniques provoquent également des interférences électromagnétiques et, parfois, des résonances dangereuses. Elles ont un impact négatif sur les équipements de contrôle et d'automatisme, les systèmes de protection et d'autres charges électriques, réduisant ainsi la fiabilité et la disponibilité. De plus, les charges non linéaires et les courants non sinusoïdaux produisent des chutes de tension non sinusoïdales sur les impédances du réseau, entraînant l'apparition de tensions non sinusoïdales en plusieurs points du réseau. Elles provoquent une surchauffe des lignes, des transformateurs et des générateurs due aux pertes fer.

Il existe plusieurs stratégies pour réduire les harmoniques. Ces techniques reposent sur des composants passifs, combinant des redresseurs à diodes monophasés et triphasés, et des techniques d'électronique de puissance telles que les redresseurs multi-impulsions, les filtres actifs et les redresseurs à MLI qui présentent la solution la plus fiable.

Plusieurs techniques pour contrôler les redresseurs à MLI ont été proposées dans la littérature, nous citons le contrôle vectoriel de la tension orienté (VOC), le control vectoriel à flux virtuel orienté (VFOC), le control direct de puissance (DPC) et le control direct de puissance à flux virtuel (VFDPC)...etc.

## Introduction générale

Cette mémoire destiné à la présentation et l'étude deux stratégies de contrôle pour commander les redresseurs à MLI la première méthode basée sur l'orientation du flux virtuel (commande vectorielle à flux virtuel orienté-VFOC) avec l'utilisation de 3 boucles de régulation à base des régulateurs PI, deux boucles pour le réglage des composantes des courants quadrature  $I_q$  (la commande de la puissance instantanée active P) et direct  $I_d$  (la commande de la puissance instantanée réactive Q) et un boucle de régulation sur la tension du bus continu ( $U_{dc}$ ). Une autre méthode, basée sur la commande instantané direct des puissances active et réactive et le table de commutation du convertisseur statique (Redresseur à MLI), est appelée commande directe de puissance (DPC). Afin de valider ces deux techniques des résultats de la simulation sous MATABL/SIMULINK seront présenté.

Le mémoire se compose de trois chapitres répartir comme suit :

Le premier chapitre est consacré aux définitions et généralités sur les redresseurs à MLI, tels que principaux composants, structure générale, les différentes topologies et la description du fonctionnement des redresseurs à MLI. Les différentes techniques de commande à MLI, l'application et les différentes techniques de contrôle du redresseur à MLI triphasé sont également présentées. La deuxième partie de ce chapitre dédié au la modélisation des redresseurs à MLI dans les repères sinusoïdale abc, fixe  $\alpha\beta$  et tournant de Park dq.

Le deuxième chapitre présent la théorie en détaille de la première technique, la commande vectorielle à flux orienté virtuel (VFOC) avec une validation de cette stratégie par simulation sous MATLAB/SIMULINK à la fin du chapitre.

Dans le troisième chapitre, la partie présenté le principe, le développement et l'étude de la commande directe de puissance (DPC) appliquée à un redresseur MLI. La deuxième partie de ce chapitre portera sur la présentation des résultats de simulation sous MATLAB/SIMULINK afin de valider l'efficacité de technique DPC.

Finalement, Nous concluons par une conclusion générale et des perspectives.

# Chapitre I

*Aperçu général et modélisation des  
redresseurs à MLI*

# **Chapitre I : Aperçu général et modélisation des redresseurs à MLI**

## **I.1 Introduction**

Dans le cadre de cette mémoire, nous imposons l'étude de deux techniques de contrôle différent : commande à flux virtuelle orienté (VFOC) et commande directe de puissance (DPC) pour commander un redresseur à MLI triphasé connecté au réseau électrique. Dans le présent chapitre nous allons présenter un aperçu général sur les redresseurs à MLI et ses différents types de modélisations.

Dans un premier temps, nous présentons la définition d'un redresseur MLI, ses principaux composants, les différents types des redresseurs MLI. Ensuite, nous présentons le principe de fonctionnement, les stratégies du contrôle des redresseurs à MLI et leurs applications. La modélisation de redresseur à MLI sera alors brièvement décrit le repère sinusoïdal abc, repère fixe  $\alpha\beta$  et le repère dq de Park.

## **I.2 Les harmoniques**

Sont des fréquences multiples de la fréquence fondamentale dans un signal périodique causées par la distorsion de la forme d'onde initiale. Ces fréquences supplémentaires correspondent à des multiples entiers de la fréquence fondamentale (par exemple, pour une fréquence fondamentale de 50 Hz, la deuxième harmonique sera à 100 Hz, la troisième à 150 Hz, etc.). Les harmoniques sont principalement générées par des équipements non linéaires, tels que les redresseurs, variateurs de fréquence, et certains moteurs électriques. Ces dispositifs provoquent des distorsions dans les signaux de courant ou de tension, ce qui entraîne la production d'harmoniques. Parmi les conséquences des harmoniques, on retrouve une détérioration de la qualité de l'alimentation, une augmentation des pertes dans les équipements électriques (comme les moteurs et les transformateurs), des interférences électromagnétiques, une baisse du facteur de puissance, ainsi que des problèmes de mesure et de comptage de l'énergie. Ces effets peuvent également mener à une usure prématurée des équipements et à une réduction de l'efficacité énergétique [1], [2].

## **I.3 Aperçu général sur les redresseurs à MLI**

### **I.3.1 Redresseurs à MLI**

Les redresseurs à MLI sont capables de s'adapter aux variations de la charge et du réseau électrique, et ce, sans nécessiter de modifications des installations existante [3].

Ces redresseurs sont utilisés dans divers domaines, tels que les systèmes d'entraînement de machines électriques triphasées, les éoliennes, etc [4].

## **Chapitre I :           Aperçu général et modélisation des redresseurs à MLI**

Contrairement aux redresseurs traditionnels, les redresseurs à modulation de largeur d'impulsion (MLI) utilisent des semi-conducteurs à commande par ouverture et fermeture. Cette commande par ouverture offre un contrôle précis et complet du convertisseur, car les interrupteurs peuvent être activés ou désactivés en fonction des besoins, à une fréquence relativement élevée [5].

Les redresseurs MLI peuvent être utilisés de deux manières : soit comme redresseur à source de courant, soit comme redresseur à source de tension.

### **I.3.2 Composants principaux d'un redresseur à MLI:**

Un redresseur à MLI typique est constitué des éléments suivants [6] :

- Source d'alimentation en courant alternatif (CA) : Fournit l'énergie électrique qui sera convertie.
- Redresseur : Composé de commutateurs électroniques (comme des transistors ou un pont de diodes) utilisés pour effectuer le processus de redressement.
- Modulation de largeur d'impulsion (MLI) : Technique utilisée pour ajuster la largeur des impulsions en fonction des consignes de tension ou de courant souhaitées.
- Filtre : Permet de lisser la tension de sortie et de réduire les harmoniques créées par la commutation des interrupteurs.
- Système de commande : Contrôleur numérique ou analogique chargé de réguler la fréquence, la phase et l'amplitude des impulsions en fonction des exigences de l'application.

### **I.3.3 Structure générale des redresseurs MLI**

La méthode utilisée consiste à modifier la structure interne du redresseur en remplaçant les thyristors par des interrupteurs entièrement contrôlables, capables de commander à la fois l'ouverture et la fermeture. Selon les niveaux de puissance différents types de transistors sont utilisés : les transistors MOSFET pour les puissances moyennes et petites, les transistors IGBT pour les puissances moyennes et grandes, et les thyristors GTO pour les puissances élevées, associés en antiparallèle avec des diodes [7].

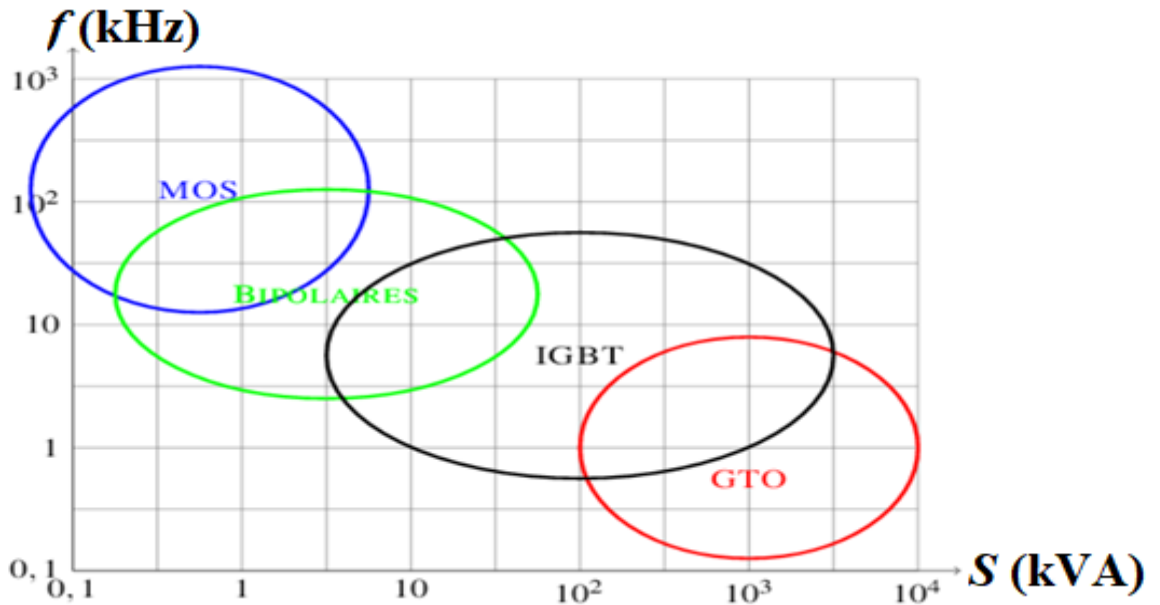


Figure I.1 Zones approximatives (puissance/fréquence) des principaux semi-conducteurs de puissance [8].

### I.3.4 Les différents types des redresseurs MLI

Les redresseurs à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) sont des onduleurs qui exploitent leur réversibilité en le courant lorsqu'ils fonctionnent dans un second mode. Grâce à la commande MLI, ces convertisseurs sont capables de prélever des courants sinusoïdaux du réseau alternatif tout en maintenant un facteur de puissance unitaire. Nous distinguons deux configurations de redresseurs à MLI [9] :

- Redresseur MLI de courant.
- Redresseur MLI de tension.

#### I.3.4.1 Redresseur à MLI de courant

La topologie du redresseur à MLI de courant est présentée dans la Figure I.2.

Ce dispositif permet de convertir l'énergie entre une source de tension alternative et un récepteur de courant continu. Les interrupteurs utilisés dans cette configuration sont unidirectionnels pour le courant, mais bidirectionnels pour la tension. L'application de la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) permet de contrôler la pollution harmonique du courant alternatif, garantissant ainsi un courant alternatif propre et harmonique maîtrisée [10].

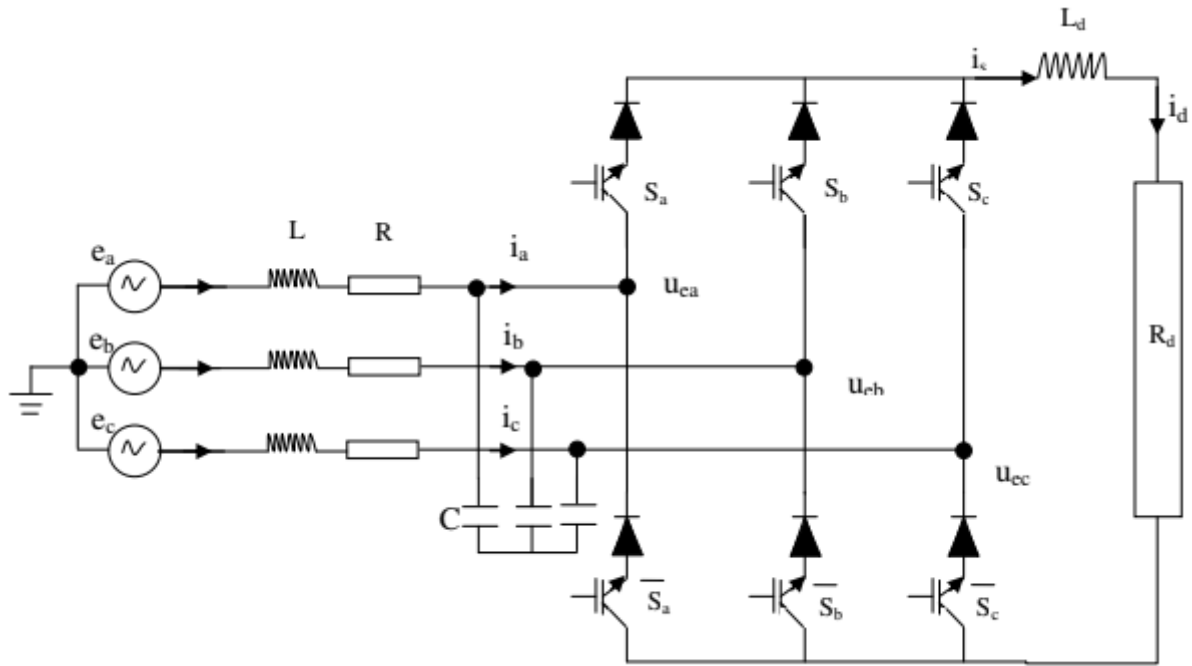


Figure I.2 Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de courant [11].

### I.3.4.2 Redresseur à MLI de Tension

La Figure I.3 montré chaque interrupteur de ce redresseur est constitué d'un IGBT (transistor bipolaire à porte isolée) contrôlé par amorçage et blocage, accompagné d'une diode en antiparallèle. Cet interrupteur est unidirectionnel pour la tension et bidirectionnel pour le courant, ce qui confère à ce convertisseur une réversibilité en courant. En conséquence, ce type de redresseur peut contrôler instantanément la forme d'onde des courants extraits du réseau [12].

Il alimente ainsi une charge en courant continu à partir d'une source de tension alternative, avec un courant absorbé qui est Le redresseur à MLI de tension repose sur la structure d'un onduleur de tension, comme sinusoïdale et éventuellement en phase avec la tension du réseau correspondant. Ce redresseur à MLI permet de réaliser un facteur de puissance très proche de l'unité, tout en permettant de contrôler la direction du flux d'énergie réactive, qu'elle soit absorbée ou fournie, via le système de commande [13].

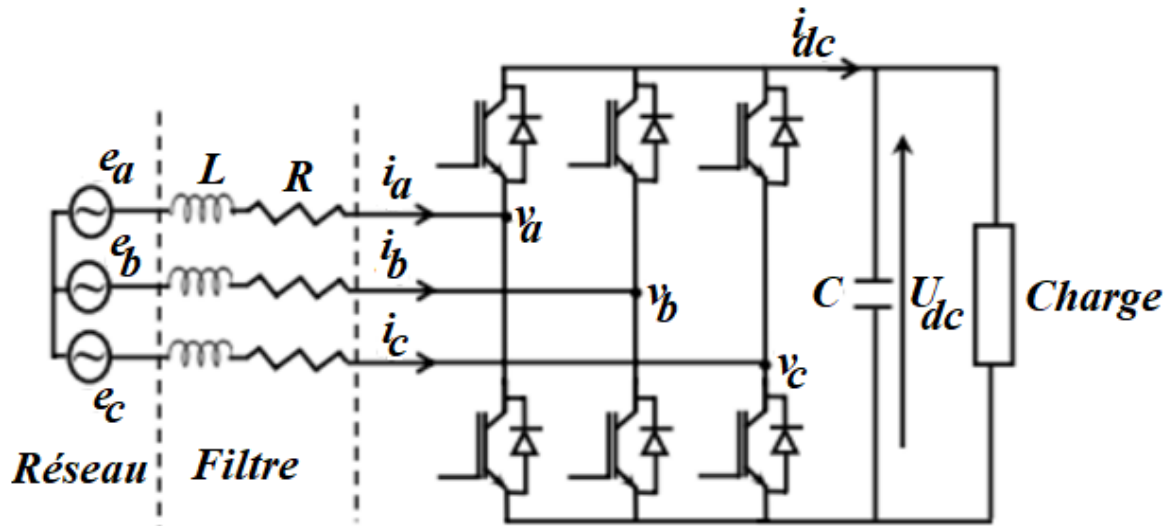


Figure I.3 Topologie d'un redresseur triphasé à MLI de tension [11].

### I.3.5 Comparaisons entre un Redresseur à MLI de Courant et un Redresseur à MLI de Tension :

Redresseur à MLI de Courant [14], [15] :

- Il assure la conversion de l'énergie entre une source de tension et un récepteur de courant continu.
- Les interrupteurs sont unidirectionnels pour le courant, mais bidirectionnels pour la tension.
- Les interrupteurs sont composés d'une diode et d'un thyristor.

Redresseur à MLI de Tension [14], [15] :

- Il fournit une alimentation continue à une charge (active ou passive) à partir d'une source de tension alternative.
- Il permet d'atteindre un facteur de puissance proche de l'unité.
- Les interrupteurs sont bidirectionnels pour le courant et unidirectionnels pour la tension.
- Chaque interrupteur est constitué d'un IGBT et d'une diode en antiparallèle.

Dans la suite notre mémoire nous avons utilisé et étudié les redresseurs à MLI en tension.

### I.4 Principe de fonctionnement du redresseur MLI de tension

Le redresseur de tension fonctionne en maintenant la tension du bus continu à une valeur de référence souhaitée, grâce à un système de commande en boucle fermée. Pour ce faire, la tension du bus continu  $U_{dc}$  est mesurée et comparée à une référence,  $U_{dref}$ . Le signal d'erreur généré par cette comparaison est utilisé pour commuter les six interrupteurs du redresseur, en les ouvrant et les fermant selon les besoins. Ainsi, la puissance peut circuler dans les deux

## Chapitre I : Aperçu général et modélisation des redresseurs à MLI

sens, en fonction des conditions du flux de courant et du tension mesurée du bus continu  $U_{dc}$  aux bornes du condensateur C [16]. .

Lorsque le courant  $i_{ch}$  est positif (mode redresseur), le condensateur C se décharge, et le signal d'erreur demande à l'unité de commande d'extraire plus de puissance de la source alternative. L'unité de commande récupère l'énergie de la source alternative en générant un signal MLI adapté pour piloter les interrupteurs. Ainsi, l'énergie circule du côté alternatif (AC) vers le côté continu (DC), et la tension du condensateur est rétablie.

À l'inverse, lorsque  $i_{ch}$  devient négatif (mode onduleur), le condensateur C est surchargé. Le signal d'erreur demande alors à l'unité de commande de décharger le condensateur, permettant ainsi à l'énergie de retourner vers la source alternative [16].

Le contrôle MLI permet non seulement de réguler la puissance active, mais aussi la puissance réactive, offrant ainsi la possibilité de corriger le facteur de puissance. En outre, ce type de redresseur permet de maintenir des formes d'onde de courant proches de la sinusoïdale, ce qui contribue à réduire la distorsion du réseau [17].

La structure de principe du redresseur à MLI associé à un filtre RL d'entrée est illustré sur la Figure I.4, le côté continu est constitué par un condensateur, est équivalent à une source de tension.

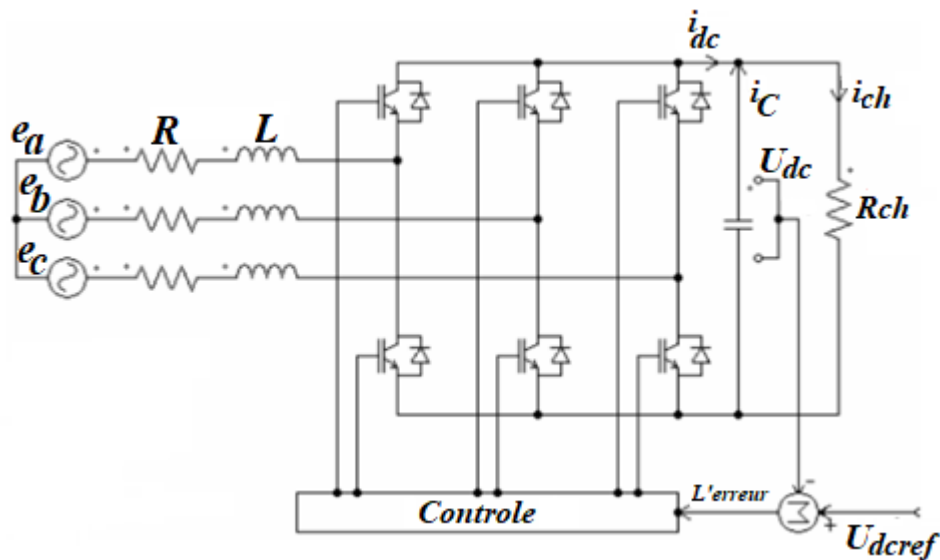


Figure I.4 Schéma fonctionnelle d'un redresseur à MLI triphasé de tension.

### I.5 Stratégies du contrôle des redresseurs triphasés

Les méthodes de contrôle des redresseurs triphasés sont variées et ont fait l'objet de nombreuses recherches dans la littérature. L'objectif principal de ces techniques est de réguler les tensions et les courants de sortie des redresseurs, tout en optimisant la qualité de la

## **Chapitre I :           Aperçu général et modélisation des redresseurs à MLI**

puissance fournie et en réduisant les pertes énergétiques. Voici un aperçu des principales stratégies de commande utilisées pour les redresseurs triphasés [18].

### **I.5.1 Commande par hystérésis**

Dans une plage prédéfinie, en fonction de seuils supérieurs et inférieurs. Lorsqu'une variable, comme le courant ou la tension, atteint l'un de ces seuils, l'interrupteur du redresseur est activé ou désactivé pour la commande par hystérésis est une méthode utilisée pour maintenir la sortie d'un redresseur ramener la variable à l'intérieur de la plage de régulation. Cette approche permet un contrôle simple et rapide des variations de charge.

Le principe de la commande par hystérésis repose sur la définition de deux seuils : un seuil supérieur et un seuil inférieur. Lorsque la variable mesurée atteint l'un de ces seuils, une commutation de l'interrupteur se produit afin de ramener la variable dans la plage souhaitée. Cette méthode assure une réponse rapide aux variations du système, bien qu'elle soit moins précise que d'autres techniques plus avancées.

Parmi les avantages de cette technique, on trouve sa facilité de mise en œuvre, car elle est simple à concevoir et à déployer dans des systèmes de contrôle. Elle est également réactive, c'est-à-dire qu'elle réagit rapidement aux variations de la charge, et elle présente l'avantage d'être moins complexe que d'autres méthodes nécessitant des calculs plus détaillés.

Cependant, cette méthode présente certains inconvénients. Elle peut entraîner des fréquences de commutation fluctuantes, ce qui peut générer des perturbations électromagnétiques.

De plus, la régulation obtenue peut être moins précise par rapport à d'autres techniques, comme la modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Les applications de la commande par hystérésis incluent les redresseurs à courant continu, qui sont utilisés dans des systèmes où la charge varie rapidement. Elle est aussi utilisée pour le contrôle des moteurs à courant continu, afin d'ajuster la vitesse et le couple des moteurs [19].

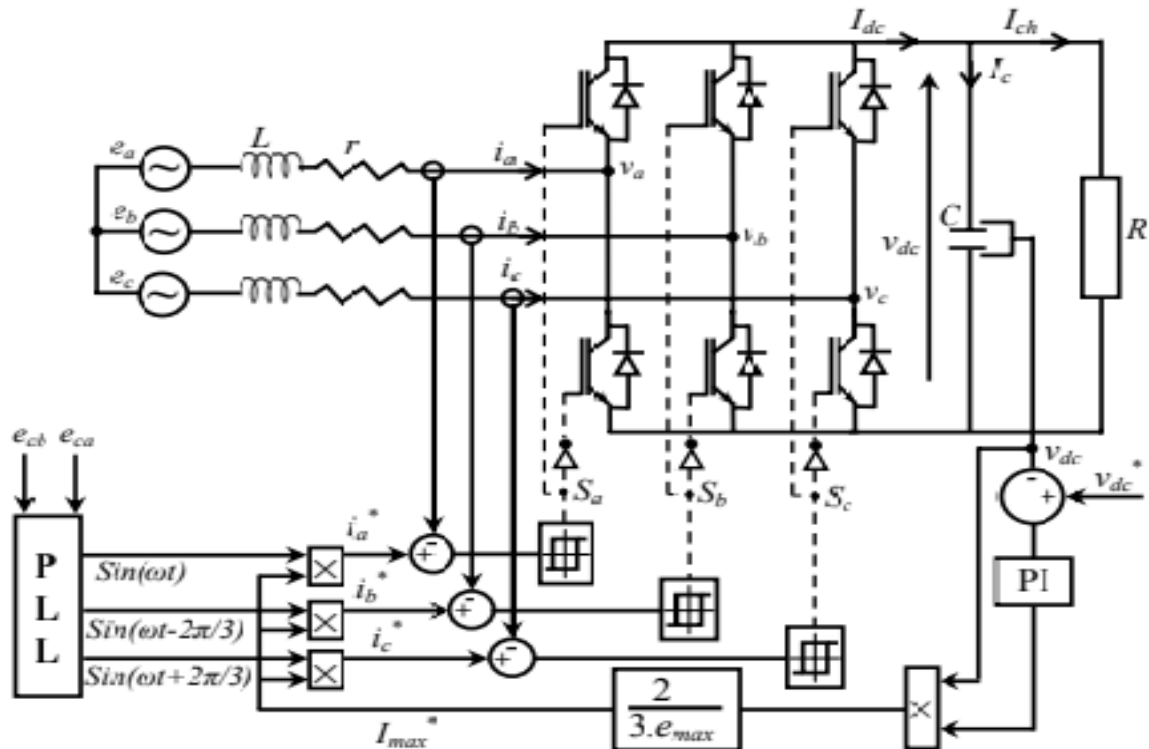


Figure I.5 Structure du contrôle par hystérésis des courants absorbés par redresseur à MLI.

### I.5.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

La modulation de largeur d'impulsion (MLI), également appelée modulation de largeur d'impulsion (PWM), est une technique couramment utilisée pour réguler la tension et le courant dans les systèmes de redresseurs triphasés. Elle consiste à ajuster la durée des impulsions dans une séquence périodique afin de contrôler la puissance fournie à la charge. Le principe de la commande par MLI repose sur la modulation de la largeur des impulsions d'un signal porteur en fonction des valeurs de tension ou de courant désirées. Les impulsions sont générées à une fréquence élevée, et leur durée est ajustée pour obtenir une forme d'onde de sortie correspondant à la tension ou au courant souhaité. Cette approche est souvent utilisée pour produire des formes d'ondes proches de la sinusoïdale dans les applications de redresseurs. Parmi les méthodes de MLI, on distingue la modulation sinusoïdale (SPWM), qui utilise une onde sinusoïdale comme signal de référence, et la modulation vectorielle (SVPWM), qui optimise la génération des impulsions pour améliorer l'efficacité et réduire la distorsion harmonique. Les principaux avantages de la MLI incluent une réduction significative des harmoniques, un contrôle précis de la tension et du courant, ainsi qu'une meilleure efficacité énergétique. Toutefois, elle présente des inconvénients tels qu'une complexité d'implémentation et des pertes par commutation dues aux fréquences élevées. La MLI trouve des applications dans des domaines tels que les redresseurs triphasés pour la

## Chapitre I : Aperçu général et modélisation des redresseurs à MLI

conversion du courant alternatif en courant continu, le contrôle de moteurs à courant alternatif dans les variateurs de vitesse, ainsi que dans les systèmes d'énergie renouvelable pour injecter de l'énergie dans les réseaux électriques [9], [20], [21].

### I.6 Différentes techniques de commande à MLI

#### I.6.1 MLI à Bande d'Hystérésis

La méthode à bande d'hystérésis repose sur la commutation des interrupteurs du redresseur lorsque l'écart entre la valeur mesurée du signal et la consigne dépasse un seuil prédéfini. Ce seuil, appelé bande d'hystérésis, détermine l'amplitude de l'erreur nécessaire pour déclencher une commutation. Le fonctionnement de cette technique repose sur l'utilisation d'un comparateur à hystérésis pour chaque phase [9], [22].

Le principe du comparateur à hystérésis est le suivant : l'interrupteur s'ouvre lorsque l'erreur devient inférieure à  $-H/2$  et se ferme lorsqu'elle dépasse  $+H/2$ , où  $H$  désigne la largeur de la bande d'hystérésis. Tant que l'erreur reste dans l'intervalle de  $-H/2$  à  $+H/2$ , c'est-à-dire à l'intérieur de la bande d'hystérésis, l'interrupteur reste dans son état actuel et ne commute pas. [9], [24].

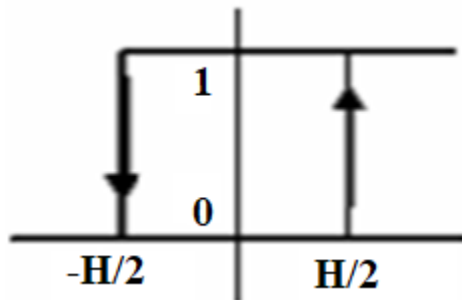


Figure I.6 Principe de fonctionnement de Modulateur MLI à bande d'hystérésis [9].

#### I.6.2 MLI à Échantillonnage Périodique

La méthode d'échantillonnage périodique consiste à commuter les semi-conducteurs du filtre actif lors des transitions d'une horloge à onde carrée, avec une fréquence d'échantillonnage fixe. Cette technique, illustrée dans la Figure I.11, est relativement simple à mettre en œuvre, car elle nécessite principalement un comparateur et une bascule de type D pour chaque phase.

Le principe de fonctionnement repose sur le fait que les commutations des interrupteurs se produisent à chaque transition de l'horloge carrée, ce qui limite le temps entre les commutations à la période de l'horloge. Cependant, la fréquence réelle de commutation peut ne pas être bien définie [9], [22].

## Chapitre I : Aperçu général et modélisation des redresseurs à MLI

Le principal avantage de cette méthode est que le temps minimal entre les commutations est déterminé par la période de l'horloge d'échantillonnage. En revanche, une limitation de cette approche est que la fréquence de commutation effective n'est pas toujours clairement définie [9].

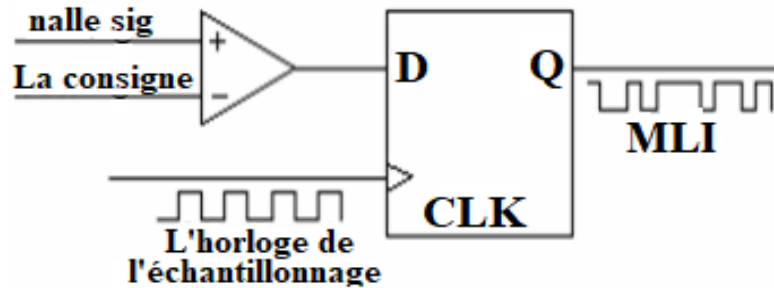


Figure I.7 Modulateur MLI à échantillonnage périodique.

### I.6.3 MLI à Porteuse Triangulaire

(Courant ou tension) et la consigne avec une onde triangulaire, appelée porteuse, dont l'amplitude et la fréquence sont constantes. Avant cette comparaison, l'erreur est traitée par un correcteur. La méthode MLI à porteuse triangulaire repose sur la comparaison de l'erreur entre le signal [9].

Le fonctionnement de cette méthode implique que l'erreur, après correction, soit comparée à l'onde porteuse triangulaire. La commutation des interrupteurs se produit en fonction de cette comparaison [9].

L'un des principaux avantages de cette méthode est sa simplicité et son efficacité, ce qui en fait une solution largement utilisée dans de nombreuses applications. Cependant, une limitation importante est que la fréquence de la porteuse peut générer des harmoniques, ce qui peut nécessiter l'utilisation de filtres pour atténuer ces distorsions [9], [22], [23]. Cette technique est l'objectif de notre étude.

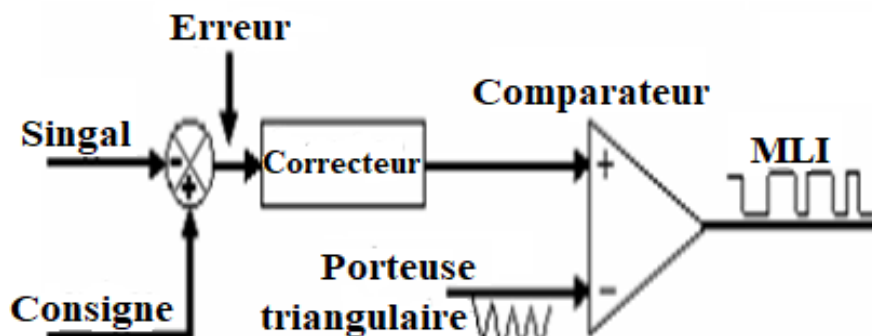


Figure I.8 Modulateur MLI à porteuse triangulaire.

## **Chapitre I :           Aperçu général et modélisation des redresseurs à MLI**

### **I.6.4.MLI Vectorielle**

La modulation vectorielle repose sur le calcul analytique des vecteurs de tension à appliquer et des durées d'application à l'aide d'équations mathématiques. Chaque état possible du convertisseur est représenté par un vecteur de tension, et l'ensemble de ces vecteurs forme le diagramme vectoriel des tensions du convertisseur.

Le fonctionnement de cette méthode se distingue par le fait que les signaux de commande sont générés en prenant simultanément en compte l'état des trois phases du redresseur. Les vecteurs sont calculés et appliqués selon des périodes spécifiques.

L'un des principaux avantages de la modulation vectorielle est qu'elle permet une gestion optimale de la puissance, réduisant considérablement les harmoniques, ce qui améliore la qualité de la tension et l'efficacité énergétique. Toutefois, cette méthode présente une limitation importante : elle nécessite une implémentation plus complexe, avec des calculs mathématiques approfondis et un contrôle plus sophistiqué des trois bras du redresseur.

En résumé, ces différentes techniques de commande permettent de répondre à des besoins variés en matière de contrôle des redresseurs MLI, allant de solutions simples et efficaces à des méthodes plus complexes et précises adaptées aux applications nécessitant un haut rendement et une faible distorsion harmonique[9], [11], [24], [25].

## **I.7 Applications des redresseurs à MLI**

Ils existent plusieurs applications des redresseurs à MLI nous pouvons situer parmi-elles [26] :

### **I.7.1 Commande des moteurs à courant alternatif (CA)**

Les redresseurs à MLI sont utilisés dans les variateurs de vitesse pour moteurs à induction, moteurs synchrones et autres moteurs à courant alternatif. Ils permettent de contrôler précisément la vitesse et le couple du moteur en ajustant la fréquence et l'amplitude de la tension appliquée.

### **I.7.2 Systèmes d'énergie renouvelable**

Dans les systèmes d'énergie solaire et éolienne, les redresseurs à MLI sont employés pour convertir l'énergie CA produite en énergie CC, avec un contrôle précis de l'injection de puissance dans le réseau électrique.

### **I.7.3 Alimentations sans interruption (ASI) :**

Les redresseurs à MLI sont utilisés dans les systèmes ASI pour fournir une conversion stable et propre de la puissance. Ils assurent une alimentation continue sans interruption, essentielle pour les équipements sensibles.

## **Chapitre I :           Aperçu général et modélisation des redresseurs à MLI**

### **I.7.4 Systèmes de traction électrique :**

Les trains et tramways modernes utilisent des redresseurs à MLI pour convertir l'alimentation CA en alimentation CC pour les moteurs de traction, ce qui permet de contrôler précisément la vitesse et la direction des moteurs.

### **I.7.5 Systèmes de transmission et de distribution d'énergie :**

Les redresseurs à MLI sont employés dans les systèmes de transmission d'énergie à haute tension à courant continu (HVDC) pour convertir l'énergie CA en CC, facilitant ainsi une transmission efficace sur de longues distances.

### **I.7.6 Convertisseurs de puissance pour charge de batteries :**

Les redresseurs à MLI sont utilisés dans les chargeurs de batteries pour convertir l'énergie CA en CC, notamment pour les véhicules électriques (VE) et les systèmes de stockage d'énergie.

## **I.8 Classification des Techniques de commande du redresseur à MLI triphasé**

Au fil des années, des stratégies variantes ont été proposées dans la littérature pour la commande du redresseur de tension triphasé à MLI. Toutes ces stratégies visent à atteindre les mêmes objectifs, à savoir : un facteur de puissance élevé (proche de l'unité) et une forme d'onde quasi-sinusoïdale des courants absorbés. Elles se différencient par la nature de la boucle d'asservissement utilisée. Cette dernière peut être en courant ou en puissance. A cet effet, deux classes peuvent être distinguées [24], [25] :

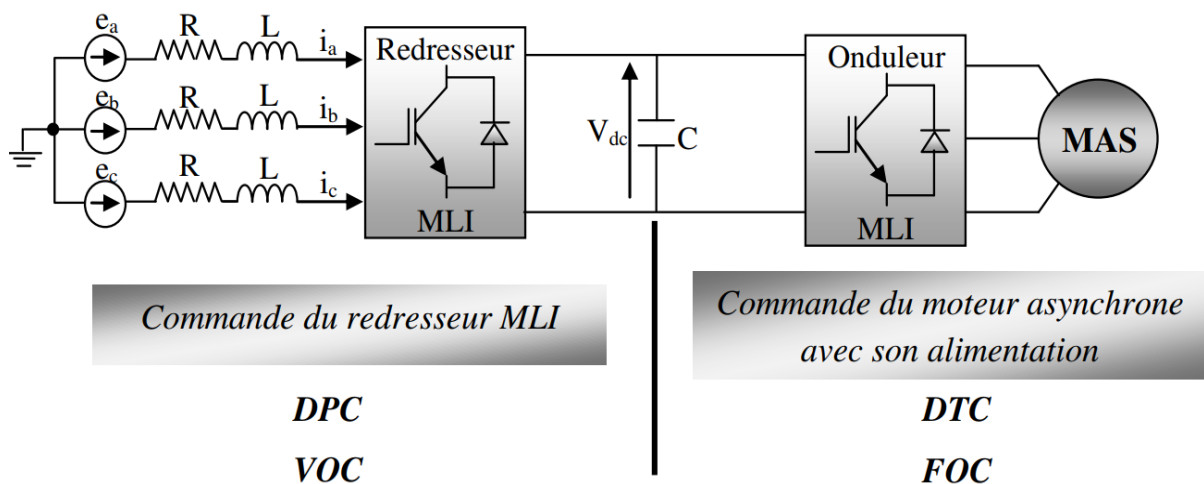
### **I.8.1 VOC (Voltage Oriented Control):**

Utilisant une boucle de courant, développé par analogie avec la commande vectorielle des machines électriques. Elle consiste à orienter le vecteur courant dans la même direction que celle du vecteur tension, en contrôlant le vecteur courant dans les deux axes tournants d et q. Cette technique permet d'obtenir un contrôle découplé des deux composantes du vecteur courant [24], [25].

### **I.8.2 DPC (Direct Power Control):**

Développé par analogie avec le contrôle direct de couple (DTC) des moteurs à induction. Elle consiste à contrôler les puissances instantanées, active et réactive, à la place du couple et du flux par le biais de deux boucles internes [24], [25].

## Chapitre I : Aperçu général et modélisation des redresseurs à MLI



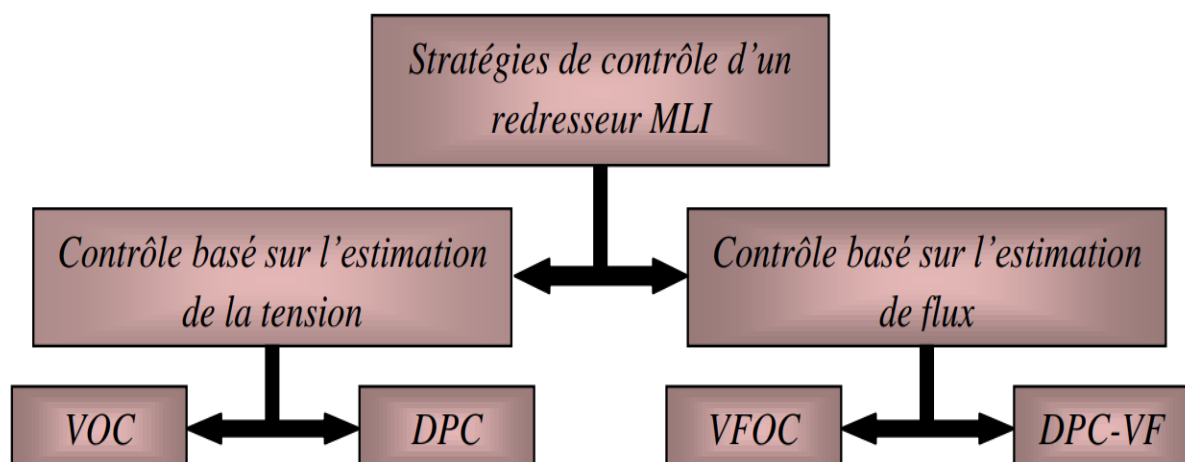
**Figure I.9** Commande du redresseur MLI et du MAS avec son alimentation.

Les nouvelles techniques de contrôle des redresseurs MLI sans capteurs de tension de lignes, peuvent être généralement classifiées en deux classes :

- Techniques basées sur l'estimation de la tension.
- Techniques basées sur l'estimation du flux virtuel.

Les méthodes basées sur la tension de ligne estimée et celles basées sur le flux virtuel estimé correspondent par analogie au contrôle des machines à courant alternatif.

Dans ce travail nous s'intéressons aux deux stratégies de contrôle: VFOC et DPC [25].



**Figure I.10** Classification des méthodes de contrôle d'un redresseur MLI

### I.9 Modélisation sur les redresseurs à MLI

La modélisation d'un redresseur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) consiste à représenter le fonctionnement d'un système de conversion de puissance qui permet de transformer un courant alternatif (CA) en courant continu (CC) tout en garantissant un

## Chapitre I : Aperçu général et modélisation des redresseurs à MLI

contrôle précis de la forme d'onde de sortie grâce à des techniques de modulation de largeur d'impulsion [11], [18], [24] [25].

### I.9.1 Modélisation du redresseur à MLI dans le référentiel abc

#### a. Tensions triphasées d'entrée

Les tensions triphasées  $v_a$  et  $v_b$  et  $v_c$  sont définies par les équations suivantes :

$$v_a(t) = V_m \sin(\omega t) \quad (\text{I.1})$$

$$v_b(t) = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{I.2})$$

$$v_c(t) = V_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{I.3})$$

où :

- $V_m$  représente l'amplitude de la tension,
- $\omega$  la pulsation angulaire en radians par seconde ( $\omega = 2\pi f$ ).

#### b. Courants triphasés

Les courants triphasés  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  dépendent des charges connectées et des états des interrupteurs (diodes ou transistors). Ils respectent la loi de Kirchhoff des courants :

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (\text{I.4})$$

Cette relation est valable pour un système triphasé équilibré.

#### c. Équations dynamique

Les tensions de phase sont reliées aux courants et aux charges connectées via les équations différentielles suivantes :

$$v_a(t) = L \frac{di_a}{dt} + R i_a + v_{load} \quad (\text{I.5})$$

$$v_b(t) = L \frac{di_b}{dt} + R i_b + v_{load} \quad (\text{I.6})$$

$$v_c(t) = L \frac{di_c}{dt} + R i_c + v_{load} \quad (\text{I.7})$$

Où :

- $L$  est l'inductance de phase.
- $R$  est la résistance de phase.
- $v_{load}$  correspond à la tension aux bornes de la charge.

#### d. Fonctionnement des interrupteurs

Les interrupteurs (IGBT ou MOSFET) sont commandés par un signal de modulation de largeur d'impulsion (MLI), ce qui modifie les tensions appliquées à la charge :

- Interrupteur fermé : La tension de la phase correspondante est appliquée à la charge.
- Interrupteur ouvert : Aucune tension n'est appliquée pour cette phase.

e. Limites du référentiel abc

Bien que la modélisation dans le référentiel naturel abc soit intuitive, elle peut devenir complexe pour l'analyse dynamique, notamment dans les cas de systèmes déséquilibrés ou avec des harmoniques

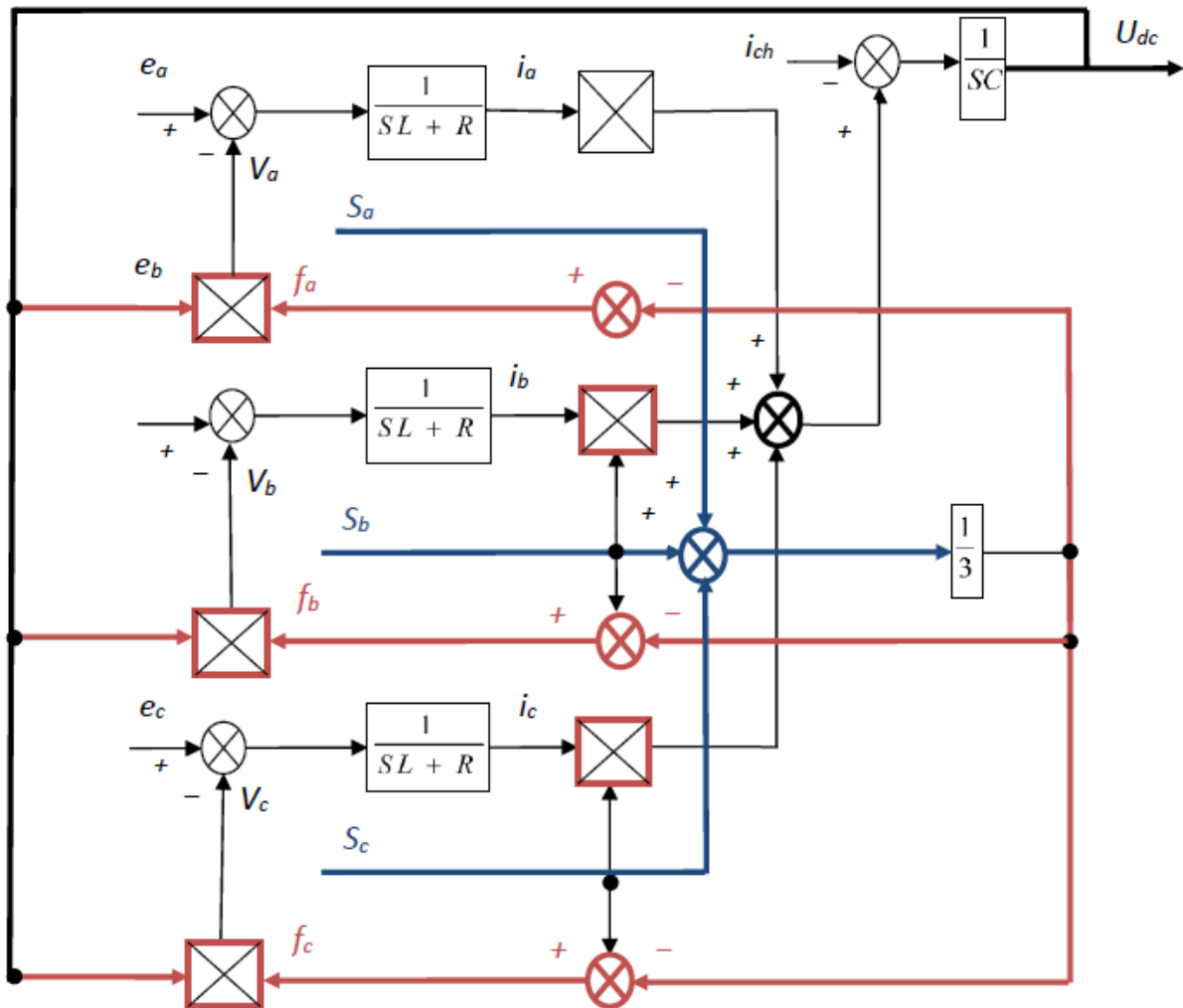


Figure I.11 Schéma fonctionnel du redresseur à MLI dans le référentiel triphasé abc.

I.9.2 Repère  $\alpha\beta$  et transformation de Clarke

Le repère  $\alpha\beta$  est un système de coordonnées biphasé qui permet de simplifier l'analyse des systèmes électriques triphasés. La conversion d'un système triphasé abc en un système biphasé  $\alpha\beta$  est effectuée à l'aide de la transformation de Clarke.

Transformation de Clarke [11], [18], [24] [25] :

- La transformation de Clarke est utilisée pour passer d'un repère triphasé (abc) à un repère biphasé  $\alpha\beta$ .
- Cette transformation est utile pour analyser les systèmes à trois phases de manière simplifiée, en réduisant le nombre variables et en facilitant la modélisation.

## Chapitre I :           Aperçu général et modélisation des redresseurs à MLI

### I.9.3 Modélisation du redresseur à MLI dans le repère $\alpha\beta$

Dans ce contexte, l'utilisation du repère  $\alpha\beta$  permet de simplifier la modélisation du redresseur MLI en réduisant les équations du système de trois phases à deux phases. Cela permet de mieux contrôler le processus de conversion de la puissance. Le modèle du redresseur MLI dans ce repère peut être représenté par des équations qui décrivent la dynamique du circuit et du processus de modulation. L'idée est de réguler l'amplitude et la largeur des impulsions de façon optimale [24] [25].

#### I.9.3.1 Avantages de la modélisation dans le repère $\alpha\beta$

- Simplification des équations : Le passage à un repère biphasé réduit la complexité mathématique du système. Les équations deviennent plus simples à résoudre et à analyser.
- Contrôle plus facile : Les systèmes de contrôle, tels que les régulateurs PID ou les méthodes de commande vectorielle, peuvent être conçus plus facilement dans un repère biphasé.
- Optimisation des performances : La représentation dans le repère  $\alpha\beta$  permet d'optimiser l'utilisation des composants électroniques en réduisant les pertes et en améliorant la qualité de la conversion de puissance.

#### I.9.3.2 Application dans les convertisseurs de puissance

Les redresseurs MLI modélisés dans le repère  $\alpha\beta$  sont largement utilisés dans les convertisseurs de puissance, en particulier dans les applications suivantes :

- Alimentations électriques pour moteurs : Les moteurs électriques, qu'ils soient à courant continu ou alternatif, peuvent être alimentés efficacement à l'aide de redresseurs MLI pour réguler leur vitesse et leur couple.
- Onduleurs pour systèmes photovoltaïques : Les systèmes photovoltaïques utilisent des convertisseurs MLI pour transformer l'énergie DC produite par les panneaux en AC utilisable dans les réseaux électriques.
- Systèmes de traction : Dans les véhicules électriques et les trains, la conversion de puissance est essentielle pour fournir une alimentation continue stable à partir d'un réseau triphasé [24] [25].

#### I.9.3.3 Analyse de performance dans le repère $\alpha\beta$

L'analyse des performances du redresseur MLI dans le repère  $\alpha\beta$  peut être réalisée en étudiant les composantes de courant et de tension dans ce repère simplifié. Cela permet de :

- Évaluer l'efficacité énergétique : Comparer les pertes dans le système triphasé et biphasé.

## Chapitre I : Aperçu général et modélisation des redresseurs à MLI

- Analyser l'harmonique : La modulation de largeur d'impulsion introduit des harmoniques dans le système. Dans le repère  $\alpha\beta$ , il est plus facile de mesurer et de minimiser ces harmoniques pour améliorer la qualité de l'énergie fournie [24] [25].

Les équations de tensions dans le repère fixe  $\alpha - \beta$  sont obtenues par :

L'application des équations ... avec :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\gamma & \sin\gamma \\ -\sin\gamma & \cos\gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

Ce qui donne :

$$Ri_{L\alpha} + L \frac{di_{L\alpha}}{dt} = U_{S\alpha} - U_{dc}S_\alpha \quad (\text{I.10})$$

$$Ri_{L\beta} + L \frac{di_{L\beta}}{dt} = U_{S\beta} - U_{dc}$$

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = \sum_{n=\alpha}^{\beta} S_n i_{Ln} - i_{ch} = \frac{3}{2} (S_\alpha i_{L\alpha} + S_\beta i_{L\beta}) - i_{ch} S_\beta \quad (\text{I.11})$$

Où:

$$\begin{cases} S_\alpha = \frac{1}{\sqrt{6}} (2S_a - S_b - S_c) \\ S_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

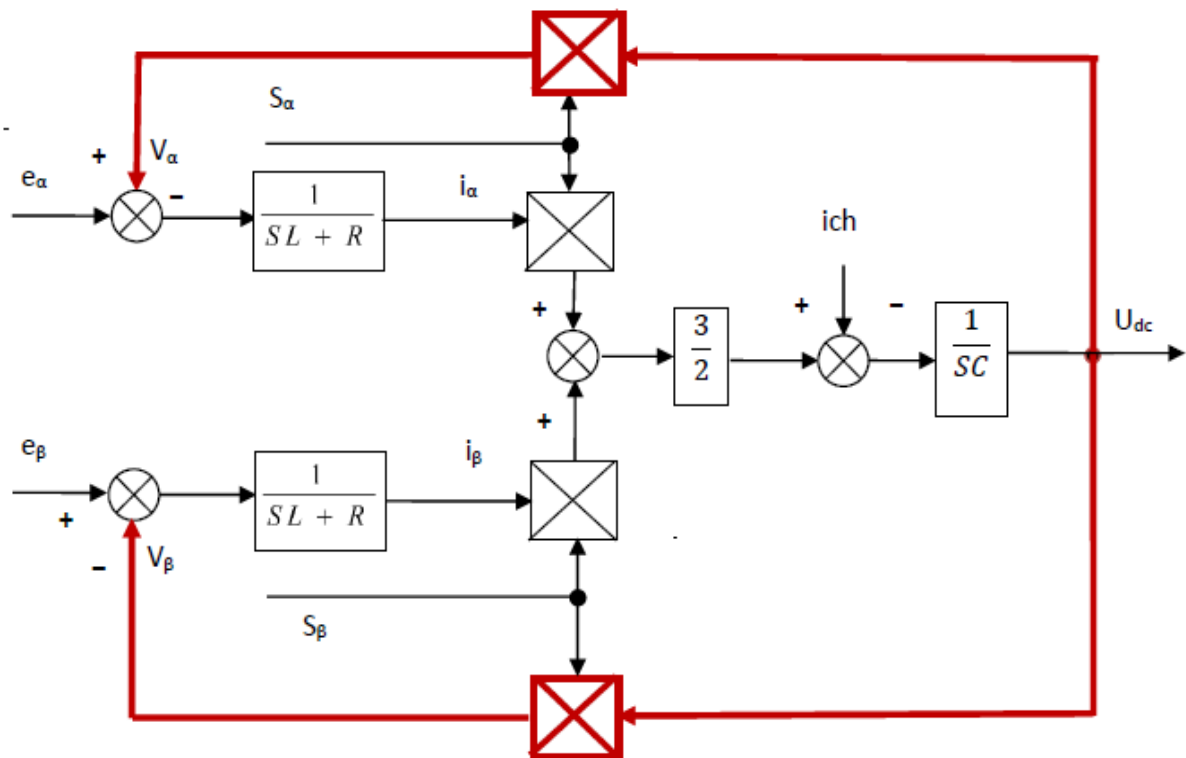


Figure I.12 Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans le système fixe  $\alpha\beta$ .

## Chapitre I : Aperçu général et modélisation des redresseurs à MLI

### I.9.4 Modélisation du Redresseur MLI dans le référentiel d-q :

La modélisation d'un redresseur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) dans le référentiel tournant d-q consiste à transformer les grandeurs électriques triphasées en une forme plus appropriée pour l'analyse et le contrôle. Ce référentiel est particulièrement adapté pour simplifier l'analyse dynamique des systèmes électriques et permet une gestion plus efficace des performances grâce au contrôle vectoriel [11], [18], [24], [25].

#### I.9.4.1 Transformation des grandeurs triphasées vers le référentiel d-q

Les grandeurs triphasées, telles que les tensions et les courants, dans le référentiel abc sont converties en un référentiel tournant d-q par la transformation de Park. Cette transformation combine les informations des trois phases en deux composantes, d et q, représentant respectivement les composantes actives (en phase avec le champ magnétique) et réactive (en quadrature avec le champ magnétique).

Les équations de la transformation de Park sont exprimées par :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

Où :

- $v_a, v_b, v_c$ : Tensions triphasées dans le référentiel abc,
- $v_d, v_q$  : Composantes de tension dans le référentiel d-q,
- $\theta$ : L'angle du référentiel tournant par rapport au référentiel statique abc

Cette transformation simplifie les équations de contrôle en séparant les grandeurs physiques d'intérêt (telles que le flux et la tension) dans un espace orthogonal.

#### I.9.4.2 Équations du redresseur MLI dans le référentiel d-q

Les équations du redresseur à MLI dans le référentiel d-q sont basées sur les principes fondamentaux de l'électromagnétisme et de l'électronique de puissance. Elles permettent de décrire les relations entre les tensions, les courants et les éléments du système, tels que les résistances et inductances, tout en tenant compte de l'effet du bus continu [24], [25].

#### I.9.4.3 Composantes de tension dans d-q

Les équations représentant la tension dans les axes d et q sont les suivantes :

$$v_d = R i_d + L \frac{di_d}{dt} + U_{dc} \quad (\text{I.14})$$

$$v_q = R i_q + L \frac{di_q}{dt} \quad (\text{I.15})$$

- $v_d, v_q$ : Composantes de tension dans le référentiel tournant d-q,
- $i_d, i_q$ : Courants dans les axes d et q.
- $R$ : Résistance de phase.
- $L$ : Inductance de phase.
- $U_{dc}$  : Tension du bus continu.

# Chapitre I : Aperçu général et modélisation des redresseurs à MLI

## I.9.4.4 Courant et tension de bus continu :

La dynamique de la tension du bus continu est donnée par la relation suivante :

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (i_d - i_q) \quad (I.16)$$

- $U_{dc}$ : Tension du bus continu,
- $C$ : Capacité du condensateur du bus continu.

## I.9.4.5 Fonctionnement du Système MLI dans le référentiel d-q

L'adoption du référentiel d-q pour la modélisation du redresseur MLI permet de simplifier la représentation de la dynamique des courants et des tensions. Cette approche est particulièrement efficace pour la mise en œuvre du contrôle vectoriel, qui sépare les flux actifs et réactifs et permet de réguler les performances du système de manière plus précise.

- Le contrôleur d-q ajuste les signaux  $i_d$  et  $i_q$  pour moduler la largeur des impulsions et réguler les courants et tensions en fonction des besoins du système.
- Cette modulation permet d'optimiser les performances du redresseur, en réduisant les pertes énergétiques et en améliorant l'efficacité globale du système.

## I.9.4.6 Schéma Fonctionnel dans le référentiel d-q

Le schéma fonctionnel d'un redresseur MLI dans le référentiel d-q illustre la relation entre les tensions et les courants dans les axes d et q, et comment ces signaux sont utilisés pour contrôler les interrupteurs et gérer les courants du bus continu

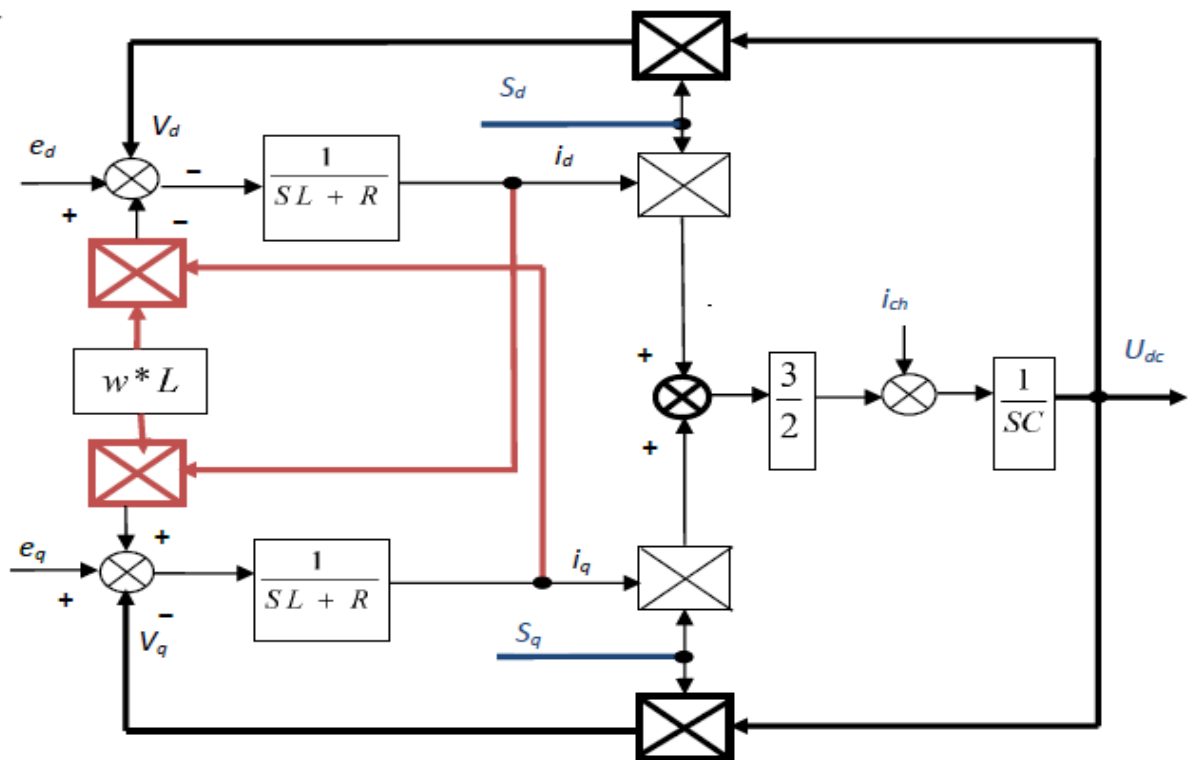


Figure I.13 Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans le référentiel d-q.

## Chapitre I :           Aperçu général et modélisation des redresseurs à MLI

### I.9.4.7 Avantages du Référentiel d–q

Le référentiel d–q offre plusieurs avantages importants dans la modélisation et le contrôle des redresseurs MLI :

- Simplification du Contrôle : En séparant les composantes actives et réactives, ce référentiel facilite l'implémentation du contrôle vectoriel et rend le contrôle plus intuitif.
- Amélioration de l'Efficacité : e contrôle vectoriel optimise la régulation des courants, réduisant ainsi les pertes énergétiques et améliorant l'efficacité du système.
- Réduction des Harmoniques : En réduisant les distorsions dans les signaux de commande, la modulation vectorielle dans le référentiel d–q permet de diminuer les harmoniques dans les courants et tensions.

### I.10 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter un aperçu général sur les redresseurs à MLI et les différents types de modélisations. D'abord, nous avons défini un redresseur à MLI, principaux composants et sa structure générale, les différents types des redresseurs à MLI puis nous avons abordé les stratégies de contrôles et les applications des redresseurs à MLI. Dans deuxième temps nous avons modélisé le redresseur à MLI dans les repères abc,  $\alpha\beta$  et dq nous avons présenté le modèle mathématique du redresseur à MLI dans les repères (abc) et ( $\alpha\beta$ ) et dq de Park afin d'adapter le redresseur au différents contrôle utilisé.

Dans le chapitre suivant nous allons présenter et étudier la première technique de contrôle : La commande à flux virtuel orienté (VFOC) et effectuer des simulations sous environnement MATLAB/Simulink/SimPowerSystem pour valider cette technique.

# *Chapitre II*

*Application de la VFOC pour  
contrôler le redresseur à MLI*

## **Chapitre II : Application de la VFOC pour contrôler le redresseur à MLI**

### **II.1 Introduction**

Dans le chapitre précédent nous avons présenté en détaille un aperçu général sur les redresseurs à MLI aussi nous avons modélisé ces derniers dans les repères sinusoïdale triphasé abc, fixe  $\alpha\beta$  et mobile dq, dans ce chapitre nous sommes concentrées à la structure et à la commande des redresseurs à MLI.

Plusieurs stratégies de contrôle du redresseur à MLI ont été proposées dans la littérature.

Dans ce chapitre nous allons présenter le principe de la commande vectorielle à flux orienté (VFOC).

La stratégie VFOC repose sur l'estimation du flux virtuel à partir des tensions et courants mesurés, ce qui permet de se passer des capteurs de tension tout en garantissant une commande précise et stable, même en présence des perturbations du réseau. Cette approche permet également de découpler efficacement la puissance active et la puissance réactive.

Ce chapitre est dédié à l'analyse approfondie de la commande VFOC, où nous aborderons les principes fondamentaux, le modèle mathématique associé, la structure complète de la commande, les régulateurs PI nécessaires à son implémentation, ainsi qu'une validation par simulation sous Matlab/Simulink pour évaluer les performances de la technique.

### **II.2 Objectifs de la commande vectorielle**

La commande vectorielle, et plus particulièrement la commande à orientation de flux virtuel (VFOC), a pour principal objectif de permettre un contrôle indépendant et précis de la puissance active et réactive échangée entre la machine asynchrone (ou redresseur MLI) et le réseau.

Elle vise à améliorer les performances dynamiques des systèmes d'entraînement électrique, notamment en assurant une réponse rapide aux variations de charge et de vitesse [1], [2]. Grâce à cette stratégie, il devient possible de stabiliser la tension de bus continu et de garantir un fonctionnement optimal, même en présence de perturbations (comme les variations rapides du vent dans le cas d'une génératrice éolienne) [3], [4].

Nous résumons, la commande vectorielle permet :

- Le contrôle séparé du couple et du flux
- Le contrôle séparé des puissances active et réactive
- La réduction des fluctuations de la tension de sortie,
- L'amélioration de la qualité de l'énergie injectée au réseau [5].

## Chapitre II : Application de la VFOC pour contrôler le redresseur à MLI

### II.3 Problème de couplage dans la MAS et redresseur MLI

Le modèle de la machine asynchrone (MAS), tout comme celui du redresseur MLI, présente des connexions complexes entre les différentes grandeurs électriques (courants, flux et tensions).

Ces phénomènes de couplage compliquent la régulation car une variation d'une grandeur (comme le courant) influence directement d'autres variables (comme le flux), ce qui rend difficile l'obtention d'un contrôle indépendant [6].

Pour pallier ce problème, la commande vectorielle par orientation du flux virtuel (VFOC) est introduite.

Elle permet de découpler les composantes de courant et de flux en agissant dans un repère tournant synchronisé avec le flux virtuel [7].

Ainsi, la VFOC facilite la régulation des courants en les considérant comme des grandeurs continues en régime permanent, simplifiant les algorithmes de commande et améliorant la stabilité du système [8], [9].

Cette approche est d'autant plus intéressante lorsqu'on souhaite piloter un redresseur MLI connecté à une machine asynchrone, où les interactions entre tension et courant peuvent perturber la qualité de la conversion énergétique [10].

### II.4 Principe général de la commande VFOC

La commande vectorielle à flux orienté virtuel (VFOC) repose sur une stratégie novatrice qui consiste à estimer le flux virtuel en se basant sur les mesures des courants et sur les états de commutation du redresseur, sans recourir à des capteurs de tension alternatifs [1]-[3].

Cette méthode est fondée sur la transformation de Park et Clarke, qui permet de passer du repère fixe  $\alpha\beta$  au repère tournant (mobile)  $dq$ , facilitant ainsi la séparation des composantes actives et réactives [4].

Dans ce repère tournant (mobile), le flux et le couple électromagnétique peuvent être commandés indépendamment, ce qui offre une grande flexibilité pour le contrôle [5].

Un autre avantage important de la VFOC réside dans son comportement robuste face aux distorsions de la tension de ligne : même en cas de déséquilibre ou de déformation du réseau, l'intégrateur utilisé pour l'estimation du flux agit comme un filtre passe-bas, ce qui réduit les perturbations et améliore la qualité du signal [6], [7].

Nous résumons, la VFOC permet de :

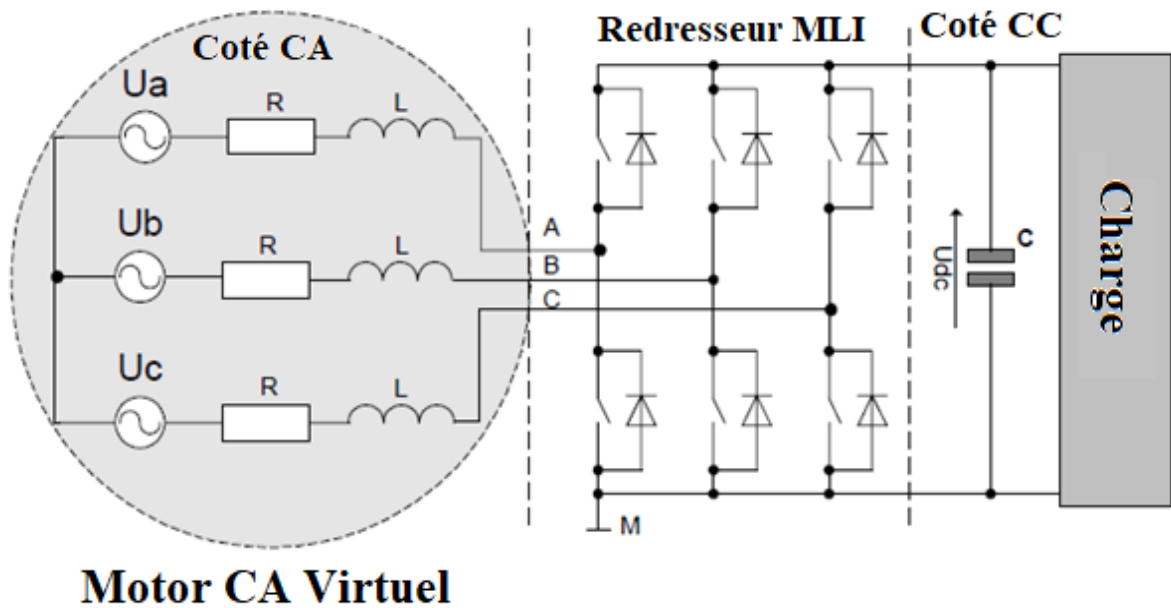
- Simplifier le modèle du système en se basant sur le flux virtuel,
- Améliorer la performance du contrôle du redresseur MLI,

## Chapitre II : Application de la VFOC pour contrôler le redresseur à MLI

- Réduire le bruit lié aux mesures électriques grâce à l'absence de capteurs de tension,
- Assurer un découplage efficace des grandeurs électriques pour une régulation optimale [8]-[10].

### II.5 L'estimateur du flux Virtuel

La tension imposée par le réseau d'alimentation en combinaison avec les filtres RL (coté alternatif) est supposée être des quantités liées à un moteur à courant alternatif (CA) virtuel comme illustré dans la Figure II.1 [11].



**Figure II.1** Système redresseur MLI triphasé raccordé au réseau électrique (Côté alternatif) présenté comme un moteur à courant alternatif virtuel.

Avec :

$R$  et  $L$  représentent la résistance statorique et l'inductance de fuite statorique du moteur virtuel et les tensions entre phases :  $U_{ab}$ ,  $U_{bc}$  et  $U_{ca}$  seraient induites par un flux d'entrefer virtuel. Autrement dit, l'intégration des tensions conduit à un vecteur de flux de ligne virtuel  $\Psi_L$ , en coordonnées  $\alpha$ - $\beta$  stationnaires (Figure. II.2).

## Chapitre II : Application de la VFOC pour contrôler le redresseur à MLI

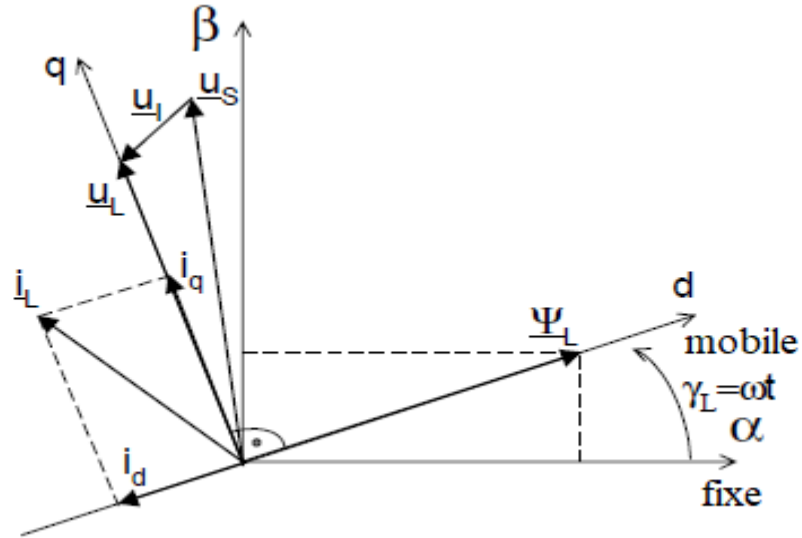


Figure II.2 Référentiels coordonnées et vecteurs.

Avec :

$\Psi_L$  – Vecteur de flux de ligne virtuelle,

$u_s$  – Vecteur de tension du convertisseur,

$u_l$  – Vecteur de tension de ligne,

$u_{l'}$  – Vecteur de tension d'inductance,

$i_L$  – Vecteur de courant de ligne.

## II .6 Commande vectorielle par orientation du flux virtuel (VFOC)

### II.6.1 L'orientation du flux virtuel

L'orientation du flux virtuel a été introduite pour améliorer les performances des commandes vectorielles classiques, notamment la commande à tension orientée. Cette technique permet de surmonter certaines limitations, notamment en présence de tensions de ligne non idéales ou déformées, ce qui est souvent le cas dans les systèmes réels [12]-[21].

Basée sur une transformation des grandeurs électriques du repère stationnaire  $\alpha\beta$  vers le repère synchrone tournant  $dq$ , la commande vectorielle à orientation du flux virtuel (VFOC) reprend les mêmes principes fondamentaux que la commande vectorielle appliquée aux machines asynchrones. Cette approche permet de simplifier le modèle dynamique et de séparer le contrôle des différentes composantes (flux et courant), facilitant ainsi la régulation [12], [14], [16].

L'un des principaux avantages de la VFOC réside dans sa capacité à assurer un contrôle précis et stable du redresseur, même lorsque la tension de ligne présente des défauts. De plus, elle

## Chapitre II : Application de la VFOC pour contrôler le redresseur à MLI

permet de se passer de capteurs de tension alternatifs, ce qui réduit les perturbations dues aux mesures et simplifie la mise en œuvre. Cette amélioration est rendue possible grâce au comportement de filtre passe-bas naturel de l'intégrateur utilisé dans l'estimation du flux virtuel [14], [17], [20].

Ainsi, l'orientation du flux virtuel s'impose comme une solution efficace pour améliorer la performance de la commande vectorielle des redresseurs MLI, notamment dans les environnements où les conditions de tension sont perturbées [13], [15], [18], [19], [21].

### II.6.2 Hypothèses et simplifications utilisées

Dans le cadre de la commande par orientation du flux virtuel (VFOC), certaines hypothèses et simplifications sont adoptées afin de faciliter la modélisation et le contrôle du redresseur MLI. La tension de ligne ainsi que l'inductance latérale du réseau sont assimilées aux grandeurs d'un moteur à courant alternatif virtuel. Dans ce modèle, R et L représentent respectivement la résistance statorique et l'inductance de fuite statorique de ce moteur virtuel. Les tensions de ligne appliquées au redresseur sont supposées induites par un flux virtuel. Ce flux est introduit pour permettre une orientation de flux similaire à celle utilisée dans le contrôle vectoriel des machines asynchrones [22], [23]. En s'appuyant sur l'analogie avec une génératrice asynchrone à cage connectée aux bornes du redresseur MLI, les composantes du vecteur flux dans le repère stationnaire ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) sont définies par :

$$\psi_{\alpha} = \int \left( V_{\alpha} + L \frac{di_{\alpha}}{dt} \right) dt \quad (\text{II.1})$$

$$\psi_{\beta} = \int \left( V_{\beta} + L \frac{di_{\beta}}{dt} \right) dt \quad (\text{II.2})$$

Afin d'estimer les flux, les tensions d'entrée du redresseur sont déterminées à partir de la mesure de la tension du bus continu  $U_{dc}$  et des états de commutation  $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$  du redresseur. Ces tensions sont estimées comme suit :

$$V_{\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \left( s_a - \frac{1}{2}(s_b + s_c) \right) \quad (\text{II.3})$$

$$V_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{dc} (s_b - s_c) \quad (\text{II.4})$$

Ainsi, les flux projetés sur les axes ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) peuvent s'écrire sous la forme :

$$\psi_{\alpha} = Li_{\alpha} + \frac{2}{3} \int U_{dc} (s_a - \frac{1}{2}(s_b + s_c)) dt \quad (\text{II.5})$$

$$\psi_{\beta} = Li_{\beta} + \frac{\sqrt{3}}{2} \int U_{dc} (s_b - s_c) dt \quad (\text{II.6})$$

Ces expressions servent de base à l'estimation du flux virtuel nécessaire à la commande.

## Chapitre II : Application de la VFOC pour contrôler le redresseur à MLI

### II.7 Modèle mathématique sous l'orientation de flux virtuel

Dans cette section, nous présentons le modèle mathématique sous l'orientation de flux virtuel, comprenant les équations fondamentales reliant tensions, courants et flux, ainsi que la modélisation des circuits équivalents sous flux virtuel et les équations dans le repère (dq).

#### II.7.1 Commande découplée de tension

L'application de la commande découplée pour le redresseur MLI permet de découpler les courants  $i_d$  et  $i_q$  et de permettre une régulation adéquate sur chacun des deux séparément [12]-[21].

Les équations de la tension s'écrivent :

$$e_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} + v_d + \omega Li_q \quad (\text{II.7})$$

$$e_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + v_q - \omega Li_d \quad (\text{II.8})$$

Le découplage entre l'axe d et q est fait via les variables  $u_d$  et  $u_q$  :

$$u_d = e_d - v_d - \omega Li_q = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} \quad (\text{II.9})$$

$$u_q = e_q - v_q + \omega Li_d = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} \quad (\text{II.10})$$

Après simplification, on obtient le système d'état découplé suivant :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & 0 \\ 0 & -R/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

#### II.7.2 Blocs des régulations des courants $i_q$ et $i_d$

Par action sur les composants  $u_d$  et  $u_q$  en sortie des correcteurs, on peut commander séparément les courants  $i_d$  et  $i_q$ . La boucle de réglage des courants sont illustrées par la Figure II.3 et II.4 suivantes :

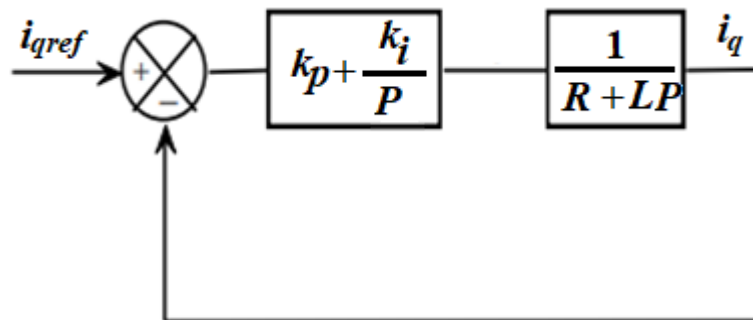


Figure II.3 Bloc de régulation de courant quadrature  $i_q$ .

## Chapitre II : Application de la VFOC pour contrôler le redresseur à MLI

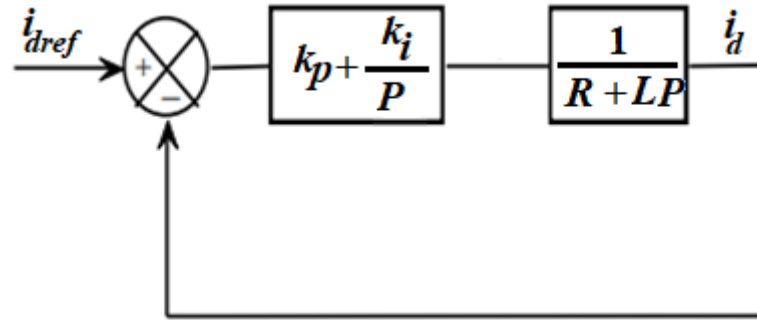


Figure II.4 Bloc de régulation du courant direct  $i_d$ .

Les correcteurs utilisés sont de type PI avec paramètres  $K_p$  et  $K_i$  calculés selon les temps de réponse et le coefficient d'amortissement.

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G_{BF}(p) = \frac{\frac{K_i}{K_p} p + 1}{\frac{L}{K_i} p^2 + \frac{R + K_p}{K_i} p + 1} \quad (\text{II.12})$$

Après simplification nous trouvons:

$$K_i = 2\zeta\omega L - R \text{ et } k_i = L\omega^2, \text{ avec } \zeta = \frac{\sqrt{2}}{2} \text{ et } \omega \text{ selon le temps de réponse choisi.}$$

### II.7.3 Commande découplée de la tension de référence $V_{qref}$ et $V_{dref}$

Le bloc de la commande découplée de la tension de référence ( $V_{qref}$  et  $V_{dref}$ ), intégrant le régulateur de la tension  $U_{dc}$  et le contrôle des courant  $i_q$  et  $i_d$  est illustré par la Figure II.5 [24]:

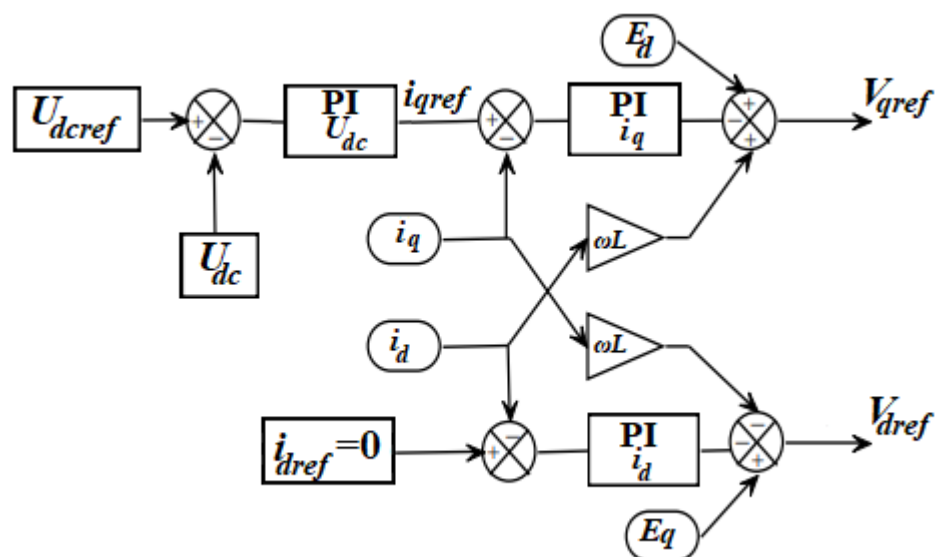


Figure II.5 Bloc de la commande découplée de la tension.

## Chapitre II : Application de la VFOC pour contrôler le redresseur à MLI

### II.7.4 Régulateur de la tension du bus continu Udc

Le régulateur de la tension du bus continu fournit le courant  $i_a$  de référence. Le correcteur est un régulateur PI, illustré par la Figure II.6 suivante [24] :

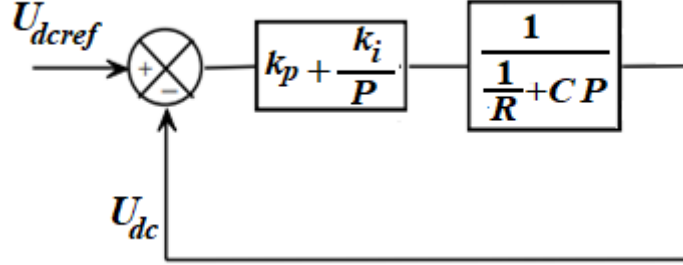


Figure II.6 Bloc de régulation de tension Udc.

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G_{BF}(p) = \frac{\frac{k_i}{k_p} p + 1}{\frac{C}{k_i} p^2 + \frac{1}{R} + \frac{k_p}{k_i} p + 1} \quad (\text{II.13})$$

Avec :  $K_i = 2\zeta\omega C - \frac{1}{R}$ ,  $k_i = C\omega^2$ ,  $\zeta = \frac{\sqrt{2}}{2}$ , et  $\omega$  selon le temps de réponse optimal.

## II.8 Structure et schéma bloc de la commande VFOC

### II.8.1 Schéma bloc général de la commande VFOC

La Figure II.6 illustre l'architecture complète du système de commande à flux virtuel orienté (VFOC), qui intègre plusieurs composants essentiels fonctionnant en synergie. Le premier élément clé est l'estimation du flux virtuel, réalisée par le calcul des composantes  $\Psi_\alpha$  et  $\Psi_\beta$  via l'intégration des tensions réseau mesurées, avec prise en compte de la chute de tension inductive. Cette étape inclut également la détermination précise de l'angle  $\gamma_{\Psi L}$  à l'aide des équations (II.14) et (II.15), qui permettent de positionner correctement le référentiel de contrôle [12], [14], [16].

$$\sin \gamma_\Psi = \Psi_\beta / \sqrt{(\Psi_\alpha)^2 + (\Psi_\beta)^2} \quad (\text{II.14})$$

$$\cos \gamma_\Psi = \Psi_\alpha / \sqrt{(\Psi_\alpha)^2 + (\Psi_\beta)^2} \quad (\text{II.15})$$

Le système procède ensuite à des transformations de coordonnées cruciales, convertissant les courants mesurés  $i_\alpha$  et  $i_\beta$  du repère fixe  $\alpha\beta$  vers le repère tournant  $dq$ . Cette transformation permet de simplifier considérablement les algorithmes de régulation en découplant les composantes d'axe direct et en quadrature [12], [14], [16].

## Chapitre II : Application de la VFOC pour contrôler le redresseur à MLI

Le cœur du système réside dans ses boucles de régulation sophistiquées. La composante  $i_d$  est rigoureusement maintenue à une valeur de référence nulle ( $i_{dref} = 0$ ) pour garantir un facteur de puissance unitaire, optimisant ainsi l'efficacité énergétique du système. Parallèlement, la composante  $i_q$  est régulée par un contrôleur agissant sur la tension du bus continu  $U_{dc}$ , assurant un contrôle dynamique et précis de la puissance active échangée avec le réseau. Cette architecture globale représente une solution optimale combinant robustesse, précision et efficacité pour la commande des convertisseurs statiques de puissance [12], [14], [16].

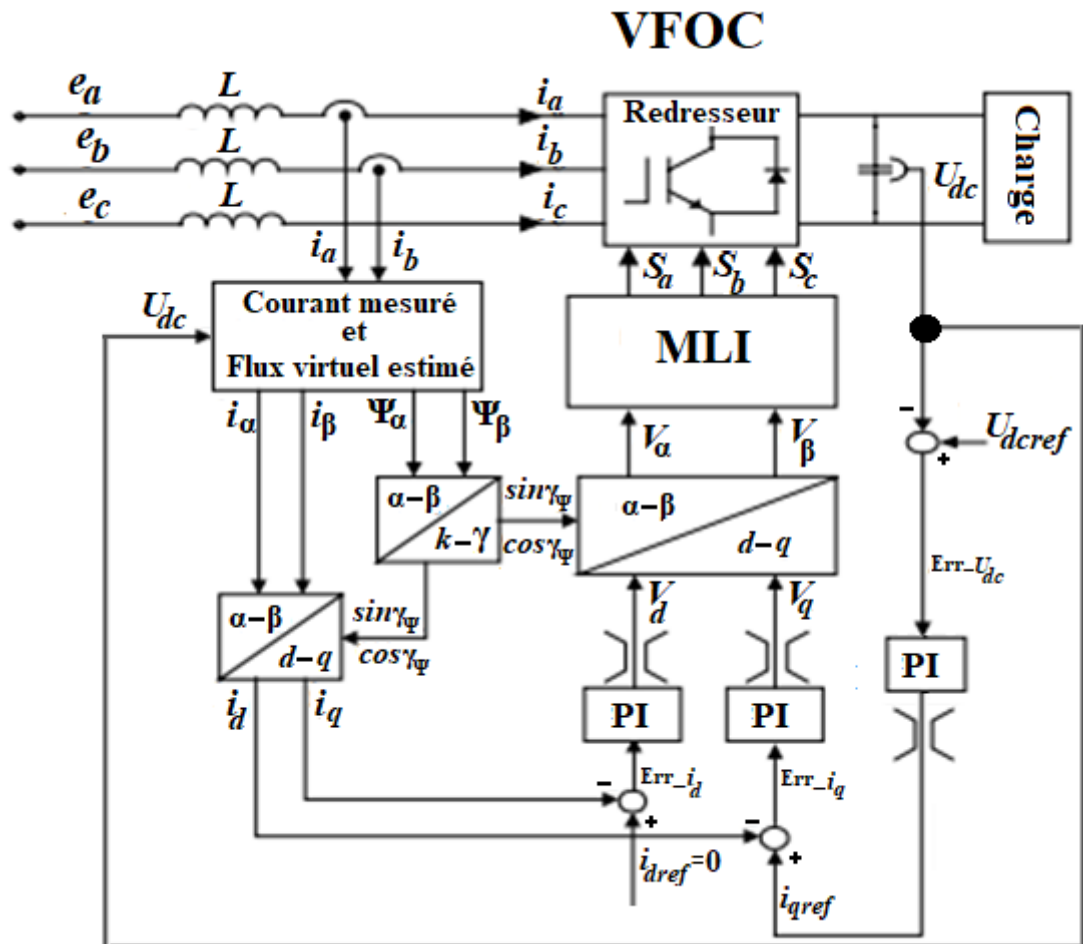


Figure II.7 Schéma bloc du contrôle à flux orienté virtuel (VFOC) du redresseur à MLI.

### II.8.2 Description détaillée du schéma bloc du VFOC

#### a. Estimation du flux virtuel

Le principe de l'estimation du flux virtuel repose sur l'intégration des tensions réseau, après soustraction de la chute de tension inductive. Mathématiquement, cela s'exprime par :

$$\psi_{\alpha} = \int \left( V_{\alpha} - L \frac{di_{\alpha}}{dt} \right) dt \quad (\text{II.16})$$

$$\psi_{\beta} = \int \left( V_{\beta} - L \frac{di_{\beta}}{dt} \right) dt \quad (\text{II.17})$$

## Chapitre II : Application de la VFOC pour contrôler le redresseur à MLI

Cette méthode présente deux avantages principaux. Premièrement, elle offre une grande robustesse grâce à l'effet filtre passe-bas naturel de l'intégrateur, qui atténue les harmoniques d'un facteur  $1/k$ . Deuxièmement, elle simplifie considérablement le système en éliminant le besoin de boucles à verrouillage de phase (PLL) complexes [26].

### b. Régulation des courants $i_d$ et $i_q$

Les équations de tension dans la commande à flux orienté virtuel, sont transformées:

$$V_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + e_q \quad (\text{II.18})$$

$$0 = Ri_d + e_d - \omega Li_q \quad (\text{II.19})$$

La mise en œuvre pratique utilise des régulateurs PI pour générer les tensions de commande  $V_{dref}$  et  $V_{qref}$ . Ces régulateurs permettent un contrôle précis des courants dans les axes  $d$  et  $q$ , essentiel pour le bon fonctionnement du système.

### c. Calcul les référence des courants $i_d$ et $i_q$

Les objectifs de cette étape sont clairement définis les référence des courants  $i_d$  et  $i_q$ . D'une part, nous maintient  $i_{dref}$  à 0 pour garantir un facteur de puissance unitaire. D'autre part,  $i_{qref}$  est déterminé dynamiquement par la boucle de régulation de la tension  $U_{dc}$ , permettant ainsi un contrôle la puissance active.

### d. Génération des signaux MLI

Le processus de génération des signaux MLI comprend deux étapes majeures. Premièrement, une transformation inverse des coordonnées  $dq$  vers  $\alpha\beta$  permet d'obtenir les tensions  $V_\alpha$  et  $V_\beta$ . Ensuite, une modulation par modulation par largeur d'impulsion (MLI) est appliquée pour produire les signaux de commande finaux  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$  qui piloteront les interrupteurs de convertisseur statique (redresseur).

Cette approche combine précision mathématique et efficacité pratique, tout en s'appuyant sur des références académiques solides pour chaque composante du système.

## II. 9 Calcul des puissances instantanées

### II.9.1 Calcul de puissance instantanée par capteurs de tension du réseau et de courant

La puissance instantanée peut être déterminée à partir des relations classiques suivantes :

$$p = Re(e \cdot i^*) \quad (\text{II.20})$$

$$q = Im(e \cdot i^*) \quad (\text{II.21})$$

Où :

$p$  : désigne la puissance active instantanée (ou réelle)

$q$  : désigne la puissance réactive instantanée (ou imaginaire)

## Chapitre II : Application de la VFOC pour contrôler le redresseur à MLI

$e$  et  $i$  représentent respectivement les vecteurs de tension et de courant de ligne

le symbole  $*$  désigne le conjugué complexe.

Les puissances totales (active et réactive) sont ensuite calculées par les expressions suivantes :

$$p = e_a \cdot i_a + e_b \cdot i_b + e_c \cdot i_c \quad (\text{II.22})$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} [(e_b - e_c) \cdot i_a + (e_c - e_a) \cdot i_b + (e_a - e_b) \cdot i_c] \quad (\text{II.23})$$

Cependant, l'utilisation des capteurs de tension dans l'installation peut entraîner une augmentation des coûts. Pour réduire ces coûts, deux approches alternatives sont souvent proposées dans la littérature afin de permettre le calcul des puissances instantanées sans recourir à la mesure directe de la tension:

- L'estimation directe des tensions du réseau à partir des tensions du convertisseur et des composants du filtre [27].
- L'estimation du flux virtuel à partir des mêmes grandeurs, utilisée comme méthode indirecte d'obtention des tensions réseau [25].

### II.9.2 Calcul des puissances instantanées par estimation de la tension du réseau

Dans la stratégie VFOC, il est possible d'estimer la tension du réseau sans recourir à des capteurs de tension. Cette estimation repose sur le modèle électrique de la chaîne de conversion, et elle a été proposée dans la littérature par les auteurs de [27].

L'expression mathématique de l'estimation de la tension réseau instantanée est donnée par l'équation suivante :

$$\hat{e}_{a,b,c} = U_{dc} \cdot S_{abc} - L \cdot \frac{di_{abc}}{dt} \quad (\text{II.24})$$

Où :

- $\hat{e}_{a,b,c}$  est le vecteur de tension instantanée estimée du réseau dans les phases  $a$ ,  $b$  et  $c$ ,
- $U_{dc}$  est la tension continue du bus CC,
- $S_{abc}$  Vecteur des états de commutation de l'onduleur,
- $i_{abc}$  représente le vecteur de courant de ligne
- $L$  est l'inductance de filtrage (la résistance série du filtre est négligée).

À partir de cette estimation de la tension les puissances instantanées active et réactive peuvent être déterminées selon les équations suivantes :

$$p = U_{dc} \cdot (S_a \cdot i_a + S_b \cdot i_b + S_c \cdot i_c) + L \cdot \left( \frac{di_a}{dt} \cdot i_a + \frac{di_b}{dt} \cdot i_b + \frac{di_c}{dt} \cdot i_c \right) \quad (\text{II.25})$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ -U_{dc} \cdot [S_a \cdot (i_b - i_c) + S_b \cdot (i_c - i_a) + S_c \cdot (i_a - i_b)] + 3L \cdot \left( \frac{di_a}{dt} \cdot i_c - \frac{di_c}{dt} \cdot i_a \right) \right\} \quad (\text{II.26})$$

## Chapitre II : Application de la VFOC pour contrôler le redresseur à MLI

Cette méthode présente l'avantage d'éliminer les capteurs de tension, réduisant ainsi le coût d'installation. Toutefois, elle présente certaines limitations. En effet, comme les équations dépendent directement des états de commutation, l'estimation peut être perturbée lors des transitions d'état. Il est donc recommandé d'éviter le calcul des puissances pendant ces instants pour minimiser les erreurs, comme souligné dans [27].

Cette technique d'estimation s'intègre naturellement dans les stratégies avancées de contrôle vectoriel telles que le VFOC, où la précision dans le calcul des puissances instantanées est essentielle pour une régulation dynamique efficace de l'énergie active et réactive

### II.9.3 Calcul des puissances instantanées à partir du flux virtuel estimé

Dans le cadre de la commande vectorielle à orientation de flux virtuel (VFOC), le flux virtuel ne se limite pas uniquement à la synchronisation du système, mais joue également un rôle fondamental dans le calcul des puissances instantanées. Cette méthode repose sur l'intégration des tensions mesurées au niveau du réseau, à savoir la tension au niveau du filtre de sortie et celle appliquée par le convertisseur. Cette intégration génère un vecteur de flux virtuel exprimé dans le repère stationnaire  $\alpha\beta$ . À ce stade, les pertes ohmiques au niveau de la résistance ont été négligées pour simplifier l'analyse [25].

Le flux virtuel estimé peut être calculé selon les équations suivantes :

$$\Psi_a = \int e_a dt = \int \left( v_a - L \frac{di_a}{dt} \right) dt \quad (\text{II.27})$$

$$\Psi_\beta = \int e_\beta dt = \int \left( v_\beta - L \frac{di_\beta}{dt} \right) dt \quad (\text{II.28})$$

Où  $\Psi_a$ ,  $\Psi_\beta$  les composantes du flux virtuel dans les axes  $a$  et  $\beta$ ,

$v_a$ ,  $v_\beta$  les tensions correspondantes du convertisseur,

$i_a$ ,  $i_\beta$  les courants d'entrée.

En considérant les tensions du convertisseur exprimées dans le repère  $\alpha\beta$ , le flux virtuel peut également être formulé de manière plus explicite en fonction des tensions continues ( $U_{dc}$ ) et des états de commutation ( $S_a, S_b, S_c$ ) :

$$\Psi_a = \int \left( \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \left( s_a - \frac{1}{2}(s_b + s_c) \right) \right) dt - Li_a \quad (\text{II.29})$$

$$\Psi_\beta = \int \left( \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} (s_b - s_c) \right) dt - Li_\beta \quad (\text{II.30})$$

Le vecteur de tension estimé peut ensuite être obtenu à partir du flux virtuel par dérivation :

$$\bar{e} = \frac{d}{dt} \bar{\Psi} = \frac{d\Psi}{dt} e^{j\omega t} + j\omega \Psi e^{j\omega t} = \frac{d\Psi}{dt} e^{j\omega t} + j\omega \bar{\Psi} \quad (\text{II.31})$$

L'estimation du flux permet alors de déduire les puissances active  $P$  et réactive  $q$  instantanées dans le repère stationnaire via les expressions suivantes :

## Chapitre II : Application de la VFOC pour contrôler le redresseur à MLI

$$p = e_a i_a + e_\beta i_\beta \quad (\text{II.32})$$

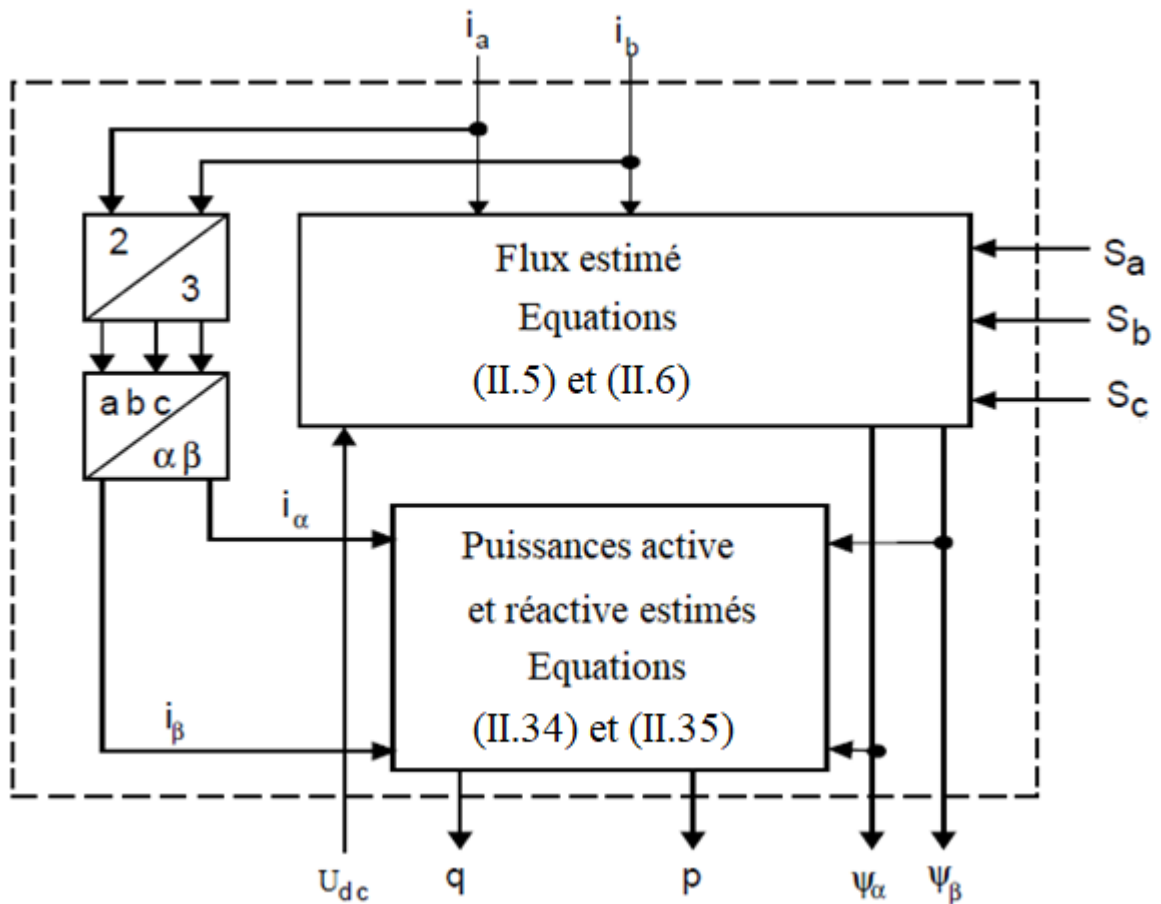
$$q = \Psi_\beta i_a - e_a i_\beta \quad (\text{II.33})$$

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.

$$p = \omega(\Psi_\alpha i_\beta - \Psi_\beta i_\alpha) \quad (\text{II.34})$$

$$q = \omega(\Psi_\alpha i_a + \Psi_\beta i_\beta) \quad (\text{II.35})$$

Les courants de ligne mesurés  $i_a$ ,  $i_b$  et les composantes de flux virtuel estimées  $\Psi_\alpha$ ,  $\Psi_\beta$  sont transmis au bloc d'estimation de puissance instantanée comme illustré dans la Figure. II.8.



**Figure II.8 Puissances instantanées estimées à base du flux virtuel.**

L'un des avantages majeurs de cette méthode est sa robustesse face aux perturbations du réseau électrique. Contrairement à l'estimation directe des tensions, l'utilisation de l'intégration agit comme un filtre passe-bas naturel, réduisant les effets du bruit de mesure et permettant une réduction de la fréquence d'échantillonnage. Ces atouts confèrent à la VFOC une meilleure précision de commande, notamment dans des environnements perturbés ou lorsque des capteurs de tension ne sont pas disponibles.

## Chapitre II : Application de la VFOC pour contrôler le redresseur à MLI

### II. 10 Résultats de simulation de la stratégie VFOC

Le redresseur à MLI commandé par la technique d'orientation du flux virtuel (VFOC) a été présenté par simulation sous Matlab/Simulink selon le schéma de la Figure. II.6 pour visualiser les évolutions de la tensions du bus continu, courant quadrature, courant direct et les puissances active et réactive avec la changement de la tension du bus continu et aussi le changement de la charge, les paramètres de simulation sont résumés au tableau de l'annexe A.

#### II. 10.1 La tension du bus continu et la charge constante

La tension du bus continu  $U_{dc}$  maintenu à la valeur 1200 V et la charge fixe.

Les Figures II.9, II.10, III.11, II.12 et II.13 présentent l'évolution de la tension du bus continu et sa référence, le courant quadrature et le courant direct du réseau et leurs références et les puissances active et réactive du réseau électrique et leurs références.

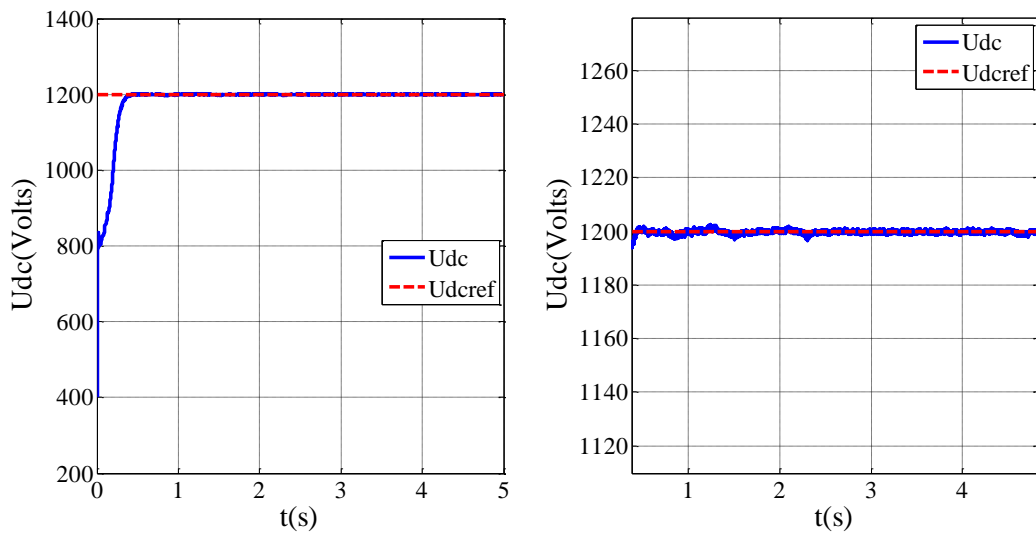


Figure II.9 Tension du bus continu mesuré et sa référence.

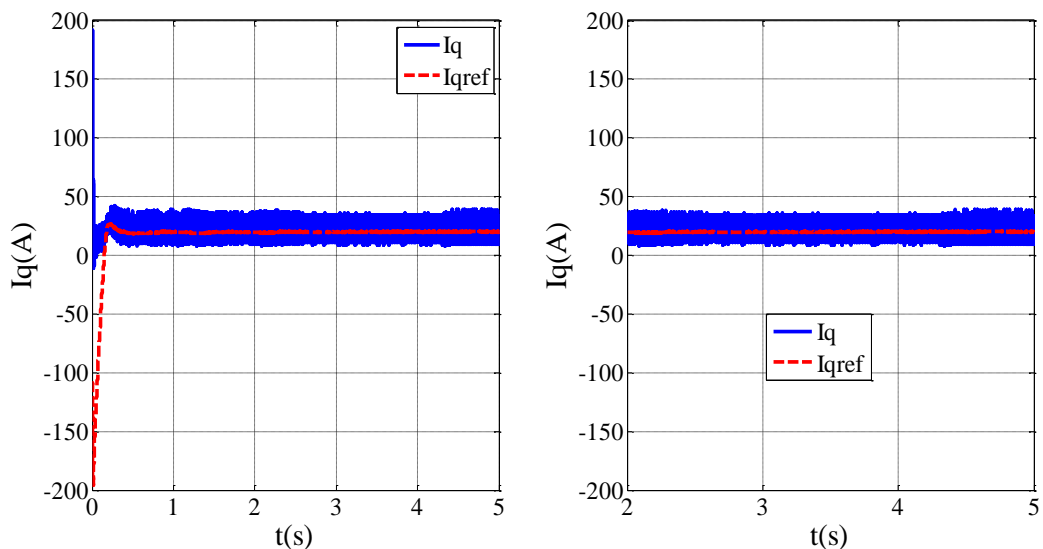


Figure II.10 Courant quadrature mesuré et sa référence.

## Chapitre II : Application de la VFOC pour contrôler le redresseur à MLI

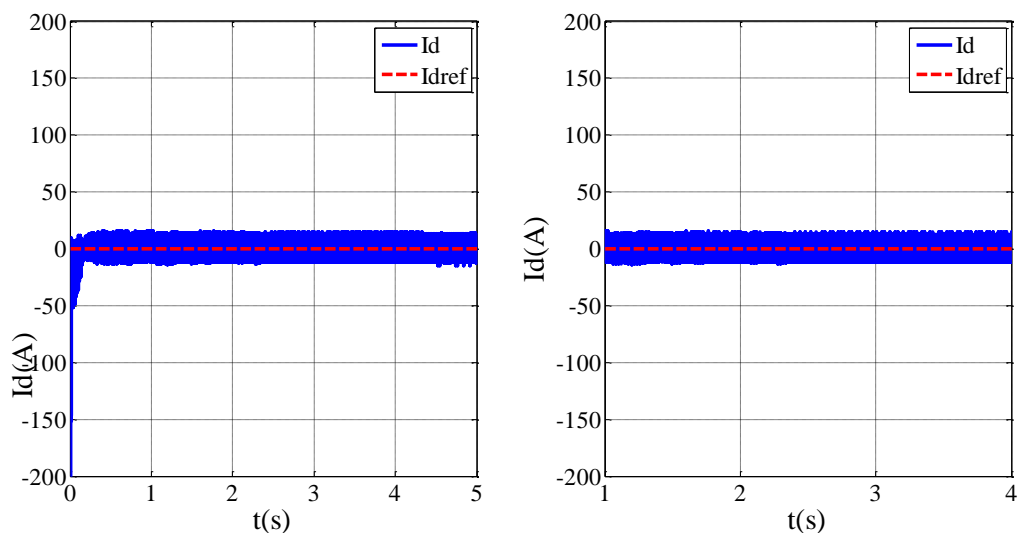


Figure II.11 Courant direct mesuré et sa référence.

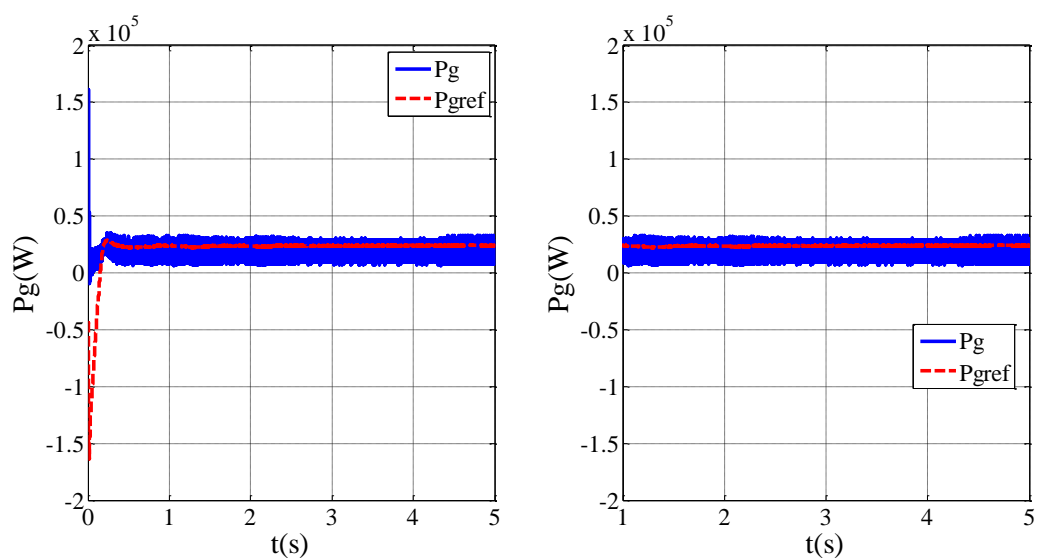


Figure II.12 Puissance active coté réseau électrique et sa référence.

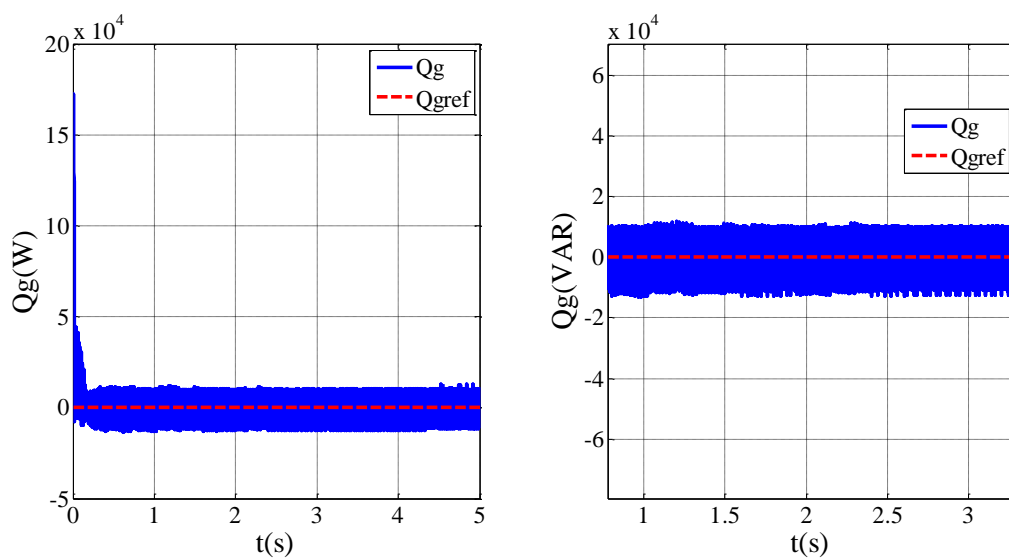


Figure II.13 Puissances réactive coté réseau électrique et sa référence.

## Chapitre II : Application de la VFOC pour contrôler le redresseur à MLI

### II.10.2 La charge fixe et la tension du bus continu change sa valeur à $t=2.5s$

La réponse du comportement du redresseur à MLI est observée lorsque la charge est fixe et la valeur de la tension du bus continu  $U_{dc}$  change selon l'échelon suivant :

(a)  $U_{dc}= 1000\text{ V}$  pour  $t$  compris entre  $0$  et  $2.5\text{ s}$ ,

(b)  $U_{dc}= 1200\text{ V}$  de  $t= 2.5\text{ s}$  et jusqu'à l'instant  $t = 5\text{ s}$ .

Les Figures III.14, III.15, III.16, III.17 et III.18 présentent l'évolution de la tension du bus continu et sa référence, le courant quadrature et le courant direct du réseau et leurs références et les puissances active et réactive du réseau électrique et leurs références.

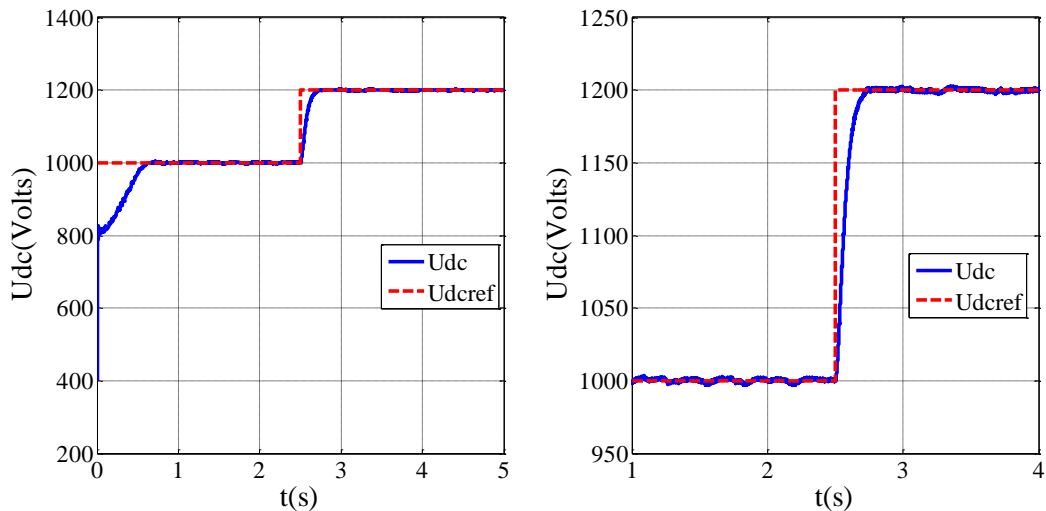


Figure II.14 Tension du bus continu mesuré et sa référence.

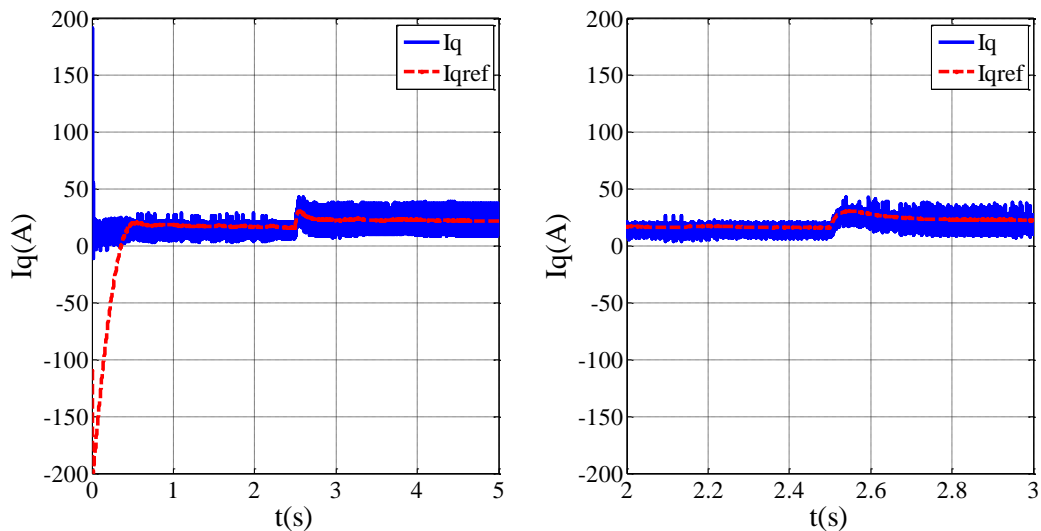


Figure II.15 Courant quadrature mesuré et sa référence.

## Chapitre II : Application de la VFOC pour contrôler le redresseur à MLI

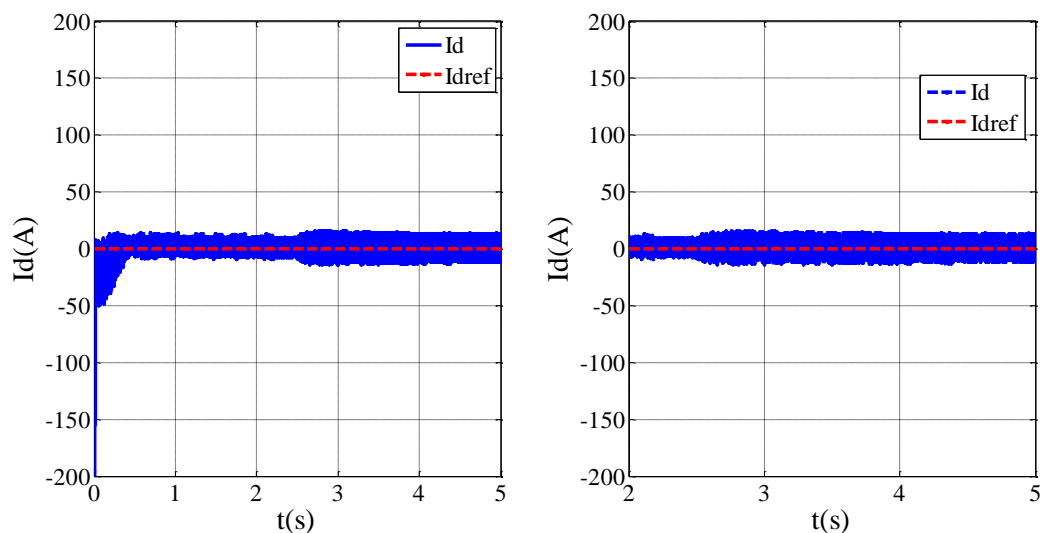


Figure II.16 Courant direct mesuré et sa référence.

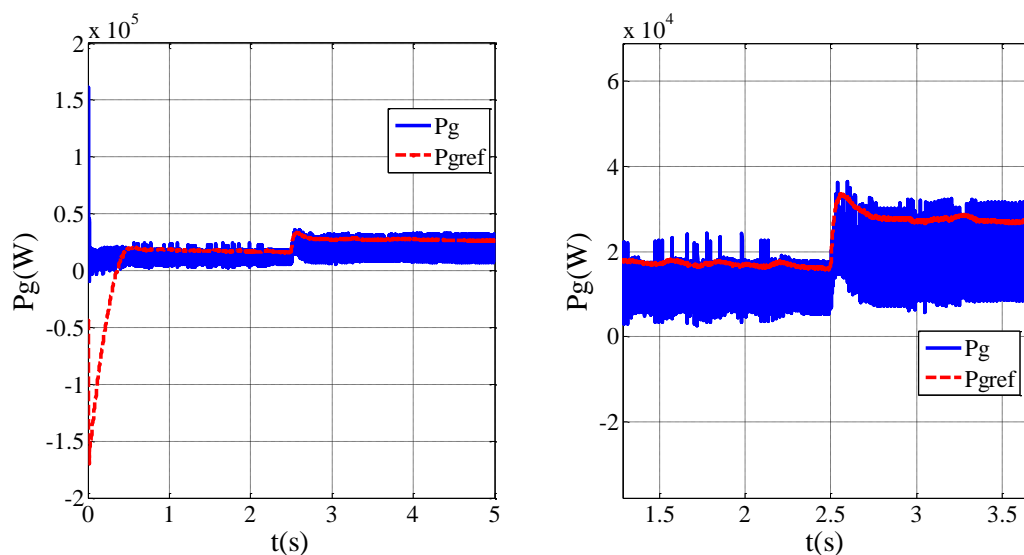


Figure II.17 Puissance active coté réseau électrique et sa référence.

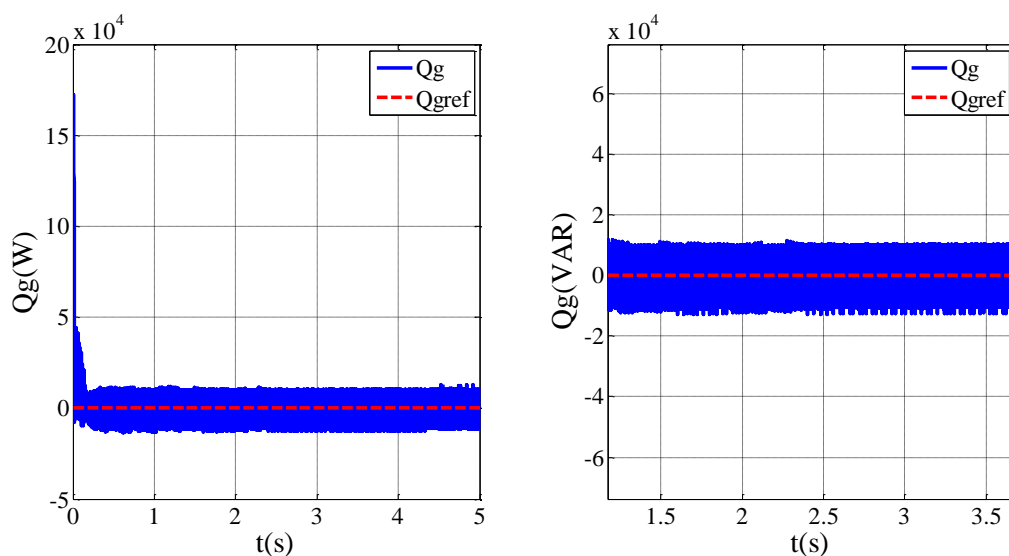


Figure II.18 Puissance réactive coté réseau électrique et sa référence.

## Chapitre II : Application de la VFOC pour contrôler le redresseur à MLI

### II.10.3 La tension du bus continu fixe et la charge change sa valeur à $t=2.5s$

La réponse du comportement du redresseur à MLI est observée lorsque de la tension du bus continu  $U_{dc}$  à la valeur 1200 V et la charge change sa valeur à  $t=2.5s$

Les Figures III.19, III.20, III.21, III.22 et III.23 présentent l'évolution de la tension du bus continu et sa référence, le courant quadrature et le courant direct du réseau et leurs références et les puissances active et réactive du réseau électrique et leurs références.

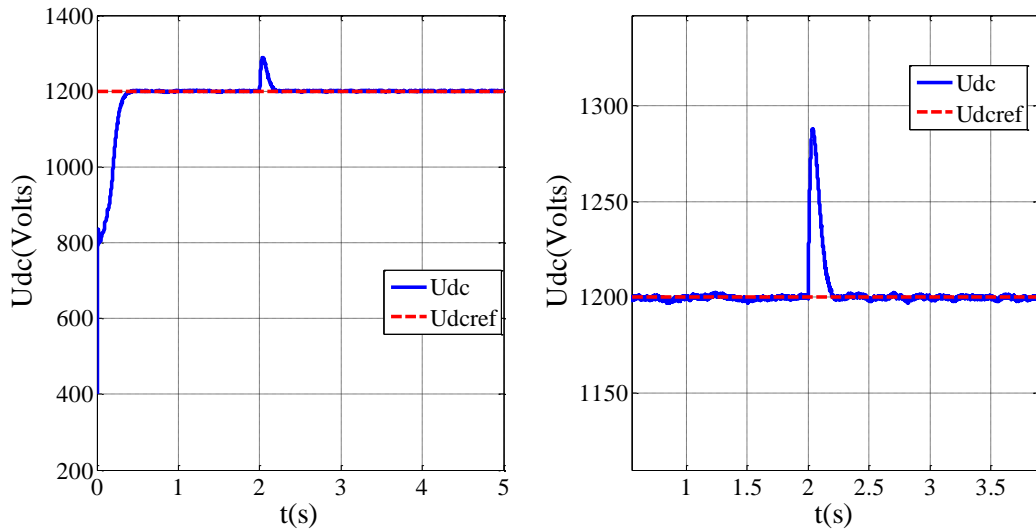


Figure II.19 Tension du bus continu mesuré et sa référence.

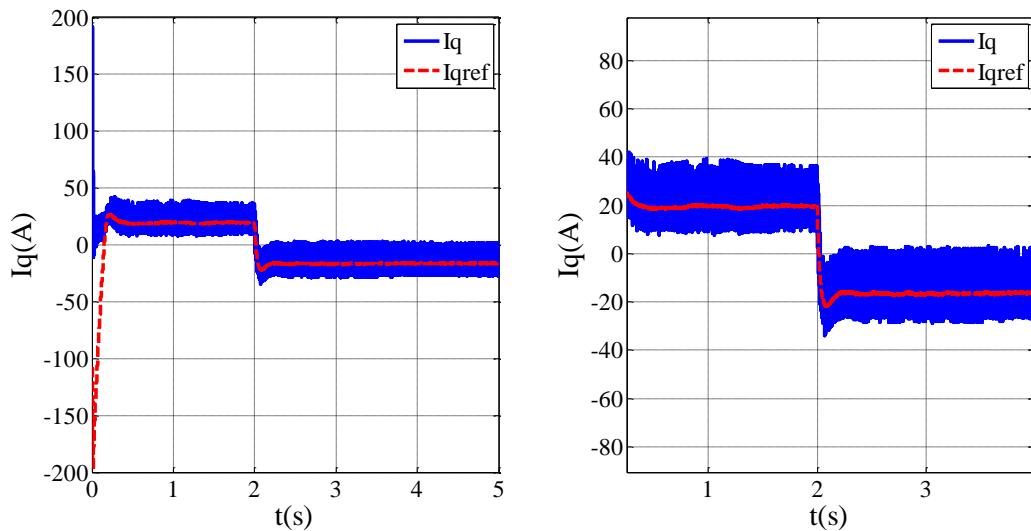


Figure II.20 Courant quadrature mesuré et sa référence.

## Chapitre II : Application de la VFOC pour contrôler le redresseur à MLI

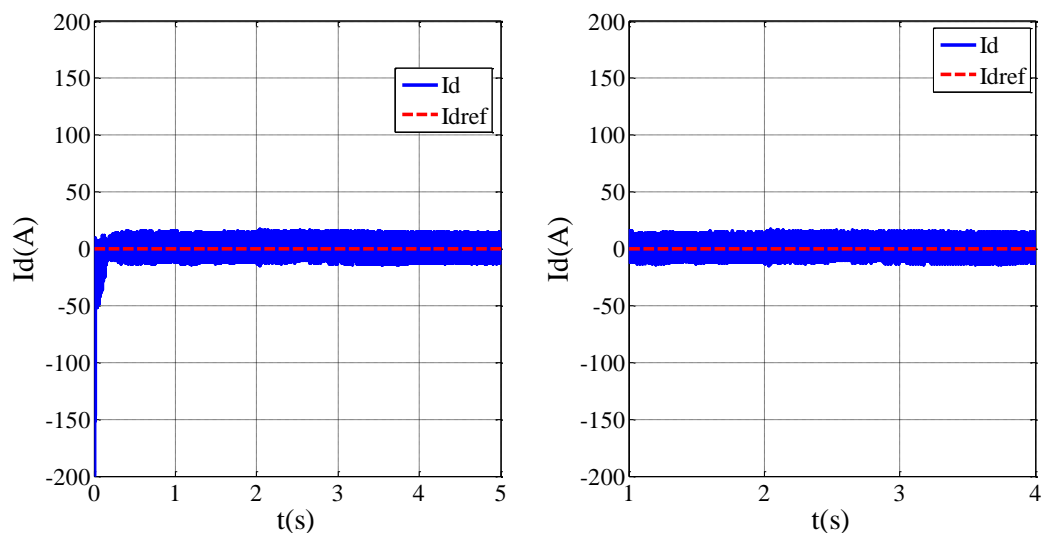


Figure II.21 Courant quadrature mesuré et sa référence.

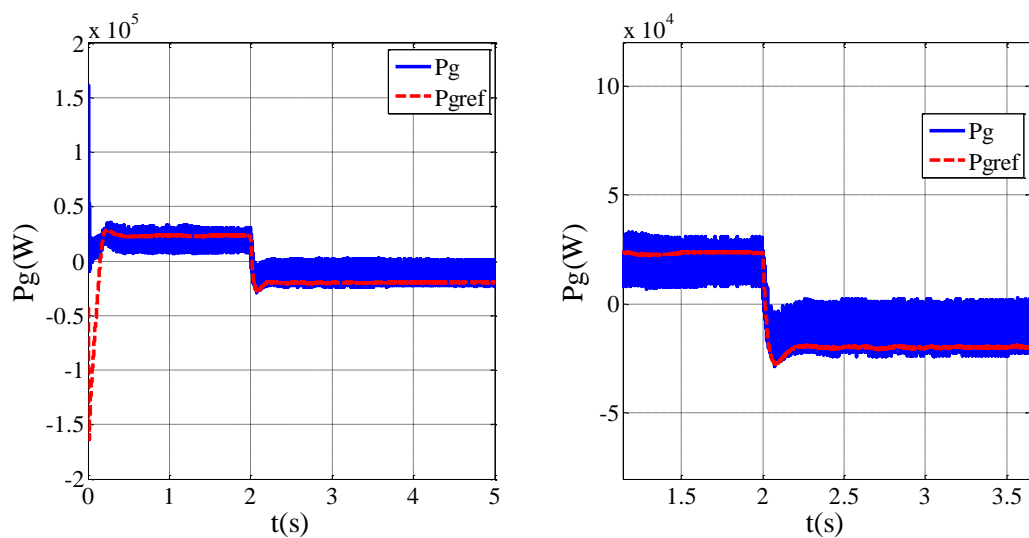


Figure II.22 Puissance active coté réseau électrique et sa référence.

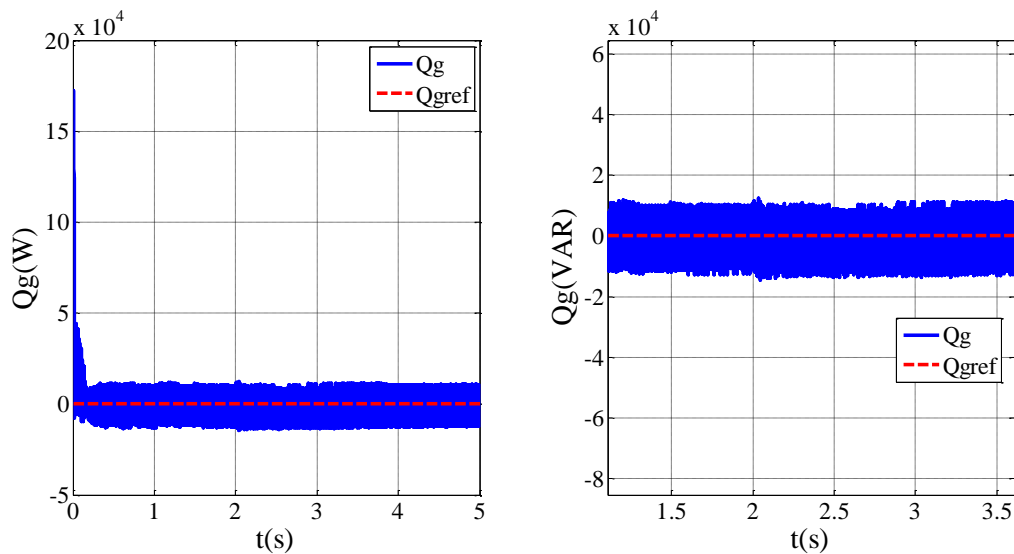


Figure II.23 Puissance réactive coté réseau électrique et sa référence.

## **Chapitre II : Application de la VFOC pour contrôler le redresseur à MLI**

### **II.11 Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons intéressé et étudié en détail la stratégie de commande vectorielle à flux orienté virtuel (VFOC) du redresseur à MLI. Cette technique basé sur l'orientation du flux virtuel (VFOC) dans le repère mobile de Park dq dont la régulation est assuré par des régulateurs PI qui présente l'avantage de pouvoir décomposer le système en deux boucles, l'une est la boucle en courant (boucle interne) pour réguler le courant du réseau dans le repère dq, l'autre est la boucle en tension (boucle externe) pour maintenir la tension du bus continue et avoir un facteur de puissance unitaire.

Les résultats de simulation obtenue sont très satisfaisants puisque la tension du bus continu reste constante et que les courants mesurés suivent parfaitement les courants de référence malgré le changement de la charge appliquée.

# *Chapitre III*

*Application de la DPC pour  
contrôler le redresseur à MLI*

## Chapitre III : Application de la DPC pour contrôler le redresseur à MLI

### III.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons aborder la Commande Directe de Puissance (DPC), une technique de contrôle des redresseurs permettant une régulation efficace et directe de la puissance active et réactive.

Nous commencerons par présenter les principes fondamentaux de cette méthode, puis nous examinerons les différentes approches de la DPC, en mettant l'accent sur les techniques d'amélioration des performances. Ensuite, nous aborderons la modélisation mathématique du système pour mieux comprendre son fonctionnement. Nous détaillerons également sa mise en œuvre, en décrivant l'architecture du système et les stratégies de sélection des vecteurs de tension.

Ce chapitre présente l'état de l'art et le principe du contrôle direct de puissance (Direct Power Control – DPC) avec table de commutation prédéfinie, appliqué au redresseur de tension triphasé à MLI.

### III.2 Etat de l'art du Commande directe de puissance DPC

La commande directe de puissance (DPC), introduite initialement par Ohnishi en 1991 puis développée par Noquchi et Takahachi en 1998, repose sur un principe similaire à celui de la commande directe du couple (DTC) des machines asynchrones. Contrairement à la DTC [1], cette méthode contrôle directement la puissance instantanée active (P) et la puissance instantanée réactive (Q), plutôt que le flux et le couple. Ainsi, elle permet au redresseur à MLI d'absorber des courants sinusoïdaux tout en assurant un contrôle indépendant des puissances actives et réactive. Toutefois, son application requiert un réseau électrique équilibré en tension [2].

- DPC utilisant le vecteur de tension (V-DPC) : Cette configuration configurations du DPC basées sur la position du vecteur de tension dans le repère stationnaire  $\alpha$ - $\beta$  [3]-[5].
- DPC utilisant le flux orienté virtuel (VFOC) : Cette configuration basée sur le calcul d'un flux orienté virtuel [6]-[9].

Les chercheurs suggèrent d'associer le principe du DPC avec une modulation de largeur d'impulsion vectorielle (SVM) afin d'obtenir une fréquence de commutation constante sans l'utilisation d'une table de commutation [7].

D'autres structures du DPC basées sur des approches prédictives ont été récemment publiées [10]-[11].

Le principe du contrôle direct de puissance est également étendu et exploité à d'autres applications. DPC associe avec un onduleur de tension pour un système de filtrage actif, pour

## **Chapitre III : Application de la DPC pour contrôler le redresseur à MLI**

un moteur asynchrone à double alimentation et pour une interconnexion au réseau électrique [12]-[14].

L'émergence des charges non linéaires complexes, caractérisées par des exigences technologiques spécifiques, a conduit au développement de nouvelles stratégies de contrôle non linéaires pour les convertisseurs statiques (Redresseurs à MLI). Dans ce contexte, les chercheurs proposent une commande directe de puissance (DPC) pour le redresseur à MLI basée sur la théorie du contrôle à structure variable, également connue sous le mode glissant [15]. Cette approche se distingue par sa simplicité, sa robustesse et son insensibilité aux perturbations ainsi qu'aux variations paramétriques du système, tout en offrant d'excellentes performances dynamiques.

L'amélioration de la qualité des courants absorbés par le redresseur à MLI, ainsi que le maintien de la tension continue de sortie proche de la valeur de référence, nécessitent une régulation rapide et robuste de la tension et du courant. À cet effet, une nouvelle configuration de DPC proposé à base d'un contrôleur à logique floue, remplaçant ainsi le régulateur PI traditionnel utilisé dans les commandes classiques [16].

Par ailleurs, la commande prédictive directe de puissance (P-DPC) appliquée au redresseur à MLI repose sur la modulation par largeur d'impulsion vectorielle (SVM). Elle utilise un algorithme de commande prédictive permettant d'ajuster la puissance active et réactive instantanée à leurs valeurs de référence à chaque cycle d'échantillonnage [1]. Cette stratégie garantit un fonctionnement à fréquence de commutation constante, un facteur de puissance unitaire, ainsi qu'une régulation et une stabilité optimales de la tension continue.

### **III.3 Commande directe de puissance (DPC) d'un redresseur à MLI**

#### **III.3.1 Principe du DPC classique**

La configuration générale de la commande directe de puissance sans capteur de tension pour un redresseur à MLI triphasé est illustrée dans la Figure III. 1. La DPC repose sur la sélection d'un vecteur de commande ( $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$ ) à partir d'une table de commutation. Cette sélection est basée sur les erreurs numérisées  $S_p$  et  $S_q$  des puissances active et réactive instantanées, qui correspondent aux écarts entre les puissances estimées et leurs références. Ces erreurs sont générées par des régulateurs à hystérésis à deux niveaux et prennent également en compte la position angulaire du vecteur de tension estimé.

En fonction de cette position, le plan ( $\alpha$ - $\beta$ ) est divisé en douze secteurs, chacun étant associé à un état logique spécifique du convertisseur statique (Redresseur MLI). La référence de la puissance active est déterminée par la régulation de la tension continue via un régulateur PI.

## Chapitre III : Application de la DPC pour contrôler le redresseur à MLI

Par ailleurs, afin d'assurer un facteur de puissance unitaire, la puissance réactive est contrôlée pour être maintenue à zéro [17], [18].

La Figure III.1 illustre la configuration globale d'une commande directe de puissance sans capteur de tension pour un redresseur à MLI triphasé.

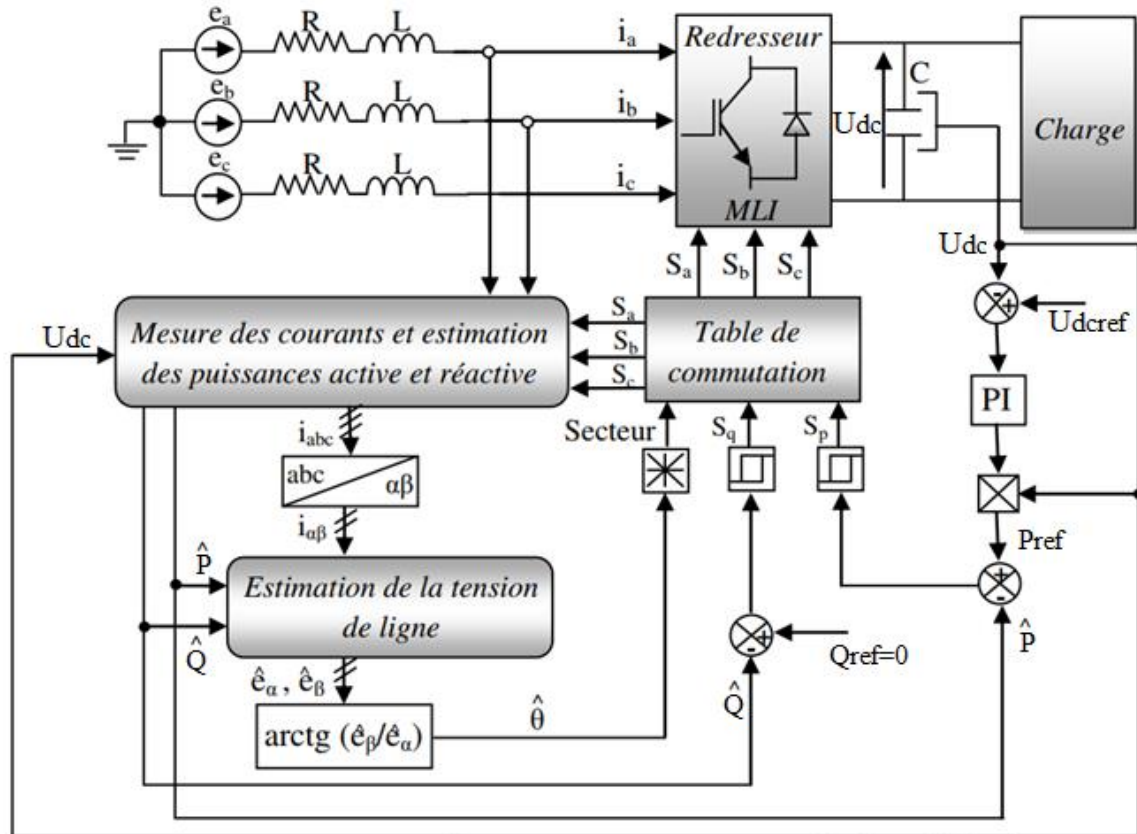


Figure III.1 Schéma bloc de la commande directe de puissance d'un redresseur à MLI.

### III.3.2 Calcul des puissances instantanées active et réactive

Pour un système triphasé, la puissance active instantanée est définie par le produit scalaire des courants et des tensions de ligne. La puissance réactive est définie par le module de leur produit vectoriel [7], [18], [19].

Ces puissances sont exprimées respectivement par les relations [19]-[23]:

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

$$q = \|i \times e\| \quad (\text{III.2})$$

$$i \times e = \begin{bmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ i_a & i_b & i_c \\ e_a & e_b & e_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

### Chapitre III : Application de la DPC pour contrôler le redresseur à MLI

$$i \times e = (i_b \cdot e_c - i_c \cdot e_b) \vec{i} - (i_a \cdot e_c - i_c \cdot e_a) \vec{j} + (i_a \cdot e_b - i_b \cdot e_a) \vec{k} \quad (\text{III.4})$$

Tenant compte les relations suivantes :

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (\text{III.5})$$

$$\begin{cases} e_a = \frac{1}{3}(e_{ab} - e_{ca}) \\ e_b = \frac{1}{3}(e_{bc} - e_{ab}) \\ e_c = (e_{ca} - e_{bc}) \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Le produit vectoriel devient alors

$$i \times e = \frac{1}{3} [(e_b - e_c)i_a + (e_c - e_a)i_b + (e_a - e_b)i_c] (\vec{i} + \vec{j} + \vec{k}) \quad (\text{III.7})$$

Alors, la puissance réactive est exprimée par la formule ci-dessous :

$$q = \|i \times e\| = \frac{1}{\sqrt{3}} [(e_b - e_c)i_a + (e_c - e_a)i_b + (e_a - e_b)i_c] \quad (\text{III.8})$$

Les puissances instantanées active et réactive peuvent être estimées sans mesure des tensions du réseau.

Les expressions permettant cette estimation sont basées sur la mesure des courants absorbés, la mesure de la tension du bus continu, et sur les états des interrupteurs [5]-[7].

Elles sont données par les relations suivantes :

$$\hat{p} = L \left[ \frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c \right] + v_{dc} (s_a \cdot i_a + s_b i_b + s_c i_c) \quad (\text{III.9})$$

$$\hat{q} = \sqrt{3} L \left[ \frac{di_a}{dt} i_c - \frac{di_c}{dt} i_a \right] - \frac{1}{\sqrt{3}} v_{dc} [s_a (i_b - i_c) + s_b (i_c - i_a) + s_c (i_a - i_b)] \quad (\text{III.10})$$

Pour calculer la position du vecteur des tensions dans le plan  $\alpha$ - $\beta$ , les valeurs des composantes  $e_\alpha$  et  $e_\beta$  peuvent être aussi estimées à partir des puissances instantanées et des courants absorbés, en utilisant la relation ci-après [5] :

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \begin{bmatrix} i_\alpha & -i_\beta \\ i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{p} \\ \hat{q} \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

#### III.3.3 Calcul de référence de la puissance instantanée active

Dans cette partie nous allons nous intéresser au calcul des valeurs de puissances instantanées de référence pour pouvoir les comparer par la suite aux puissances instantanées calculées par les équations (III.9) et (III.10) [20], [21].

### Chapitre III : Application de la DPC pour contrôler le redresseur à MLI

La puissance réactive instantanée est comparée à une puissance réactive de référence  $Q_{gref}$  qui est directement imposée à zéro. En effet nous cherchons à obtenir une puissance réactive nulle, cela permet d'assurer un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire, pour le redresseur à MLI, en revanche la puissance active instantanée comparée à la puissance active de référence  $P_{gref}$  est obtenue après avoir ajouter au  $P_{cref}$  ( qui est le produit de la tension  $U_{dc}$  avec le courant de référence obtenu par le régulateur PI de la tension bus continu à la sortie du redresseur à MLI), la puissance du charge (qui est le produit de la tension  $U_{dc}$  avec le courant du charge  $I_{ch}$ ) [7], [20], [21].

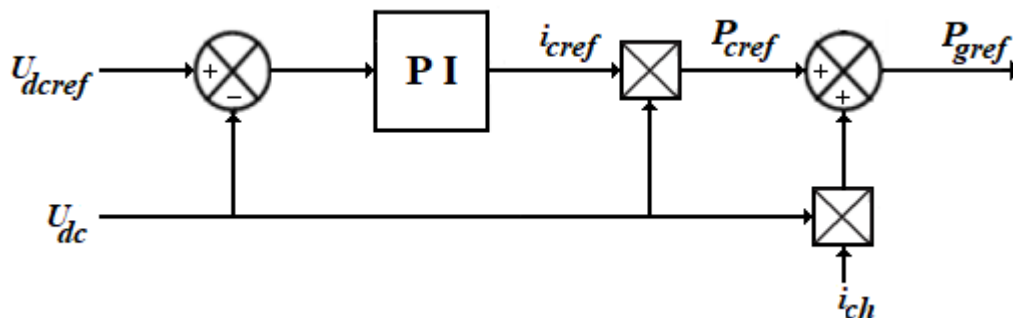


Figure III.2 Calcul de référence de la puissance instantanée active  $P_{gref}$ .

La Figure III.3 montre le schéma de régulation de la tension du bus continu  $V_{dc}$  obtenue en la mesurant aux bornes du condensateur et sa référence  $V_{dcref}$  avec l'utilisation d'un régulateur PI (proportionnel-intégrateur) [7], [20], [21].

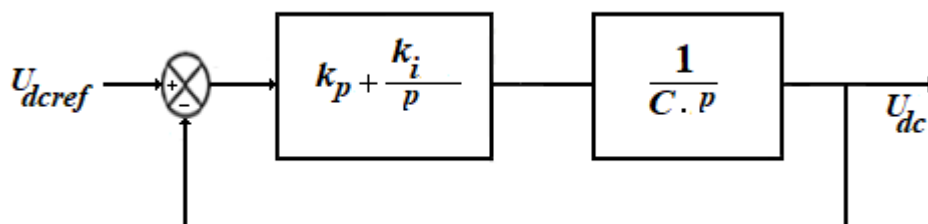


Figure III.3 Régulateur de la tension du bus continu par un régulateur PI.

Avec :

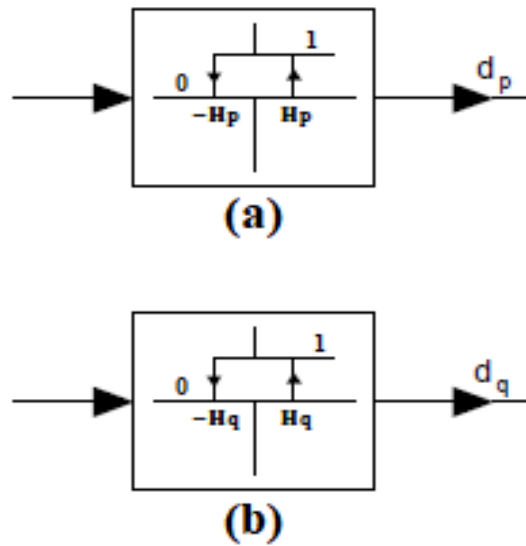
$k_p, k_i$  : les gains proportionnel et intégral du régulateur PI de la tension du bus continu.

#### III.3.4 Régulateurs à hystérésis

L'idée principale de la commande directe de puissance est de maintenir les puissances active et réactive instantanées dans une bande désirée. Ce contrôle est basé sur deux comparateurs à hystérésis pour le contrôle de convertisseur statique; dans notre cas nous utilisons deux

### Chapitre III : Application de la DPC pour contrôler le redresseur à MLI

régulateurs à deux niveaux caractérisés par une bande fixée comme le montre la Figure III.4. Pour calculer le signal d'erreur entre les valeurs de référence et les valeurs estimées des puissances instantanées active et réactive, les signaux de sortie des régulateurs à hystérésis sont des variables booléennes  $d_p$  et  $d_q$  tiennent l'état "1" pour une augmentation de la variable contrôlée et l'état "0" pour une diminution [3], [7], [18], [19], [20], [21].



**Figure III.4 Comparateurs à hystérésis à deux niveaux.**

Avec  $\Delta P_g = P_{gref} - P_g$  et  $\Delta Q_g = Q_{gref} - Q_g$

Le signal de sortie de régulateur à hystérésis à deux niveaux pour  $d_p$  est modélisé :

$$\Delta P_g > H_p \Rightarrow d_p = 1 \quad \text{(III.12)}$$

$$-H_p \leq \Delta P_g \leq H_p \text{ et } \frac{d\Delta P_g}{dt} > 0 \Rightarrow d_p = 0 \quad \text{(III.13)}$$

$$-H_p \leq \Delta P_g \leq H_p \text{ et } \frac{d\Delta P_g}{dt} < 0 \Rightarrow d_p = 1 \quad \text{(III.14)}$$

$$\Delta P_g < -H_p \Rightarrow d_p = 0 \quad \text{(III.15)}$$

La même chose pour le signal de sortie de régulateur à hystérésis à deux niveaux pour  $d_q$  :

$$\Delta Q_g > H_q \Rightarrow d_q = 1 \quad \text{(III.16)}$$

### Chapitre III : Application de la DPC pour contrôler le redresseur à MLI

$$-H_q \leq \Delta Q_g \leq H_q \text{ et } \frac{d\Delta Q_g}{dt} > 0 \Rightarrow d_q = 0 \quad (\text{III.17})$$

$$-H_q \leq \Delta Q_g \leq H_q \text{ et } \frac{d\Delta Q_g}{dt} < 0 \Rightarrow d_q = 1 \quad (\text{III.18})$$

$$\Delta Q_g < -H_q \Rightarrow d_q = 0 \quad (\text{III.19})$$

Avec  $H_p$ ,  $H_q$  sont les bandes d'hystérésis.

#### III.3.5 Détection de secteur

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

La position angulaire  $\theta$  du vecteur de tension où se trouve la tension du réseau dans notre repère diphasé  $(\alpha, \beta)$ , cette position peut être calculée simplement par l'équation [3], [18] :

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{V_{g\beta}}{V_{g\alpha}} \right) \quad (\text{III.20})$$

A son tour, le numéro du secteur où se trouve le vecteur des tensions est déterminé en comparant l'angle  $\theta$  avec les bornes de chacun des douze secteurs qui sont définies par la formule ci-dessous [3], [7], [18], [19], [23]:

$$(n-2) \frac{\pi}{6} \leq \theta_n \leq (n-1) \frac{\pi}{6}, \quad n=1,2,\dots,12. \quad (\text{III.21})$$

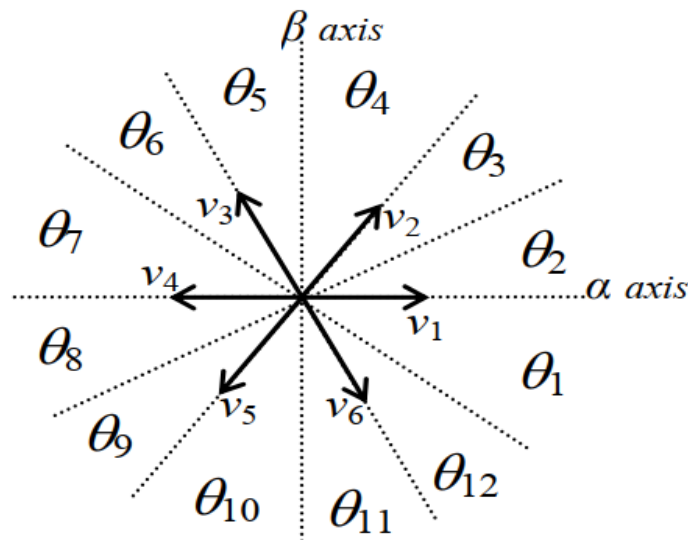


Figure III.5 Secteurs et vecteurs des tensions du redresseur

## Chapitre III : Application de la DPC pour contrôler le redresseur à MLI

### III.3.6 Table de commutation

Une fois les sorties booléennes des comparateurs à hystérésis établies, et suivant le numéro du secteur où se trouve le vecteur  $V_{\alpha\beta}$  (1 à 12), le vecteur de la tension à appliquer est sélectionné à partir de la table de commutation. Les erreurs numérisées  $S_p$ ,  $S_q$  et le secteur de travail sont les entrées dans cette table, où les états de commutation  $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$  sont mémorisés [3], [7], [18], [19], [23].

L'état optimal de commutation du redresseur est choisi à chaque état de commutation selon la commutation des signaux numériques  $S_p$ ,  $S_q$  et secteur c'est-à-dire, que le choix s'effectue de sorte que l'erreur de la puissance active et réactive instantanée puisse être restreinte dans une bande désirée [3], [7], [18], [19], [23].

Sachant qu'un redresseur de tension à deux niveaux génère huit vecteurs de tension pour huit combinaisons différents. Chaque vecteur de tension est calculé en se basant sur une combinaison des interrupteurs respectifs et de la tension du bus continu. La sélection des vecteurs de tension de sortie du redresseur, pour construire la table de commutation, est basée sur des erreurs des puissances active et réactive et aussi sur la position du vecteur due à la tension dans chaque secteur [3], [7], [18], [19], [23].

Ainsi, le courant fourni par la source, après compensation, devient sinusoïdal.

Le meilleur suivi de  $v$  est obtenu quand deux des vecteurs de tension adjacents sont non nuls ( $k = 1, 2, \dots, 6$ ) et un des vecteurs nul ( $v_0$  ou  $v_7$ ) est sélectionné.

L'application du vecteur de tension approprié parmi les huit vecteurs de tension possibles du filtre conduira à la variation des puissances active et réactive à une direction spécifique. L'influence de chaque vecteur de tension sur la variation de la puissance instantanée est différente, ce qui induit des dynamiques de commande différentes. Supposons, à l'instant ( $t$ ), la tension au point de couplage  $v_s$  est située dans le secteur 1.

La sélection des vecteurs tensions du redresseur, pour construire la table de commutation, est basée sur le signe des erreurs des puissances active et réactive dans chaque secteur. Ainsi le vecteur des tensions à appliquer à l'entrée du redresseur est sélectionné à partir de la table de commutation classique comme l'indique le tableau suivant [3], [7], [18], [19], [20], [21], [23]:

## Chapitre III : Application de la DPC pour contrôler le redresseur à MLI

Tableau III.1 Table de commutation du DPC classique

$S_p$	$S_q$	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$	$\theta_6$	$\theta_7$	$\theta_8$	$\theta_9$	$\theta_{10}$	$\theta_{11}$	$\theta_{12}$
1	0	$v_5$	$v_6$	$v_1$	$v_1$	$v_2$	$v_2$	$v_2$	$v_3$	$v_3$	$v_4$	$v_4$	$v_5$
	1	$v_3$	$v_4$	$v_4$	$v_5$	$v_5$	$v_6$	$v_6$	$v_1$	$v_1$	$v_2$	$v_2$	$v_3$
0	0	$v_6$	$v_1$	$v_1$	$v_2$	$v_2$	$v_3$	$v_3$	$v_4$	$v_4$	$v_5$	$v_5$	$v_6$
	1	$v_1$	$v_2$	$v_2$	$v_3$	$v_3$	$v_4$	$v_4$	$v_5$	$v_5$	$v_6$	$v_6$	$v_1$

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

### III. 4 Résultats de simulation de la stratégie DPC

Le redresseur à MLI commandé par la commande directe de puissance (DPC) a été présenté par simulation effectuons des essais sous Matlab/Simulink selon le schéma de la Figure. III.1 pour visualiser les évolutions de la tension du bus continu, courant de charge, courants triphasés abc du réseau et tensions triphasés abc du réseau et les puissances instantanées active et réactive du réseau électrique.

Les paramètres de simulation du redresseur connecté au réseau électrique via un filtre RL avec une charge  $R_{ch}$  sont résumés au tableau de l'annexe A.

#### III. 4.1 Essai à vide ( $R_{ch} \approx \infty$ ) et la tension du bus continu constante

Nous avons effectué un essai à vide ( $R_{ch} \approx \infty$ ) et  $U_{dc}$  maintenu à la valeur 1200 V.

Les Figures III.6, III.7, III.8, III.9, III.10, III.11 et III.12 présentent l'évolution de la tension du bus continu et sa référence, le courant de la charge, courants triphasés abc du réseau, tensions triphasés abc du réseau et les puissances instantanées active et réactive du réseau électrique, les puissances active et réactive du réseau électrique et leurs références et la tension et le courant de phase a respectivement.

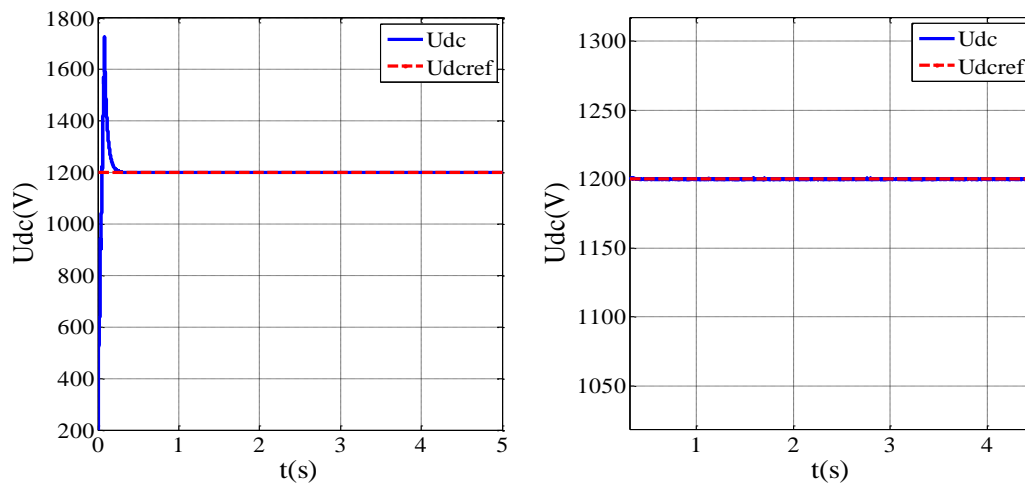


Figure III.6 Tension du bus continu mesuré et sa référence.

### Chapitre III : Application de la DPC pour contrôler le redresseur à MLI

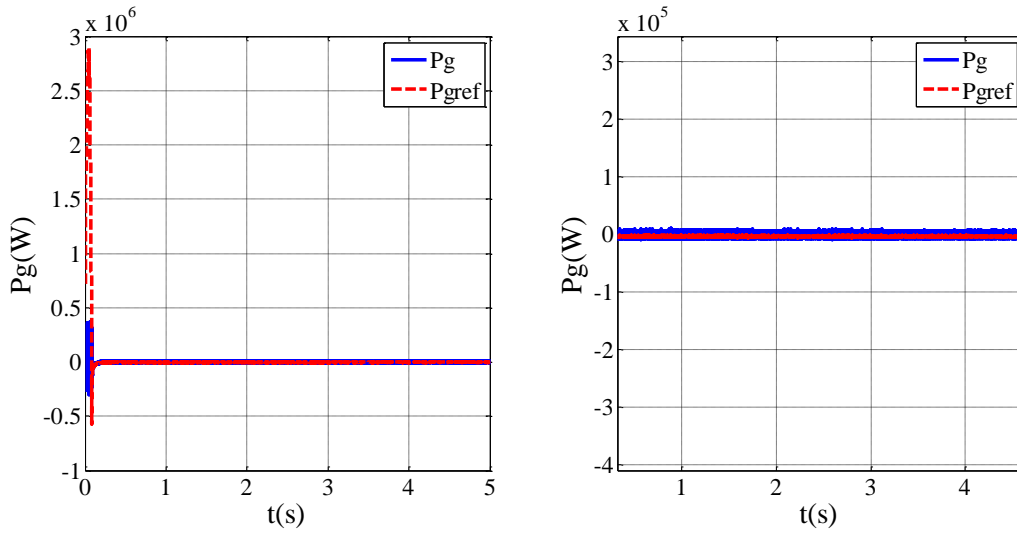


Figure III.7 Puissance active coté réseau électrique et sa référence.

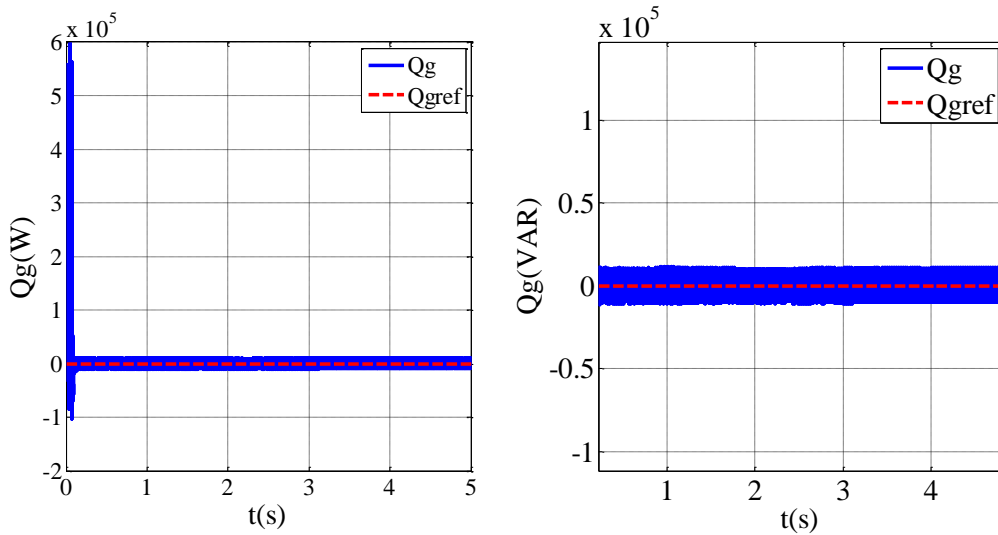


Figure III.8 Puissance réactive coté réseau électrique et sa référence.

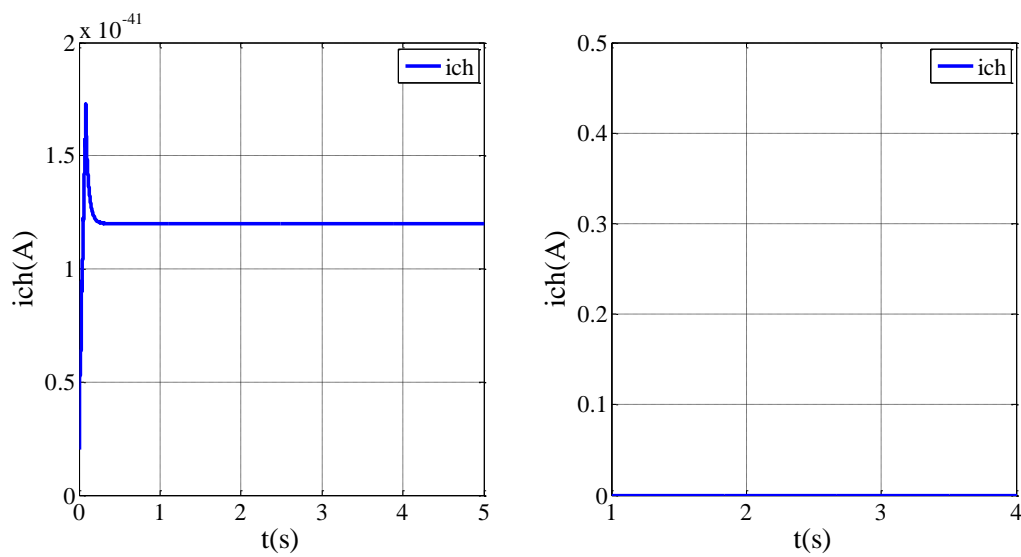


Figure III.9 Courant de la charge.

### Chapitre III : Application de la DPC pour contrôler le redresseur à MLI

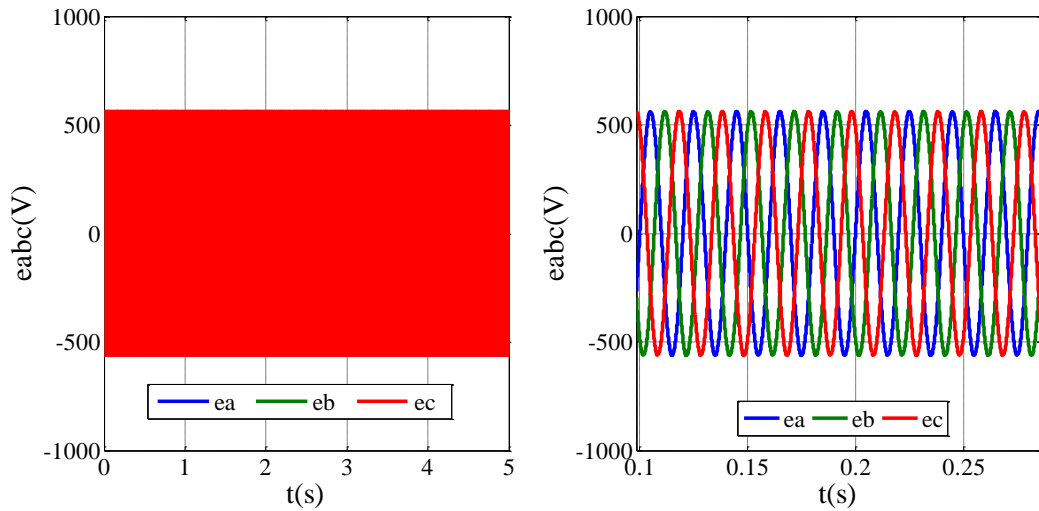


Figure III.10 Tensions triphasées du réseau électrique.

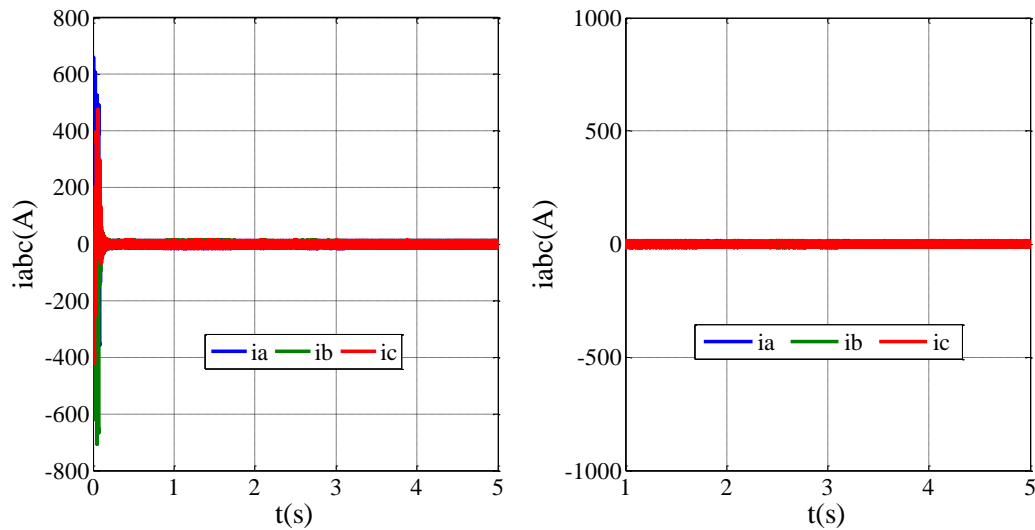


Figure III.11 Courants triphasés du réseau électrique.

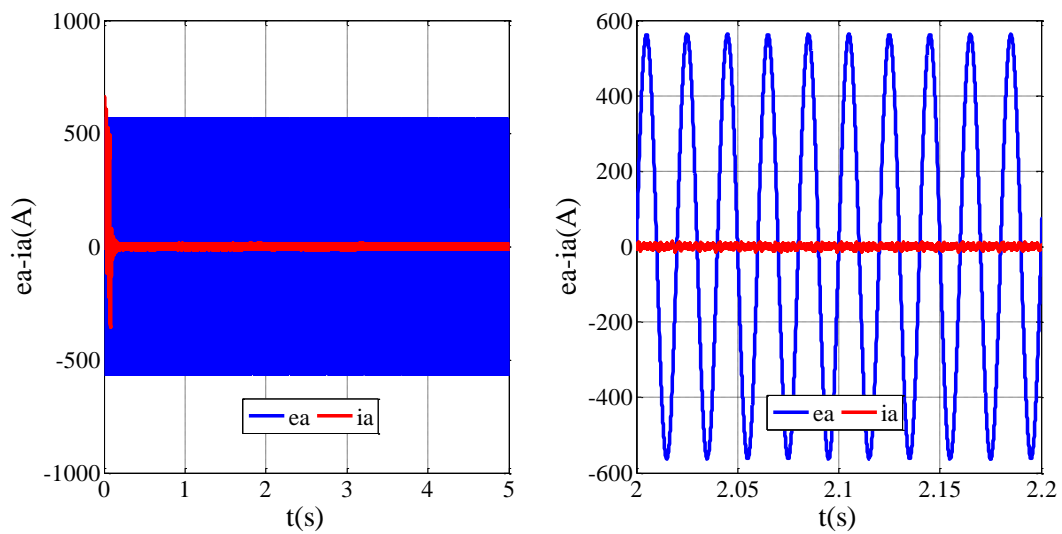


Figure III.12 Tension et courant de la phase a du réseau électrique.

## Chapitre III : Application de la DPC pour contrôler le redresseur à MLI

### III. 4.2 Essai en charge et la tension du bus continu constante

Nous avons effectué en charge ( $R_{ch}=100 \Omega$ ) et  $U_{dc}$  maintenu à la valeur 1200 V.

Les Figures III.13, III.14, III.15, III.16, III.17 et III.18 présentent l'évolution de la tension du bus continu et sa référence, le courant de la charge, courants triphasés abc du réseau, tensions triphasés abc du réseau et les puissances instantanées active et réactive du réseau électrique, les puissances active et réactive du réseau électrique et leurs références et la tension et le courant de phase a respectivement.

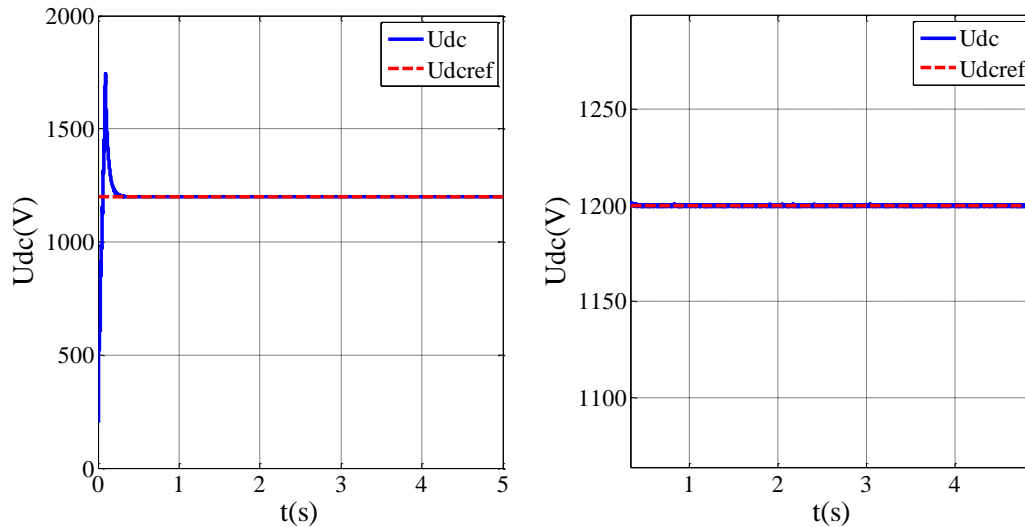


Figure III.13 Tension du bus continu mesuré et sa référence.

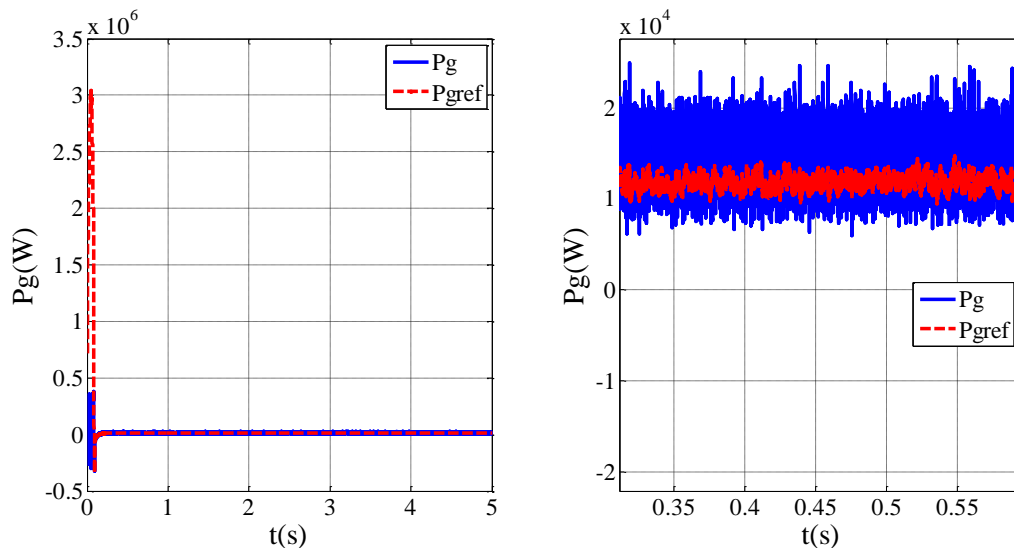


Figure III.14 Puissance active coté réseau électrique et sa référence.

### Chapitre III : Application de la DPC pour contrôler le redresseur à MLI

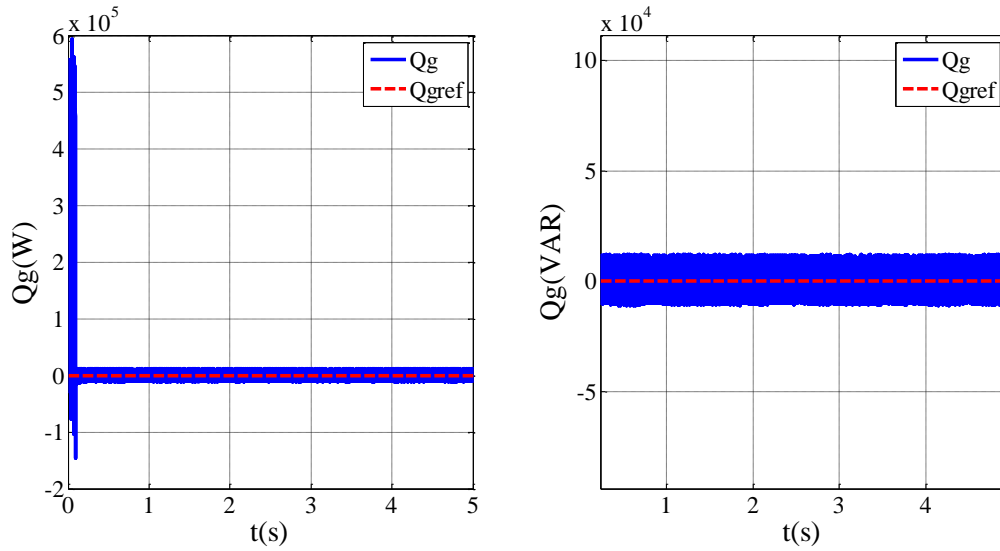


Figure III.15 Puissance réactive coté réseau électrique et sa référence.

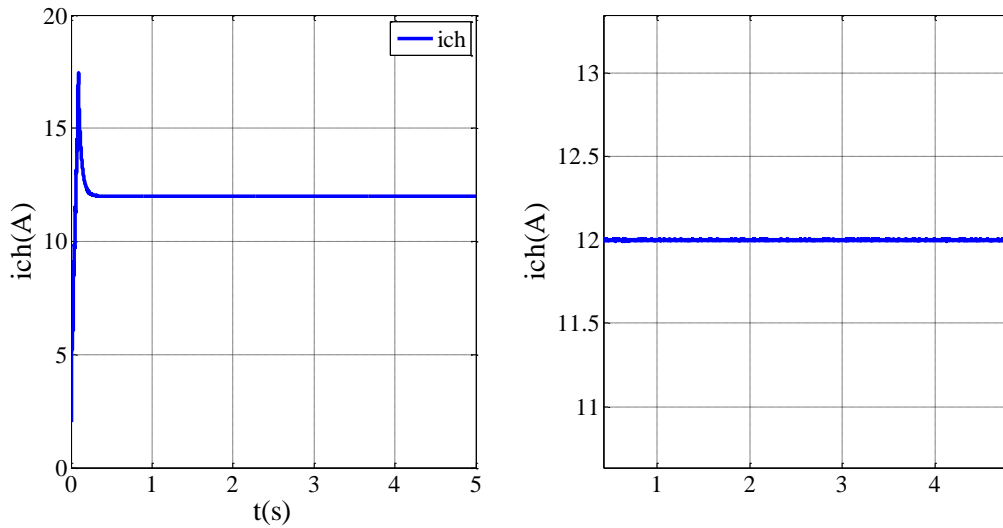


Figure III.16 Courant de la charge.

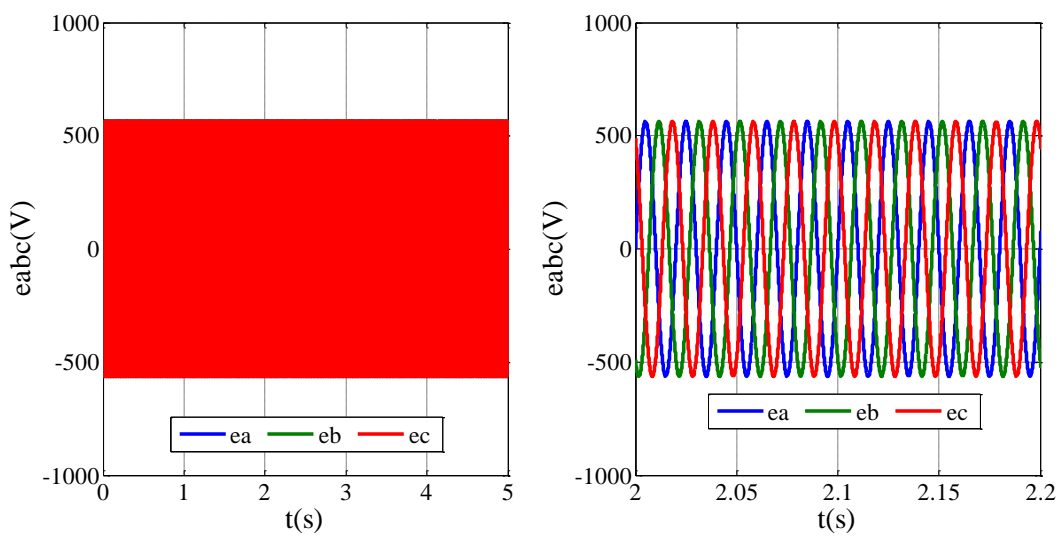


Figure III.17 Tensions triphasées du réseau électrique.

## Chapitre III : Application de la DPC pour contrôler le redresseur à MLI

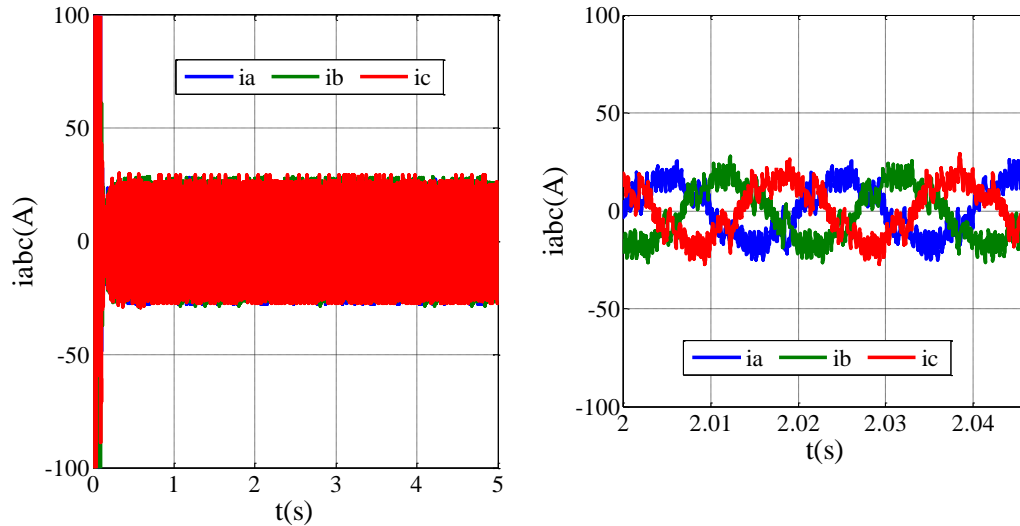


Figure III.18 Courants triphasés du réseau électrique.

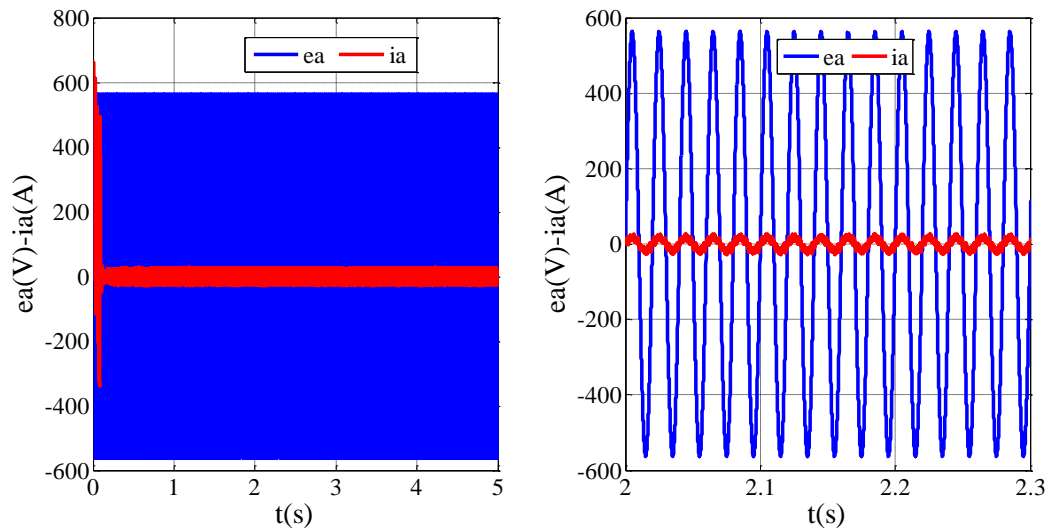


Figure III.19 Tension et courant de la phase a du réseau électrique.

### III. 4.3 Essai en charge et la tension du bus continu variée

Nous avons effectué en charge ( $R_{ch}=100 \Omega$ ) et  $U_{dc}$  de la valeur 1000 V à 1200 V à  $t=2.5s$ .

Les Figures III.20, III.21, III.22, III.23, III.24 et III.25 présentent l'évolution de la tension du bus continu et sa référence, le courant de la charge, courants triphasés abc du réseau, tensions triphasés abc du réseau et les puissances instantanées active et réactive du réseau électrique, les puissances active et réactive du réseau électrique et leurs références et la tension et le courant de phase a respectivement.

### Chapitre III : Application de la DPC pour contrôler le redresseur à MLI

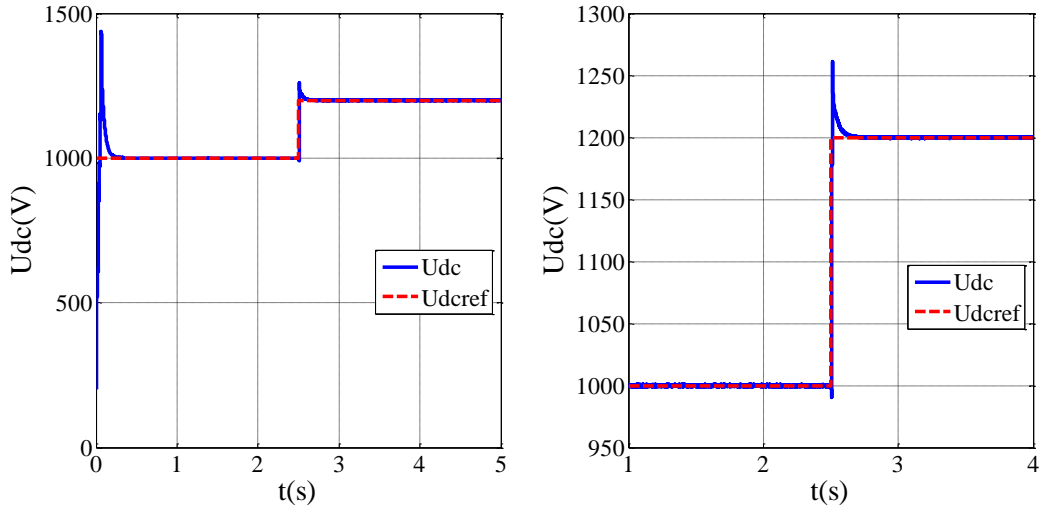


Figure III.20 Tension du bus continu mesuré et sa référence.

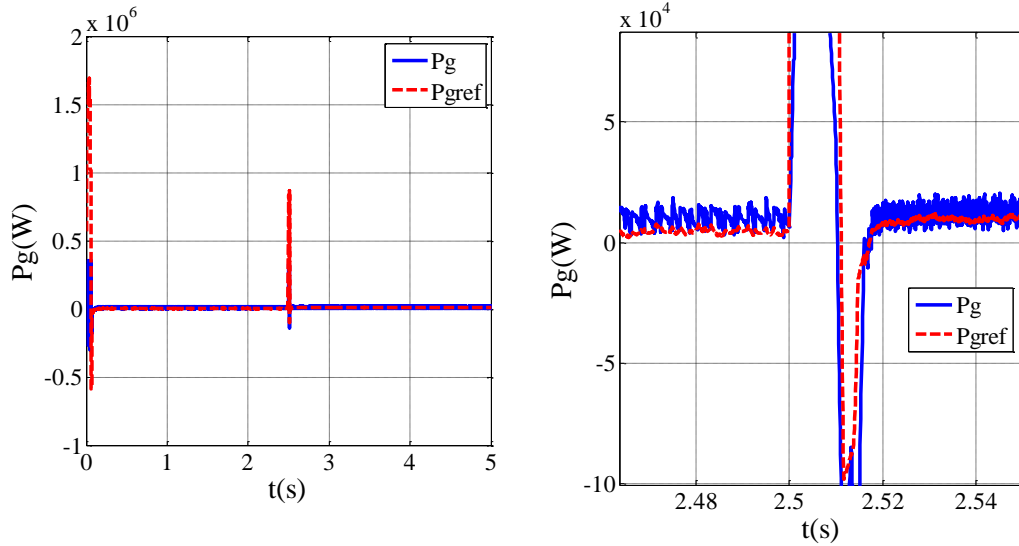


Figure III.21 Puissance active coté réseau électrique et sa référence.

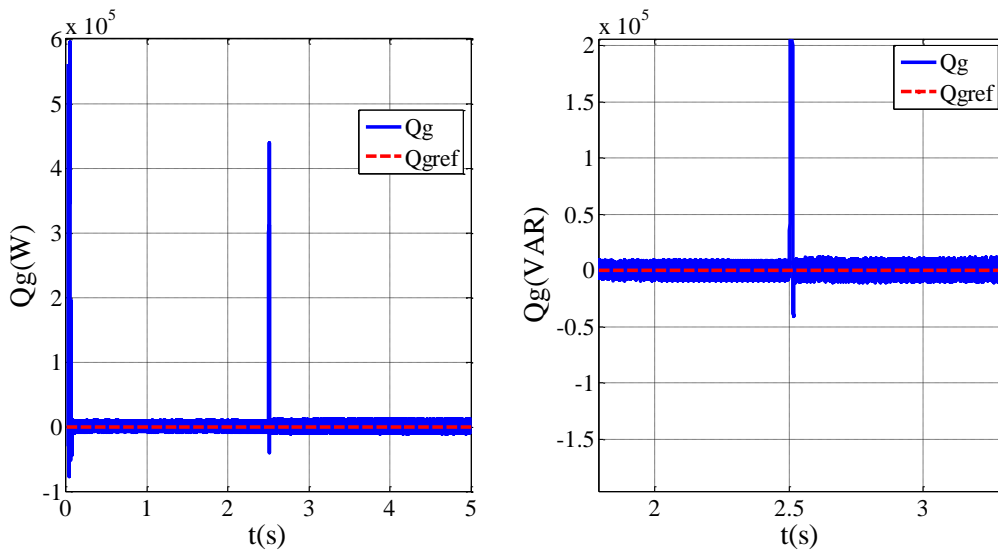
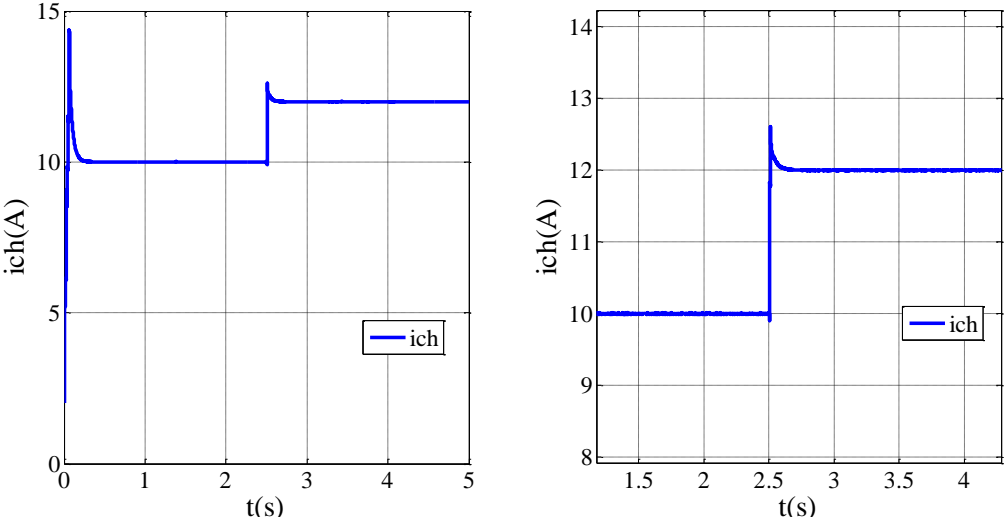
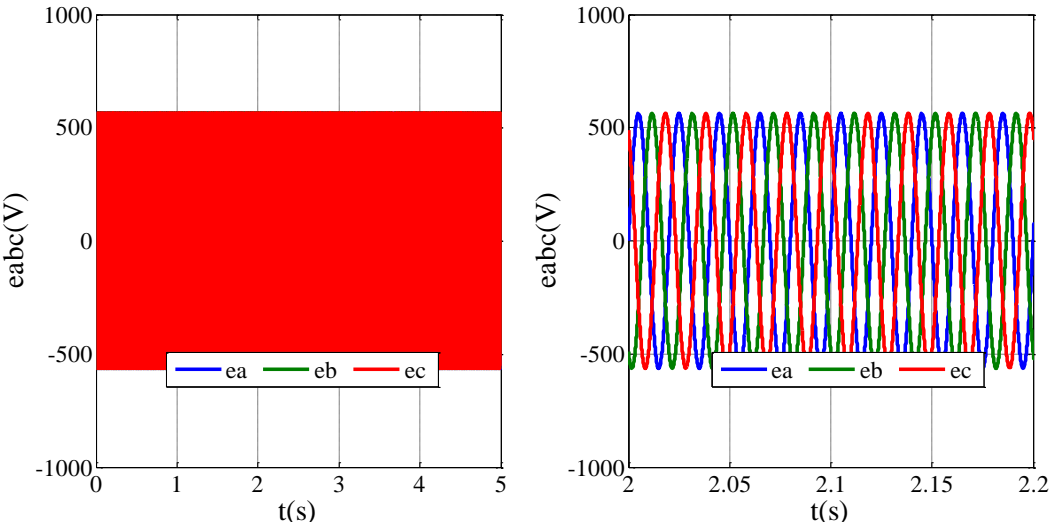


Figure III.22 Puissance réactive coté réseau électrique et sa référence.

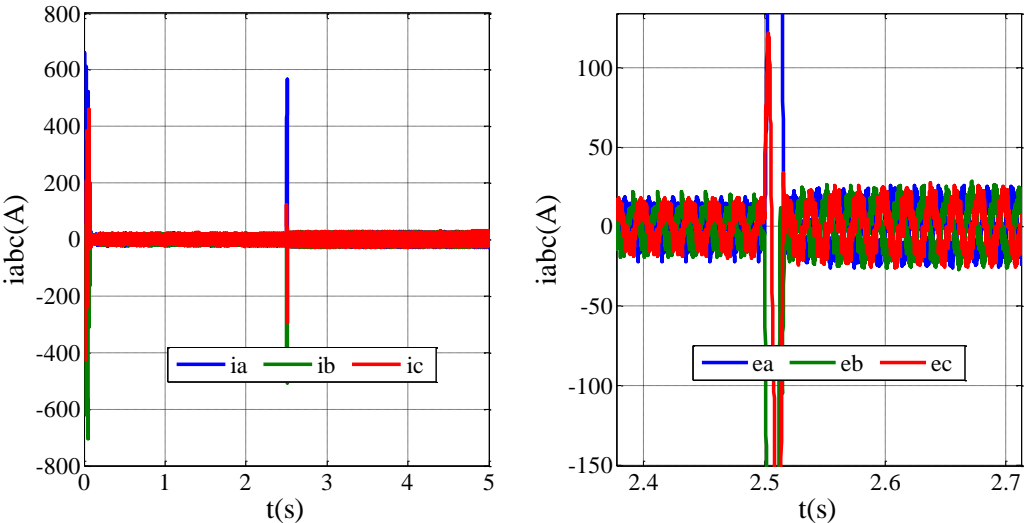
**Chapitre III : Application de la DPC pour contrôler le redresseur à MLI**



**Figure III.23 Courant de la charge.**



**Figure III.24 Tensions triphasées du réseau électrique.**



**Figure III.25 Courants triphasés du réseau électrique.**

## Chapitre III : Application de la DPC pour contrôler le redresseur à MLI

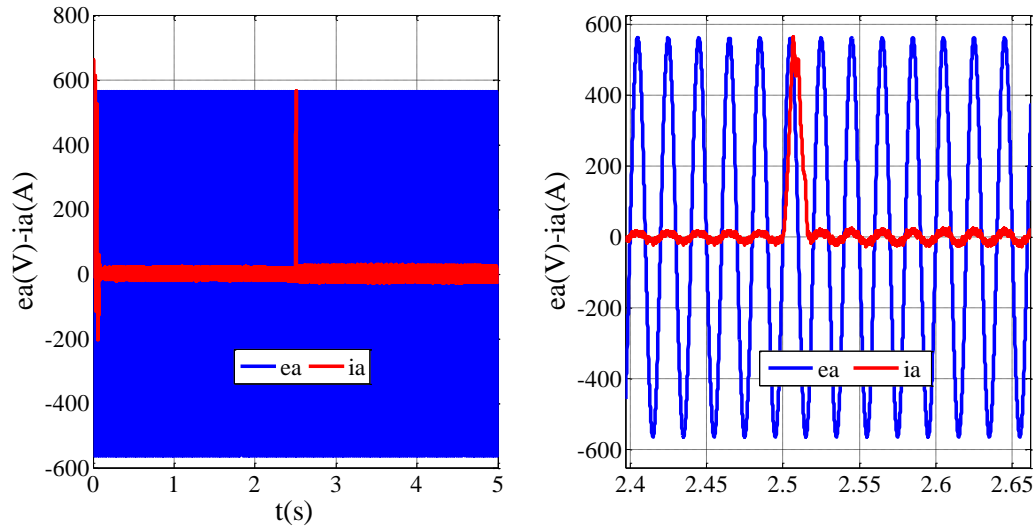


Figure III.26 Tension et courant de la phase a du réseau électrique.

### III. 4.4 Essai en charge (Changement de la charge) et la tension du bus continu constante

Nous avons effectué en chargement de charge à  $t=2.5s$  et  $U_{dc}$  maintenu à la valeur 1200 V.

Les Figures III.27, III.28, III.29, III.30, III.31, III.32 et III.33 présentent l'évolution de la tension du bus continu et sa référence, le courant de la charge, courants triphasés abc du réseau, tensions triphasés abc du réseau et les puissances instantanées active et réactive du réseau électrique, les puissances active et réactive du réseau électrique et leurs références et la tension et le courant de phase a respectivement.

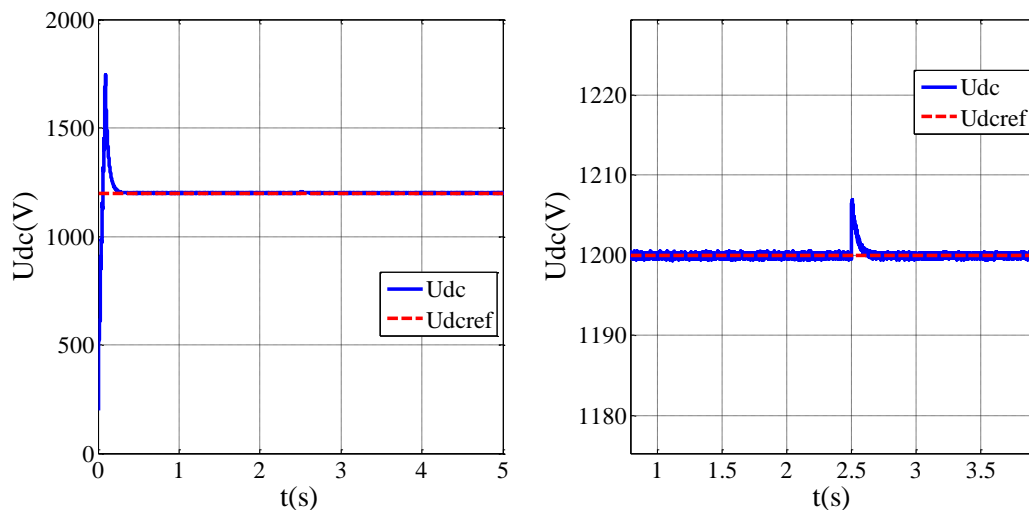
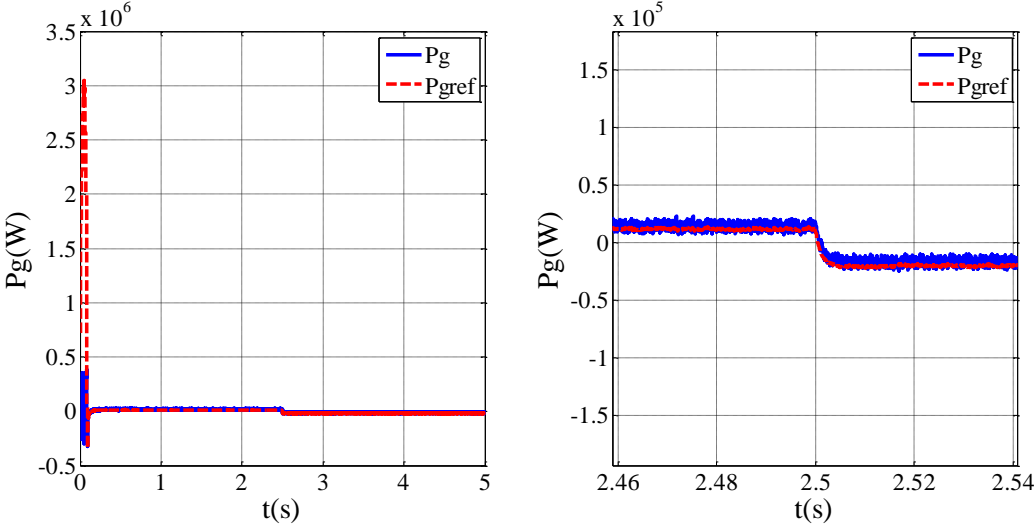
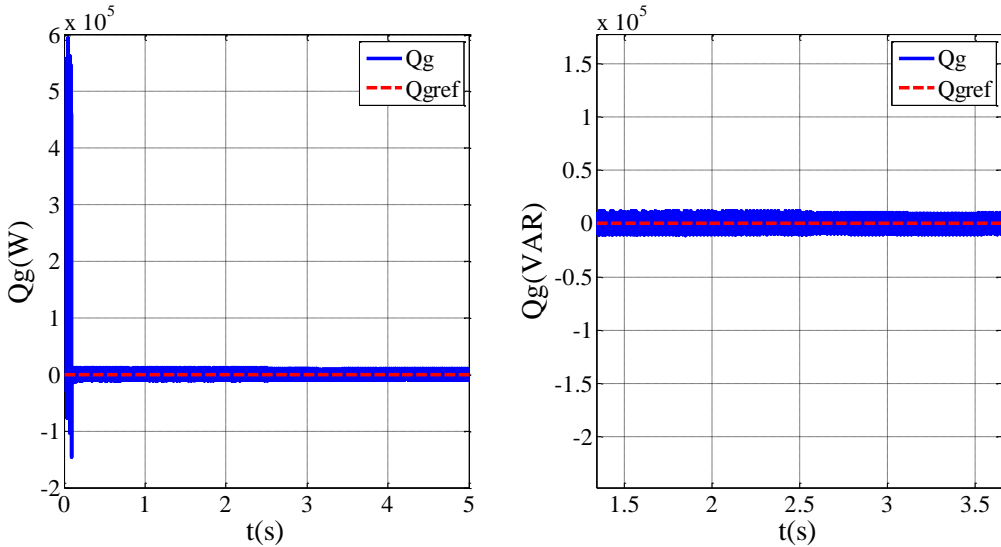


Figure III.27 Tension du bus continu mesuré et sa référence.

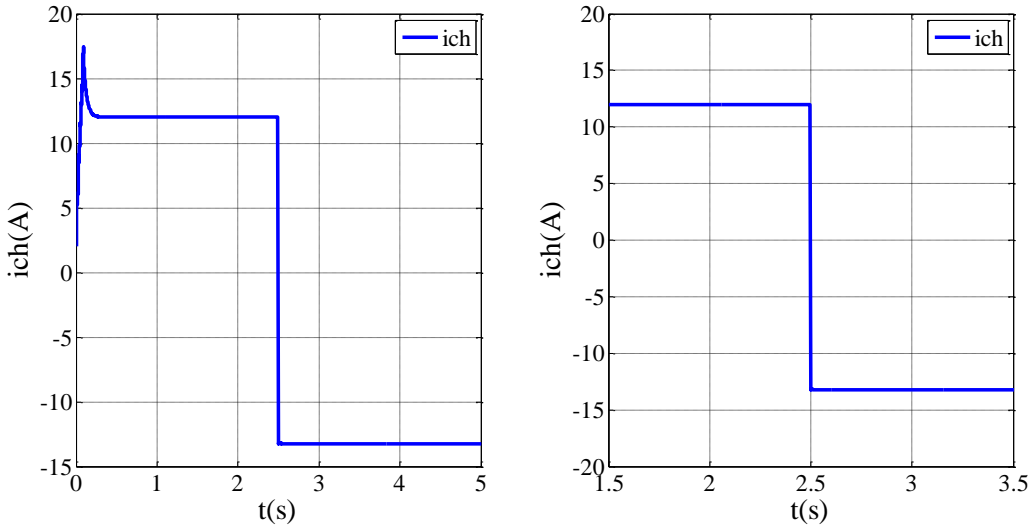
**Chapitre III : Application de la DPC pour contrôler le redresseur à MLI**



**Figure III.28 Puissance active coté réseau électrique et sa référence.**



**Figure III.29 Puissance réactive coté réseau électrique et sa référence.**



**Figure III.30 Courant de la charge.**

# Chapitre III : Application de la DPC pour contrôler le redresseur à MLI

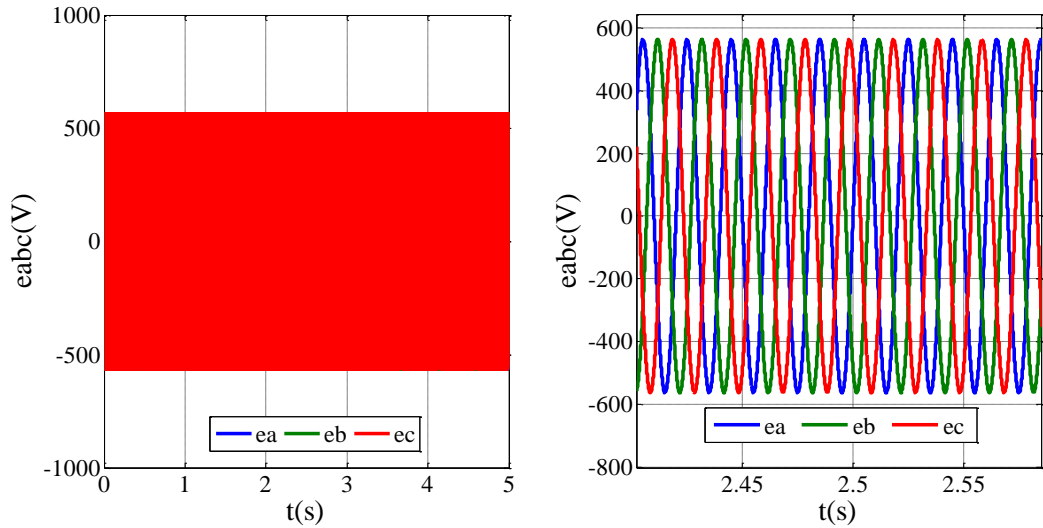


Figure III.31 Tensions triphasées du réseau électrique.

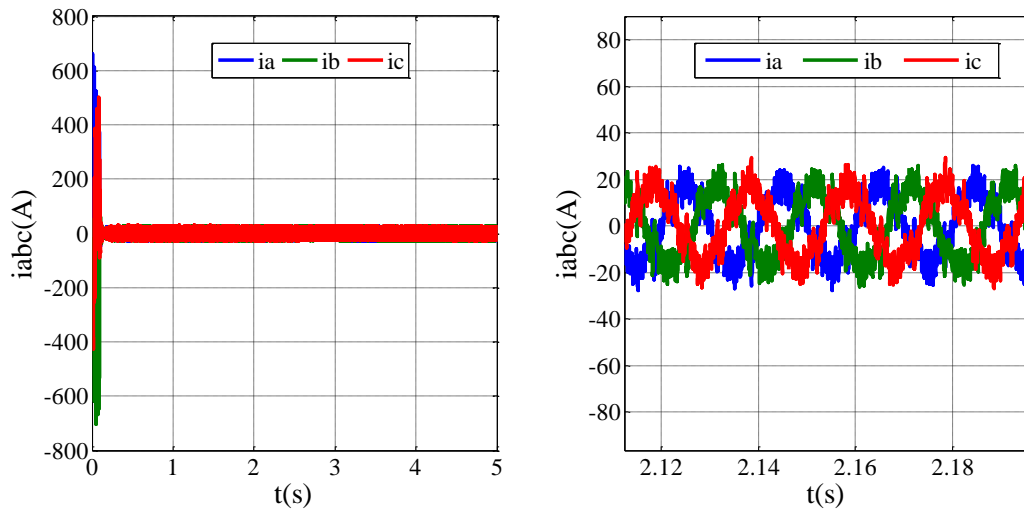


Figure III.32 Courants triphasés du réseau électrique.

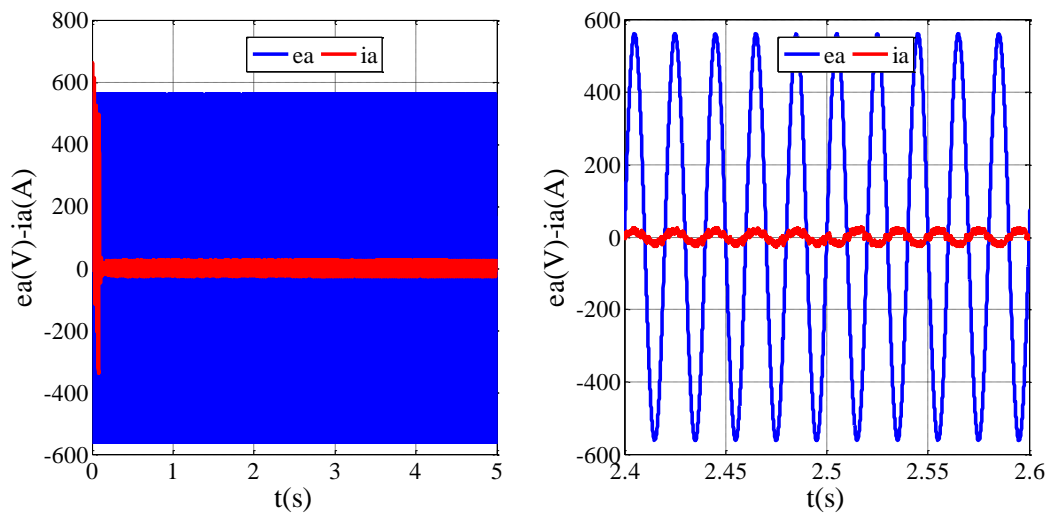


Figure III.33 Tension et courant de la phase a du réseau électrique.

## **Chapitre III : Application de la DPC pour contrôler le redresseur à MLI**

### **III. 5 Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons présenté et étudié en détail la commande directe du redresseur à MLI basé sur le découplage des puissances instantanées active et réactive et les secteurs de table de commutation du convertisseur statique. La DPC présentent plusieurs avantages, elle permet d'obtenir des performances dynamiques très élevée avec une structure simple, sans utilisation des boucles imbriquées, ni des transformations de coordonnées ni de modulateur, ni de découplage entre les composantes du courant, aussi la DPC fonctionne avec une fréquence d'échantillonnage et des inductances plus petites et Le correcteur PI utilisé pour le réglage de la tension du bus continue induisent une réponse très rapide. Malgré ses avantages la DPC présente quelques inconvénients, la fréquence de commutation variable, la valeur de l'inductance doit être assez élevée pour lisser la forme d'onde du courant.

*Conclusion*

*Générale*

### Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce mémoire constituent une étude et synthèse détaillée de deux méthodes la commande vectorielle à flux virtuel orienté (VFOC) et la commande directe de puissance (DPC) pour commander les redresseurs à MLI triphasé connecté au réseau électrique via le filtre RL pour but, maintenir la tension du bus continue constante quel que soit la charge appliquée, l'absorption des courants sinusoïdaux, aussi de commander séparément les puissances instantanées active et réactive et maintenir la puissance réactive à zéro pour voir un facteur de puissance unitaire.

Dans le premier chapitre de ce mémoire, nous avons présenté dans un premier temps un aperçu général sur les redresseurs à MLI contient les principaux composants, structure générale, les différentes topologies et la description du fonctionnement des redresseurs à MLI. Puis nous avons détaillé les différentes techniques de commande à MLI et leurs applications dans l'industrie aussi nous les différentes stratégies de commande du redresseur à MLI triphasé. Dans la deuxième de partie de ce chapitre nous avons modélisé le modèle mathématique du redresseur à MLI dans le repère triphasé abc, le repère fixe  $\alpha\beta$  et le repère mobile d q tournant du Park.

Dans le deuxième et le troisième chapitres nous avons traité deux techniques (VFOC, DPC) respectivement pour contrôler un redresseur à MLI, la VFOC permet de contrôler séparément les puissances instantanées active et réactive à partir des courant quadrature et direct respectivement et la tension du bus continue avec l'utilisation des régulateurs PI et la DPC permet de contrôler indépendamment les puissances instantané active et réactive à l'aide de table de commutation du convertisseur statique (Redresseur à MLI) sans boucle de régulation et aussi assure le réglage de la tension de bus continu.

Afin de valider les deux techniques (VFOC) et (DPC) des résultats de simulation à la fin de chaque chapitre (II et III) ont été présentées pour plusieurs tests Essai à vide et Essai en charge pour la tension du bus continu constante et variante et aussi avec la variation de charge à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK pour monter les performances et l'efficacité de chaque technique.

La DPC utilise un algorithme simple et une meilleure maîtrise des puissances active et réactive instantanées et l'avantage de ne pas utilisé des boucles de régulation des courants.

En perspective, nous proposons pour des futurs travaux l'utilisation des autres techniques de contrôles parmi-elles VFDP à base de DSOGI ou la technique SVM (fréquence fixe).

# Références

### Références

#### Références Chapitre I

- [1] J. Arrillaga et N. R. Watson, « *Power System Harmonics* ». Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2003.
- [2] IEEE Std 519-2014, *IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*, IEEE, 2014.
- [3] Dupont, Jean. « Les systèmes de redressement à modulation de largeur d'impulsion et leurs applications dans les réseaux électriques », *Revue des Systèmes Électriques*, 2020, p. 45-52.
- [4] Martin, Pierre et Durand, Sophie. « Applications des redresseurs MLI dans les éoliennes et les systèmes industriels », *Journal des Technologies Vertes*, 2022, p. 100-110.
- [5] S. Nia Ahmed, «Contribution à l'étude théorique et expérimentale d'un filtre actif parallèle à commande analogique et numérique temps réel» Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine (INPL), Lorraine, 1996.
- [6] M. H. Rashid, «*Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications*», 4<sup>th</sup> ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Pearson, 2013.
- [7] M.S. Djebbar, « Etude comparative des redresseur cascade et multi niveaux à commande MLI» Thèse de Magistère en Electrotechnique, Université M'entoura Constantine, 2005.
- [8] Y. Thiaux, «Conversion AC/DC amélioration du facteur de puissance » IUT de Nîmes département GEII Electronique de Puissance, Septembre 2013.
- [9] A.Boulahia, «Etude des convertisseurs statique destinés à la qualité d'énergie électrique» thèse de Magistère en Electrotechnique, Université de Constantine, Avril 2009.
- [10] A. Saidi et T. Rachedi, "Contrôle direct de puissance d'un redresseur triphasé à MLI," Mémoire de Master, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2014.
- [11] A. Fekik, Commande directe de puissance d'un redresseur à MLI par DSP, Thèse de Doctorat 3ème Cycle LMD, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Faculté du Génie Électrique et d'Informatique, Département d'Électrotechnique, Algérie, 20 juin 2018.
- [12] N.belhaouchet, «Fonctionnement à la fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissance en utilisant des technique de commande avancé, application : amélioration de la qualité de l'énergie» Thèse de Doctorat ; Université Ferhat Abbas Sétif Juillet 2011.

## Références

- [13] A.Mohamed Muftah, «Structures et stratégie de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales» Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, Mai 2008.
- [14] P.Ladoux, G.Ollég, «Compensateur d’harmonique et de puissance réactive» Système didactique, RESELEC 2002.
- [15] N. Boukhari et L. Stiti, "Commande d’un redresseur triphasé à MLI," Mémoire de Master, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2014.
- [16] A. BOUAFIA , F. KRIM, J. GAUBERT , «Predictive direct power control of three-phase pulse width modulation (PWM) rectifier using space-vector modulation (SVM) », IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 1,pp. 1945–1955, JANUARY. 201
- [17] P. Lemoigne, «Commande par hystérésis simple et originale pour le contrôle d'un convertisseur, » Symposium de Génie Électrique, 2014.
- [18] A. Bouafia, « Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d’électronique de puissance: application aux redresseurs à MLI», Thèse de Doctorat en Sciences, Université Ferhat Abbas - Sétif, Faculté de Technologie, Département d’Électrotechnique, Algérie, 6 oct. 2010.
- [19] N. Boukhari et L. Stiti, "Commande d’un redresseur triphasé à MLI," Mémoire de fin d’études, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2012.
- [20] A. Benslimane, «Commande par mode glissant appliquée aux redresseurs à MLI, » Mémoire de Magister, Université de Béjaïa, 2012.
- [21] A. Benyamina et M. Boukhetala, «Commande par orientation du vecteur tension (VOC) d’un redresseur MLI triphasé, » Mémoire de fin d’études, Université de Bejaïa, 2019.
- [22] J. R. López and J. Rodríguez, «"Modulation de largeur d’impulsion dans les redresseurs de puissance," in Power Electronics Handbook, *Academic Press*, 2005, pp. 1153-1180, ISBN 978-0121463606.
- [23] H. W. Hasse and K. M. Smedley, «Vector Control of AC Machines: A Practical Guide," IEEE Transactions on Industrial Electronics», vol. 50, no. 5, pp. 876–884, 2003.
- [24] A. Mehdi, «Contribution à l’étude des redresseurs à commande par DPC pour une qualité de l’énergie», Thèse de Doctorat 3<sup>e</sup> Cycle en Électrotechnique, 2017.
- [25] M. Malinowski, «Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers» PhD Thesis, Faculty of Electrical Engineering Institute of Control and Industrial Electronics 2001.

### Références Chapitre II

- [1] M. Fadel, "Commande vectorielle des machines asynchrones," Techniques de l'Ingénieur, 2007.
- [2] P. Vas, "Vector Control of AC Machines", Oxford University Press, 1990.
- [3] R. Krishnan, "Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control", Prentice Hall, 2001.
- [4] A. Glumineau and J. de León Morales, "Commande avancée des systèmes électriques", Hermes Science, 2003.
- [5] L. Ben-Brahim, "Commande des convertisseurs statiques : applications aux machines électriques", Éditions Ellipses, 2005.
- [6] H. Komurcugil, "Improved VFOC Strategy for Three-phase Rectifiers," IEEE Trans. Power Electron, vol. 35, no. 1, pp. 145–153, Jan. 2020.
- [7] S. Bacha, I. Munteanu, and A. Tounzi, "Commandes avancées pour les systèmes électromécaniques", Dunod, 2014.
- [8] A. Tounzi, "Estimation de flux et commande vectorielle," Cours ENS, 2019.
- [9] M. Pietrzak-David, "Machines électriques et commande vectorielle," Cours Polytech, 2018.
- [10] N. R. Patel et al., "Flux estimation and control techniques for induction motor drives," Int. J. Electr. Power Energy Syst , vol. 104, pp. 774–784, 2019.
- [11] M. S. M. Cichowlas, "PWM Rectifier with Active Filtering", Warsaw, Poland, 2004.
- [12] A. Bouafia, "Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance : Application aux redresseurs à MLI," Thèse de doctorat, 2014.
- [13] A. Bouafia, J.-P. Gaubert, and F. Krim, "Predictive direct power control of three-phase pulse width modulation (PWM) rectifier using space-vector modulation (SVM)," IEEE Trans. Power Electron.\*, vol. 25, no. 1, pp. 228–236, Jan. 2010.
- [14] A. Rahoui et al., "Grid Voltages Estimation for Three-Phase PWM Rectifiers Control Without AC Voltage Sensors," \*IEEE Trans. Power Electron., vol. 33, no. 1, pp. 859–875, Jan. 2018.
- [15] A. Bouafia, J.-P. Gaubert, and F. Krim, "Design and implementation of predictive current control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (SVM)," Energy Convers. Manag. vol. 51, no. 12, pp. 2473–2481, Dec. 2010.

## Références

- [16] 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," Thèse de doctorat, 2014.
- [17] J. R. Rodríguez et al., "PWM regenerative rectifiers: State of the art," \*IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 52, no. 1, pp. 5–22, Feb. 2005.
- [18] M. Malinowski, M. Jasinski, and M. P. Kazmierkowski, "Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM)," \*IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 51, no. 2, pp. 447–454, Apr. 2004.
- [19] M. Malinowski et al., "Control of three-level PWM converter applied to variable-speed-type turbines," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 1, pp. 69–77, Jan. 2009.
- [20] M. Moradian, F. M. Tabatabaei, and S. Moradian, "Modeling, control and fault management of microgrids," \*Smart Grid Renew. Energy, vol. 4, no. 1, pp. 99–107, Jan. 2013.
- [21] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, and A. Trzynadlowski, "Direct power control with virtual flux estimation for three-phase PWM rectifiers," in Proc. IEEE ISIE 2000, Puebla, Mexico, 2000, pp. 442–447.
- [22] A. Rahoui et al., "Grid voltages estimation for three-phase PWM rectifiers control without AC voltage sensors," IEEE Trans. Power Electron., vol. 33, no. 1, pp. 859–875, 2018.
- [23] M. Malinowski et al., "Control of three level PWM converter applied to variable speed type turbines," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 1, pp. 69–77, 2009.
- [24] M. Bouzidi and A. Bensaadi, "Commandes non linéaires d'un redresseur PWM triphasé," Mémoire de fin d'études, Univ. de M'sila, Algérie, 2009.
- [25] M. Malinowski, Sensorless Control Strategies for Three-Phase PWM Rectifiers, Ph.D. dissertation, Warsaw Univ. of Technology, Warsaw, Poland, 2001.
- [26] P. Barrass and M. Cade, "PWM rectifier using indirect voltage sensing," IEE Proc. Electr. Power Appl.\*, vol. 146, no. 5, pp. 539–544, Sep. 1999.
- [27] T. Noguchi, H. Tomiki, and S. Takahashi, "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors," IEEE Trans. Ind. Appl.\*, vol. 34, pp. 473–479, 1998.

### Références Chapitre III

- [1] A. Bouafia , F. Krim , J. Gaubert , " Predictive direct power control of three-phase pulse width modulation (PWM) rectifier using space-vector modulation (SVM)", IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 1,pp. 1945–1955, January. 2010.
- [2] B. Mansour, S. Barkat, "Commande par Orientation de la Tension d'un Redresseur PWM Utilisant la Commande Non Linéaire Adaptative" Le Premier Séminaire National sur le Génie Electrique Appliqué aux Energies Renouvelables Chlef, Algérie, Janvier 2010.
- [3] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi: "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 34, no. 3, pp. 473-479, May./Jun. 1998
- [4] G. Escobar, A. M. Stankovic, J. M. Carrasco, and E. Galvan, and R. Ortega: "Analysis and design of direct power control (DPC) for a three phase synchronous rectifier via output regulation subspaces", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 18, no. 3, pp. 823-830, May. 2003.
- [5] S. Vazquez, J. A. Sanchez, J. M. Carrasco, J. I. Leon, E. Galvan: "A model-based direct power control for three-phase power converters", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 55, no. 4, pp. 1647-11657, Apr. 2008.
- [6] S. Vazquez, J. A. Sanchez, J. M. Carrasco, J. I. Leon, E. Galvan: "A model-based direct power control for three-phase power converters", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 55, no. 4, pp. 1647-11657, Apr. 2008.
- [7] M. Malinowski, M. Jasinski, and M. P. Kazmierkowski: "Simple Direct power control of three phase PWM rectifier using space vector modulation (DPC-SVM)", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 51, no. 2, pp. 447-454, Apr. 2004.
- [8] M. Cichowlas, M. Malinowski, P. Kazmierkowski, D. L. Sobczuk, J. Pou: "Active filtering function of three-phase PWM boost rectifier under different line voltage conditions", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 52, no. 2, pp. 410-419, Apr. 2005.
- [9] P. Antoniewicz, M. P. Kazmierkowski: "Virtual-flux-based predictive direct power control of AC/DC converters with online inductance estimation", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 55, no. 12, pp. 4381-4390, Dec. 2008

## Références

- [10] S. A. Larrinaga, M. A. R. Vidal, E. Oyarbide, J. R. T. Apraiz: "Predictive control strategy of DC/AC converters based on direct power control", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 54, no. 3, pp. 1261-1271, Jun. 2007.
- [11] P. Cortés, J. Rodríguez, P. Antoniewicz, M. P. Kazmierkowski: "Direct power control of an AFE using predictive control", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 23, no. 5, pp. 2516-2523, Sep. 2008
- [12] B. S. Chen, G. Joos: "Direct power control of active filters with averaged switching frequency regulation", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 23, no. 6, pp. 2729-2737, Nov. 2008
- [13] D. S. Martin, J. L. Rodriguez, S. Arnalte: "Direct power control applied to doubly fed induction generator under unbalanced grid voltage conditions", IEEE Trans. on Power Electronics, vol.23, no. 5, pp. 2328-2336, Sep. 2008.
- [14] D. S. Martin, J. L. Rodriguez, S. Arnalte: "Direct power control applied to doubly fed induction generator under unbalanced grid voltage conditions", IEEE Trans. on Power Electronics, vol.23, no. 5, pp. 2328-2336, Sep. 2008.
- [15] J. Fadat, Y. Dorali : "Redresseur à absorption de courants sinusoïdaux: commande dans le repère triphasé", 3EI, no. 52, pp. 46-59, Mars 2008.
- [16] T. Ohnuki, O. Miyashita, P.Lataire, G.Maggetto, "Control of a Three-Phase PWM Rectifier Using Estimated AC-Side and DC-Side Voltages" IEEE Trans, Power Electronics, Vol. 14, No. 2, March 1999.
- [17] T. Ohnishi, "Three Phase PWM Converter/Inverter By Means of Instantaneous Active and Reactive Power Controle", Tokushima-Japan. IEEE 1991.
- [18] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, I. Takahashi, "Direct power control of PWM converters without power-source voltage sensors", IEEE Transactions on Industry Applications; Volume: 34, Issue: 3, May-June 1998) Page(s): 473 - 479
- [19] M. Malinowski, Sensorless control strategies for three phase PWM rectifiers, Ph.D. Thesis, Warsaw university of technology, Poland, 2001. Applications, Vol. 34, No. 3, pp. 473-479, 1998.
- [20] A. Bouafia, Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance: application aux redresseurs à MLI, Thèse de Doctorat de l'université de Sétif, Algérie, 2010.
- [21] A. Bouafia, F. Krim, J.P. Gaubert, "Design and implementation of high performance direct power control of three-phase PWM rectifier, via fuzzy and PI

## Références

- controller for output voltage regulation", *Energy Conversion and Management*, 50 (2009) 6-13.
- [22] Y. A. Chapuis, Control direct de couple d'une machine asynchrone par l'orientation de son flux statorique, Thèse de Doctorat, Institut nationale polytechnique de Grenoble, France 1992.
- [23] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg, and G.D Marques, "Virtual flux based direct power controle of three-phase PWM rectifiers", *IEEE Trans.Ind. Applicat*, vol 37, 2001, pp. 1019–1027, July/Aug 2001.

**Annexes**

## Annexes

### Annexe A Paramètres utilisées du redresseur à MLI connecté au réseau pour les deux techniques VFOC et DPC

Tension efficace du réseau électrique	398V/690 V
Résistance de filtre de connexion	2 m $\Omega$
Inductance de filtre de connexion	5mH
Fréquence du réseau	50 HZ
Capacité de bus continu	4400 $\mu$ F
Tension du bus continue	1200 V
Résistance de la charge	100 $\Omega$

## Annexe B Transformations TRIPHASEE–DIPHASEE

### B.1. Transformation de Clarke ou de Concordia

#### Passage du système triphasé fixe au système diphasé fixe

Les transformations de Clarke et de Concordia permettent (l'une ou l'autre) de passer d'un repère triphasé équilibré abc à un repère diphasé  $\alpha\beta$ . Ce qui est très intéressant puisque l'objectif de la technique VFOC est de parvenir à contrôler séparément les deux grandeurs **courant quadrature iq (puissance instantané active P) et courant direct id (puissance instantané réactive Q)** qui seront chacune, associée à un axe.

Et l'objectif de la technique DPC est de parvenir à contrôler séparément les deux grandeurs **puissance instantané active P et puissance instantané réactive Q** qui seront chacune, associée à un axe.

#### 1. Transformation de Clarke

Cette transformation ( $\alpha\beta 0$ ) n'est pas normée, par conséquent elle ne conserve pas la puissance, mais conserve les amplitudes. Les matrices de Clarke et Clarke inverse sont:

$$[C] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (B.1); \quad [C]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (B.2)$$

#### Remarques

La matrice de Clarke n'est pas normée par conséquent, son inverse n'est pas égale à sa transposée. Si le système des tensions est équilibré, la matrice de Clarke, se réduit à :

$$[C] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (B.3)$$

#### 2. Transformation de Concordia

Cette transformation ( $\alpha\beta 0$ ) normée, elle conserve la puissance mais pas les amplitudes.

Les matrices de Concordia et Concordia inverse, sont :

$$[C] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (B.4); \quad [C]^{-1} = [C]^T = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (B.5)$$

### Remarques

La matrice de Concordia est normée par conséquent, son inverse est égal à sa transposée.

Si le système des tensions est équilibré, la matrice de Concordia, se réduit à :

$$[c_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{B.6})$$

### B.2. Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée - diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère ( $\alpha\beta$ ) puis vers le repère (dq). Le repère ( $\alpha\beta$ ) est toujours fixe par rapport au repère abc, par contre le repère dq est mobile. Il forme avec le repère fixe ( $\alpha\beta$ ), un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park.

La matrice de rotation  $R(\theta)$  telle que :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{R(\theta)} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \text{ Avec : } R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{B.7})$$

Les matrices de Park et Park inverse sont données par les relations suivantes :

$$[P(\theta_P)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_P & \cos \left( \theta_P - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta_P + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_P & -\sin \left( \theta_P - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta_P + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{B.8})$$

$$[P(\theta_P)]^{-1} = [P(\theta_P)]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_P & -\sin \theta_P & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \left( \theta_P - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta_P - \frac{2\pi}{3} \right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \left( \theta_P + \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta_P + \frac{2\pi}{3} \right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{B.9})$$

### Remarques

La matrice de Park est normée, par conséquent son inverse est égale à sa transposée.

Si le système des tensions est équilibré, la matrice de Park, se réduit à :

$$[P_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_P & \cos \left( \theta_P - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta_P + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_P & -\sin \left( \theta_P - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta_P + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (\text{B.10})$$

### **Annexe C Présentation de l'environnement MATLAB/SIMULINK™**

MATLAB est un logiciel destiné principalement au calcul scientifique, à la modélisation et à la simulation. Le noyau de calcul est associé à l'environnement SIMULINK, permettant une modélisation basée sur des schémas-blocs.

Des bibliothèques spécialisées sont disponibles (les "Toolboxes") pour la plupart des domaines scientifiques nécessitant des moyens de calcul importants : automatique, traitement de signal, mathématiques appliquées, télécommunications, etc.

Des modules temps réel, développés autour des produits dSPACE (Real Time Interface, TRACE, COCKPIT) sont également proposés et rendent l'environnement de travail particulièrement attractif : l'utilisateur dispose en effet de tous les outils nécessaires à l'élaboration d'une application sur procédé réel, de la simulation à la supervision.

Les simulations proposées sont réalisées sous MATLAB/SIMULINK™.