

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE
جامعة فرحات عباس سطيف
UNIVERSITE FERHAT ABBAS - SETIF
UFAS (ALGERIE)

THESE DE DOCTORAT EN SCIENCES

Présenté au département d'Electrotechnique
Faculté de Technologie
Pour Obtenir le titre de

Docteur En Electrotechnique

Spécialité : Commande Electrique

Par

BOUAFIA ABDELOUAHAB

Thème

TECHNIQUES DE COMMANDE PREDICTIVE ET FLOUE POUR LES SYSTEMES D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE: APPLICATION AUX REDRESSEURS A MLI

Soutenu le : 06/10/2010 devant la commission d'examen composée de :

Pr. MOSTEFAI Mohamed	<i>Président</i>	<i>Université de Sétif</i>
Pr. KRIM Fateh	<i>Directeur de thèse</i>	<i>Université de Sétif</i>
Dr. GAUBERT Jean-Paul	<i>Examineur</i>	<i>Université de Poitiers</i>
Dr. RAMBAULT Laurent	<i>Examineur</i>	<i>Université de Poitiers</i>
Pr. REKIOUA Toufik	<i>Examineur</i>	<i>Université de Béjaia</i>
Pr. BACHA Seddik	<i>Examineur</i>	<i>Université de Grenoble</i>

Techniques de Commande Prédicative et Floue pour les Systèmes d'Electronique de Puissance : Application aux Redresseurs à MLI

Mots clés :

- Electronique de puissance
- Pollution/dépollution harmonique
- Redresseurs à MLI
- Facteur de puissance unitaire
- Contrôle de courant
- Puissance instantanée
- Contrôle direct de puissance
- Commande prédictive
- Logique floue

Keywords :

- Power electronics
- Harmonic pollution/elimination
- PWM rectifiers
- Unity power factor
- Current control
- Instantaneous power
- Direct power control (DPC)
- Predictive control
- Fuzzy logic

Résumé :

Cette thèse s'inscrit dans les travaux de recherche menés sur les moyens modernes, à base de l'électronique de puissance, de dépollution harmonique du réseau de distribution de l'énergie électrique. Cette pollution constitue actuellement un problème majeur surtout dans l'industrie. Elle est causée principalement par les charges non-linéaires, prélevant sur le réseau des courants non sinusoïdaux. Les convertisseurs statiques, surtout les redresseurs à diodes et à thyristors, sont de nature non-linéaire et représentent la principale source d'injection de courants harmoniques dans le réseau. Ils requièrent donc une attention particulière afin de réduire leurs taux d'harmonique en courant. Dans ce contexte, les solutions modernes préventives adoptées, en plus du filtrage actif qui représente une solution curative, consiste à remplacer les redresseurs classiques par de nouvelles structures de convertisseurs *AC/DC* non polluants, dont le comportement vis-à-vis du réseau est de nature résistive. Ce travail apporte une contribution à la commande du redresseur de tension à *MLI* à absorption de courant sinusoïdal. En effet, différentes stratégies de commande ont été développées, simulées et validées sur un banc d'essai expérimental dont le but commun est d'obtenir un réglage performant de la tension du bus continu et un prélèvement de courants sinusoïdaux. Ces stratégies sont basées soit sur le contrôle direct des courants absorbés soit sur le contrôle direct des puissances instantanées (*DPC*). De plus, elles sont combinées avec des commandes dites avancées, comme les approches floues et prédictives appliquées aux deux techniques de contrôle énoncées précédemment. La simulation de toutes ces méthodes a été mise en œuvre à l'aide du logiciel *Matlab/SimulinkTM* et l'implantation en temps réel a été élaborée grâce à une carte contrôleur du système *dSPACE 1104*.

Avant propos.

Le travail présenté dans ce mémoire a été réalisé en collaboration entre le Laboratoire d'Electronique de Puissance et Commande Industrielle (*LEPCI*) de l'Université de Sétif, Algérie, et le Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle (*LAI*) de l'Université de Poitiers, France, dans le cadre d'une convention de cotutelle de thèse entre les deux universités.

A l'issue de ce travail je tiens à adresser ma reconnaissance et mes remerciements à toutes les personnes qui ont contribué, chacune à leur manière, à l'accomplissement de cette thèse.

Tout d'abord, je tiens à remercier vivement les membres de jury pour avoir accepté d'évaluer ce travail et ce mémoire :

Monsieur ***Mohamed MOSTEFAÏ***, Professeur à l'Université de Sétif, Algérie, d'avoir accepté de juger mon travail et de présider le jury de soutenance de cette thèse.

Messieurs ***Seddik BACHA***, Professeur à l'Université de Grenoble, France, et ***Toufik REKIOUA***, Professeur à l'Université de Bejaia, Algérie, pour m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être les rapporteurs de cette thèse.

Je tiens également à remercier très chaleureusement mes directeurs de thèse :

Monsieur ***Fateh KRIM***, du côté Algérien, Professeur à l'Université de Sétif, pour son encadrement, son suivi permanent et ses précieux conseils.

Monsieur ***Laurent RAMBAULT***, Maître de Conférences à l'Université de Poitiers, mon directeur de thèse du côté Français, pour son encadrement et sa confiance dans ce travail.

Monsieur ***Jean-Paul GAUBERT***, Maître de Conférences à l'Université de Poitiers, mon encadreur de thèse, pour son aide, son soutien permanent et pour m'avoir traité toujours aussi chaleureusement.

Je suis très reconnaissant au directeur du Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle (*LAI*), Professeur ***Gérard CHAMPENOIS***, pour l'accueil chaleureux et pour m'avoir donné l'opportunité de réaliser la partie expérimentale de cette thèse au sein de son laboratoire.

Listes des Symboles et Acronymes

Symboles :

e_a, e_b, e_c	Tensions simples du réseau
v_a, v_b, v_c	Tensions simples à l'entrée du pont redresseur
i_a, i_b, i_c	Courants débités par le réseau
v_{dc}, I_{dc}	Tension et courant du bus continu
v_L	Tension aux bornes de l'inductance de couplage
$\underline{v}(k)$	Valeur moyenne de v
I_{ch}	Courant de charge
α - β	Repère stationnaire
d - q	Repère synchrone tournant
i_α, i_β	Composantes du vecteur courant dans le repère stationnaire
i_d, i_q	Composantes du vecteur courant dans le repère synchrone
S_a, S_b, S_c	Signaux de commande des interrupteurs de puissance
T_{sa}, T_{sb}, T_{sc}	Largeurs des l'impulsions des signaux <i>MLI</i>
S_P, S_q	Sortie digitale des comparateurs à hystérésis des puissances P et q
L_s, r_s	Inductance et résistance de la source
L, r	Inductance et résistance de la bobine de couplage
C	Capacité du condensateur du bus continu
δ	Déphasage entre les deux vecteurs \bar{e} et \bar{v}
x	Variable d'état
M	Transformation de Park
I_1, I_h	Valeur efficace du courant fondamental et du courant harmonique de rang h
V_1, V_h	Valeur efficace de la tension fondamentale et de l'harmonique de rang h
α_1, α_h	Déphasage du courant fondamental et du courant harmonique de rang h
W	Energie électrique
S	Puissance apparente
P	Puissance active
q	Puissance réactive
D	Puissance déformante
P^*, q^*	Référence de la puissance active et réactive
$\Delta P, \Delta q$	Variation de la puissance active et réactive
θ	Position du vecteur de tension dans le repère stationnaire
θ_i	Secteur numéro i
ω	Pulsation fondamentale du réseau
Z_{cc1}, Z_{cch}	Impédance de court-circuit à la fréquence fondamentale et du rang h
ΔI	Largeur de la bande à hystérésis
FA	Fonction d'appartenance du sous-ensemble flou A
\bar{A}	Complément du sous-ensemble flou A
$\mu_A(x)$	Degré d'appartenance de x au sous-ensemble A
$\min(\mu_A(x), \mu_B(x))$	Minimum des deux degrés d'appartenance
$\max(\mu_A(x), \mu_B(x))$	Maximum des deux degrés d'appartenance
$hgt(A)$	Hauteur du sous-ensemble flou A

$supp(A)$	Support du sous-ensemble flou A
$noy(A)$	Noyau du sous-ensemble flou A
$\alpha-cut(A)$	Coupe de niveau α du sous-ensemble flou A
u	Sortie du contrôleur flou
ε	Ecart de réglage
$\Delta\varepsilon$	Variation de l'écart de réglage
f_s	Fréquence d'échantillonnage
T_s	Période d'échantillonnage
ΔT	Largeur du créneau centré pour le redresseur monophasé
E	Valeur efficace de la tension composée du réseau
$\overline{e, v, v_L}$	Vecteur de tension complexe du réseau, du redresseur et aux bornes de L
\overline{i}	Vecteur de courant complexe débité par le réseau

Acronymes :

<i>MLI</i>	Modulation de Largeur d'Impulsion
<i>PWM</i>	Pulse Width Modulation
<i>HCC</i>	Hysteresis Current Control
<i>VOC</i>	Voltage Oriented Control
<i>VFOC</i>	Virtual-Flux-based Oriented Control
<i>VSC</i>	Voltage Source Converter
<i>DPC</i>	Direct Power Control
<i>P-DPC</i>	Predictive Direct Power Control
<i>V-DPC</i>	Voltage-based Direct Power Control
<i>VF-DPC</i>	Virtual-Flux-based Direct Power Control
<i>DTC</i>	Direct Torque Control
<i>AC/DC</i>	Conversion alternative continue
<i>FACTS</i>	Flexible Alternating Current Transmission Systems
<i>SVC</i>	Static Var Compensator
<i>STATCOM</i>	Static Synchronous Compensator
<i>TCSC</i>	Thyristor Controlled Series Capacitor
<i>UPFC</i>	Unified Power Flow Controller
<i>PFC</i>	Power Factor Correction
<i>THD</i>	Total Harmonic Distortion
<i>P-DCC</i>	Predictive Direct Current Control
<i>SVM</i>	Space-Vector Modulation
<i>FP</i>	Facteur de Puissance
<i>HVDC</i>	High Voltage Direct Current
<i>MT</i>	Moyenne Tension
<i>BT</i>	Basse Tension
<i>FAP</i>	Filtre Actif Parallèle
<i>FAS</i>	Filtre Actif Série
<i>UPS</i>	Uninterruptible Power Supply
<i>UPF</i>	Unit Power Factor
<i>PLL</i>	Phase Locked Loop
<i>PI</i>	Regulateur Proportionnel intégral

Table des Matières

Introduction Générale	1
------------------------------------	---

Chapitre 1 : La Pollution Harmonique due aux Convertisseurs Statiques : Causes et Remèdes

1.1 Introduction.....	6
1.2 Qualité de l'énergie électrique	7
1.3 Problématique des harmoniques	7
1.3.1 Origine des harmoniques	8
1.3.2 Caractérisation des harmoniques	9
1.3.3 Conséquences néfastes des harmoniques	11
1.4 Perturbations produites par les redresseurs à commutation naturelle	13
1.5 Normes et réglementations	15
1.6 Solutions possibles pour réduire les harmoniques et d'améliorer la qualité de l'énergie	17
1.6.1 Solutions traditionnelles de dépollution	18
1.6.2 Solutions modernes à base d'électronique de puissance	20
1.6.2.1 Filtres actifs	20
1.6.2.2 Filtres actifs hybrides	22
1.6.2.3 Les alimentations sans interruption.....	23
1.6.2.4 Les FACTS	24
1.6.2.5 Prélèvement sinusoïdal.....	26
1.6.2.5.1 Correction du facteur de puissance PFC	26
1.6.2.5.2 Redresseurs à injection de courant.....	27
1.6.2.5.3 Redresseurs à MLI	28
1.7 Conclusion	30

Chapitre 2 : Commande par Hystérésis du Redresseur à MLI de Tension

2.1 Introduction.....	32
2.2 Onduleur de tension triphasé : applications et stratégies de commande	33
2.3 Le redresseur à MLI de tension	36
2.3.1 Structure et principe de fonctionnement	36
2.3.2 Modes d'opération redressement/régénération	40

2.3.3 Modèles du redresseur de tension à MLI.....	41
2.3.4 Dimensionnement des éléments passifs	45
2.4 Etat de l'art de la commande du redresseur à MLI.....	47
2.5 Contrôle par hystérésis des courants prélevés	49
2.5.1 Structure du contrôle de courant par hystérésis	51
2.5.2 Boucle de régulation de la tension du bus continu	51
2.6 Logique floue et contrôleur flou	53
2.6.1 Concepts fondamentaux de la logique floue	54
2.6.1.1 Variables linguistiques et les ensembles flous	55
2.6.1.2 Fonctions d'appartenance.....	57
2.6.1.3 Opérateurs sur les sous-ensembles flous.....	58
2.6.2 Raisonnement en logique floue.....	60
2.6.3 Inférences floues	62
2.6.4 Structure d'un système de commande floue.....	63
2.7 Synthèse du contrôleur flou du bus continu.....	67
2.7.1 Structure du contrôleur flou proposé.....	68
2.7.2 Mise en œuvre pratique du contrôleur flou	71
2.8 Description du banc d'essai expérimental.....	72
2.9 Résultats de simulation et expérimentaux.....	73
2.10 Conclusion	78

Chapitre 3 : Contrôle Direct de Puissance du Redresseur Triphasé à MLI à base d'une Table de Commutation Prédéfinie

3.1 Introduction.....	82
3.2 Etat de l'art du contrôle direct de puissance (DPC).....	83
3.3 Principe du DPC avec table de commutation prédéfinie	84
3.4 DPC classique.....	85
3.4.1 Expressions des puissances instantanées	86
3.4.2 Résultats de simulation et expérimentaux	87
3.4.3 Conclusion.....	90
3.5 DPC proposé	91
3.5.1 Etude des variations des puissances instantanées.....	91
3.5.2 Elaboration de la nouvelle table de commutation	94
3.5.3 Résultats de simulation et expérimentaux	95

3.5.4 Principe du contrôle flou de la tension du bus continu pour le DPC.....	98
3.5.5 Résultats expérimentaux du contrôle flou du bus continu	100
3.6 DPC flou.....	102
3.6.1 Synthèse des règles floues	103
3.6.2 Résultats de simulation et expérimentaux.....	104
3.7 Etude comparative.....	108
3.8 Conclusion	110

Chapitre 4 : Commande Prédictive de Courants Absorbés par le Redresseur à MLI

4.1 Introduction.....	112
4.2 Principe de la commande prédictive.....	113
4.3 Commande prédictive de courant du redresseur monophasé	115
4.3.1 Commande prédictive pour le fonctionnement à deux niveaux	116
4.3.2 Commande prédictive pour le fonctionnement à trois niveaux.....	118
4.3.3 Résultats de simulation et expérimentaux	120
4.4 La MLI vectorielle.....	125
4.5 Commande prédictive de courants du redresseur triphasé	128
4.5.1 Commande prédictive de courants avec optimisation	129
4.5.1.1 Estimation des références des courants commandés.....	131
4.5.1.2 Résultats d'implémentation en simulation et de validation pratique	132
4.5.2 Commande prédictive de courants avec réponse pile.....	135
4.5.2.1 Commande prédictive des courants i_α et i_β	136
4.5.2.2 Commande prédictive des courants i_d et i_q	137
4.5.2.3 Résultats de simulation.....	140
4.5.2.4 Résultats expérimentaux	144
4.6 Conclusion	148

Chapitre 5 : Commande Directe de Puissance Prédictive du Redresseur Triphasé à MLI

5.1 Introduction.....	150
5.2 Modèle prédictif du redresseur à MLI commandé en puissance	150

5.3 Commande directe de puissance prédictive (P-DPC) avec sélection du vecteur de commande optimal.....	152
5.3.1 Prédiction des références des puissances instantanées	154
5.3.2 Principe de sélection du vecteur de commande optimal.....	155
5.3.3 Résultats de simulation et pratiques	157
5.4 Commande directe de puissance prédictive (P-DPC) avec réponse pile	159
5.4.1 P-DPC avec réponse pile dans le repère stationnaire $\alpha\text{-}\beta$	160
5.4.2 P-DPC avec réponse pile dans le repère tournant $d\text{-}q$	161
5.4.3 Résultats de simulation et pratiques de la P-DPC avec réponse pile.....	163
5.4.3.1 Résultats de la P-DPC dans le repère stationnaire $\alpha\text{-}\beta$	163
5.4.3.2 Résultats de la P-DPC dans le repère $d\text{-}q$	165
5.4.4 Interprétation des résultats.....	167
5.5 Etude comparative.....	168
5.6 Conclusion	169

Conclusion Générale.....	171
---------------------------------	------------

Annexe A

Annexe B

Annexe C

Annexe D

Références Bibliographiques

Introduction Générale

La qualité de l'énergie est un concept assez large qui recouvre à la fois la qualité de la fourniture électrique, celle de l'onde de tension et la qualité des courants. L'amélioration de la qualité de l'énergie sur les réseaux de distribution électrique, devient de nos jours, un enjeu important tant pour les gestionnaires des réseaux que pour les exploitants de l'énergie électrique. En exploitation normale, la qualité de l'électricité se réduit principalement à la qualité de l'onde de tension délivrée. Lorsque cette tension est présente, les principaux phénomènes pouvant l'affecter sont : les creux de tension de courtes ou longues durées, le flicker, la surtension, le déséquilibre ou les harmoniques. En revanche, la qualité des courants reflète la possibilité des charges à fonctionner sans perturber ni réduire l'efficacité du système de puissance. Habituellement, la qualité de l'onde de tension fait référence à la mesure du degré de conformité d'une source d'alimentation électrique par rapport à un certain nombre de critères ou de normes à caractère quantitatif et absolu. Les principaux paramètres caractérisant une tension triphasée sont la fréquence, l'amplitude, la forme d'onde qui doit être sinusoïdale et la symétrie du système caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leurs déphasages relatifs. Tout phénomène physique affectant un ou plusieurs de ces paramètres est considéré comme perturbation.

La présence des harmoniques dans le réseau électrique, appelée également *pollution harmonique*, est l'un des phénomènes importants entraînant la dégradation de la qualité de l'énergie, plus particulièrement la déformation ou la distorsion de l'onde de tension. Cette distorsion résulte de la superposition, sur l'onde de tension fondamentale, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples de celle du fondamental. Nous pouvons également observer des sous-harmoniques ou des inter-harmoniques à des fréquences non multiples de la fréquence fondamentale. Ce phénomène est souvent la cause d'une mauvaise exploitation de l'énergie électrique et risque d'endommager les appareils électriques connectés aux réseaux. Les conséquences néfastes les plus connues de la pollution harmonique se résument dans la destruction de condensateurs, le déclenchement intempestif de protections électriques, les phénomènes de résonance avec les éléments composants le réseau, l'échauffement du conducteur de neutre des transformateurs ainsi que l'usure qui est due à l'échauffement des équipements soumis aux harmoniques.

De plus, la pollution harmonique du réseau de distribution de l'énergie électrique constitue actuellement un problème majeur surtout en industrie. La présence de ce phénomène gênant est due principalement aux charges non linéaires. En effet, les charges non linéaires dans les secteurs industriels et domestiques, créant des courants non sinusoïdaux et/ou déphasés par rapport à la tension, engendrent des pollutions harmoniques, une augmentation de la valeur du courant efficace, une accélération du vieillissement de certains matériels. Ces charges non linéaires ou polluantes, sont principalement les

convertisseurs statiques d'électronique de puissance tels que les redresseurs à diodes ou thyristors, les gradateurs, le matériel informatique via leur alimentation, les lampes fluorescentes,.....etc.

D'autre part, l'utilisation croissante dans le secteur industriel de systèmes alimentés électroniquement et pilotables, motivée par l'amélioration de leurs performances, a conduit à une prolifération de convertisseurs statiques. Aujourd'hui, le nombre de ces dispositifs raccordés aux réseaux électriques est en constante progression. Le fonctionnement en régime de commutation des composants semi-conducteurs constituant ces convertisseurs est la raison pour laquelle leur comportement vis-à-vis de la source d'alimentation est non linéaire. En effet, ils prélèvent des courants non sinusoïdaux et pour la plupart consomment de la puissance réactive ce qui pose de sérieux problèmes aux réseaux électriques. Les convertisseurs statiques sont devenus alors les sources d'harmoniques les plus importantes sur le réseau. Le redresseur non contrôlé à diodes et contrôlé à thyristors représente le convertisseur statique le plus polluant et très répandu aussi bien dans l'industrie que dans l'appareillage domestique. Il peut introduire sous certaines conditions d'opération un taux de distorsion harmonique (THD_i) de courant supérieur à 30%. Pour cette raison, certaines normes internationales adaptées récemment, telles que *IEEE Standard 519*, *CEI 61000* et *EN 50160*, imposent des limites aux THD des courants et tensions au sein du réseau d'alimentation (5% pour les courants et 3% pour les tensions).

Devant cet état de fait, et afin de limiter le taux de perturbation harmonique provoquée par les systèmes d'électronique de puissance connectés au réseau, il est apparu nécessaire de développer des dispositifs curatifs tel que le filtrage actif d'une part et d'autre part de concevoir des actions préventives comme les convertisseurs non polluants, dotés d'un dispositif de commande rendant le courant prélevé sur le réseau le plus sinusoïdal possible. Dans ce contexte et depuis une dizaine d'années, des convertisseurs statiques non polluants à facteur de puissance élevé ont commencé à apparaître sur le marché concernant surtout la conversion *AC/DC*. En effet, des changements ont été apportés sur les ponts redresseurs conventionnels modifiant leur structure ou leur système de commande afin de réduire leur injection de courants harmoniques dans le réseau. Ces nouveaux convertisseurs *AC/DC* se distinguent par leur structure et par la manière de gérer les courants absorbés. Ils peuvent être divisés en trois classes : redresseur à diodes avec correcteur de facteur de puissance (*PFC*), redresseur à injection de courant et redresseur à *MLI* de tension ou de courant. Parmi ces structures les plus répandues et les plus attractives se trouvent le redresseur de tension à *MLI*. Il est caractérisé par un comportement quasi résistif vis-à-vis du réseau d'alimentation.

Outre sa capacité à contrôler les courants absorbés et à fonctionner avec un facteur de puissance proche de l'unité, le redresseur de tension à *MLI* peut également opérer sous deux modes : *redressement* et *régénération*. Il contrôle ainsi l'écoulement de puissance active et réactive dans les deux directions. Cet avantage lui permet d'être exploité dans de multiples applications, plus particulièrement celles fonctionnant fréquemment en mode de régénération et nécessitant le contrôle de flux de puissance

bidirectionnel (entraînements à vitesse variables par exemple). Ce convertisseur constitue actuellement un thème de recherche clé pour les spécialistes du domaine. Les recherches effectuées portent principalement sur les stratégies de commande surtout celles dites avancées (prédictive, floue, réseaux de neurones,.....etc.) ainsi que sur le choix et le dimensionnement du filtre d'entrée.

Dans le cadre de cette problématique de recherche sur le redresseur de tension à *MLI*, le présent travail de doctorat a été effectué au sein des deux laboratoires *LEPCI* (Sétif-Algérie) et *LAI* (Poitiers-France) suite à une convention de cotutelle de thèse. Il porte sur l'élaboration de nouvelles stratégies de commande permettant à ce convertisseur statique de prélever des courants sinusoïdaux sur le réseau d'alimentation. Les stratégies développées sont validées par simulation et implémentées en temps réel sur un banc d'essai expérimental du *LAI*. Elles se distinguent par leurs grandeurs commandées (courants d'entrée ou puissances instantanées absorbées) et leur approche de commande avancée (floue ou prédictive).

Les différents développements théoriques et les résultats obtenus durant ce travail de thèse sont organisés en cinq chapitres :

Le premier chapitre débute avec les notions sur la qualité de l'énergie électrique et les différentes perturbations pouvant l'affecter. La problématique des harmoniques, leur origine, leur caractérisation et leurs conséquences néfastes sur le réseau et sur les récepteurs, est ensuite présentée. La perturbation harmonique produite par les redresseurs à diodes et les normes et réglementations, en termes de pollution harmonique, en vigueur sont également exposées dans ce chapitre. Il se termine par les différentes solutions, traditionnelles et modernes, de dépollution harmonique.

Le second chapitre propose un bref rappel sur les applications et la commande de l'onduleur de tension triphasé. Ensuite, une étude théorique détaillée est développée à propos de la structure et du principe de fonctionnement, des différents modes d'opération, de la modélisation et du choix des éléments passifs associés au redresseur de tension triphasé à *MLI*. Après avoir évoqué l'état de l'art de la commande, nous traitons le contrôle des courants absorbés par le redresseur par le biais des comparateurs à hystérésis. Nous proposons également dans ce cadre le réglage de la tension du bus continu grâce à un contrôleur flou. A cet effet, une structure du contrôleur flou est décrite, simulée et implémentée en temps réel sur le prototype expérimental. Nous clôturons ce chapitre par une description du banc d'essai pratique et avec des résultats expérimentaux.

Dans le chapitre trois, nous présentons le contrôle direct de puissance (*DPC*) du redresseur à *MLI* par table de commutation prédéfinie. Dans ce contexte, notre contribution porte sur l'élaboration d'une nouvelle table de commutation plus performante et sur une nouvelle structure de *DPC* sans comparateurs à hystérésis utilisant une table de commutation avec sélection floue. Le réglage de la tension du bus continu par contrôleur flou pour *DPC* est également abordé dans ce chapitre.

Nous nous intéressons dans le quatrième chapitre à la commande des courants prélevés sur le réseau par le redresseur à *MLI* par approche prédictive. Dans un premier temps, nous traitons le cas monophasé où la commande prédictive à réponse pile est adoptée. Ensuite, deux approches prédictives pour la structure triphasée sont élaborées dont la première consiste à résoudre un problème d'optimisation. Tandis que la deuxième assure une réponse plie du système. La validation des approches proposées est effectuée par simulation et pratiquement sur le banc d'essai du laboratoire.

Le dernier chapitre de ce mémoire est consacré à la combinaison du principe du contrôle direct de puissance avec une approche prédictive (*P-DPC*). Après élaboration d'un modèle prédictif exprimé en fonction des puissances instantanées active et réactive du redresseur de tension triphasé à *MLI*, deux approches ont été développées. La première est basée sur la sélection du vecteur de commande optimal minimisant une distance. La deuxième est basée sur le calcul d'un vecteur de commande moyen à appliquer par le biais de la modulation vectorielle (*SVM*). Les résultats obtenus pour les deux algorithmes en simulation et expérimentalement après implémentation en temps réel sont exposés.

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

Chapitre 1

La Pollution Harmonique due aux Convertisseurs Statiques : Causes et Remèdes

Ce chapitre préliminaire nous permet d'introduire la problématique de notre thème de recherche et de présenter une étude non exhaustive sur la pollution harmonique dans le réseau électrique et les différents moyens de dépollution. En premier lieu, nous définissons les notions de la qualité de l'énergie électrique et nous identifions les différentes sources d'harmoniques. La caractérisation et les effets néfastes des harmoniques sur le réseau lui-même et sur les équipements électriques couramment usités, sont également discutés dans cette partie. Avant de présenter les normes et les recommandations en vigueur adoptées par les gestionnaires des réseaux électriques pour faire face aux harmoniques et réduire le taux de pollution, nous mettons en évidence les perturbations harmoniques provoquées par l'un des convertisseurs de l'électronique de puissance le plus répandu en pratique, il s'agit du pont redresseur à diodes. Les résultats de simulation et pratiques illustrant ces perturbations sont également présentés. Dans la seconde partie, nous exposons les différentes techniques possibles de dépollution harmonique, traditionnelles et modernes. Nous montrerons aussi l'utilité et le rôle primordial de l'électronique de puissance dans le processus de dépollution et d'amélioration de la qualité de l'énergie électrique.

Sommaire :

1.1. Introduction	6
1.2. Qualité de l'énergie électrique	7
1.3. Problématique des harmoniques.....	7
1.4. Perturbations produites par les redresseurs à commutation naturelle.....	13
1.5. Normes et réglementations	15
1.6. Solutions possibles pour réduire les harmoniques et d'améliorer la qualité de l'énergie	17
1.7. Conclusion	30

1.1 Introduction

Le développement croissant des applications de l'électronique de puissance conduit, dans certains secteurs industriels, à une prolifération de convertisseurs statiques. Aujourd'hui, le nombre de ces dispositifs raccordés aux réseaux électriques est en constante progression. Ces convertisseurs statiques apportent une plus grande souplesse et des économies d'énergie par rapport aux solutions antérieures. Ils sont principalement destinés à la conversion et au traitement de l'énergie électrique entre une source (réseau électrique, générateurs synchrone ou asynchrone, batterie, renouvelable, ...) et une charge (charge passive, machines alternatives, réseau de bord, ...). Le traitement consiste en une modification des caractéristiques électriques liées à la forme d'onde de la source d'énergie électrique, dans l'objectif de l'adapter aux spécifications de la charge. En tenant compte des niveaux de puissance traités, cette modification doit être réalisée avec le meilleur rendement possible [1].

Un convertisseur statique est constitué d'un ensemble d'éléments passifs réactifs qui ne consomment pas de puissance active (inductances, condensateurs), utilisés comme moyens de filtrage ou de stockage intermédiaire d'énergie, et de composants semi-conducteurs utilisés comme interrupteurs de puissance pour gérer le transfert d'énergie. Le fonctionnement en régime de commutation de ces interrupteurs est la raison pour laquelle les convertisseurs statiques se comportent vis-à-vis de la source d'alimentation comme des charges non linéaires. Même si la topologie du convertisseur est généralement invariable, l'ouverture et la fermeture des interrupteurs provoquent un comportement à impédance variable par rapport à la source d'alimentation. Ainsi, les convertisseurs statiques absorbent des courants non sinusoïdaux et pour la plupart consomment de la puissance réactive ce qui pose de nombreux problèmes aux réseaux électriques [1].

Partant de ce fonctionnement en commutation, on peut identifier deux sortes de perturbations provoquées par les convertisseurs statiques :

- la première catégorie comprend les émissions d'ondes électromagnétiques. L'amplitude du phénomène est directement liée au mode de commutation des interrupteurs, au câblage, et à la qualité de blindage ;
- la seconde catégorie comprend les perturbations électriques (en courant et en tension) conduites par les lignes d'alimentation dont l'origine se trouve dans le comportement non linéaire de ces dispositifs. Elles peuvent être classées, suivant la fréquence, en deux familles :
 - perturbations conduites haute fréquence (supérieure à 2 kHz) qui peuvent être atténuées par les lignes de distribution ;
 - perturbations conduites basse fréquence (inférieure à 2 kHz) dont les différentes techniques de contrôle tentent de les minimiser.

L'objet de ce premier chapitre est d'analyser, dans un premier temps, l'influence des perturbations et des courants harmoniques dans le réseau électrique surtout celles produites par les redresseurs classiques à commutation naturelle. Nous présentons également dans cette partie les normes et les

réglementations adoptées dans ce domaine. Dans un second temps, nous étudierons les différentes solutions traditionnelles et avancées permettant l'atténuation des effets les plus néfastes [2].

1.2 Qualité de l'énergie électrique

La qualité de l'énergie est une notion assez large qui recouvre à la fois la qualité de la fourniture électrique, la qualité de l'onde de tension et la qualité des courants. Lorsque la tension est présente, les principaux phénomènes pouvant l'affecter sont d'une part les variations lentes : creux de tension, surtensions, coupures, déséquilibres et d'autre part des variations rapides : surtensions transitoires, flicker ainsi que les harmoniques. La qualité des courants reflète par contre la possibilité des charges à fonctionner sans perturber ni réduire l'efficacité du système de puissance. C'est pourquoi certains considèrent que la qualité de l'électricité se réduit à la qualité de la tension [4].

La qualité de l'alimentation électrique ou qualité de l'onde fait référence à la mesure du degré de conformité d'une source d'alimentation électrique par rapport à un certain nombre de critères ou de normes à caractère quantitatif et absolu. L'énergie électrique est délivrée sous forme d'un système triphasé de tensions sinusoïdales. Les paramètres caractéristiques de ce système sont les suivants :

- la fréquence,
- l'amplitude,
- la forme d'onde qui doit être sinusoïdale,
- la symétrie du système triphasé, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leurs déphasages relatifs.

Tout phénomène physique affectant une ou plusieurs de ces caractéristiques peut être considéré comme perturbation. En pratique, ces perturbations sont classées selon la durée du phénomène. Ainsi, il est possible de distinguer :

- les altérations de l'onde de tension (harmoniques, déséquilibre, flicker). Ces phénomènes sont permanents ou durent au minimum plusieurs minutes,
- les creux de tension et coupures brèves d'une durée de l'ordre d'une à quelques secondes,
- les surtensions transitoires, de durée inférieure à une période [5].

Dans ce qui suit nous nous restreindrons à la présentation des perturbations provoquées par les harmoniques ainsi que leurs conséquences néfastes sur le réseau électrique.

1.3 Problématique des harmoniques

La problématique des harmoniques dans le réseau électrique, également appelée pollution harmonique, n'est pas un phénomène nouveau. Néanmoins, du fait que de plus en plus de charges non linéaires se connectent au réseau, la problématique des harmoniques est devenue très répandue. Les charges non linéaires provoquent une distorsion des courants et donc des tensions, ce qui peut entraîner un mauvais fonctionnement des dispositifs raccordés au réseau. D'où, l'intérêt d'éliminer ou de minimiser ces harmoniques [3].

Un récepteur d'énergie est considéré par le réseau électrique comme une charge perturbatrice s'il absorbe des courants non sinusoïdaux ou des courants déséquilibrés ou s'il consomme de la puissance réactive. Les deux premiers types de perturbations peuvent déformer ou déséquilibrer les tensions du réseau lorsque l'impédance de celui-ci n'est pas négligeable. Le troisième réduit la capacité de production ou de transmission de la puissance active des générateurs, des transformateurs et des lignes électriques [2].

Les harmoniques de courant, une fois injectés par des charges non linéaires, se propagent à travers le réseau électrique en affectant la forme d'onde des tensions aux différents points du réseau. Cette propagation n'est limitée que par les bifurcations (points de division des courants) et les impédances du réseau qui dépendent généralement de la fréquence des courants harmoniques. La présence des harmoniques de courant se révèle essentiellement à travers leurs effets sur la tension du réseau [3].

1.3.1 Origine des harmoniques

Les harmoniques sont des perturbations permanentes affectant la forme d'onde de la tension du réseau. Ces perturbations résultent de la superposition, sur l'onde fondamentale, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples de celle du fondamental [5]. En général, les harmoniques pairs sont négligeables et seuls les harmoniques impairs existent [4]. Nous pouvons également observer des sous-harmoniques ou des inter-harmoniques à des fréquences non multiples de la fréquence fondamentale. La figure 1.1 illustre un exemple de forme d'onde d'une tension distordue contenant, en plus du terme fondamental de fréquence 50Hz, trois harmoniques de rang impair 5, 7 et 11.

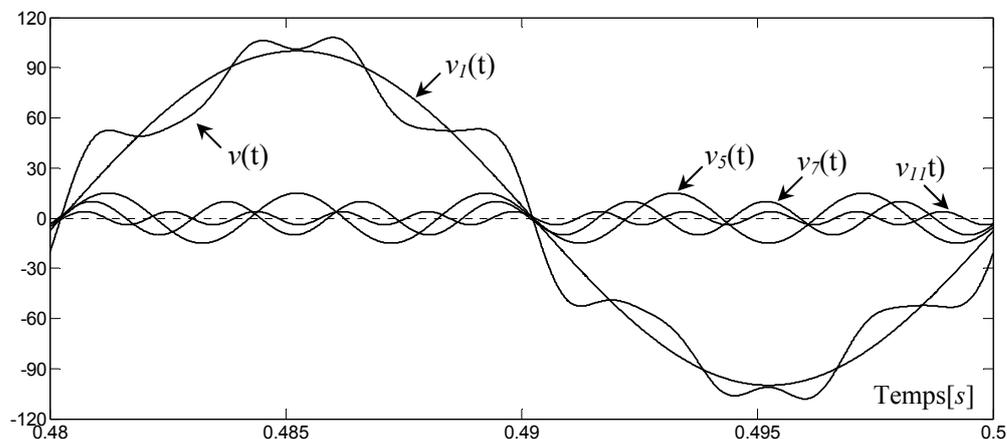


Figure 1.1 Synthèse d'une tension distordue à partir des harmoniques.

La cause principale de l'existence des harmoniques de tension, comme on le montrera ultérieurement, est l'injection dans le réseau des courants non sinusoïdaux par des charges non linéaires. Il s'agit alors de sources génératrices de courants harmoniques qui peuvent être classées en deux types :

a- Sources harmoniques identifiables :

Les équipements dotés de dispositifs à base d'électronique de puissance, notamment les redresseurs et les cycloconvertisseurs de puissances importantes, installés sur les réseaux haute et moyenne tension sont

typiquement des sources harmoniques identifiables. Avec ce type de charge non linéaire, le distributeur d'énergie est capable d'identifier le point d'injection des harmoniques et de quantifier la perturbation provoquée. Dans ce cas, c'est l'utilisateur qui doit se procurer les moyens nécessaires afin de réduire cette perturbation au dessous du seuil exigé par le distributeur de l'énergie sous peine d'être pénalisé [5].

b- Sources harmoniques non identifiables :

Ce type de générateur de courants harmoniques est principalement représenté par les appareils utilisés dans les domaines électrodomestiques ou tertiaires tels que les téléviseurs et les micro-ordinateurs. Vue leur très large diffusion, ces équipements comportant souvent un redresseur monophasé à diodes avec un condensateur de lissage, prélèvent des courants harmoniques non négligeables. Dans ce cas, il est de la responsabilité du distributeur de l'énergie électrique d'empêcher la propagation de la perturbation harmonique sur le réseau puisque individuellement chaque utilisateur génère un faible taux d'harmonique [5]. A titre d'exemple, la figure 1.2 ci-dessous montre l'allure du courant absorbé par un ordinateur. Il est de forme impulsionnelle et riche en harmoniques et possède un taux de distorsion inadmissible.

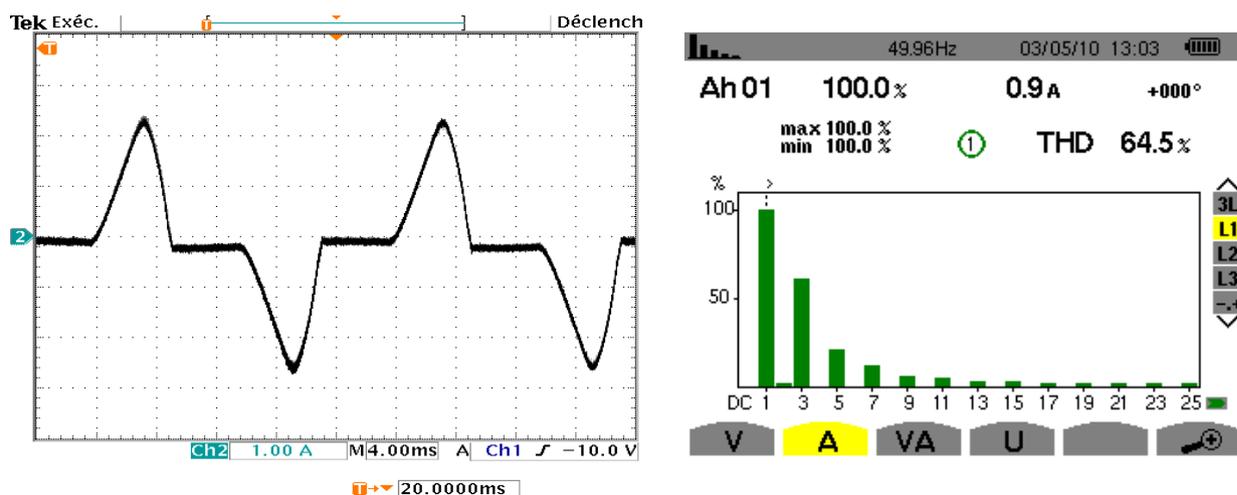


Figure 1.2 Forme d'onde du courant absorbé par un ordinateur et spectre associé.

1.3.2 Caractérisation des harmoniques

La perturbation harmonique est généralement caractérisée par le taux de distorsion harmonique (*THD*) défini pour la tension ou le courant. Ce critère est le plus souvent employé pour quantifier le contenu harmonique d'un signal distordu. Il mesure également le degré de déformation du signal apporté par les harmoniques par rapport à une onde sinusoïdale. Il va de soit que la répartition spectrale complète généralement l'information sur le *THD* en indiquant le rang des harmoniques dominants. Pour chiffrer la consommation de puissance réactive le facteur de puissance (*FP*) est généralement utilisé [2].

Le courant absorbé par une charge non linéaire (convertisseur statique) n'est pas sinusoïdal, mais sa valeur moyenne sur chaque phase est souvent nulle. Dans ce cas, la décomposition en série de Fourier du courant donne :

$$i(t) = \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t + \alpha_1) + \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{2}I_h \sin(h\omega t + \alpha_h) \quad (1)$$

Avec : I_1, I_h : valeur efficace du courant fondamental et du courant harmonique de rang h ,
 α_1, α_h : déphasage du courant fondamental et du courant harmonique de rang h ,
 ω : pulsation fondamentale du réseau.

Le taux de distorsion harmonique de ce courant s'exprime sous la forme suivante :

$$THD_i = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{I_h^2}{I_1^2}} \quad (2)$$

Pour étudier la déformation de la tension du réseau provoquée par le prélèvement de courants distordus, nous représentons la source d'énergie par une f.e.m (e_s) à la fréquence fondamentale mise en série avec une impédance variable avec la fréquence comme le montre la figure 1.3.

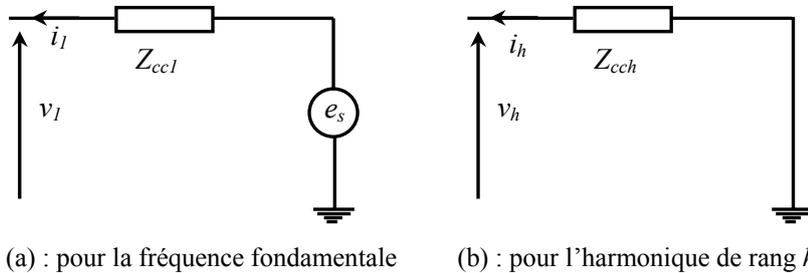


Figure 1.3 Schémas équivalents pour caractériser la déformation de la tension au point de raccordement.

Sur ces schémas, les impédances représentent :

Z_{cc1} : impédance de court-circuit de la source à la fréquence fondamentale,

Z_{cch} : impédance de court-circuit de la source à la fréquence du rang h .

La tension au point de raccordement, $v(t)$, est composée de la somme ci-dessous :

$$v(t) = v_1(t) + \sum_{h=2}^n v_h(t) \quad (3)$$

Avec :

$$\begin{aligned} v_1(t) &= e(t) - |Z_{cc1}| \cdot I_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + \alpha_1 + \phi_{cc1}) \\ v_h(t) &= -|Z_{cch}| \cdot I_h \sqrt{2} \sin(h\omega t + \alpha_h + \phi_{cch}) \end{aligned} \quad (4)$$

Où :

$|Z_{cc1}|, |Z_{cch}|$ représente le module de Z_{cc1} et Z_{cch} respectivement.

ϕ_{cc1}, ϕ_{cch} représente l'argument de Z_{cc1} et Z_{cch} respectivement.

De l'équation (3), on constate que la tension du réseau n'est plus sinusoïdale et est déformée par les courants harmoniques par l'intermédiaire de l'impédance de court-circuit. Pour la rendre sinusoïdale deux solutions sont possibles : modification de l'impédance du réseau ou annuler les harmoniques de courant [2].

Le taux de distorsion harmonique en tension est un paramètre qui sert à évaluer la déformation de la tension et s'exprime sous la forme suivante :

$$THD_v = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{V_h^2}{V_1^2}} \quad (5)$$

Il est possible aussi de caractériser les harmoniques par leur participation dans la puissance apparente. Nous utilisons alors la notion de puissance déformante "D". Dans le cas d'un réseau équilibré à m phases, la puissance apparente S , la puissance active P et la puissance réactive q sont données par les relations suivantes :

$$S = m \sqrt{\sum_{h=1}^n V_h^2} \cdot \sqrt{\sum_{h=1}^n I_h^2} = m V_{eff} \cdot I_{eff} \quad (6)$$

$$P = m \sum_{h=1}^n V_h I_h \cos(\varphi_h) \quad (7)$$

$$q = m \sum_{h=1}^n V_h I_h \sin(\varphi_h) \quad (8)$$

A son tour la puissance déformante caractérisant la contribution des harmoniques est définie par la formule suivante :

$$D = m V_1 \sqrt{\sum_{h=2}^n I_h^2} \quad (9)$$

Finalement, le facteur de puissance s'exprime comme suit :

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{h=1}^n V_h I_h \cos(\varphi_h)}{\sqrt{\sum_{h=1}^n V_h^2} \cdot \sqrt{\sum_{h=1}^n I_h^2}} \quad (10)$$

On constate que le facteur de puissance est dégradé par la présence des harmoniques.

Dans le cas d'un système triphasé alimentant une charge non linéaire équilibrée (cas du redresseur à diodes), les fondamentaux des courants absorbés composent un système direct (c'est-à-dire de même séquence que les tensions du réseau), les harmoniques multiples de 3 composent un système homopolaire (ils sont en phase), l'harmonique 5 un système inverse (la séquence des phases est inverse par rapport à celle du réseau), l'harmonique 7 un système direct,.....etc.

1.3.3 Conséquences néfastes des harmoniques

Les courants et les tensions harmoniques ont des effets néfastes sur le fonctionnement, la rentabilité et la durée de vie des équipements électriques. Bien que les susceptibilités des différents équipements et appareils électriques, raccordés à un réseau pollué, soient très diversifiées, on distingue deux sortes d'effets possibles :

- **les effets quasi-instantanés** : concernent certains types d'appareillage, tels que l'électronique de puissance, calculateurs, relais, systèmes de contrôle et régulation,...etc. La présence des harmoniques sur le réseau provoque le déplacement du passage par zéro et des modifications de la valeur crête de l'onde ;
- **les effets à terme** : se rapportent essentiellement aux machines tournantes, aux transformateurs et aux condensateurs, ce qui se manifeste par des échauffements supplémentaires et l'augmentation du niveau sonore. Il en découle la destruction de matériel ou plus fréquemment une diminution de leur durée de vie par surcharge thermique.

La liste suivante donne une idée de l'impact des harmoniques sur certains équipements à usage fréquent qui font partie intégrante du réseau électrique, tels que les :

- **alternateurs** : pertes supplémentaires dans les enroulements statoriques et dans les amortisseurs liées à l'augmentation de la valeur efficace du courant absorbé. Ces pertes provoquent un échauffement supplémentaire et réduisent également le rendement de ces machines ;
- **câbles électriques** : pertes Joule supplémentaires, surtout dans les câbles de retour du neutre où circulent les courants harmoniques homopolaires et corrosion des câbles en aluminium sous l'effet de la circulation de courants harmoniques pairs associés à une composante continue [2]. La présence des harmoniques dans le réseau diminue aussi la capacité de transport en puissance active des lignes ;
- **transformateurs** : ils sont les constituants les plus directement affectés par les courants harmoniques. Ces derniers produisent des pertes additionnelles dans les enroulements. Ces pertes ne sont pas seulement dues à l'effet Joule pelliculaire, mais aussi à des courants induits dans les bobinages, le noyau et les pièces métalliques par les composantes à hautes fréquences des champs de fuite [6] ;
- **moteurs à courant alternatif** : la déformation de la forme d'onde de la tension du réseau, due à l'interaction entre les courants harmoniques et l'impédance équivalente du réseau, influe sur le fonctionnement des machines électriques à courant alternatif en général et sur celui des moteurs asynchrones en particulier (pertes supplémentaires dans le fer et les enroulements et pulsation du couple) [5] ;
- **condensateurs** : ils sont aussi très affectés par les courants harmoniques. Les condensateurs branchés en parallèle sur les réseaux pour la compensation de la puissance réactive (correction du facteur de puissance) ont des impédances d'autant plus faibles que la fréquence est élevée. Les courants harmoniques se superposent au courant fondamental et causent des pertes supplémentaires qui peuvent excéder la capacité thermique des condensateurs et réduire considérablement leur durée de vie. De plus, des phénomènes de résonance peuvent subvenir et soumettre les condensateurs à des surtensions, lesquelles sont susceptibles de les dégrader, voir de perforer leur isolation [4] ;

- **équipements à base d'électronique de puissance** : dysfonctionnement lié à la déformation de la tension qui peut créer des faux passages par zéro (perte de synchronisation) ;
- **ordinateurs** : troubles fonctionnels liés à la distorsion de la tension du réseau ;
- **réseaux de télécommunication** : génération de bruits importants liés au couplage électromagnétique entre les lignes de puissance et les circuits de communication. Dans des cas particuliers, surtout lors de résonances, une partie des réseaux de télécommunication peut être rendue inutilisable [2].

1.4 Perturbations produites par les redresseurs à commutation naturelle

Avant l'apparition des convertisseurs statiques de l'électronique de puissance, les courants de magnétisation des transformateurs, des machines électriques et des ballasts constituaient l'essentiel des charges non linéaires présentes sur le réseau électrique. Mais aujourd'hui, avec le développement de l'électronique de puissance, les convertisseurs statiques deviennent les sources d'harmoniques les plus répandues sur le réseau [4]. Les redresseurs non contrôlés à diodes et contrôlés à thyristors, fonctionnant en commutation naturelle, représentent la charge non linéaire la plus usitée. Ces convertisseurs sont présents dans de nombreux équipements industriels et domestiques ainsi que dans les dispositifs de conversion de l'énergie électrique. Nous citons ci-dessous les applications les plus courantes :

- variateurs de vitesse pour moteurs alternatifs et à courant continu ;
- circuit d'excitation des alternateurs ;
- chargeurs de batterie ;
- liaison à courant continu (*HVDC*) ;
- alimentation des systèmes informatiques et audio visuels ;
- dispositifs d'éclairage de nouvelle génération.

Nous distinguons deux structures de redresseurs :

1. **ponts de diodes** : constitue l'étage de conversion d'énergie *AC/DC* (alimentation du bus continu des onduleurs pour les variateurs de vitesse des machines à courant alternatif par exemple) ;
2. **ponts de thyristors** : même rôle que le pont à diodes avec la possibilité de contrôler le niveau de tension continue en sortie et l'ajout de la réversibilité du flux d'énergie.

La figure 1.4 représente le montage du pont redresseur triphasé à diodes. Celui du pont à thyristors est obtenu par substitution des diodes par des thyristors. Une inductance de couplage est souvent placée à l'entrée du redresseur pour limiter les courants de courts-circuits entre phases pendant les commutations des semi-conducteurs dus aux phénomènes d'empiétement.

Avec : e_a, e_b, e_c : tensions du réseau, i_a, i_b, i_c : courants absorbés par le pont ;

v_{dc}, I_{dc} : tension et courant du bus continu ;

L_s, r_s : inductance et résistance de la ligne ;

C : capacité de sortie permettant de filtrer la tension continue de sortie.

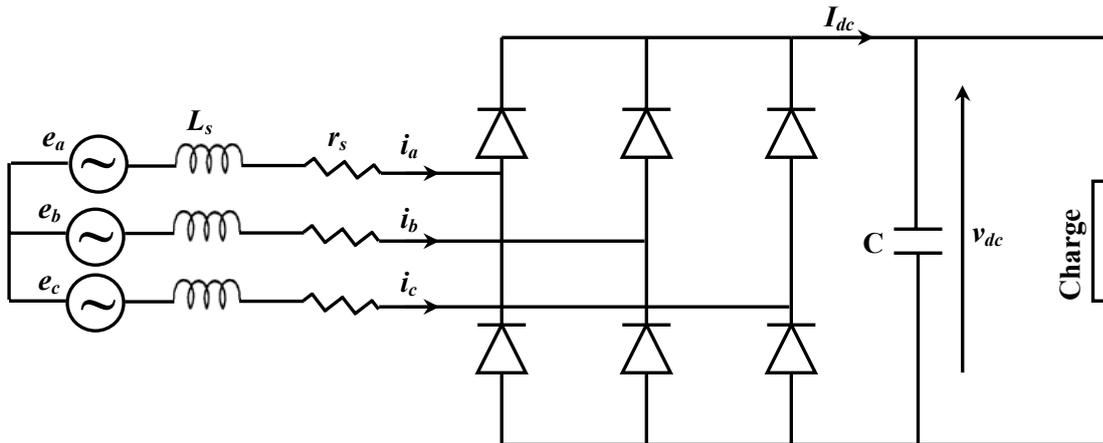


Figure 1.4 Pont redresseur triphasé à diodes.

La figure 1.5.a illustre les formes d'ondes des courants non sinusoïdaux absorbés par le pont redresseur triphasé à diodes, obtenues par simulation, avec insertion d'une inductance de couplage ($L=19.5$ mH). La figure 1.5.b représente le spectre associé où apparaît la prédominance des harmoniques de rang 5, 7, 11 et 13 et l'importance de la distorsion harmonique en courant ($THD_i=20.26\%$).

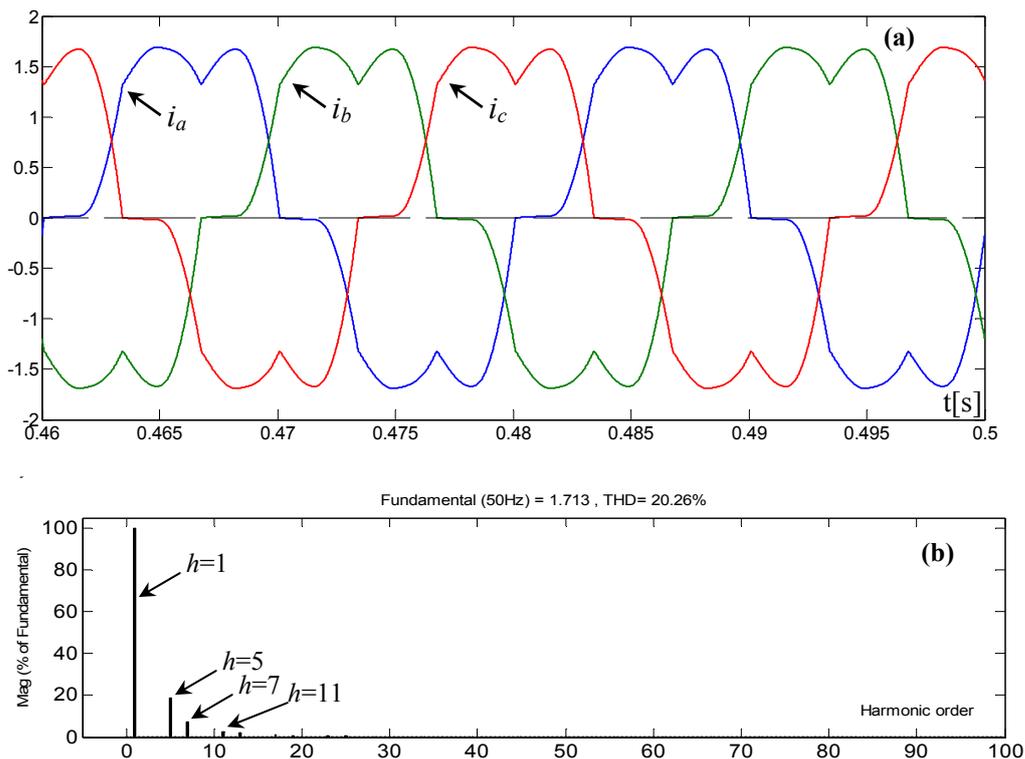


Figure 1.5 Courants absorbés par le pont redresseur à diodes et spectre associé.

Les résultats expérimentaux sont illustrés sur les figures ci-après. Les courants de la figure 1.6 correspondent au fonctionnement sans inductance de couplage. La figure 1.7 représente les courants obtenus lors de l'insertion d'une inductance de couplage ($L=19.5$ mH), ainsi que le spectre et le diagramme vectoriel des fondamentaux des courants absorbés et des tensions du réseau. On constate que les courants possèdent un taux de distorsion élevé ($THD_i=18.8\%$) et que leurs termes fondamentaux sont

déphasés par rapport aux tensions d'un angle de 23° , ce qui signifie que le pont redresseur consomme de la puissance réactive à la fréquence fondamentale.

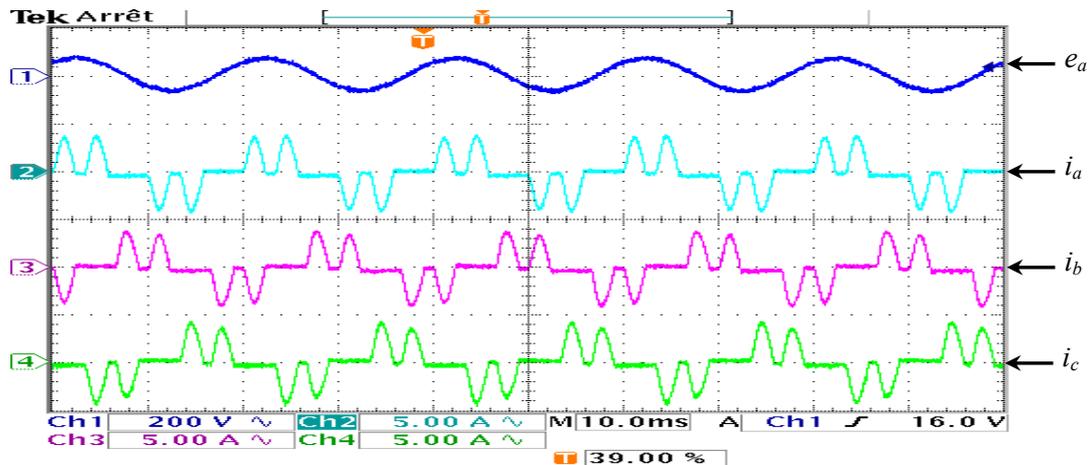


Figure 1.6 Courants absorbés par le pont redresseur à diodes connecté directement au réseau.

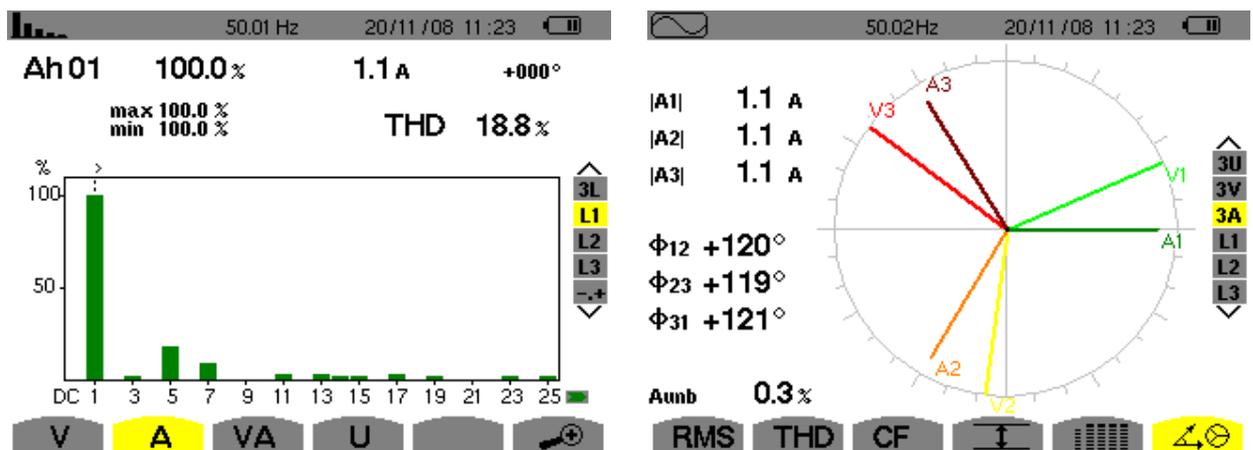
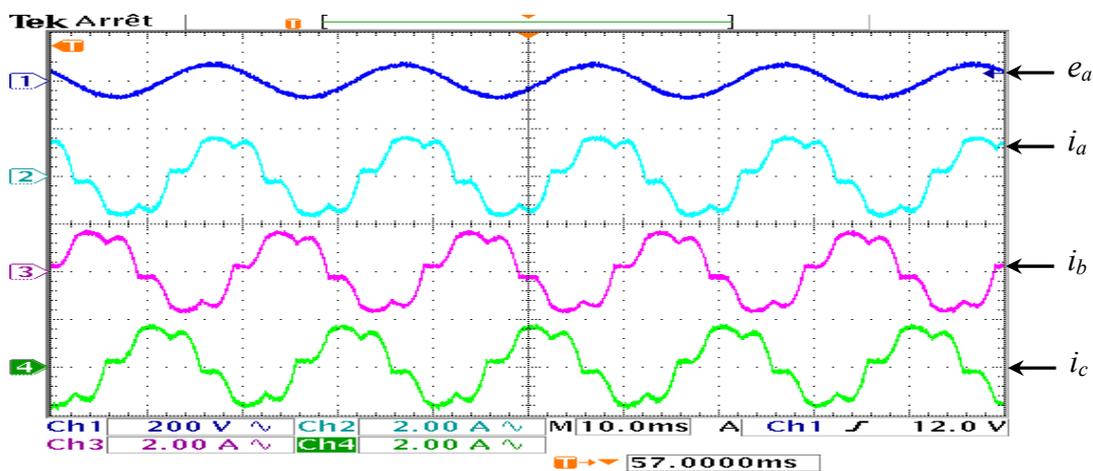


Figure 1.7 Forme d'ondes des courants absorbés, spectre fréquentiel et diagramme vectoriel pour le pont redresseur à diodes avec inductance de couplage.

1.5 Normes et réglementations

Afin de limiter l'influence d'une charge polluante sur les autres charges connectées au réseau et en même temps éviter la modification des caractéristiques de ce dernier, les distributeurs d'énergie

électrique ont été amenés à émettre des recommandations. Ces recommandations concernent les exigences au point de raccordement de l'utilisateur sur le réseau électrique. Un exemple de ces recommandations (les plus anciennes) stipule que chaque utilisateur pris séparément, doit, à son point de raccordement, respecter les limites de perturbations en tension suivantes [2] :

- harmoniques pairs : $V_h/V_1 < 0.6\%$
- harmoniques impairs : $V_h/V_1 < 1\%$
- taux de distorsion harmonique en tension : $THD < 1.6\%$

Au-delà de ces valeurs, il est nécessaire d'installer des dispositifs de filtrage ou bien dans certains cas extrêmes augmenter la puissance de court-circuit du réseau. Ces limites sont destinées à minimiser le risque de voir le réseau d'alimentation général atteindre un taux de distorsion harmonique en tension supérieur à 5%.

D'autre part, pour assurer la compatibilité entre les installations sensibles alimentées par le réseau, il faut imposer des limites d'émission et donner des niveaux d'immunité suffisants. Les caractéristiques principales de la tension fournie par un réseau de distribution (*MT* ou *BT*), définies par la norme Européenne *EN 50160*, précisent les tolérances qui doivent être garanties pour la tension et la fréquence ainsi que les niveaux des perturbations habituellement rencontrées. Le tableau 1.1 suivant précise les valeurs adoptées [7].

Tableau 1.1 : Limites de perturbations définies par *EN 50160*

Amplitude de la tension	<ul style="list-style-type: none"> • Pour chaque période d'une semaine 95% des valeurs efficaces moyennes sur 10 minutes doivent être dans la plage $V_n \pm 10\%$
Variations rapides de la tension	<ul style="list-style-type: none"> • De 5% à 10% de V_n (4 à 6% en moyenne tension)
Creux de tension	<ul style="list-style-type: none"> • Profondeur : entre 10% à 99% de V_n • Durée : entre 10 ms et 1 minute • Nombre : quelques dizaines à 1 millier par an
Coupures brèves	<ul style="list-style-type: none"> • Durée : jusqu'à 3 minutes • Nombre : quelques dizaines à plusieurs centaines par an
Coupures longues	<ul style="list-style-type: none"> • Durée : supérieure à 3 minutes • Nombre : entre 10 et 50 par an
Fréquence	<ul style="list-style-type: none"> • 50 Hz $\pm 1\%$ pendant 95% d'une semaine • 50Hz + 4%, 6% pendant 100% d'une semaine

Afin de concilier distributeurs et consommateurs, des normes ont été dictées. Le tableau 1.2 résume les principales normes concernant la qualité d'énergie et la tension dans les systèmes électriques.

Tableau 1.2 : Classification des normes concernant la qualité d'énergie électrique

Thèmes	Normes
Classification de la qualité d'énergie	CEI 61000-2-5 :1995 CEI 61000-2-1 :1990 IEEE 1159 :1995
Creux /Surtension/Interruption	CEI 61009-2-1 :1990 IEEE 1159 :1995
Harmoniques	CEI 61000-2-1 :1990 CEI 61000-2-2 CEI 61000-3-2 CEI 61000-4-7 :1991 IEEE 519 :1992
Flicker de tension	CEI 61000-4-15 :1997
Transitoires	CEI 61000-2-1 :1990 CEI 816 :1984 IEEE 1159 :1995 IEEE C62.41 :1991

Le tableau 1.3, repris de la norme *CEI 61000-2-2*, présente les caractéristiques et le niveau de compatibilité pour les harmoniques au point de raccordement du client pour un réseau satisfaisant la norme *CEI 1000-2-4* [8].

Tableau 1.3 : Niveau de compatibilité pour les tensions harmoniques sur les réseaux basse tension
(Norme *CEI 61000-2-2*)

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

1.6 Solutions possibles pour réduire les harmoniques et d'améliorer la qualité de l'énergie

Afin de diminuer les perturbations en tension ou en courant, il est possible d'agir à deux niveaux :

1. du côté de la source en filtrant la tension du réseau ou en améliorant le réseau de transport et celui de distribution ;
2. du côté du client en rendant le courant de ligne le plus sinusoïdal possible.

Plusieurs solutions ont été envisagées pour limiter la propagation des harmoniques et améliorer la qualité et la gestion de l'énergie électrique. Elles peuvent être classées en deux catégories, traditionnelles et modernes (à base de l'électronique de puissance).

1.6.1 Solutions traditionnelles de dépollution

Les moyens de dépollution traditionnels sont nombreux et se résument dans points suivants :

- inductance anti-harmonique de protection des condensateurs ;
- inductance de lissage des courants ;
- confinement des harmoniques ;
- l'utilisation de transformateurs à couplage approprié permettant de limiter la circulation des courants harmoniques [12, 13] ;
- augmentation de l'indice de modulation ;
- filtres passifs utilisant des éléments réactifs en l'occurrence des inductances et des condensateurs [14].

Vue leur importance pratique, nous nous limiterons dans ce qui suit à détailler uniquement les filtres passifs.

• Filtrage passif

Il s'agit des premiers dispositifs utilisés pour l'élimination d'harmoniques. Ils sont composés par des éléments passifs comme des inductances, des capacités et des résistances. En général, les filtres d'harmoniques sont connectés en parallèle avec les charges injectant des courants harmoniques (les redresseurs à diodes ou à thyristors, fours à arcs électrique, etc.). L'association d'éléments capacitifs et inductifs en parallèle avec la charge polluante permet d'obtenir une résonance série accordée sur les rangs harmoniques à éliminer. Différents types possibles de filtres passifs destinés à compenser les courants harmoniques sont représentés sur la figure 1.8 [9].

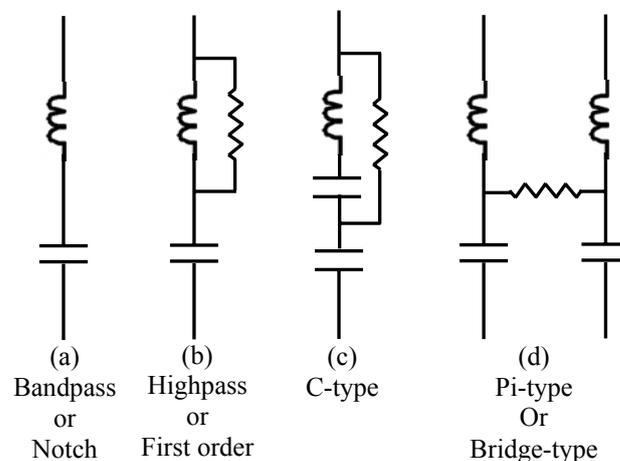


Figure 1.8 Différents types de filtres harmoniques passifs.

Le filtre harmonique passe-bande illustré sur la figure 1.8 (a) est le plus simple et est largement appliqué. Son avantage est l'impédance presque nulle à la fréquence d'accord, conduisant à un filtre presque parfait à cette fréquence. Un inconvénient est la possibilité d'occasionner une résonance avec l'impédance du réseau pour les fréquences en dessous de sa fréquence de coupure et en d'autres termes d'amplifier d'autres composantes harmoniques [4].

La figure 1.8 (b) montre le filtre harmonique passe-haut qui peut être un compromis entre filtrer une fréquence bien ciblée et atténuer les harmoniques des fréquences supérieures. Ce filtre est généralement ajusté aux 7^{ème} ou 11^{ème} rangs harmoniques.

Le filtre harmonique de type C, illustré sur la figure 1.8 (c), a des caractéristiques similaires au filtre harmonique passe-haut, avec l'avantage que la résistance ne consomme pas de puissance à la fréquence fondamentale du réseau. Il est souvent employé dans les applications de four à arc où il existe des interharmoniques [9, 10].

La figure 1.8 (d) illustre le filtre harmonique de type Pi qui est essentiellement composé de deux filtres passe-bande avec une résistance connectée au point médian. L'intérêt principal de ce filtre est sa bonne caractéristique de filtrage aux deux fréquences de résonance.

Le choix le plus commun pour le redresseur à thyristors de haute puissance consiste à utiliser une combinaison de plusieurs filtres réglés sur une seule fréquence (sur les harmoniques 5, 7, 11 et 13) et un filtre passe-haut du deuxième ordre réglé autour de la fréquence de l'harmonique 17 comme illustré sur la figure 1.9 [10, 15].

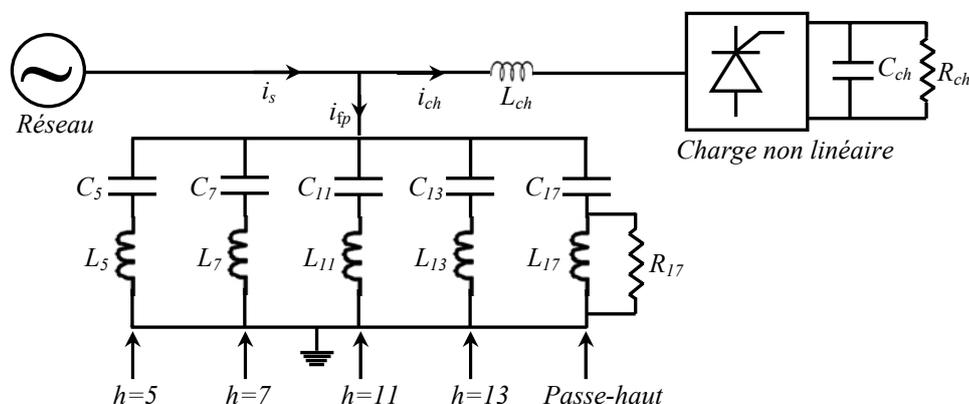


Figure 1.9 Combinaison de filtres passifs pour redresseur à thyristors.

La fonction de transfert de cette combinaison de filtres est donnée ci-après :

$$G(s) = \frac{\frac{1}{L_5} s}{s^2 + \frac{1}{C_5 L_5}} + \frac{\frac{1}{L_7} s}{s^2 + \frac{1}{C_7 L_7}} + \frac{\frac{1}{L_{11}} s}{s^2 + \frac{1}{C_{11} L_{11}}} + \frac{\frac{1}{L_{13}} s}{s^2 + \frac{1}{C_{13} L_{13}}} + \frac{\frac{1}{R_{17}} s^2 + \frac{1}{L_{17}} s}{s^2 + \frac{1}{R_{17} C_{17}} s + \frac{1}{L_{17}}}$$

Malgré l'efficacité, le pouvoir de corriger le facteur de puissance, la simplicité et le coût, cette configuration de filtres passifs pose tout de même certains problèmes :

- le dimensionnement dépend du spectre harmonique de la charge et de l'impédance de la source, cette dernière est d'ailleurs susceptible d'engendrer des résonances ;
- le filtre passif peut absorber les courants harmoniques d'autres charges non linéaires présent sur le même réseau et entraîner dans cette hypothèse une surcharge ;
- toute modification du réseau (restructurations, nouveaux clients, ...), par changement de la fréquence d'accord, peut rendre le filtre passif inadapté et perturbateur (phénomène de résonance) ;
- les filtres passifs sont encombrants et présentent des risques de dérive de la fréquence au fur et à mesure que les composants vieillissent.

Cette solution est donc d'une efficacité moyenne, elle offre très peu de flexibilité et quasiment aucune évolutivité [11]. Pour toutes ces limitations une attention particulière a été portée aux solutions basées sur l'électronique de puissance.

1.6.2 Solutions modernes à base d'électronique de puissance

Les progrès remarquables réalisés d'une part dans le domaine des composants semi-conducteurs, comme les *IGBT*, *IGCT*, *GTO* et *MOSFET*, ainsi que la maîtrise de leur mise en œuvre et d'autre part l'existence de nouvelles méthodes de traitement analogique et numérique du signal, ont permis l'émergence de moyens modernes et efficaces pour faire face aux différentes perturbations (harmoniques, puissance réactive, fluctuations, creux de tension) affectant les systèmes électriques [4]. Parmi ces moyens modernes, nous pouvons citer :

- les filtres actifs: parallèles, séries, hybrides et combinaisons des structures ;
- les alimentations sans interruption ;
- les dispositifs *FACTS* ;
- les convertisseurs à prélèvement sinusoïdal.

1.6.2.1 Filtres actifs

Les principes de base des filtres actifs (compensation active) pour les harmoniques perturbateurs ont été proposés autour de la décennie de 1970 [16-19]. Depuis, beaucoup de recherches ont été développées sur ces systèmes et leurs applications pratiques [10], [20], [23], [77], [143,144].

Un filtre actif de puissance se compose d'un onduleur commandé par modulation de largeur d'impulsion (*MLI/PWM*), connecté au réseau par l'intermédiaire d'un filtre passif, et d'un bus continu. Ce convertisseur *PWM* constituant le filtre actif peut avoir deux structures différentes en fonction de l'élément de stockage du bus continu. Le convertisseur de type tension (onduleur de tension) ou *VSC* (*Voltage Source Converter*) utilise un condensateur pour stocker l'énergie au niveau du bus *DC* et imposer ainsi la nature source de tension à l'entrée de l'onduleur. Le condensateur peut être remplacé par une inductance, qui joue alors le rôle d'une source de courant continu. Dans ce cas, ce type de convertisseur prend la dénomination d'onduleur de courant [5], [12], [21-22].

La structure utilisant l'onduleur de tension est préférée pour les facilités qu'elle apporte en termes de circuits de commande et de fiabilité. En plus, cette structure reste relativement moins coûteuse, les pertes sont inférieures et elle peut être utilisée aisément dans des structures multiniveaux ou multicellulaires [23], [146-153]. Cette topologie est assimilable à une source de courant au point de raccordement ; lorsqu'elle est connectée en parallèle elle élimine directement les perturbations en courants harmoniques en injectant sur le réseau des courants en opposition de phase et de même amplitude par rapport aux perturbations existantes. En plus, ce type de filtre actif est en mesure de compenser non seulement la pollution harmonique en courant mais aussi la puissance réactive et les déséquilibres en tension et en courant.

Le filtre actif offre de nombreux avantages par rapport aux filtres passifs [3, 4] :

- il s'adapte automatiquement à l'évolution des charges et du réseau ;
- il peut réaliser une compensation globale ou sélective des composantes harmoniques dans la limite de sa bande passante ;
- il n'y a aucun risque de surcharge lorsque le niveau de pollution harmonique à compenser dépasse le dimensionnement du filtre actif. Le filtre fonctionne au maximum de ses capacités et tout risque de destruction est écarté ;
- le risque de résonance entre filtre actif et impédance du réseau est atténué (contrairement au filtrage passif) ;
- la compensation simultanée de la pollution harmonique et de la puissance réactive ou des déséquilibres sont envisageables ;
- le volume physique du filtre est plus réduit.

Pourtant, ils possèdent aussi quelques inconvénients :

- leur coût élevé a limité leur implantation dans l'industrie ;
- l'absence de réglementation spécifique n'incite pas leur intégration ;
- les pertes sont légèrement plus élevées.

En fonction de leur mode de connexion au réseau, les filtres actifs sont dissociés en deux familles : les filtres actifs parallèle et série.

1. *Filtre actif parallèle-FAP*

Le filtre actif parallèle, appelé aussi compensateur shunt, présenté sur la figure 1.10 permet, avec une commande appropriée, de neutraliser les courants harmoniques des charges polluantes et de compenser les déséquilibres et les courants réactifs.

Généralement, une analyse préalable de la charge permet d'identifier les perturbations et de les compenser au niveau du réseau via le filtre actif parallèle. Le courant résultant côté réseau est de forme sinusoïdale, voire en phase avec la tension au point de raccordement dans le cas d'une compensation d'harmoniques et du fondamental réactif [7], [145].

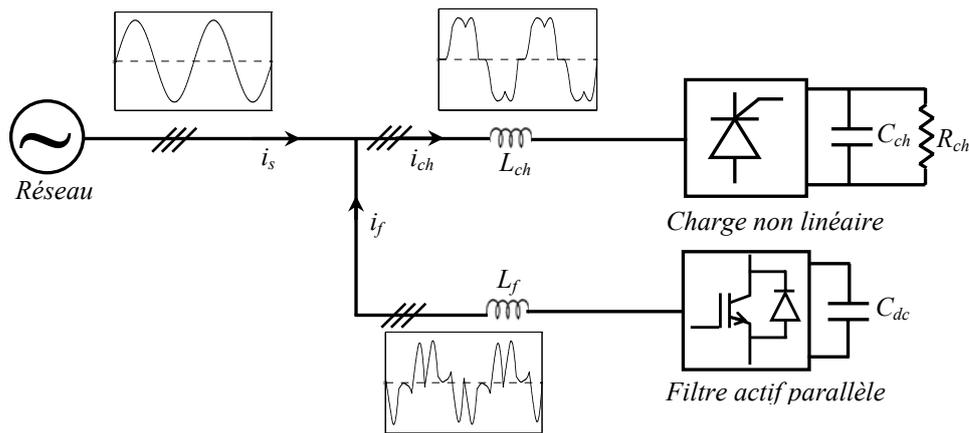


Figure 1.10 Topologie du filtre actif parallèle de puissance.

2. Filtre actif série-FAS

Le filtre actif série se comporte comme une source de tension qui s'oppose aux tensions perturbatrices (creux, déséquilibre, harmoniques) venant de la source et également à celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance de réseau. Il empêche les courants harmoniques consommés par la charge non linéaire de remonter vers la source [28, 29]. Dans ce cas, il se comporte comme une impédance élevée aux fréquences harmoniques et comme une impédance nulle à la fréquence fondamentale. Ainsi, la tension aux bornes de la charge à protéger est purement sinusoïdale [24,25]. Les perturbations de tension dans le système sont atténuées en injectant la différence entre la tension désirée et la tension réelle comme le montre la figure 1.11. L'élément de stockage de l'énergie d'un filtre actif série est conçu pour répondre aux exigences de compensation les plus sévères, notamment dans le cas de creux de tension de longue durée [26, 27].

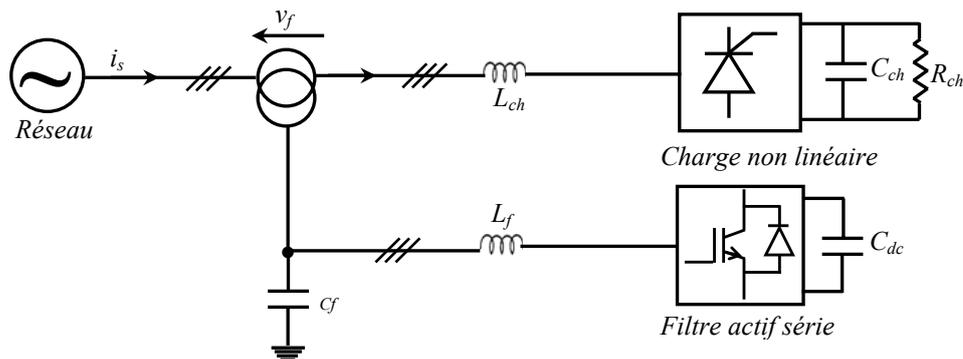


Figure 1.11 Topologie du filtre actif série de puissance.

1.6.2.2 Filtres actifs hybrides

Les filtres actifs hybrides se scindent en deux grandes familles qui résultent de combinaisons soit de filtres actifs soit d'associations de filtres actifs et passifs. Dans le premier cas, c'est l'association des filtres actifs types, à savoir parallèle et série. Ainsi, l'objectif visé est la non pollution d'un réseau par une charge perturbatrice et simultanément le bon fonctionnement d'une charge ou d'un réseau sensible

dans un environnement pollué. Le traitement s'effectue donc à deux niveaux par rapport à un point considéré ; dépollution par un filtre actif parallèle en aval et par un filtre actif série en amont. La deuxième famille combine la mise en œuvre simultanée de filtres passifs accordés et actifs. Les filtres passifs éliminent généralement les harmoniques en basses fréquences et peuvent fournir aussi de l'énergie réactive, cette solution entraîne une réduction du dimensionnement du filtre actif qui n'est affecté qu'au traitement des autres perturbations. De plus, ces topologies améliorent l'efficacité des filtres passifs. Les combinaisons de ces structures hybrides sont nombreuses, nous pouvons citer les associations les plus usitées :

- 1- mise en parallèle d'un filtre actif shunt et d'un (de) filtre(s) passif(s) connecté(s) en dérivation avec la (les) charge(s) polluante(s) ;
- 2- filtre actif série avec un (des) filtre(s) passif(s) en parallèle(s) ;
- 3- filtres passifs résonnants en série avec un filtre actif (Fig. 1.11) qui constitue les configurations les plus récentes [35].

Pour le cas numéro 1, le plus souvent le filtre passif est formé par deux filtres réglés aux fréquences des harmoniques 5 et 7 et un filtre passe-haut accordé autour de la fréquence de l'harmonique 11. Le filtre actif permet dans ce cas d'éviter des résonances entre les éléments passifs et le réseau [10]. Depuis 1990 [34], de nombreux travaux de recherches ont été conduits sur les filtres actifs hybrides [36-41]. La raison essentielle réside dans l'attractivité de ces associations par la réduction du coût du filtre actif mais aussi par la faisabilité pour des applications de fortes puissances [10, 20].

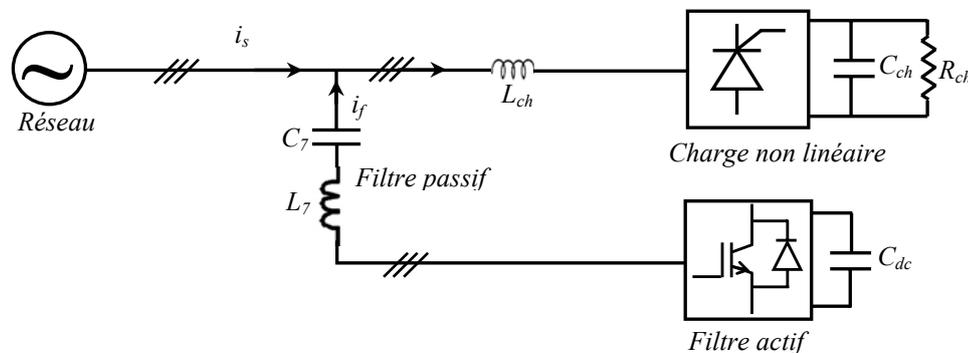


Figure 1.12 Topologie du filtre actif hybride.

1.6.2.3 Les alimentations sans interruption (UPS)

Les alimentations sans interruption ont été développées au début des années 60 pour protéger les grands centres informatiques. Depuis, elles se sont généralisées et sont devenues des dispositifs à usage quasi systématiques. Une alimentation sans interruption ou de secours est destinée à faire face aux perturbations affectant la tension du réseau (creux, variations de fréquence, coupures). Son principe est de produire un système de tensions alternatives purement sinusoïdales assurant la continuité de l'alimentation des charges critiques, dont la performance est en outre garantie par une batterie intégrée [7].

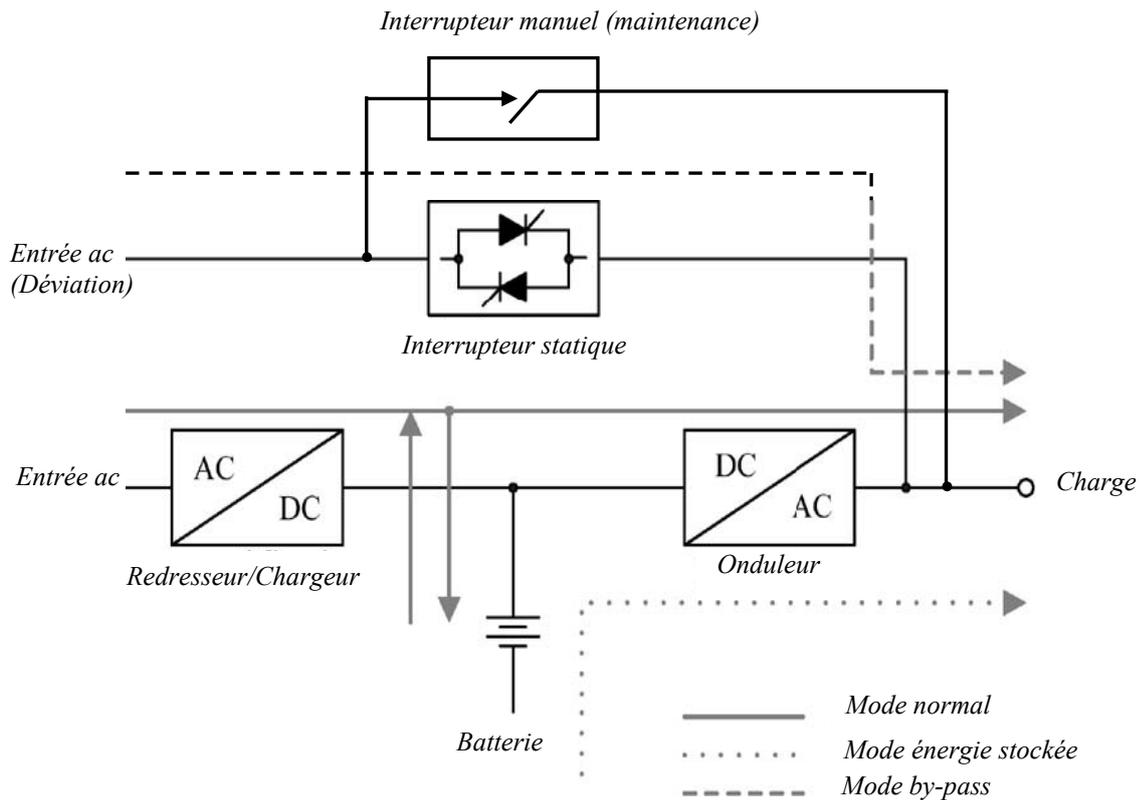


Figure 1.13 Topologie d'une alimentation sans interruption avec ses trois modes d'opération.

Une alimentation sans interruption est constituée principalement par deux convertisseurs :

1. un onduleur de tension destiné à produire un système de tensions alternatives de forme sinusoïdale pour suppléer le réseau si nécessaire.
2. un redresseur à diodes connecté au réseau alternatif pour alimenter le bus continu de l'onduleur et pour charger une batterie d'accumulateurs.

De nombreuses topologies et stratégies de commande ont été proposées dans la littérature concernant les alimentations sans interruption [37-44]. La figure 1.13 représente l'une de ces topologies ainsi que les différents modes d'opérations possibles.

1.6.2.4 Les FACTS

Les systèmes de transmission en courant alternatif flexibles, terme traduit de l'anglais "*Flexible Alternating Current Transmission Systems (FACTS)*", peuvent contribuer à faire face aux problèmes rencontrés dans l'exploitation des réseaux électriques. Le concept *FACTS*, introduit en 1986 par l'*Electric Power Research Institute (EPRI)*, regroupe l'ensemble des dispositifs basés sur l'électronique de puissance qui permettent d'améliorer l'exploitation d'un réseau électrique [45]. Son développement est étroitement lié aux progrès réalisés dans le domaine des composants semi-conducteurs de puissance et plus particulièrement des éléments commandables tels que le thyristor et le thyristor *GTO*. Des études et des réalisations pratiques ont mis en évidence l'énorme potentiel des dispositifs *FACTS* [46-47].

Plusieurs types de *FACTS*, avec des architectures et des technologies différentes, ont été développés. Parmi eux, les plus connus sont le SVC (*Static Var Compensator*), le STATCOM (*Static Synchronous Compensator*), le TCSC (*Thyristor Controlled Series Capacitor*) et l'UPFC (*Unified Power Flow Controller*). Les figures 1.14 et 1.15 décrivent les schémas de principe de ces structures. Chacune d'elle possède ses propres caractéristiques et peut être utilisée pour répondre à des besoins bien précis.

Dans un réseau électrique, les *FACTS* permettent de remplir des fonctions tant en régimes stationnaires qu'en régimes transitoires. Ils agissent généralement en absorbant ou en fournissant de la puissance réactive, en contrôlant l'impédance des lignes ou en modifiant les angles des tensions [48]. Les dispositifs *FACTS* sont utilisés principalement dans les contextes suivants:

- limitation des variations de la tension à une valeur assignée en un point du réseau et ce quelles que soient les variations de la charge ;
- augmentation de la réserve de stabilité transitoire ;
- atténuation des oscillations de puissance ;
- contrôle des transits de puissance sur les lignes et liaisons afin de réduire les surcharges.

Le mode de connexion au réseau est une caractéristique essentielle qui détermine en grande partie le mode d'action d'un dispositif *FACTS*. On distingue ainsi les classes suivantes [49] :

1. les dispositifs *FACTS* shunt (parallèle) ;
2. les dispositifs *FACTS* série ;
3. les dispositifs *FACTS* combinés série-parallèle.

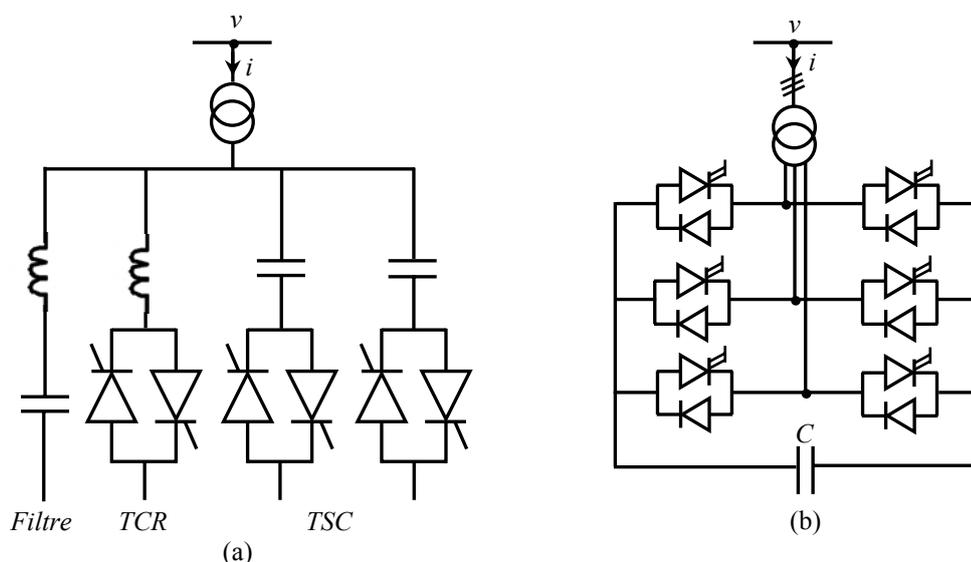


Figure 1.14 Structure de dispositifs *FACTS* shunt : (a) SVC, (b) STATCOM.

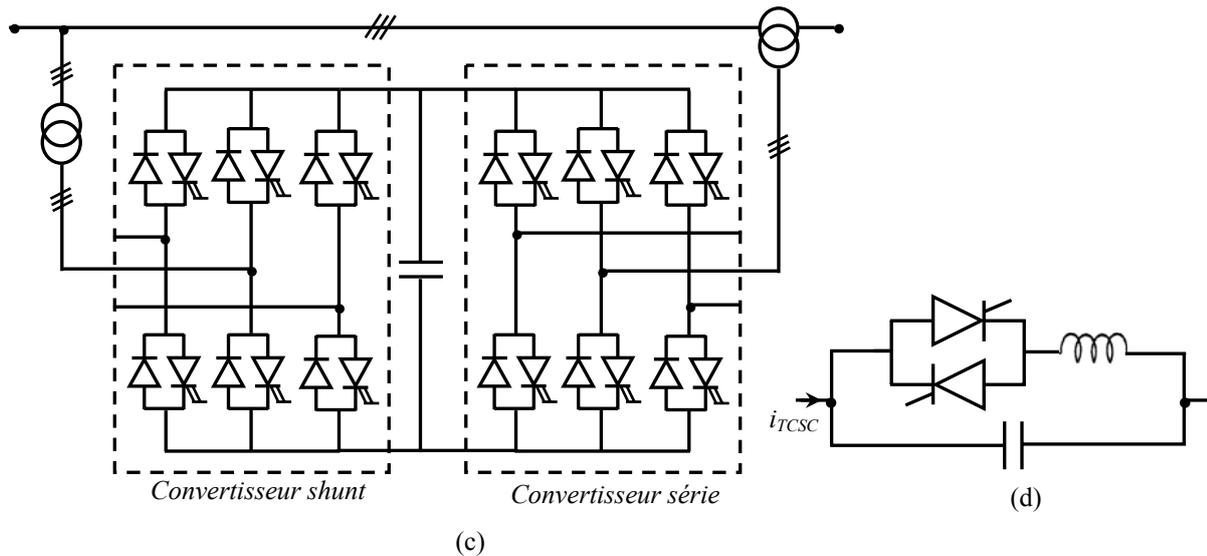


Figure 1.15 Structure de dispositifs FACTS série et combiné : (a) UPFC, (b) TCSC.

1.6.2.5 Prélèvement sinusoïdal

L'accroissement des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques de type redresseur a connu un essor important aussi bien sur le plan industriel que domestique. C'est ainsi que le réseau de distribution BT est le siège de perturbations importantes que le distributeur a du mal à enrayer. Sans précautions particulières ces convertisseurs sont polluants et absorbent des courants harmoniques qui ne sont pas sans effets sur l'onde de tension délivrée. Devant ce constat, il apparaît important de développer sur le plan industriel des dispositifs de filtrage actif au niveau curatif et une démarche préventive afin de concevoir des alimentations non polluantes, c'est-à-dire dotées d'une structure et d'un dispositif de commande rendant le courant prélevé le plus sinusoïdal possible [50].

Le prélèvement d'un courant sinusoïdal engendre une nouvelle structure de conversion AC/DC, différente de la version classique, où le courant peut être contrôlé. Dans ce contexte, trois structures ont été développées et présentées dans la littérature, dont deux structures incluent une inductance pour pouvoir contrôler le courant absorbé :

- la première utilise un hacheur élévateur de type *BOOST* en cascade avec un redresseur monophasé à diodes, reconnue par l'acronyme *PFC* (Power Factor Correction) ;
- la deuxième structure fait appel à un onduleur à *MLI* fonctionnant en redresseur, désigné sous le nom redresseur à modulation de largeur d'impulsion (*MLI*) ;
- la troisième structure est basée sur l'injection de courant dans le réseau. Elle est constituée d'un redresseur triphasé à diodes et de deux circuits auxiliaires, de modulation et de distribution.

1.6.2.5.1 Correction du facteur de puissance (PFC)

La structure de base du convertisseur AC/DC avec correction du facteur de puissance ainsi que son principe de commande sont illustrés sur la figure 1.16. Il s'agit d'un redresseur en pont à diodes

connecté au réseau et doté d'un étage de correction placé entre la sortie du pont et la charge. Cet étage de correction du facteur de puissance basé sur une structure d'hacheur élévateur comprend une inductance, un interrupteur de puissance à double commande (*TB*, *IGBT*, *MOSFET*) et une diode de puissance. Cet ensemble est mis en parallèle avec le condensateur du bus continu. Le convertisseur *AC/DC* ainsi obtenu constitue une structure élévatrice et non réversible, mettant en jeu un seul interrupteur commandable.

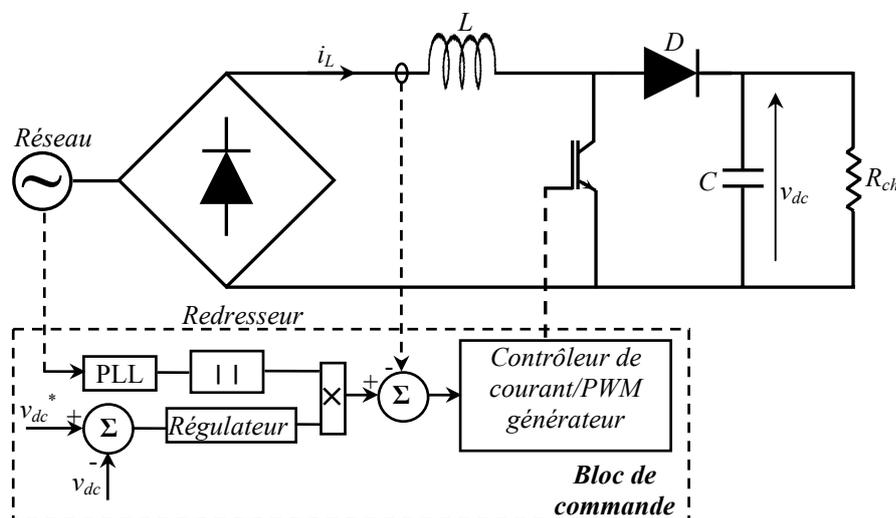


Figure 1.16 Structure et principe de commande d'un convertisseur *AC/DC* avec *PFC*.

Diverses stratégies de commande ayant toutes un objectif commun : la mise en forme des courants prélevés sur le réseau, ont été proposées pour cette structure [51-58]. Le principe de prélèvement sinusoïdal consiste à forcer le courant circulant dans l'inductance à suivre une référence sinusoïdale redressée, en contrôlant la fermeture et l'ouverture de l'interrupteur commandé de puissance. L'amplitude de cette référence est fournie par la boucle d'asservissement de la tension du bus continu, tandis que la forme sinusoïdale est obtenue par l'intermédiaire d'une *PLL* synchronisée avec le réseau d'alimentation. Cette solution garantit l'obtention d'un facteur de puissance unitaire pour le terme fondamental au niveau du réseau.

Il convient aussi de noter que cette structure est réalisée à partir d'un pont redresseur monophasé. Dans le cas d'un réseau triphasé, un seul interrupteur doit contrôler les trois courants absorbés. Ceci rend la commande très complexe et beaucoup moins performante. Pour cette configuration, on privilégie plutôt l'utilisation du redresseur à injection de courant ou redresseur à *MLI*.

1.6.2.5.2 Redresseurs à injection de courant

Les redresseurs triphasés à injection de courant sont apparus au début des années 1990, suite à des tentatives d'améliorer les performances des convertisseurs *AC/DC* déjà présents. Le schéma synoptique de cette structure est représenté sur la figure 1.17. Un circuit de modulation crée, par le procédé de mise en forme des courants à la sortie du pont à diodes, un courant qui est injecté au réseau

d'alimentation à l'aide d'un circuit de distribution. L'injection d'un tel courant permet de compenser les paliers à zéro des courants de ligne, inhérents au fonctionnement normal du pont à diodes. Plusieurs variantes de ce type de convertisseur existent actuellement ; elles se distinguent par la nature des circuits de modulation et de distribution qui peuvent être soit passifs, soit actifs [59-65].

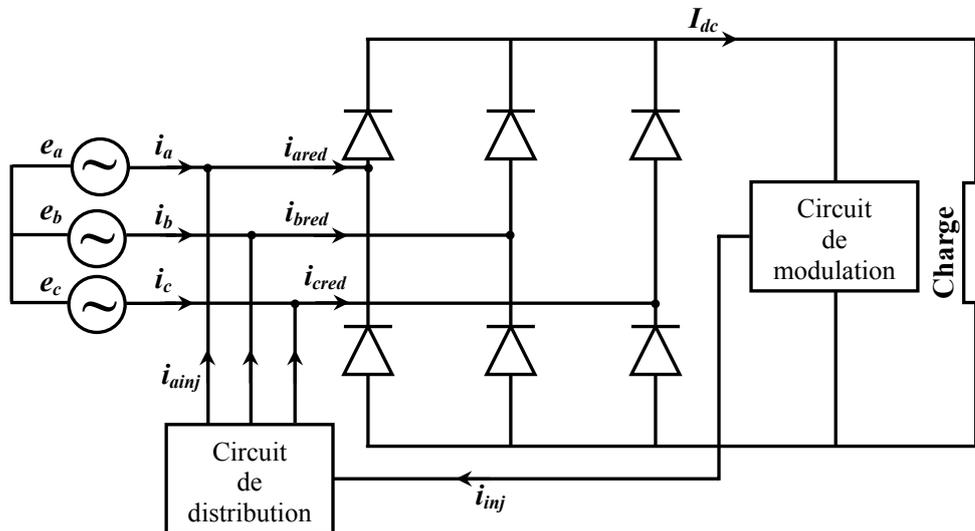


Figure 1.17 Schéma synoptique d'un redresseur triphasé à injection de courant.

1.6.2.5.3 Redresseurs à MLI

Les redresseurs à *MLI* sont des onduleurs exploitant leurs réversibilités en courant dans le deuxième mode de fonctionnement. Grâce à la commande *MLI*, ces convertisseurs peuvent prélever des courants sinusoïdaux sur le réseau alternatif et assurer aussi un facteur de puissance unitaire. Selon le type d'onduleur utilisé, nous distinguons deux structures de redresseurs à *MLI* :

- redresseur à *MLI* de courant ;
- redresseur à *MLI* de tension.

1. Redresseur à *MLI* de courant

La topologie du redresseur à *MLI* de courant est illustrée sur la figure 1.18. Il assure la conversion d'énergie entre une source de tension alternative et un récepteur de courant continu. Les interrupteurs sont unidirectionnels en courant mais bidirectionnels en tension. L'utilisation des techniques *MLI* conduit à un courant coté alternatif ayant une pollution harmonique contrôlée [2]. Cette structure est souvent dotée d'un filtre de second ordre *LC* du côté alternatif [68-73].

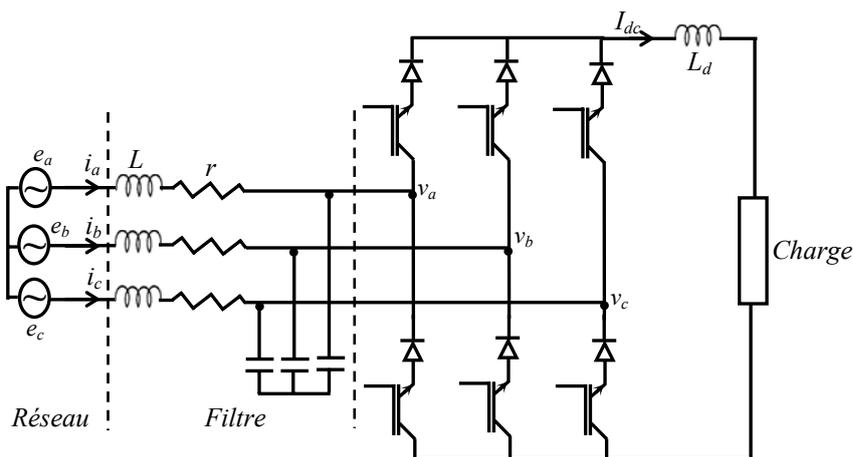


Figure 1.18 Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de courant.

2. Redresseur à MLI de tension :

Le redresseur à MLI de tension est basé sur une structure d'onduleur de tension représenté sur la figure 1.19. Chaque interrupteur est constitué d'un IGBT (composant commandé à l'amorçage et au blocage) et d'une diode en antiparallèle. Cet interrupteur est unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant. Ainsi, ce convertisseur, de part sa structure, est réversible en courant. Il peut donc contrôler de façon instantanée la forme d'onde des courants prélevés sur le réseau [66]. Il alimente alors une charge (active ou passive) en continu à partir d'un réseau alternatif, le courant absorbé étant sinusoïdal et, éventuellement, en phase avec la tension réseau correspondante. Ce redresseur à MLI permet d'atteindre un facteur de puissance très proche de l'unité et régler, via la commande, la direction du flux de l'énergie réactive : absorbée ou fournie [67].

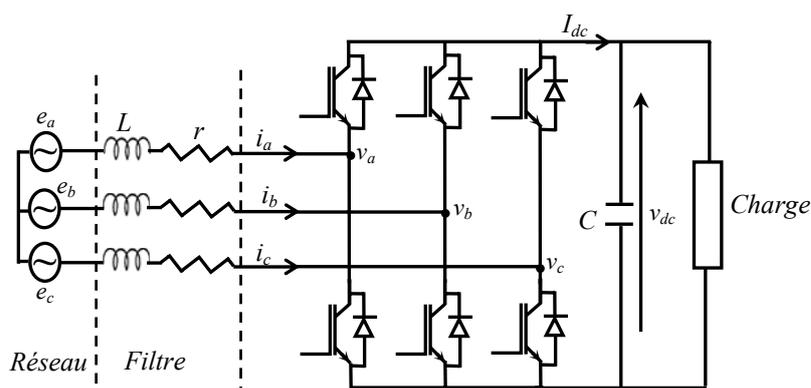


Figure 1.19 Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de tension.

Parmi les moyens de dépollution harmonique présentés précédemment, plus particulièrement les convertisseurs à prélèvement de courant sinusoïdal, on s'intéressera dans la suite de ce travail uniquement à la structure du redresseur à MLI de tension. Elle constitue donc notre topologie support pour développer et implanter des stratégies de commande permettant le prélèvement de courants sinusoïdaux sur le réseau alternatif et le fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire.

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé le problème des harmoniques et des perturbations affectant la tension du réseau et dégradant ainsi la qualité de l'énergie électrique. Après avoir recensé les origines et les conséquences néfastes des harmoniques sur les différents éléments constitutifs du réseau et sur les récepteurs raccordés à un réseau pollué, nous avons mis l'accent sur les harmoniques produits par les convertisseurs statiques, insistant sur les harmoniques générés par les redresseurs à commutation naturelle (pont de diodes). Ensuite, nous avons présenté les différents moyens, traditionnels et modernes, de réduction des harmoniques. Dans ce contexte, nous avons pu mettre en évidence la contribution de l'électronique de puissance dans la lutte contre les harmoniques et l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique.

Il ressort de cette analyse que grâce au progrès important dans le domaine de l'électronique de puissance (particulièrement celui des composants semi-conducteurs) et des outils de commande, que la dépollution harmonique et l'amélioration des signaux des tensions sont envisageables efficacement aux différents niveaux du réseau. Partant du réseau de transport et des liaisons d'interconnexion, les dispositifs *FACTS* permettent de compenser les creux et les fluctuations de tension en plus de la compensation de la puissance réactive. Au niveau du réseau de distribution, les différentes structures de filtres actifs assurent une bonne compensation harmonique des courants et de la puissance réactive. Pour les consommateurs, utilisation des convertisseurs à prélèvement sinusoïdal, ou dits aussi propres, représentent un moyen très efficace pour réduire le taux de pollution due à l'injection de courants harmoniques dans le réseau.

Nous avons retenu également que le prélèvement sinusoïdal peut se faire de trois manières : par correction du facteur de puissance d'un pont redresseur à diodes, en insérant un étage de correction à base d'interrupteur commandé à l'amorçage et au blocage ; par injection de courant au réseau ou par une nouvelle structure du redresseur à commutation dure commandé en *MLI*. La suite de ce mémoire sera consacrée à l'étude théorique et expérimentale des redresseurs à *MLI*, plus particulièrement de structure tension, dont le but est de concevoir un convertisseur *AC/DC* commandé en *MLI* non polluant, qui prélève des courants sinusoïdaux sur le réseau et fonctionne avec un facteur de puissance proche de l'unité.

Chapitre 2

Commande par Hystérésis du Redresseur à MLI de Tension

Ce chapitre s'attache à présenter la stratégie de commande du pont redresseur de tension à *MLI* par hystérésis, avec un réglage classique (*PI*) et *flou* de la tension du bus continu. Dans la première partie, la structure, le principe de fonctionnement, les différents modes d'opération, le dimensionnement des composants passifs et la modélisation du pont redresseur de tension triphasé sont alors présentés. Ensuite, un état de l'art des différentes techniques de commande appliquées au redresseur de tension à *MLI*, plus particulièrement celles basées sur le contrôle de courant, est brièvement exposé. La deuxième partie, illustre le principe du contrôle de courant par hystérésis (*HCC*) et décrit les différents modules constituant la structure globale dans le cas d'une application au redresseur de tension à *MLI*. Les notions de base de la logique floue ainsi que le principe de son exploitation dans la commande des systèmes, sont abordées au début de la troisième partie du présent chapitre. Ensuite, le contrôleur flou synthétisé pour le réglage de la tension du bus continu est exposé. Nous clôturons ce chapitre par la description du banc d'essai expérimental réalisé au laboratoire et par l'analyse et l'interprétation des résultats de simulation et expérimentaux obtenus.

Sommaire :

2.1. Introduction	32
2.2. Onduleur de tension triphasé : applications et stratégies de commande	33
2.3. Le redresseur à MLI de tension	36
2.4. Etat de l'art de la commande du redresseur à MLI	47
2.5. Contrôle par hystérésis des courants prélevés	49
2.6. Logique floue et contrôleur flou	53
2.7. Synthèse du contrôleur flou du bus continu	67
2.8. Description du banc d'essai expérimental	72
2.9. Résultats de simulation et expérimentaux	73
2.10. Conclusion	78

2.1 Introduction

Nous avons montré dans le chapitre précédent que les courants prélevés sur le réseau électrique par les ponts redresseurs à commutation naturelle (à diodes ou à thyristors) sont très loin d'être sinusoïdaux. Ces convertisseurs statiques, qui sont de nature non linéaire, représentent les principales charges polluantes et génératrices de courants harmoniques au niveau du réseau électrique de distribution. D'autre part, le respect des normes et des recommandations en matière de pollution harmonique, qui tendent à devenir de plus en plus restrictives, limite le taux de perturbation harmonique engendrée par un système d'électronique de puissance connecté au réseau. La conception de nouveaux convertisseurs moins polluants s'avère donc une nécessité. Cette catégorie de convertisseurs, qui génère moins d'effets néfastes sur le réseau, est devenue aujourd'hui plus attractive et répandue. Par conséquent, elle apparaît plus fréquemment au sein des systèmes [82].

Au fil des années, les redresseurs ont subi des évolutions aussi bien au niveau de leur structure que de leur système de commande afin de réduire leur injection d'harmoniques de courant dans le réseau. Ces changements ont abouti à des convertisseurs statiques *AC/DC* opérant avec des facteurs de puissance élevés, ils sont répertoriés sous l'appellation de redresseurs à absorption de courant sinusoïdal. Ils se caractérisent par un comportement quasi résistif vis-à-vis du réseau d'alimentation. Ces nouveaux convertisseurs ont un rôle commun : la modulation ou la mise en forme des courants prélevés sur le réseau. Ils se distinguent par leur structure et leur stratégie de commande afin de contraindre la forme de l'onde des courants absorbés. Ils peuvent être dissociés en trois classes : redresseur à diode monophasé suivi d'un hacheur survolteur (*PFC : Power Factor Correction*), redresseur à injection de courant (composé d'un redresseur à diodes triphasé doté d'un circuit de modulation et d'un circuit de distribution pour l'injection de courants requis dans le réseau), et le redresseur élévateur de tension à *MLI (Boost PWM Rectifier)* utilisant un pont d'onduleur de tension.

Outre l'absorption de courant sinusoïdal et le fonctionnement avec un facteur de puissance proche de l'unité, le redresseur de tension à *MLI* peut aussi fonctionner dans deux types de mode : redressement et régénération (fourniture de la puissance active au réseau). Cet avantage provient de sa capacité à contrôler l'écoulement de puissance active et réactive dans les deux directions sur un large spectre harmonique [76]. Pour cette raison, le redresseur de tension à *MLI* est préféré pour les applications fonctionnant fréquemment en mode de régénération, telles que les entraînements électriques surtout à courant alternatif où le redresseur fait partie du variateur de vitesse (convertisseur de fréquence) [83]. Il est aussi mis en œuvre pour alimenter en tension continue d'autres types de charges.

La seule contrainte du redresseur à *MLI*, par rapport aux deux autres structures de convertisseurs à absorption de courant sinusoïdal citées précédemment, réside dans le nombre d'interrupteurs de puissance utilisés (six interrupteurs avec diodes en antiparallèles) et la complexité des stratégies de commande. Cependant, l'évolution technologique rapide et la décroissance progressive du coût dans le domaine des systèmes de commande (*DSP* et microcontrôleurs) et des composants semi-conducteurs de

puissance sont des facteurs favorables et incitatifs. En effet, une fréquence de commutation autour de 5kHz permet au convertisseur d'être exploité avec une puissance de quelques MW. De plus, une fréquence d'échantillonnage supposée égale à la fréquence de commutation est suffisante pour l'implantation des stratégies de commande hautement performantes [79].

Pour toutes les raisons citées auparavant, nous nous sommes intéressés dans le cadre de ce travail à l'étude du redresseur de tension à *MLI*. La suite de ce mémoire est consacrée au développement des stratégies de commande, pour le cas monophasé et triphasé, permettant au redresseur de prélever des courants sinusoïdaux sur le réseau et d'opérer avec un facteur de puissance unitaire (*UPF*).

Dans ce chapitre, nous traitons tout d'abord de l'utilité de l'onduleur de tension (*VSC : Voltage Source Converter*) qui est le convertisseur statique le plus répandu actuellement. Il est intégré dans de nombreuses applications industrielles, dans les systèmes de dépollution harmonique et il constitue la topologie du redresseur de tension à *MLI*. Ensuite, nous décrivons le principe de fonctionnement du redresseur à *MLI*, ses différents modes de fonctionnement, sa mise en équation et son schéma équivalent. Le dimensionnement des éléments passifs associés au convertisseur et l'état de l'art des techniques de commande proposées sont également abordés. En second lieu, une description du principe de contrôle du courant par hystérésis (*HCC : Hysteresis Current Control*), est exposée avec son principe d'application au redresseur de tension triphasé à *MLI* afin de parvenir à une absorption de courant sinusoïdal. Des résultats de simulation sont présentés pour évaluer et illustrer cette technique. Nous avons traité également dans ce chapitre le réglage par contrôleur flou de la tension du bus continu. A cet effet, les concepts fondamentaux de la logique floue, la structure du contrôleur flou ainsi que les différentes manières de son implémentation pratique sont discutés de façon détaillée. Nous clôturons ce chapitre par la présentation du banc d'essai expérimental élaboré au sein du laboratoire *LAI* d'une part et d'autre part avec les résultats pratiques issus de l'implantation de ces méthodes de commande.

2.2 Onduleur de tension triphasé: applications et stratégies de commande

Les onduleurs de tension triphasés, appelé en Anglais : three-phase Voltage Source Converters (*VSC*), utilisant les techniques de modulation de largeur d'impulsion (*MLI/PWM*), sont les convertisseurs statiques d'électronique de puissance les plus utilisés dans les applications industrielles, telles que, par exemple, les entraînements électriques, la robotique, le conditionnement de l'air et les systèmes de ventilation, les alimentations sans interruption et les véhicules électriques [75].

La figure 2.1 ci-dessous illustre la configuration d'un onduleur de tension triphasé à base d'*IGBT*. Il est constitué de six interrupteurs bidirectionnels (commandés à l'amorçage et au blocage) conduisant le courant dans les deux directions grâce aux diodes en antiparallèles. Il est associé généralement à deux étages passifs l'un du côté continu et l'autre du côté alternatif. L'étage passif du

côté alternatif, a comme fonction principale le filtrage, il est constitué d'inductances et/ou de capacités. Celui du côté continu a une double fonction, le stockage d'énergie et le filtrage de la tension continue, c'est des condensateurs qui assurent ces fonctionnalités [79].

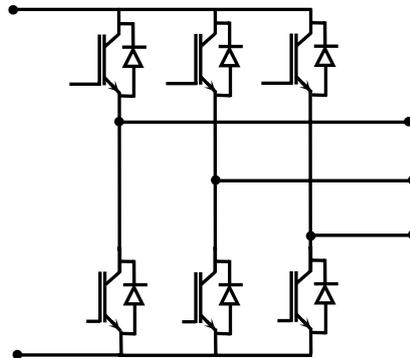


Figure 2.1 Onduleur de tension triphasé à *MLI*.

Avec l'adoption de nouvelles normes limitant le taux de pollution du réseau électrique de distribution, les onduleurs de tension à *MLI* sont devenus le moyen d'interfaçage le mieux adapté pour le raccordement des équipements électroniques de forte puissance au réseau électrique. Ils représentent ainsi une solution simple et fiable pour l'écoulement bidirectionnel des puissances électriques, nécessaire dans certaines applications telles que les systèmes de levage, grues, centrifugeuses de grande inertie et de conversion électrique dans les éoliennes. Les onduleurs de tension peuvent constituer un étage de redressement grâce à leur capacité à contrôler les courants absorbés et la tension du bus continu, ou redresseurs à *MLI* remplaçant les redresseurs classiques à diodes et à thyristors [76].

De plus, la substitution des ponts redresseurs à diodes et à thyristors par des redresseurs à *MLI*, pour réduire la pollution harmonique du réseau, ne représente pas une solution universelle. Elle peut même être inappropriée dans le cas de présence de plusieurs charges polluantes raccordées au même point. En effet, un filtrage actif ou hybride, utilisant un convertisseur de puissance, peut représenter une alternative pertinente pour la compensation de la pollution produite par un ensemble de charges non linéaires. Dans ce contexte, l'onduleur de tension est l'actionneur principal du dispositif de filtrage actif [77].

En conclusion, l'avantage de l'onduleur de tension par rapport à celui de courant est indéniable et son utilisation dans de nombreuses applications se justifie principalement par les deux avantages offerts par sa configuration :

- La bidirectionnalité en courant de sa topologie grâce aux diodes de récupération en antiparallèles.
- Le stockage d'énergie capacitive est plus aisé et efficace que son dual inductif. De plus, le coût et le poids des condensateurs sont moindres [78].

Cependant, la grande prolifération des onduleurs de tension ne signifie pas la résolution des problèmes traités dans leurs différentes applications ni l'obtention des performances souhaitées. Le fait

que leur configuration soit simple, impose l'ajout d'éléments additionnels afin d'accomplir les tâches escomptées. C'est pour cette raison que l'attention des chercheurs dans ce domaine s'est concentrée principalement sur trois aspects ayant trait au contrôle des courants du côté alternatif, de la tension du bus continu, en associant le choix et le dimensionnement du filtre côté alternatif, dont le but est de répondre à des exigences d'un cahier des charges. Parmi lesquelles nous pouvons citer, dynamique rapide, protection contre les courts-circuits et les surcharges, stabilité, robustesse vis-à-vis des variations paramétriques du système et fréquence de commutation faible pour réduire les émissions électromagnétiques émises susceptibles d'influencer d'autres charges connectées au réseau [79].

- **Contrôle du courant :**

Le contrôle du courant (*Current Control*) est recommandé dans toutes les applications centrées autour d'un onduleur de tension, parce qu'il assure d'une part une bonne protection et stabilité, d'autre part une réponse rapide du système [78]. De plus, il autorise le contrôle de la forme d'onde du courant durant une période du réseau ; ce qui permet la compensation des perturbations dues aux transitoires de la charge, aux non linéarités et aux retards de commutation. En effet, des stratégies de commande sont appliquées pour obtenir une modulation rapide de la tension à l'entrée/sortie du convertisseur tel que les techniques *MLI*. Aussi, le contrôle du courant est indispensable dans certaines applications comme le redressement et le filtrage actif, où le courant doit être piloté instantanément pour imposer des puissances active et réactive données, pour minimiser les courants harmoniques et améliorer le facteur de puissance du système [79].

- **Contrôle de la tension :**

A son tour, le contrôle de la tension du bus continu reste un thème clé, spécialement pour les filtres actifs et les redresseurs à *MLI* où le bus continu généralement n'est pas alimenté par une source continue. En revanche, le contrôle de la tension du bus continu n'est pas dissociable du contrôle en courant. La présence simultanée de ces deux boucles de commande ne permet pas d'aboutir aux performances optimales de chacune prises séparément surtout lors des régimes transitoires [80].

- **Filtre alternatif :**

L'usage d'un filtre d'harmoniques côté alternatif de l'onduleur de tension nécessite une procédure de dimensionnement propre et une analyse approfondie de la stabilité [81]. Par exemple, avec un fonctionnement onduleur alimentant un moteur alternatif, le filtre *LC* est le plus utilisé. Pour les redresseurs et les filtres actifs, les filtres *L* et *LCL* sont les plus usités pour réduire les interférences. Cependant, le filtre *LCL* peut influencer sur la capacité de poursuite du convertisseur et donc sur l'amélioration des performances du contrôle de courant. La figure 2.2 représente les différentes structures des filtres associés à l'onduleur de tension.

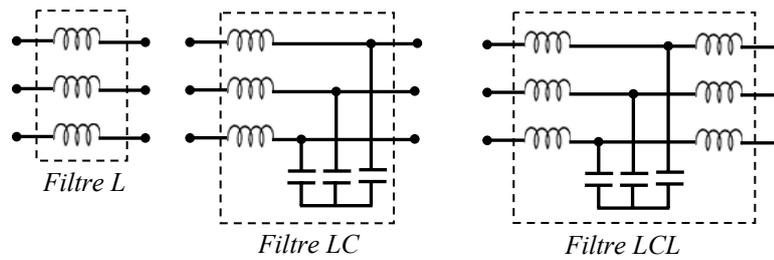


Figure 2.2 Filtres associés à l'onduleur de tension triphasé.

Le contrôle du courant et celui de la tension du bus continu avec le choix et le dimensionnement du filtre sont fortement liés pour la plupart des applications de l'onduleur de tension triphasé. La recherche de nouvelles méthodes de conception et de contrôle est alors nécessaire. Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à l'étude de l'application de l'onduleur de tension comme redresseur à *MLI* associé à un filtre de type *L* côté alternatif.

2.3 Le redresseur à *MLI* de tension

Les redresseurs à *MLI* sont devenus de plus en plus un moyen intéressant d'interfaçage avec le réseau électrique pour différentes applications industrielles, surtout les entraînements électriques hautement performants. Ceci est dû à la possibilité de réduction du contenu harmonique des courants prélevés sur le réseau, la capacité de régénération, la réponse dynamique rapide et aussi à la limitation d'encombrement, de poids et de coût. En effet, l'injection de courants harmoniques dans le réseau, provoquée par les ponts redresseurs à diodes et à thyristors, déforme la tension et induit des effets négatifs sur les récepteurs voisins et sur le réseau de distribution. De plus, la dégradation du facteur de puissance, liée spécialement aux ponts redresseurs, est à l'origine d'une augmentation significative de la charge équivalente vue par le réseau et par conséquent l'augmentation de la consommation électrique et du coût. Pour des systèmes classiques, l'utilisation d'inductances de fortes valeurs du côté réseau et de large capacité du côté continu n'est pas souhaitable, voir parfois inacceptable à cause du volume, du poids et du coût élevé [79].

Les redresseurs à *MLI* représentent une alternative performante pour résoudre les problèmes abordés auparavant par le biais de la modulation de largeur d'impulsion appliquée aux interrupteurs commandables qui se substituent alors aux diodes ou aux thyristors. Grâce à leur capacité de fonctionnement soit en mode redresseur soit en mode régénérateur, ils font l'objet de nombreux travaux de recherche concernant leur modélisation et leur commande.

2.3.1 Structure et principe de fonctionnement

La réversibilité en courant de l'onduleur de tension autorise son fonctionnement en redresseur à *MLI*. La structure de ce dernier associé à un filtre *L* d'entrée, illustrée sur la figure 2.3, est alors celle de l'onduleur de tension où le côté continu, constitué par un condensateur, est équivalent à une source de

tension. Afin de respecter les règles d'interconnexion des sources, l'entrée est une source de courant car ce convertisseur n'est constitué que d'interrupteurs semi-conducteurs. De plus, la présence des inductances de couplage est indispensable pour assurer le contrôle des courants absorbés par le redresseur. En effet, quelque soit la technique utilisée pour générer les ordres de commande (S_a , S_b et S_c), le redresseur peut imposer, de manière indirecte, la forme du courant dans ces inductances en contrôlant les tensions $v_a(t)$, $v_b(t)$ et $v_c(t)$ mesurées par rapport au neutre du réseau. En d'autres termes, la variation du courant prélevé définie par di/dt , en considérant la résistance série interne " r " négligeable, est imposée par la tension appliquée aux bornes des inductances qui est la différence entre la tension réseau et celle à l'entrée du redresseur comme le montre la figure 2.4. Les inductances se comportent aussi comme un filtre passe bas et limitent l'ondulation du courant à la fréquence de commutation [66].

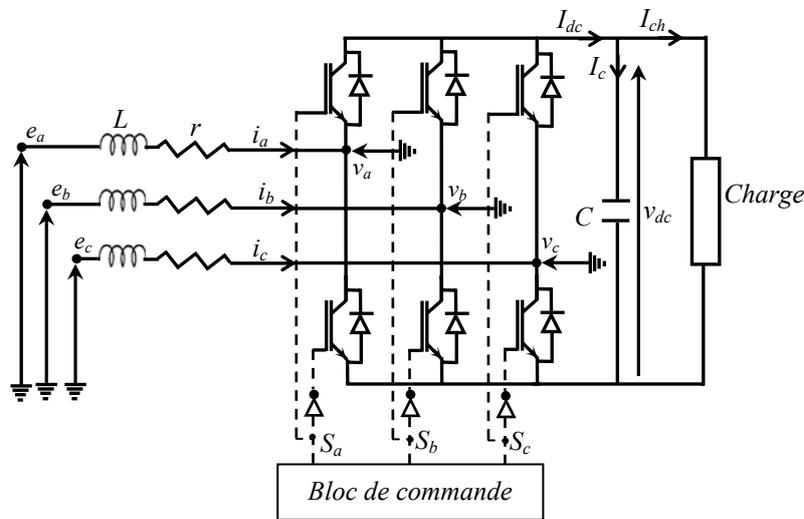


Figure 2.3 Redresseur à MLI triphasé de structure tension.

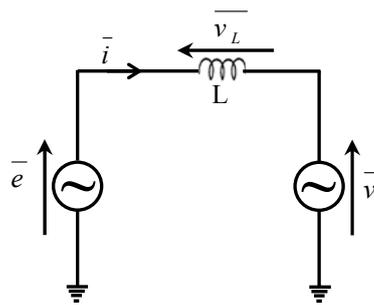


Figure 2.4 Circuit équivalent pour le contrôle de courants absorbés.

Avec :

$$\bar{e}(t) = \frac{2}{3}(e_a(t) + \lambda.e_b(t) + \lambda^2.e_c(t)) \quad (1)$$

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

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

$$\lambda = \exp(j2\pi/3) \quad (4)$$

Le courant absorbé est alors exprimé par l'équation (5) suivante :

$$\bar{i}(t) = \frac{\bar{e}(t) - \bar{v}(t)}{j.\omega.L} \quad (5)$$

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

Tableau 2.1 : Tensions simples en fonction des différents ordres de commande.

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

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

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (6)$$

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

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = e_a(t) - v_a(t) \\ L \frac{di_b}{dt} = e_b(t) - v_b(t) \\ L \frac{di_c}{dt} = e_c(t) - v_c(t) \end{cases} \quad (7)$$

En remplaçant (6) dans (7) on obtient :

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = e_a(t) - \frac{v_{dc}}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ L \frac{di_b}{dt} = e_b(t) - \frac{v_{dc}}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\ L \frac{di_c}{dt} = e_c(t) - \frac{v_{dc}}{3} (-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (8)$$

Cette dernière relation confirme ce que nous venons de dire précédemment, à savoir qu'il est possible de contrôler l'évolution des courants prélevés sur le réseau en agissant sur les ordres de commande. Nous notons également l'existence d'un fort couplage entre ces courants pour la structure retenue dans cette étude (sans fil neutre). De plus, le fonctionnement à facteur de puissance unitaire (puissance réactive nulle) est obtenu en synchronisant les courants absorbés par rapport aux tensions simples du réseau.

D'autre part, la condition pour un fonctionnement valide est donc assurée s'il est possible de contrôler à tout instant, l'état des *IGBT*. Il faut alors que la tension de sortie, v_{dc} , soit supérieure à la valeur de la tension composée maximale, $e_a(t)-e_b(t)$ par exemple, pour éviter d'avoir le fonctionnement d'un redresseur triphasé à diodes [66].

Conformément aux lois de Kirchhoff, la connexion directe de deux sources de courant est interdite. Alors, l'insertion d'une capacité entre la sortie du redresseur et la charge est indispensable. La tension aux bornes de cette capacité étant unidirectionnelle, la réversibilité en puissance active est assurée par le courant I_{dc} , qui est bidirectionnel. Le contrôle du transit de puissance réactive se réalise par ajustement du déphasage du courant fondamental absorbé par rapport à la tension du réseau. En fonctionnement redresseur, la tension du bus continu n'est plus imposée par une source de tension constante. Toutefois, l'amplitude des courants du réseau ne peut pas être réglée indépendamment de la charge connectée sur le bus continu. En effet, la puissance active échangée avec le réseau est directement fonction de l'amplitude de ces courants. Si la composante active du courant absorbé est trop importante, la tension du bus continu va augmenter jusqu'à atteindre un point d'équilibre correspondant à l'égalité des puissances côté alternatif et côté continu. La tension du bus continu peut donc atteindre une valeur inacceptable pour les semi-conducteurs. D'un autre côté, si la composante active est trop faible, le condensateur va se décharger et la tension sur le bus continu descendra jusqu'à la valeur crête de la tension entre phases du réseau. Les diodes en antiparallèles de l'onduleur conduisent alors comme dans un redresseur classique et il n'est plus possible de contrôler les courants absorbés ni d'assurer le prélèvement sinusoïdal [74].

Pour obtenir un bon fonctionnement de l'ensemble, il est indispensable de contrôler la tension du bus continu. Une boucle de régulation de cette dernière doit être mise en place afin de garantir en régime permanent l'égalité des puissances côté alternatif et côté continu. Le schéma équivalent pour le contrôle de cette tension est illustré sur la figure 2.5 ci-dessous :

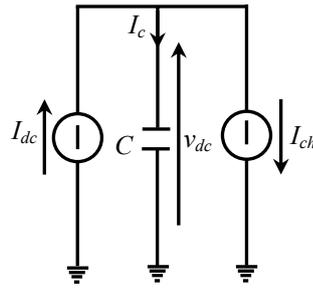


Figure 2.5 Circuit équivalent pour le contrôle de la tension du bus continu.

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

$$I_{dc} = S_a \cdot i_a + S_b \cdot i_b + S_c \cdot i_c \quad (9)$$

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

$$\frac{dv_{dc}(t)}{dt} = \frac{I_{dc}(t) - I_{ch}(t)}{C} \quad (10)$$

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

- $I_{dc}(t) > I_{ch}(t) \Rightarrow \frac{dv_{dc}(t)}{dt} > 0$ la tension du bus continu augmente (phase de charge).
- $I_{dc}(t) < I_{ch}(t) \Rightarrow \frac{dv_{dc}(t)}{dt} < 0$ la tension du bus continu diminue (phase de décharge).

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

2.3.2 Modes d'opération redressement/régénération

L'avantage principal du redresseur de tension à *MLI*, par rapport aux autres convertisseurs à absorption de courant sinusoïdal, vient de sa capacité à fonctionner en mode redressement et en mode régénération. En effet, si la charge connectée au bus continu consomme de la puissance active, le convertisseur fonctionne en mode redressement (il prélève au réseau de la puissance active). Si elle produit de la puissance active, le convertisseur fonctionne en mode régénération (il fournit de la puissance active au réseau). Lors de ces deux modes de fonctionnement, la tension du bus continu est contrôlable en échangeant une partie de la puissance transitée pour charger ou décharger le condensateur.

Le schéma équivalent global du redresseur à *MLI* triphasé à absorption de courant sinusoïdal, illustrant les deux modes de son fonctionnement de redressement et de régénération, le processus de chargement et de déchargement du condensateur et le diagramme de Fresnel correspondant est représenté sur la figure 2.6. Notons que pour un fonctionnement idéal du redresseur, l'onduleur doit se comporter comme une source de tension côté réseau et comme une source de courant côté charge. Le respect de l'équilibre des puissances nécessite le contrôle des puissances fondamentales active et réactive et de la minimisation de celles dues aux harmoniques. De plus, la composante continue de la tension du bus continu doit être contrôlable quelque soit la nature de la charge connectée en sortie du redresseur, linéaire ou non linéaire, passive ou active [79].

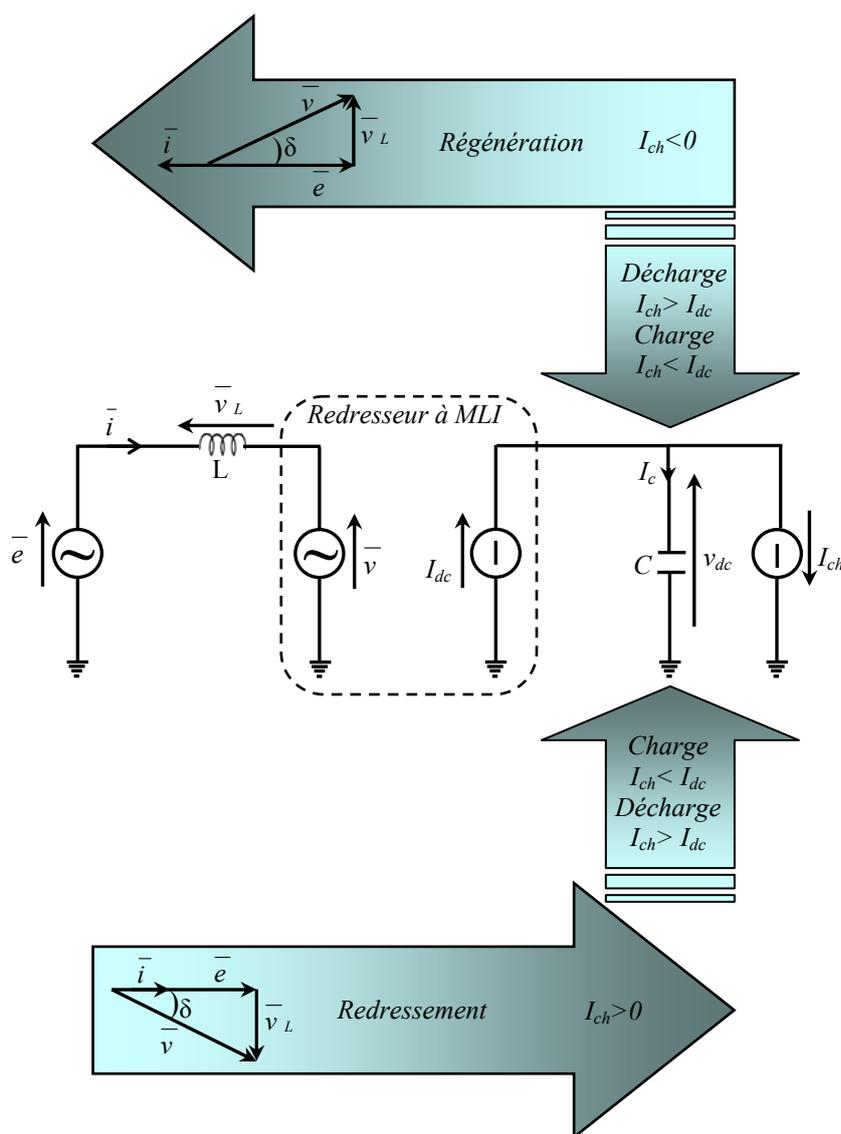


Figure 2.6 Circuit équivalent du redresseur à *MLI* à absorption de courant sinusoïdal et principe du transit bidirectionnel de la puissance active.

La première application du redresseur à *MLI* est dans le remplacement des redresseurs à diodes constituant l'étage d'entrée des variateurs de vitesse. Il peut être également utilisé dans le domaine de la production d'énergie éolienne. Les deux cas les plus répandues sont :

- Les machines asynchrones à double alimentation, où le redresseur relie le rotor au réseau ;
- Les machines synchrones à aimants permanents, où le redresseur est relié au stator.

Il est possible d'imaginer d'autres applications, comme celle de contrôler la tension d'un bus continu où d'autres systèmes peuvent venir se connecter [66].

2.3.3 Modèles du redresseur de tension à MLI

Différents modèles peuvent être attribués au redresseur de tension triphasé à *MLI*. Ils se distinguent par le choix des variables d'état. La figure 2.7 représente le circuit simplifié du redresseur à *MLI* connecté à un réseau triphasé, supposé équilibré, par l'intermédiaire de trois bobines identiques d'inductance L et de résistance r . La charge connectée aux bornes du condensateur du bus continu est modélisée par une source de courant et les interrupteurs de puissance sont considérés comme parfaits.

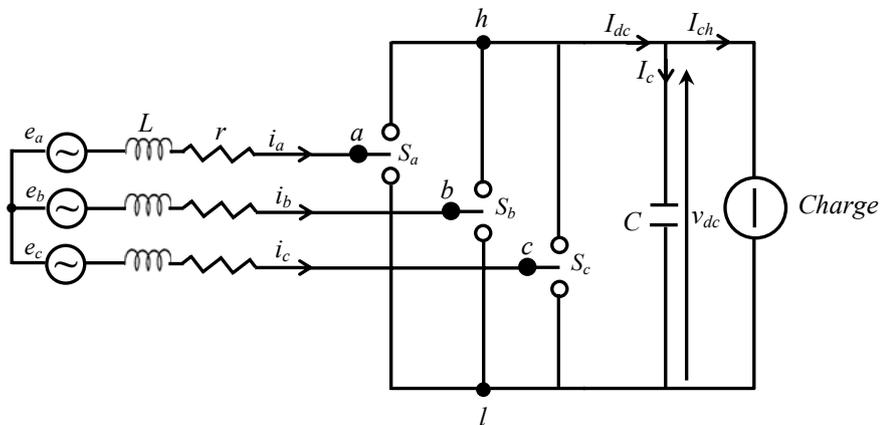


Figure 2.7 Circuit simplifié du redresseur de tension triphasé à *MLI*.

➤ Modélisation en grandeurs triphasées :

Le premier modèle est basé sur l'usage d'un vecteur général $y(t)$, constitué de trois composantes triphasées représentant une grandeur triphasée :

$$y(t) = [y_a(t) \quad y_b(t) \quad y_c(t)]^T \quad (11)$$

Le modèle résultant prendra la forme ci-dessous :

$$\dot{x} = f(x, u, w) \quad (12)$$

Pour ce modèle, les courants traversant les inductances et la tension aux bornes du condensateur constituent le vecteur des variables d'état " x ". Les ordres de commutation S_a , S_b et S_c sont le vecteur de commande " u ", les tensions du réseau et le courant de charge sont représentés par la variable " w ". La représentation sous forme de vecteur de trois composantes de toutes les variables, nous permet d'écrire les tensions du réseau, les tensions à l'entrée du redresseur, les courants absorbés et les ordres de commande sous la forme suivante :

$$e(t) = [e_a(t) \quad e_b(t) \quad e_c(t)]^T \quad (13)$$

$$v(t) = [v_a(t) \quad v_b(t) \quad v_c(t)]^T \quad (14)$$

$$i(t) = [i_a(t) \quad i_b(t) \quad i_c(t)]^T \quad (15)$$

$$S(t) = [S_a(t) \quad S_b(t) \quad S_c(t)]^T \quad (16)$$

Avec :

$S_i(t) = 1$ si le point k est connecté à h .

$S_i(t) = 0$ si le point k est connecté à l .

$i = a, b, c$

Comme nous l'avons mentionné précédemment, les composantes du vecteur $v(t)$ et le courant $I_{dc}(t)$ sont exprimés par les relations ci-après :

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}(t)}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a(t) \\ S_b(t) \\ S_c(t) \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$I_{dc}(t) = S_a(t).i_a(t) + S_b(t).i_b(t) + S_c(t).i_c(t) \quad (18)$$

En posant :

$$k_v = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (19)$$

Les expressions (17) et (18) s'écrivent sous la forme ci-dessous :

$$v(t) = k_v.S(t).v_{dc}(t) \quad (20)$$

$$I_{dc}(t) = i(t)^T .S(t) \quad (21)$$

L'application de la loi de *Kirchoof* des tensions à l'entrée du redresseur, nous permet d'écrire la relation suivante :

$$v(t) = e(t) - L \frac{di(t)}{dt} - r.i(t) \quad (22)$$

D'autre part, l'application de la loi de *Kirchoof* des courants sur la sortie du pont permet d'obtenir la relation ci-dessous :

$$I_{dc}(t) = C \frac{dv_{dc}}{dt} + I_{ch}(t) \quad (23)$$

La substitution de l'équation (20) dans (22) et l'équation (21) dans (23) donne :

$$\frac{di(t)}{dt} = -\frac{r}{L}i(t) + \frac{1}{L}e(t) - \frac{1}{L}k_v.S(t).v_{dc}(t) \quad (24)$$

$$\frac{dv_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C}i(t)^T .S(t) - \frac{1}{C}I_{ch}(t) \quad (25)$$

Ces deux dernières équations (14) et (25) montrent l'existence d'un couplage entre les deux variables à contrôler $i(t)$ et $v_{dc}(t)$. En effet, la même grandeur de commande, $S(t)$, est responsable de la régulation des deux variables. Le modèle global s'obtient par regroupement des deux équations précédentes, il s'écrit sous la forme matricielle suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i(t) \\ v_{dc}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r/L & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i(t) \\ v_{dc}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (-k_v/L) \cdot v_{dc}(t) \\ (1/C) \cdot i(t)^T \end{bmatrix} \cdot S(t) + \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & -1/C \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e(t) \\ I_{ch}(t) \end{bmatrix} \quad (26)$$

Sous la forme habituelle de l'équation d'état, le système (26) s'écrit sous la forme ci-après :

$$\dot{x} = A \cdot x + B(x) \cdot u + C \cdot w \quad (27)$$

Avec :

$$x = \begin{bmatrix} i(t) \\ v_{dc}(t) \end{bmatrix}, u = S(t), w = \begin{bmatrix} e(t) \\ I_{ch}(t) \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} -r/L & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B(x) = \begin{bmatrix} (-k_v/L) \cdot v_{dc}(t) \\ (1/C) \cdot i(t)^T \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & -1/C \end{bmatrix}$$

Nous constatons dans ce modèle la dépendance de la matrice B des variables d'état du vecteur x , montrant ainsi que ce système est non linéaire.

➤ Modélisation dans le repère tournant d - q :

Le repère synchrone d - q tourne à la pulsation ω ($\omega=2\pi f$, f : la fréquence fondamentale de la tension du réseau). La projection de chacun des vecteurs, exprimant les quantités électriques du redresseur, sur les deux axes perpendiculaires d et q donne deux composantes constantes, si le module de ce vecteur est constant et tourne à la même pulsation que le repère. La matrice de transition des coordonnées (a, b, c) aux coordonnées (d, q) est orthogonale et définie par :

$$M \cdot M^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$M = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (29)$$

Le passage des coordonnées (a, b, c) aux coordonnées (d, q) et le passage inverse, de (d, q) à (a, b, c) s'effectuent par le biais des deux relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} y_d(t) \\ y_q(t) \end{bmatrix} = M \cdot \begin{bmatrix} y_a(t) \\ y_b(t) \\ y_c(t) \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} y_a(t) \\ y_b(t) \\ y_c(t) \end{bmatrix} = M^T \cdot \begin{bmatrix} y_d(t) \\ y_q(t) \end{bmatrix} \quad (30)$$

L'application de cette transformation à l'équation (22) permet d'obtenir la relation ci-dessous :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} - \omega i_q(t) = \frac{1}{L} [e_d(t) - v_d(t) - r i_d(t)] \\ \frac{di_q}{dt} + \omega i_d(t) = \frac{1}{L} [e_q(t) - v_q(t) - r i_q(t)] \end{cases} \quad (31)$$

D'autre part, si les tensions du réseau sont supposées équilibrées et symétriques, les deux relations (20) et (21) se transforment comme suit :

$$v(t) = k_v \cdot S(t) \cdot v_{dc}(t) \Rightarrow \begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix} = M \cdot k_v \cdot S(t) \cdot v_{dc}(t) = \begin{bmatrix} S_d(t) \\ S_q(t) \end{bmatrix} \cdot v_{dc}(t) \quad (32)$$

$$I_{dc}(t) = i(t)^T \cdot S(t) \Rightarrow I_{dc}(t) = \left[M^T \cdot \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} \right]^T \cdot S(t) = \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} S_d(t) \\ S_q(t) \end{bmatrix} \quad (33)$$

Le modèle du redresseur dans le repère tournant $d-q$ s'écrit alors sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} - \omega i_q(t) = \frac{1}{L} [e_d(t) - S_d(t) \cdot v_{dc}(t) - r i_d(t)] \\ \frac{di_q}{dt} + \omega i_d(t) = \frac{1}{L} [e_q(t) - S_q(t) \cdot v_{dc}(t) - r i_q(t)] \\ \frac{dv_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C} [S_d(t) \cdot i_d(t) + S_q(t) \cdot i_q(t) - I_{ch}(t)] \end{cases} \quad (34)$$

Sous forme matricielle, ce modèle s'écrit comme suit:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ v_{dc}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -r/L & -\omega & 0 \\ \omega & r/L & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ v_{dc}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -v_{dc}(t)/L & 0 \\ 0 & -v_{dc}(t)/L \\ i_d(t)/C & i_q(t)/C \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_d(t) \\ S_q(t) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} 1/L & 0 & 0 \\ 0 & 1/L & 0 \\ 0 & 0 & -1/C \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_d(t) \\ e_q(t) \\ I_{ch}(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (35)$$

2.3.4 Dimensionnement des éléments passifs

L'efficacité et les performances du pont redresseur à MLI dépendent de plusieurs paramètres, en l'occurrence le choix des éléments passifs de filtrage qui lui sont associés, à savoir l'inductance de couplage L et le condensateur du bus continu C . Ces deux éléments jouent un rôle crucial, en régime permanent et transitoire, pour obtenir un bon amortissement des oscillations des courants prélevés sur le réseau et une tension du bus continu avec une ondulation résiduelle limitée.

❖ Choix de l'inductance : [66]

Comme nous l'avons cité auparavant, la présence des inductances de couplage au réseau est indispensable pour assurer le contrôle des courants absorbés par le redresseur. Ces inductances jouent le rôle de filtre passe bas et limitent l'ondulation du courant à la fréquence de commutation. Pour cette

raison, le calcul de l'inductance fait intervenir les paramètres classiques qui sont : la fréquence de commutation, l'ondulation maximale admissible du courant la traversant et la tension appliquée à ses bornes. Il faut donc définir l'allure de cette tension, en se plaçant dans le cas le plus défavorable. Le tableau qui suit, montre l'état des ordres de commande et les valeurs des tensions simples sur une période de découpage. Ce point de fonctionnement est atteint lors du passage par zéro et par valeurs croissantes de la tension simple v_a , correspondant au cas le plus défavorable pour la phase "a".

En émettant l'hypothèse que le redresseur est commandé par une modulation intersective (triangulo-sinusoidale) et que les trois modulantes soient considérées constantes lors d'une période de commutation et en supposant une porteuse symétrique, alors les allures des formes d'onde sont indiquées sur la figure 2.8. A partir des expressions des modulantes (voir annexe A), il est possible de calculer les temps de commutation t_1 et t_2 , en posant $\omega t = 0$ pour les trois modulantes.

$$t_1 = T_c \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2} + \frac{R_v}{2} \sin\left(\frac{-4\pi}{3}\right) \right) \right], \quad t_2 = T_c \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2} + \frac{R_v}{2} \sin(0) \right) \right], \quad t_2 - t_1 = T_c \frac{\sqrt{3}}{8} R_v \quad (36)$$

Dans cette situation, la tension aux bornes de l'inductance (en négligeant e_a) vaut : $\Delta v_L = v_{dc} / 3$

L'ondulation du courant, $\Delta I_a = I_{amax} - I_{amin}$, peut maintenant être calculée par la formule suivante :

$$\Delta I_a = 2 \cdot \frac{\Delta v_L}{\Delta t} \cdot 2 \cdot \frac{v_{dc}}{3} \cdot \frac{\sqrt{3}}{8 f_c} \cdot R_v \cdot \frac{1}{L} \Rightarrow \Delta I_{amax} = \frac{v_{dc}}{6.9 L \cdot f_c} \quad (37)$$

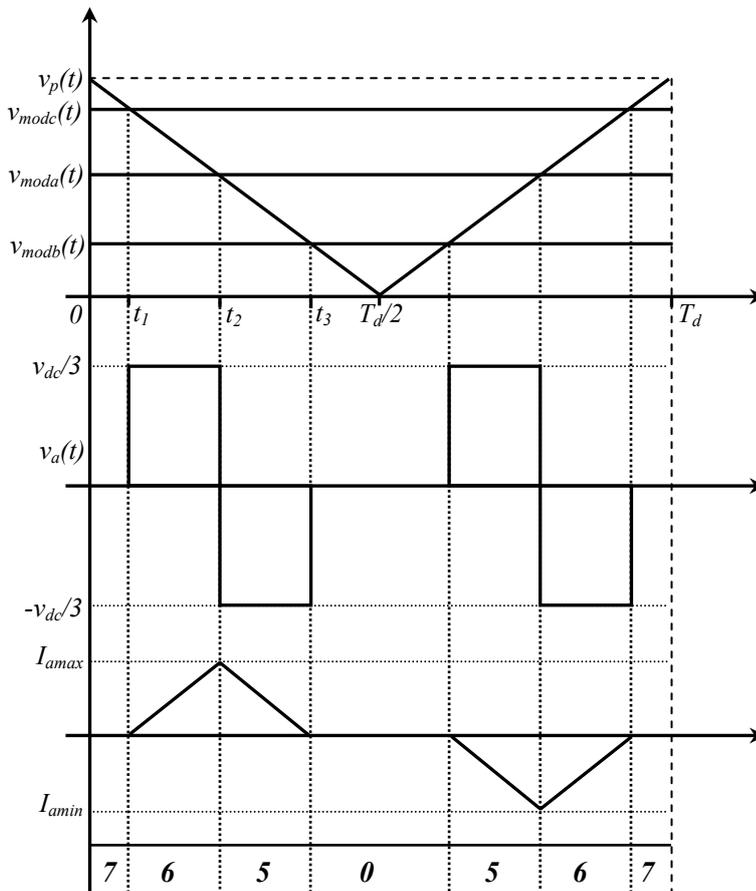


Figure 2.8 Forme du courant pour la phase a.

❖ Choix du condensateur du bus continu :

En négligeant les pertes actives dans le pont redresseur, le bilan d'énergie permet d'écrire la relation suivante :

$$dW_{Réseau} = dW_{Inductance} + dW_{Condensateur} + dW_{Charge} \quad (38)$$

Nous pouvons en première approximation négliger les échanges d'énergie avec les inductances :

$$dW_{Réseau} = dW_{Condensateur} + dW_{Charge} \quad (39)$$

Pour un pont monophasé, l'équation précédente conduit à l'expression ci-dessous :

$$e(t) \cdot i(t) dt = v_{dc}(t) \cdot I_{dc}(t) dt \Rightarrow e_{\max} \sin(\omega t) \cdot I_{\max} \sin(\omega t - \varphi) = v_{dc}(t) \cdot (I_c + I_{ch}) \quad (40)$$

Alors :

$$v_{dc}(t) \cdot (I_c + I_{ch}) = \frac{1}{2} e_{\max} \cdot I_{\max} \cdot \cos(\varphi) - \frac{1}{2} e_{\max} \cdot I_{\max} \cdot \cos(2\omega t - \varphi) \quad (41)$$

La tension aux bornes du condensateur peut se décomposer en deux termes :

$$v_{dc}(t) = v_{dc-moy} + v_{dc-ond}, v_{dc-ond} \max \ll v_{dc-moy} \quad (42)$$

Si le courant de charge est supposé constant, on déduit alors l'expression approximative du courant de charge et celle du condensateur :

$$\begin{cases} I_{ch} = \frac{e_{\max} \cdot I_{\max} \cdot \cos(\varphi)}{2 \cdot v_{dc-moy}} \\ I_c = \frac{e_{\max} \cdot I_{\max} \cdot \cos(2\omega t - \varphi)}{2 \cdot v_{dc-moy}} \end{cases} \quad (43)$$

D'autre part, le condensateur doit pouvoir échanger l'énergie fluctuante avec le réseau sans entraîner d'ondulation trop importante à ses bornes. Ceci permet d'écrire :

$$I_c = C \cdot \frac{dv_{dc}}{dt} = C \cdot \frac{dv_{dc-ond}}{dt} \quad (44)$$

Alors l'ondulation de la tension aux bornes du condensateur est défini par :

$$v_{dc-ond} = \frac{e_{\max} \cdot I_{\max} \cdot \sin(2\omega t - \varphi)}{2 \cdot v_{dc-moy} \cdot 2 \cdot C \cdot \omega} \quad (45)$$

La valeur de la capacité se détermine alors en fonction de l'ondulation crête à crête maximale admissible ($\Delta v_{dc} = 2 \cdot v_{dc-ond-max}$). Elle est donnée par la formule ci-après :

$$C = \frac{e_{\max} \cdot I_{\max} \cdot \sin(2\omega t - \varphi)}{2 \cdot v_{dc-moy} \cdot \Delta v_{dc} \cdot \omega} \quad (46)$$

2.4 Etat de l'art de la commande du redresseur à MLI

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 :

- **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 dans le repère tournant synchrone orienté dans la même direction que le vecteur tension du réseau.
- **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.

Pour les deux types de commande, la tension du bus continu est contrôlée par le biais du terme fondamental de la puissance active. Par exemple, si la tension du bus continu est supérieure par rapport à sa référence, la puissance active absorbée doit diminuer. Elle augmente dans le cas où la tension v_{dc} est inférieure par rapport à sa référence. Pour le *VOC*, les puissances active et réactive sont contrôlées d'une manière indirecte, par l'intermédiaire des courants. Dans la suite de cette section, nous ne présenterons que l'état de l'art des stratégies de commande basées sur le contrôle du courant, celles basées sur le contrôle direct de puissance seront abordées, avec plus amples détails, dans le prochain chapitre. D'une manière générale, quelque soit la technique de contrôle du courant utilisée, deux quantités caractérisant les courants absorbés doivent être contrôlées : telles que la phase et le module du vecteur courant (φ , $\|i\|$), les composantes (i_α , i_β) dans le repère stationnaire ou (i_d , i_q) dans le repère tournant. La figure 2.9 représente le principe de contrôle du courant et la structure du *VOC*.

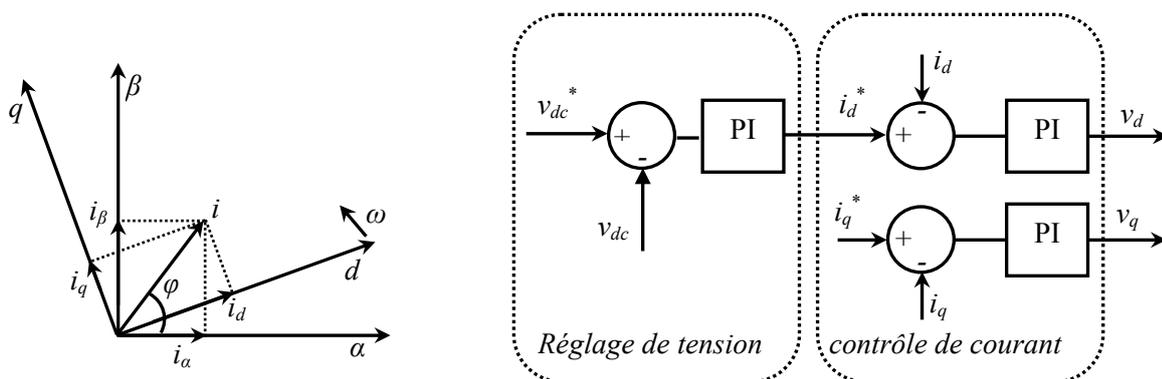


Figure 2.9 Principe de contrôle du courant et structure du *VOC*.

Dans la référence [90], un état de l'art et une façon de classification de ces différentes stratégies de commande sont présentés. La figure 2.10 illustre la méthode de classification adoptée. Une description détaillée du principe de chaque stratégie est également présentée.

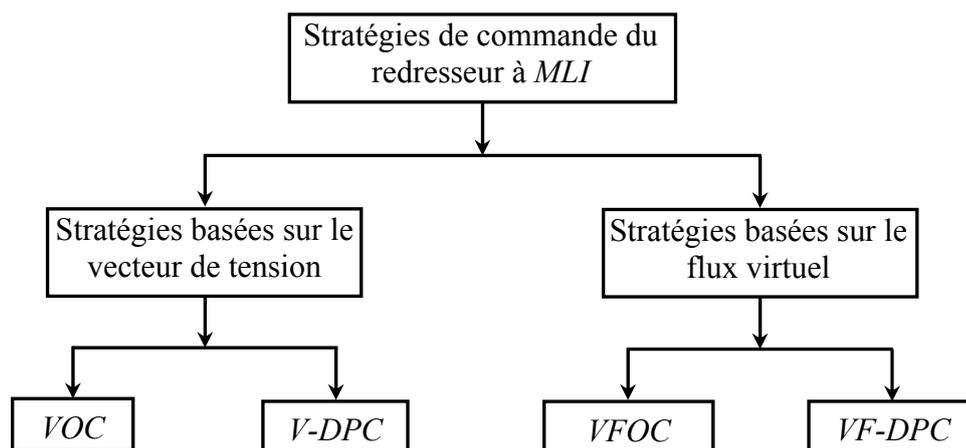


Figure 2.10 Classification des stratégies de commande du redresseur à MLI.

Dans la référence [91], les différentes techniques de contrôle du courant appliquées au redresseur à MLI sont classées en deux groupes : contrôleurs de courant linéaires (*PI* stationnaire, *PI*-repère synchrone, *PI*-repère tournant, retour d'état), contrôleurs de courant non linéaires (contrôle de courant par hystérésis (*HCC*), contrôle avec optimisation en ligne, contrôle par logique floue, réseaux de neurones). Les deux références [92] et [93] proposent une technique de contrôle du courant par logique floue. Dans la première référence, les courants sont contrôlés dans le repère stationnaire α - β , dont le principe est basé sur le calcul d'un vecteur de commande au moyen d'une approche floue. La technique présentée dans la deuxième référence est basée sur le calcul d'une fonction de commutation dans le repère tournant d - q . La logique floue intervient cette fois dans la régulation de la tension du bus continu et le bloc de modulation.

Le *VOC* sans capteurs de tension et/ou de courant, est abordé dans de nombreux travaux de recherche. Dans la référence [94], un estimateur des courants absorbés à partir du courant du bus continu et un estimateur de la tension du réseau sont développés. La référence [136] propose une approche de contrôle du courant basée sur la notion de flux virtuel et en utilisant une table de commutation prédéfinie.

Finalement, le problème d'amortissement de la résonance pour le redresseur doté d'un filtre *LCL* à l'entrée, commandé par *VOC*, est traité dans plusieurs travaux de recherche publiés récemment. Les références [95], [96] et [97] décrivent les moyens d'amortissement actif de ce phénomène gênant.

2.5 Contrôle par hystérésis des courants prélevés

Le contrôle du courant par hystérésis (*Hysteresis Current Control* : *HCC*) consiste à maintenir le courant dans une bande enveloppant sa référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation aux interrupteurs. La figure 2.11 illustre le principe de contrôle du courant par hystérésis à bande fixe à deux niveaux. La différence entre le courant de référence et celui mesuré est appliquée à l'entrée d'un comparateur à hystérésis dont la sortie fournit l'ordre de commande du bras correspondant du pont [84].

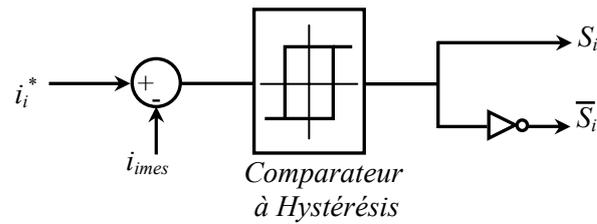


Figure 2.11 Principe de contrôle du courant par hystérésis.

Cette technique de contrôle fait partie des commandes non linéaires parce qu'elle fonctionne en tout ou rien. Elle est bien connue et présente de gros avantages au niveau de la robustesse et de la simplicité de mise en œuvre. Elle possède un temps de réponse rapide en régime dynamique, une stabilité et une précision satisfaisante et de plus limite automatiquement le courant. Le seul paramètre de régulation dans cette commande est la largeur de la bande d'hystérésis qui détermine l'erreur sur les courants et la fréquence de commutation bien que cette dernière reste inconnue et variable. La technique de régulation par bande hystérésis est une des méthodes les plus appropriées pour les différentes applications d'onduleurs contrôlés en courant telles que les entraînements électriques et les filtres actifs [85]. Le principe de génération des ordres de commande est représenté sur la figure 2.12, où ΔI est la largeur de la bande hystérésis :

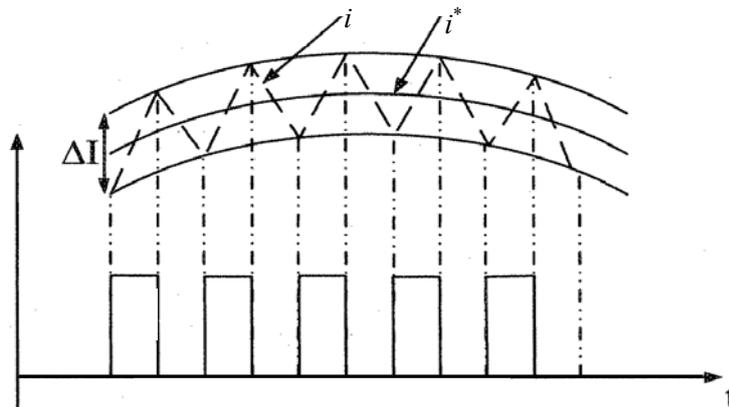


Figure 2.12 Principe de génération des ordres de commande.

Le principal inconvénient de cette technique de modulation réside dans la fréquence du changement d'état des interrupteurs qui est fortement irrégulière et incontrôlable, ce qui génère un spectre d'harmoniques étendu et très perturbé, donc difficilement filtrable. De ce fait, elle s'avère être mal perçue par les industriels. Plusieurs travaux présentent des commandes par hystérésis améliorées, [86-89], ce qui permet de maîtriser la durée minimale entre deux commutations successives ou de travailler à fréquence de commutation constante. Cependant, ces modifications limitent profondément l'intérêt de ce type de contrôle (perte de simplicité et de robustesse) et nécessitent de disposer d'une bonne connaissance des paramètres du système, ce qui réduit considérablement les performances [88].

2.5.1 Structure du contrôle de courant par hystérésis

La structure globale du contrôle par hystérésis des courants prélevés sur le réseau par un pont redresseur de tension triphasé à *MLI* est présentée sur la figure 2.13. Les trois courants à l'entrée du pont sont contrôlés à l'aide de trois comparateurs à hystérésis à bande fixe. L'ensemble des trois sorties de ces comparateurs détermine les ordres de commande des interrupteurs constituant le pont. En effet, la détermination des instants de commutation suit la logique suivante :

$$\begin{cases} i_i^* - i_i = \frac{\Delta I}{2} \Rightarrow S_i = 0 \\ i_i^* - i_i = -\frac{\Delta I}{2} \Rightarrow S_i = 1 \end{cases} \quad i = a, b, c \quad (47)$$

Les références des courants contrôlés sont de forme d'onde sinusoïdale, obtenues par la multiplication des trois signaux sinusoïdaux unitaires délivrés par le module *PLL* et la sortie du régulateur *PI* de la tension du bus continu (amplitude). La *PLL* (Phase Locked Loop ou boucle de verrouillage de phase) est utilisée pour extraire la phase de la composante fondamentale directe de la tension du réseau. Différentes structures de *PLL* ont été proposées dans la littérature.

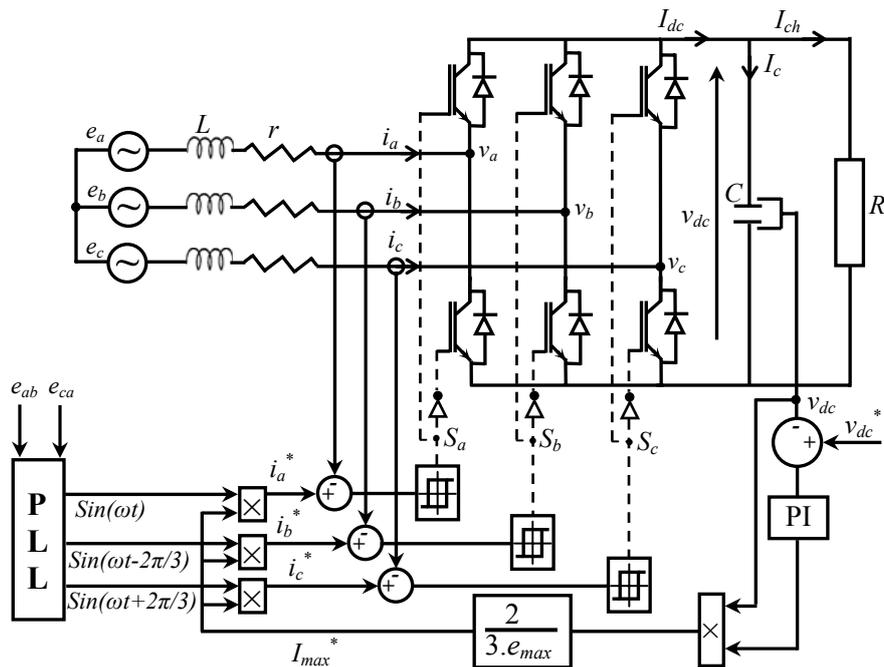


Figure 2.13 Structure du contrôle par hystérésis des courants absorbés par redresseur à *MLI*.

2.5.2 Boucle de régulation de la tension du bus continu

Le rôle de la boucle de régulation de la tension du bus continu est de maintenir cette tension à une valeur de référence constante, en contrôlant le processus de chargement et de déchargement du condensateur. Les causes de sa variation sont essentiellement les pertes dans les interrupteurs du convertisseur (en conduction et en commutation), dans les inductances de couplage et la variation de la

charge connectée au bus continu. La régulation de cette tension s'effectue par ajustement de l'amplitude des références des courants prélevés pour contrôler le transit de puissance active entre le réseau et le bus continu. A cet effet, elle est destinée à compenser toutes les perturbations provenant du côté convertisseur et du côté charge, provoquant une variation de l'énergie stockée dans le condensateur. Cette boucle a comme entrée la tension de référence v_{dc}^* et la tension mesurée v_{dc} . Il est également possible de dimensionner le régulateur pour régler le carré de la tension v_{dc} . Un régulateur de type *PI* est souvent utilisé pour contrôler cette tension.

En négligeant les pertes actives dans le convertisseur et dans les inductances de couplage, l'application du principe de conservation de la puissance donne la relation entre la puissance active débitée par le réseau et celle reçue en sortie du pont. Elle s'écrit sous la forme suivante :

$$P = v_{dc} \cdot I_{dc} = \frac{1}{2} C \frac{dv_{dc}^2}{dt} + \frac{v_{dc}^2}{R} \quad (48)$$

A partir de cette équation, nous déduisons la fonction de transfert de premier ordre suivante :

$$\frac{v_{dc}^2(s)}{P(s)} = \frac{R}{1 + \frac{R \cdot C}{2} s} \quad (49)$$

D'autre part, la puissance active fournie par le réseau est définie par la relation ci-dessous :

$$P = \frac{3}{2} \cdot e_{max} \cdot I_{max} \quad (50)$$

Si nous prenons comme grandeur à régler, pour raison de simplicité, le carré de la tension du bus continu, et en supposant constante l'amplitude de la tension du réseau, la fonction de transfert précédente se transforme sous la forme suivante :

$$\frac{v_{dc}^2(s)}{I_{max}(s)} = \frac{3}{2} e_{max} \cdot \frac{R}{1 + \frac{R \cdot C}{2} s} \quad (51)$$

Le synoptique de la boucle de régulation du carré de la tension du bus continu est alors représenté sur la figure 2.14. Dans cette structure, la boucle de courant est considérée parfaite (unitaire) en supposant qu'elle est beaucoup plus rapide que celle de la tension et que le courant réel est assimilé à sa valeur de référence. Il est à noter que dans ce cas, la tension continue se présente comme un gain variable dans la chaîne directe, ce qui peut créer des instabilités dans la boucle de régulation. Pour éviter ceci, on propose de réaliser une compensation de cette tension en contrôlant la tension v_{dc} . Pour cette structure, nous choisissons le régulateur pour qu'il fournisse la valeur du courant du bus continu I_{dc} nécessaire pour maintenir la charge du condensateur et répondre au besoin de la charge. L'amplitude des courants de référence est alors calculée sur la base de la relation ci-après :

$$\frac{3}{2} e_{max} \cdot I_{max} = v_{dc} \cdot I_{dc} \quad (52)$$

Le schéma synoptique proposé pour le réglage de la tension v_{dc} est donné sur la figure 2.15.

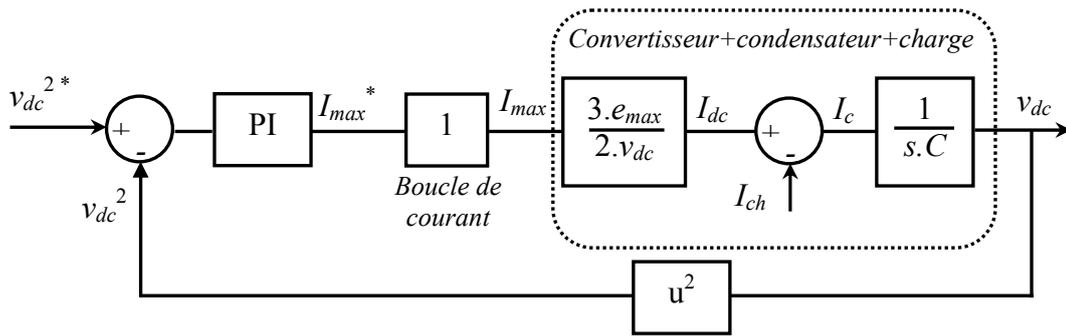


Figure 2.14 Schéma bloc de la boucle de régulation du carré de la tension du bus continu.

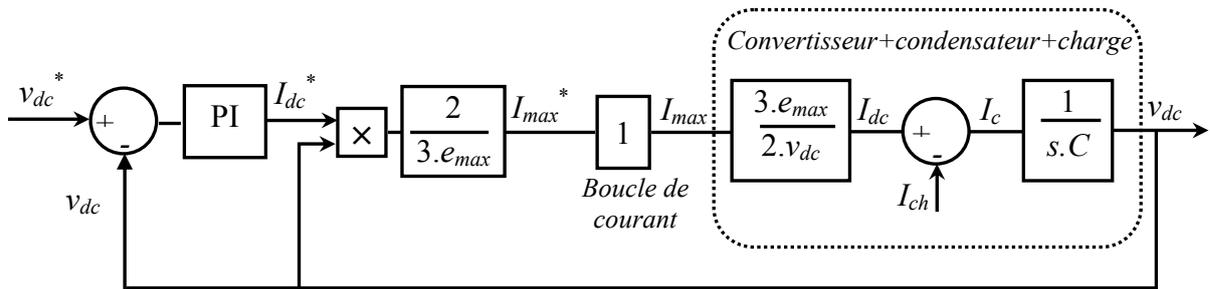


Figure 2.15 Schéma bloc de la boucle de régulation de la tension du bus continu.

Dans ce travail, nous avons utilisé la boucle de régulation de la tension v_{dc} dont les paramètres du régulateur PI sont calculés sur le principe de compensation du pôle dominant. Ils sont donnés par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} T_i = \frac{3.R.e_{\max}}{4.\pi.f_c} \\ k_p = \frac{C.R}{2.T_i} \end{cases} \text{ avec } f_c \text{ la fréquence de coupure} \quad (53)$$

Comme nous l'avons montré précédemment, la tension simple d'une phase à l'entrée du pont ne dépend pas uniquement de l'état des deux interrupteurs du bras correspondant, mais elle est aussi en fonction de l'état des interrupteurs des deux autres bras. A cet effet, le courant dans une phase n'est donc pas indépendant des deux autres courants, mais la structure impose qu'à chaque instant la somme des trois courants soit nulle.

2.6 Logique floue et contrôleur flou

La logique floue est une théorie qui a connu un grand engouement depuis que le professeur *Lotfi A. Zadeh* [98] a introduit le concept de sous-ensembles flous en 1965. Elle trouve notamment sa place dans le domaine de la commande pour une large gamme de systèmes et plus généralement en génie électrique [99, 100, 101]. Elle présente, en effet, l'avantage d'utiliser des règles linguistiques simples

permettant de traduire facilement le savoir faire d'un expert pour répondre à une problématique scientifique. Dans ce sens, des correcteurs à base de la logique floue améliorent de façon globale aussi bien les performances que la robustesse des systèmes commandés, en s'appuyant sur la connaissance de ceux-ci [102].

L'intérêt de la logique floue réside premièrement dans sa similitude avec le raisonnement humain. En effet, la prise de décision d'un opérateur est fonction de plusieurs variables décrites de manière qualitative et non grâce à des valeurs numériques précises. Deuxièmement, cette logique est intéressante car elle permet la prise de décision malgré l'absence d'une modélisation de système amont complexe comme le cas des systèmes non linéaires ou à structure variable (convertisseurs statiques) [103].

Depuis la conception du premier contrôleur flou en 1974, par l'équipe du professeur *E. H. Mamdani* pour commander un moteur à vapeur [104], et la mise en œuvre pratique de cette nouvelle théorie pour le contrôle de fours à ciment réalisé au Danemark par *Smidth* (1980), les commandes reposant sur la notion de logique floue connaissent un succès grandissant dans des domaines multiples incluant l'univers du génie électrique. Elles apportent généralement une amélioration des performances par rapport à des commandes linéaires plus classiques avec comme atout principal la possibilité d'être définies au moyen d'une description linguistique. Cette dernière assure une transcription relativement simple de l'expertise menée sur les systèmes commandés. Cependant, les paramètres de ce type de commande sont nombreux et souvent délicats à régler. La complexité des structures ou des méthodes requises pour obtenir des réglages performants est notamment l'une des raisons qui limitent encore le développement et l'utilisation des commandes à base de la logique floue dans le domaine industriel [102].

La logique floue suscite actuellement un vif intérêt de la part des chercheurs, des ingénieurs, des industriels et plus particulièrement de la part de tous ceux qui éprouvent le besoin de formaliser des méthodes empiriques, de généraliser des méthodes de raisonnements naturels, d'automatiser la prise de décision dans leur domaine, ou de construire des systèmes artificiels effectuant les tâches habituellement prises en charge par les humains. Cette attirance a été cristallisée par la production, souvent initiée par des entreprises japonaises, de produits compétitifs et avantageux utilisant le concept de "*commande floue*". Il existe, en effet, de nombreux exemples dans les applications industrielles grand public ; nous pouvons citer à ce titre le contrôle flou du métro de Sendai, Japon (1987-1990) [105].

2.6.1 Concepts fondamentaux de la logique floue

Le principe de la logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables utilisées ne sont pas des variables logiques (au sens de la logique binaire) mais des variables linguistiques, proches du langage humain courant. De plus, ces variables linguistiques sont traitées à l'aide de règles qui font référence à une certaine connaissance du comportement du système. Ainsi, la

théorie de la logique floue, fondée sur des aspects de la théorie des possibilités, fait intervenir des ensembles d'appartenances appelés "*ensembles flous*" caractérisant les différentes grandeurs du système à commander. Le raisonnement flou emploie un ensemble de règles floues établies par l'expert et dont la manipulation permet la génération de la commande adéquate ou la prise de décision.

Ainsi, les éléments de base de la logique floue sont les suivants :

- Les variables linguistiques et les ensembles flous ;
- Les fonctions d'appartenance ;
- Les opérateurs ;
- Les inférences à plusieurs règles floues.

2.6.1.1 Variables linguistiques et les ensembles flous

La description imprécise d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'une grandeur physique ne peut se faire que par des expressions relatives ou floues à savoir: grand, petit, positif, négatif, nul, chaud, froid, etc. Ces différentes classes d'expressions floues dénommées ensembles flous constituent ce que on appelle les variables linguistiques.

Afin de pouvoir traiter numériquement ces variables linguistiques (normalisées généralement sur un intervalle bien déterminé appelé univers de discours), il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables linguistiques relativement aux différents sous-ensembles flous de la même classe.

Un sous-ensemble flou A de X (communément appelé univers de discours) est défini par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ qui associe à l'élément x , son degré d'appartenance au sous-ensemble A , compris entre 0 et 1. On note alors :

$$\mu: \begin{cases} X \rightarrow [0,1] \\ x \rightarrow \mu_A(x) \end{cases} \quad (54)$$

Si on adopte la notation suivante, [106], pour représenter un sous-ensemble flou A , qui indiquera pour tout élément x de X son degré d'appartenance $\mu_A(x)$ au sous-ensemble A :

$$\begin{aligned} \text{si } X \text{ est fini } & \left\{ A = \sum_{x \in X} \mu_A(x)/x = \mu_A(x_1)/x_1 + \mu_A(x_2)/x_2 + \dots \right. \\ \text{si } X \text{ est infini } & \left\{ A = \int_X \mu_A(x)/x \right. \end{aligned} \quad (55)$$

Dans les deux expressions précédentes, les signes intégral et sommation ne désignent pas une intégration ou une addition arithmétique, respectivement, mais une collection de tous les points x appartenant à X avec leur fonction d'appartenance $\mu_A(x)$.

Nous rappelons dans cette partie quelques propriétés essentielles qui sont associées aux sous-ensembles flous.

- **Hauteur, $hgt(A)$** : On définit la hauteur d'un sous-ensemble A de X , par le plus fort degré d'appartenance d'un élément x à A :

$$hgt(A) = \sup(\mu_A(x))_{x \in X} \quad (56)$$

Afin de normaliser un sous-ensemble flou, on posera généralement $hgt(A)=1$.

- **Support, $supp(A)$** : Le support est défini comme l'ensemble des éléments de X appartenant au sous-ensemble A :

$$supp(A) = \{x \in X / \mu_A(x) \neq 0\} \quad (57)$$

L'ensemble flou dont le support est *Singleton*, est représenté par une fonction d'appartenance de forme particulière appelé le singleton. Elle est définie par $\mu_A(x)=1$ si $x=x_0$ et 0 sinon.

- **Noyau, $noy(A)$** : Le noyau d'un sous-ensemble flou A de X est défini comme l'ensemble des éléments x de X appartenant à A avec un degré d'appartenance égal à 1 :

$$noy(A) = \{x \in X / \mu_A(x) = 1\} \quad (58)$$

La figure 1.16 illustre ces trois propriétés.

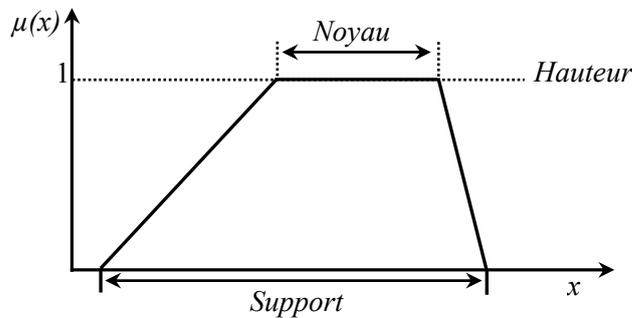


Figure 2.16 Propriétés des sous-ensembles flous.

- **Coupe de niveau, α -cut(A)** : pour toute valeur α de $[0,1]$, la coupe de niveau α d'un sous-ensemble flou A de X est définie par le sous-ensemble :

$$\alpha - cut(A) = \{x \in X / \mu_A(x) \geq \alpha\} \quad (59)$$

- **Sous-ensemble flou convexe** : un sous-ensemble flou sera convexe s'il vérifie :

$$\forall x_1, x_2, x_3 \in X \text{ si } x_1 \leq x_2 \leq x_3 \text{ alors } \mu_A(x_2) \geq \min(\mu_A(x_1), \mu_A(x_3)) \quad (60)$$

Pour l'application de la commande floue, on utilisera surtout des sous-ensembles flous convexes.

- **Partition floue** : on définit n_A sous-ensembles flous (A_i) de X . $(A_1, A_2, \dots, A_{n_A})$ est appelée une partition floue de X si la condition (61) est satisfaite:

$$\forall x \in X, \sum_{i=1}^{n_A} \mu_{A_i}(x) = 1 \quad (61)$$

La figure 2.18 représente un exemple d'une partition floue.

2.6.1.2 Fonctions d'appartenance

On utilise le plus souvent, pour les fonctions d'appartenance, des formes triangulaires, trapézoïdales ou gaussiennes. Cependant, il existe d'autres formes possibles comme les formes *cloches*. Dans la référence bibliographique [107] les descriptions mathématiques de ces différentes fonctions sont décrites. Nous nous sommes intéressés dans ce travail aux deux formes les plus simples, triangulaires et trapézoïdales, qui sont composées des tronçons de droites. L'allure complète est définie par trois points (A , B et C) pour la forme triangulaire et par quatre points (A , B , C et D) pour la forme trapézoïdale, comme l'indique la figure 1.17.

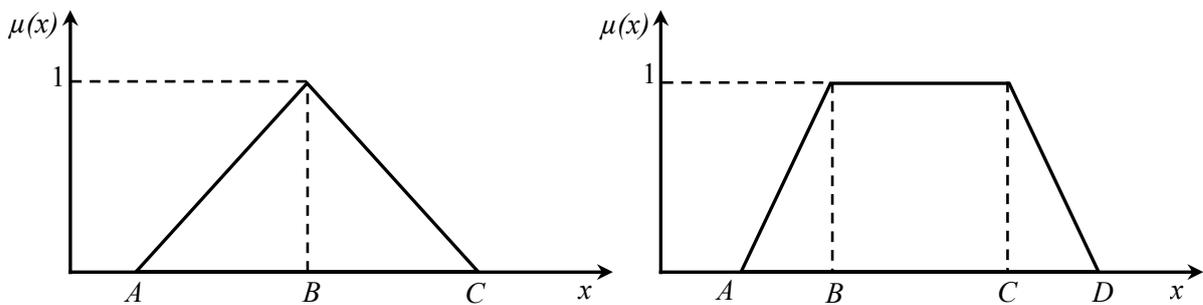


Figure 2.17 Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

Le degré d'appartenance à chacune des formes précédentes, est défini par les deux expressions suivantes :

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-A}{B-A} & \text{si } x \in [A, B] \\ \frac{C-x}{C-B} & \text{si } x \in [B, C] \\ 0 & \text{sin } x \text{ est ailleurs} \end{cases} \quad \text{Pour la forme triangulaire} \quad (62)$$

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-A}{B-A} & \text{si } x \in [A, B] \\ 1 & \text{sin } x \in [B, C] \\ \frac{D-x}{D-C} & \text{si } x \in [C, D] \\ 0 & \text{si } x \text{ est ailleurs} \end{cases} \quad \text{Pour la forme trapézoïdale} \quad (63)$$

Il est alors possible d'associer aux variables linguistiques des coefficients d'appartenance à des sous-ensembles flous prenant des valeurs dans l'intervalle $[0, 1]$ et quantifiant l'incertitude sur la

variable. Un évènement certain pour la variable se traduira par un coefficient d'appartenance au sous-ensemble flou égal à "1" alors que la valeur sera inférieure à "1" en présence d'incertitude. Il vient alors qu'une valeur nulle pour un coefficient d'appartenance indique que la possibilité d'appartenance au sous-ensemble sélectionné de la variable représentant la grandeur concernée est complètement rejetée.

L'univers de discours d'une variable donnée, c'est-à-dire son domaine de variation, peut alors être divisé en plusieurs sous-ensembles au moyen de fonctions d'appartenance (FA), comme illustré sur la figure 1.18 avec des fonctions d'appartenance triangulaire.

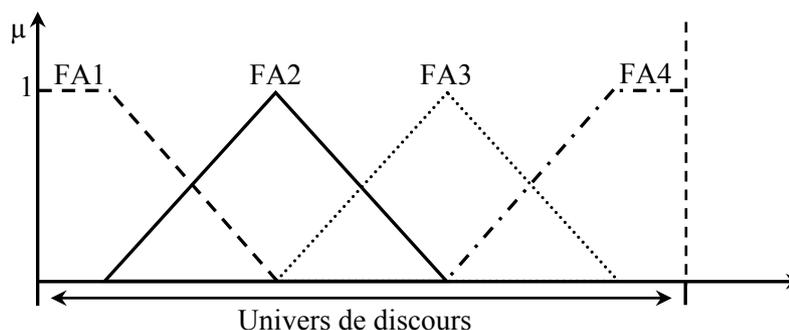


Figure 2.18 Exemple de répartition des fonctions d'appartenance.

Pour chaque valeur de la variable considérée, des degrés d'appartenance à chacun des sous-ensembles flous vont être définis. Notons que les fonctions d'appartenance se chevauchent et que ce chevauchement est tout à fait logique. En effet, le passage de la variable floue caractérisée par la fonction d'appartenance $FA2$ à la variable floue caractérisée par $FA3$ ne s'effectue pas brutalement, mais progressivement. Cette propriété est d'un grand intérêt pour la stabilité des systèmes commandés à base de la logique floue.

Pour une commande à base de la logique floue, la problématique sera donc de choisir le nombre et le type de sous-ensembles flous pour chacune des variables. Cette notion peut s'appliquer à de nombreux problèmes et notamment à la commande floue pour générer des correcteurs de type PID non linéaire.

2.6.1.3 Opérateurs sur les sous-ensembles flous

Comme pour la théorie des ensembles classiques, on définit pour les sous-ensembles flous des opérateurs d'union, d'intersection et de compléments. Soient A et B , deux sous-ensembles flous de X . Ces deux sous-ensembles sont égaux, si en tout point x de X :

$$\forall x \in X, \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad (64)$$

De plus, le sous-ensemble flou A est inclus dans le sous-ensemble flou B si :

$$\forall x \in X, \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (65)$$

• **Intersection et union de sous-ensembles flous :**

L. A. Zadeh a proposé en 1965 [98] les opérateurs *min* et *max* pour respectivement l'intersection et l'union. Nous présentons d'abord ces deux opérateurs et nous donnerons par la suite les propriétés générales que doivent posséder ces opérateurs.

L'union de deux sous-ensembles flous *A* et *B* s'écrit comme suit :

$$\forall x \in X, \mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \tag{66}$$

L'intersection de *A* et *B* est définie par :

$$\forall x \in X, \mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \tag{67}$$

Comme la théorie des ensembles classiques, à ces opérateurs sont associés les propriétés suivantes :

$$A \cap X = A, A \cup X = X$$

$$A \cap B = B \cap A, A \cup B = B \cup A \rightarrow \text{Commutativité}$$

$$A \cap (B \cap C) = (A \cap B) \cap C, A \cup (B \cup C) = (A \cup B) \cup C \rightarrow \text{Associativité}$$

$$A \cap (B \cup C) = (A \cap B) \cup (A \cap C), A \cup (B \cap C) = (A \cup B) \cap (A \cup C) \rightarrow \text{Distributivité}$$

• **Complément d'un sous-ensemble flou :**

Généralement le complément d'un sous-ensemble flou normalisé *A* de *X*, est donné par :

$$\forall x \in X, \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \tag{68}$$

Contrairement aux sous-ensembles classiques, le complément ne vérifie pas la propriété du tiers exclus ($A \cap \bar{A} = \emptyset$), ni la propriété de la non contradiction ($A \cup \bar{A} = X$), comme l'illustre la figure 2.19 pour les opérations *min* et *max*.

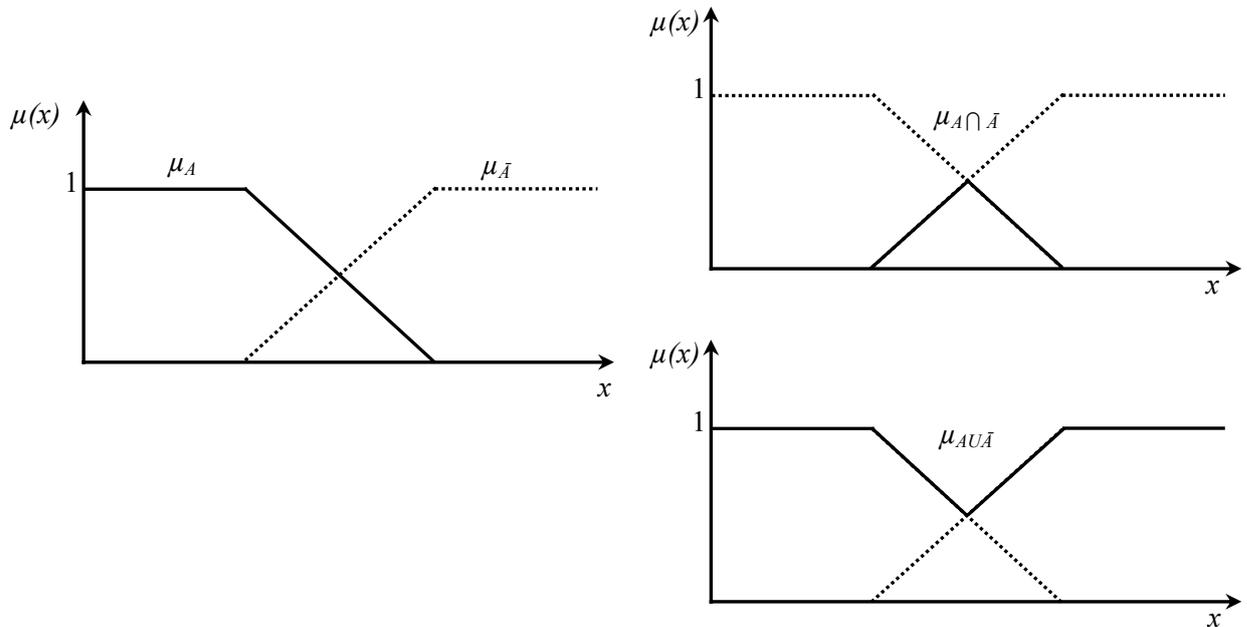


Figure 2.19 Union et intersection floue.

Remarque : il est à noter que le choix des opérateurs pour l'intersection, l'union et le complément n'est pas unique. L'utilisation de l'opérateur *min*, *max* et du complément à "1" peut être justifié par le fait que ces opérateurs permettent de vérifier simplement une grande partie des propriétés issues de la logique classique. Les opérateurs pour l'intersection et l'union font respectivement partie de deux familles d'opérateurs, appelés les normes triangulaires (T-norme, notée T) et les conormes triangulaires (T-conorme, notée \perp).

Une norme triangulaire (T-norme) est une fonction $[0,1] \times [0,1] \rightarrow [0,1]$ qui vérifie $\forall a, b, c, d \in [0,1]$:

$$T(a, b) = T(b, a) \rightarrow \text{Commutativité}$$

$$T(a, T(b, c)) = T(T(a, b), c) \rightarrow \text{Associativité}$$

$$T(a, b) \leq T(c, d) \text{ si } a \leq c \text{ et } b \leq d \rightarrow \text{Monotonie}$$

$$T(a, 1) = a \rightarrow \text{Elément neutre}$$

Une T-norme est donc un opérateur d'intersection et il faut vérifier que l'opérateur *min* possède bien ces propriétés. Ainsi, pour définir l'intersection de deux sous-ensembles flous, il est possible d'utiliser n'importe quelle T-norme.

Une conorme triangulaire (T-conorme) doit de la même façon vérifier :

$$\perp(a, b) = \perp(b, a) \rightarrow \text{Commutativité}$$

$$\perp(a, \perp(b, c)) = \perp(\perp(a, b), c) \rightarrow \text{Associativité}$$

$$\perp(a, b) \leq \perp(c, d) \text{ si } a \leq c \text{ et } b \leq d \rightarrow \text{Monotonie}$$

$$\perp(a, 0) = a \rightarrow \text{Elément neutre}$$

Une T-conorme est un opérateur d'union et il faut vérifier que le *max* possède bien ces propriétés.

Les principales T-normes et T-conormes [102] sont données dans le tableau suivant.

Tableau 2.2 : T-norme et T-conorme

T-norme	T-conorme	Complément	Nom
$\min(x, y)$	$\max(x, y)$	$1-x$	Zadeh
xy	$x+y-xy$	$1-x$	probabiliste
$\max(x+y-1, 0)$	$\min(x+y, 1)$	$1-x$	Lukasiewicz

2.6.2 Raisonnement en logique floue

Après l'exposé des notions de base de la logique floue et les différentes opérations sur les sous-ensembles flous, nous présentons les principes de raisonnement utilisables dans le cadre de cette logique en vue d'établir une commande floue. Le principe de raisonnement en logique floue est basé, comme en logique classique, sur une proposition et une implication. Une proposition floue s'exprime par "*x* est *A*" où *x* est une variable de *X* et *A* est un sous-ensemble flou de *X* auquel est associé une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$. Une implication floue s'exprime par "*si x est A alors y est B*".

Une règle floue s'exprime donc à l'aide d'une implication du type "**Si** ... **alors**" où les prémisses et les conclusions sont formées par des propositions floues. A partir de règles floues, nous décrivons les méthodes de déduction (inférence) classiquement utilisées.

- **Proposition floue :**

Une proposition floue élémentaire p est représentée par une expression comme :

$$p : "x \text{ est } A" \quad (69)$$

Où A est un sous-ensemble flou défini sur l'univers de discours de la variable X .

Il est possible de combiner des propositions floues élémentaires par des unions (ou), ou des intersections (et). Une proposition floue p , constituée par l'intersection de deux propositions floues élémentaires, s'exprime par :

$$p : "x_1 \text{ est } A_1 \text{ et } x_2 \text{ est } A_2" \quad (70)$$

Chaque proposition floue élémentaire peut être définie sur des univers différents. Ainsi, dans la proposition précédente, A_1 peut être défini sur X_1 et A_2 sur X_2 .

On définit de la même façon une proposition floue p par l'union de propositions élémentaires :

$$p : "x_1 \text{ est } A_1 \text{ ou } x_2 \text{ est } A_2" \quad (71)$$

Les opérateurs pour l'intersection et l'union sont alors respectivement une T-norme et une T-conorme. Ainsi la proposition (70) où A_1 et A_2 possèdent $\mu_{A_1}(x_1)$ et $\mu_{A_2}(x_2)$ comme fonction d'appartenance, est une relation floue ayant comme fonction d'appartenance $\mu_p(x_1, x_2)$ s'exprimant par :

$$\mu_p(x_1, x_2) = T(\mu_{A_1}(x_1), \mu_{A_2}(x_2)) \quad (72)$$

Où T représente une T-norme.

De la même façon, la proposition (71) aura pour fonction d'appartenance :

$$\mu_p(x_1, x_2) = \perp(\mu_{A_1}(x_1), \mu_{A_2}(x_2)) \quad (73)$$

Où \perp représente une T-conorme.

- **Implications floues :**

On considère une règle floue de la forme :

$$\underbrace{\text{Si } x \text{ est } A}_{\text{Prémisse}} \text{ alors } \underbrace{y \text{ et } B}_{\text{conclusion}} \quad \text{où : } x \text{ est défini sur un univers } X \text{ et } y \text{ sur un univers } Y.$$

Cette règle est constituée d'une prémisse " x est A " et d'une conclusion " y et B ", chaque prémisse et conclusion étant formées de propositions floues. On définit une implication floue associée à toute règle floue à partir des deux ensembles de références X et Y . La valeur de vérité de cette implication est définie par une relation floue entre X et Y ayant comme fonction d'appartenance $\mu_R(x, y)$. On a alors :

$$\mu_R(x, y) = I(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (74)$$

L'opérateur $I(a,b)$ représente l'implication.

On considère maintenant une règle de type :

$$\underbrace{\text{Si } x_1 \text{ est } A_1 \text{ et } x_2 \text{ est } A_2}_{\text{Prémisse}} \quad \underbrace{\text{alors } y \text{ est } B}_{\text{conclusion}} \quad (75)$$

On obtient alors la fonction d'appartenance associée à cette implication par :

$$\mu_R(x_1, x_2, y) = I(T(\mu_{A_1}(x_1), \mu_{A_2}(x_2)), \mu_B(y)) \quad (76)$$

Où T représente une T-norme et I l'opérateur d'implication.

Comme pour les opérations d'intersection, d'union et de complément, il n'existe pas une façon unique de généraliser l'implication de la logique classique. Nous présentons ici deux types d'implication, celle basée sur l'implication booléenne et celle basée sur l'intersection.

- **Implication floue basée sur l'implication booléenne classique :**

L'implication classique ($A \rightarrow B$) s'exprime par $(\neg a \cup b)$ où $\neg a$ représente la négation de a . On obtient par transposition à la logique floue :

$$I(a, b) = \perp(c(a), b) \quad (77)$$

Avec \perp une T-conorme et $c(a)$ l'opérateur de complément.

- **Implication floue basée sur une intersection (T-norme):**

Elle est donnée par la relation ci-après :

$$I(a, b) = T(a, b) \quad (78)$$

Où T représente une T-norme. Ce type d'implication est le plus utilisé en commande floue. On peut alors citer l'implication de *Mamdani* où $T = \min$ et l'implication de *Larsen* où $T = \text{produit}$. Néanmoins, les implications basées sur T-norme ne constituent pas une généralisation de l'implication classique mais sont suffisantes pour une utilisation dans le cadre de la commande floue.

En prenant la règle (75) associée à la fonction d'appartenance (76), on peut alors, en choisissant $T = \min$ pour l'intersection et l'implication, réécrire la fonction d'appartenance sous la forme :

$$\mu_R(x_1, x_2, y) = \min(\min(\mu_{A_1}(x_1), \mu_{A_2}(x_2)), \mu_B(y)) \quad (79)$$

2.6.3 Inférences floues

Nous allons détailler dans cette section comment, à partir d'une règle du type "**Si ... alors**", il est possible d'effectuer une déduction. Ce mécanisme, appelé inférence, est bien connu en logique classique sous le nom *modus ponens* et *modus tollens*, selon le mode de déduction. Ces deux modes de déduction sont généralisés dans le cadre de la logique floue. Nous ne développons ici que la généralisation du *modus ponens* proposé par *L. A. Zadeh* et utilisée en commande floue.

Souvent la commande floue a recours à des règles de type :

$$\mathbf{Si} \ x_1 \text{ est } A_1 \text{ et } x_2 \text{ est } A_2 \ \mathbf{alors} \ y \text{ est } B \quad (80)$$

Pour un problème d'asservissement, la variable x_1 représente l'erreur entre la référence et la mesure de la grandeur commandée et x_2 la variation de l'erreur. Pour une observation de x_1 est A_1' et x_2 est A_2' , la déduction peut s'écrire par:

$$\mu_{B'}(y) = \sup_{(x_1, x_2) \in X_1 \times X_2} \min(\mu_{A_1'}(x_1), \mu_{A_2'}(x_2), \mu_R(x_1, x_2, y)) \quad (81)$$

$$\text{Où} \quad \mu_R(x_1, x_2, y) = \min(\mu_{A_1}(x_1), \mu_{A_2}(x_2), \mu_B(y))$$

Dans le cas de la commande floue, l'observation, issue de capteurs ou estimateurs par exemple, donne des valeurs précises correspondant à des singletons pour $\mu_{A_1'}$ et $\mu_{A_2'}$ positionnées en (x_{10}, x_{20}) .

L'équation (81) devient alors :

$$\mu_{B'}(y) = \min(\mu_{A_1}(x_{10}), \mu_{A_2}(x_{20}), \mu_B(y)) \quad (82)$$

Cette nouvelle formule peut encore se simplifier si pour le sous-ensemble B on prend un singleton $\{y_0\}$ avec $\mu_B(y_0)=1$ si $y=y_0$. Il vient alors :

$$\begin{aligned} \mu_{B'}(y) &= \min(\mu_{A_1}(x_{10}), \mu_{A_2}(x_{20})) \quad \text{si } y = y_0 \\ \mu_{B'}(y) &= 0 \quad \text{si } y \neq y_0 \end{aligned} \quad (83)$$

- **Agrégation des résultats d'une base de règles :**

Dans le cas d'une base de règles (tableau), chacune des règles donne une caractérisation pour la sortie ou la variable de commande dans le cas de la commande floue. Il est donc nécessaire d'effectuer une synthèse de toutes ces règles pour parvenir à prendre une décision.

Soit r_k , la $k^{\text{ième}}$ règle d'une base de N_r règles s'exprime par :

$$r_k : \text{si } x_1 \text{ est } A_{1k} \text{ et } x_2 \text{ est } A_{2k} \text{ alors } y \text{ est } B_k \quad (84)$$

L'influence de chaque règle est caractérisée par une inférence et donne un sous-ensemble flou B_k' ayant comme fonction d'appartenance $\mu_{B_k'}(y)$. Pour obtenir une décision prenant en compte toutes les règles, la commande floue utilise généralement une T-conorme pour effectuer l'agrégation des résultats. Prenons le cas ou $T=\max$, le résultat de l'agrégation des règles s'exprime alors comme une fonction d'appartenance $\mu_{B'}$, ayant la forme :

$$\mu_{B'} = \max_{k=1 \dots N_r} \mu_{B_k'}(y) \quad (85)$$

2.6.4 Structure d'un système de commande floue

Après cette présentation des principes d'inférences appliqués aux sous-ensembles flous, nous allons préciser la structure d'un système de commande floue. La commande floue est l'application directe des règles d'inférences précédemment décrites dans le cadre de la commande de processus.

Généralement, un système de commande floue se décompose en trois étapes successives de calculs représentées sur la figure 2.20.

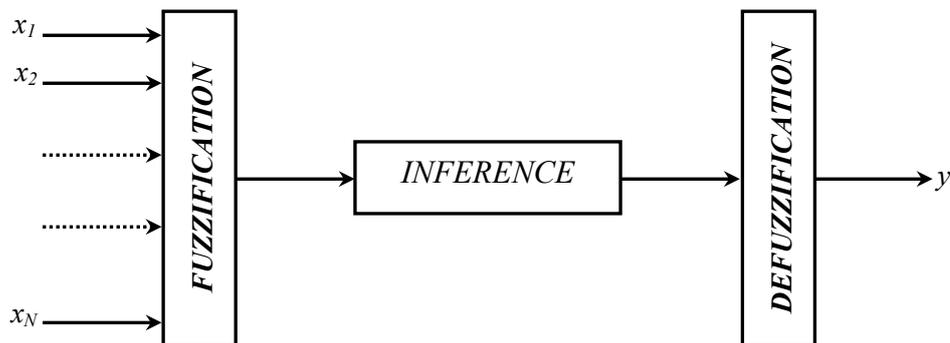


Figure 2.20 Différentes étapes de calcul d'une commande floue.

Nous allons maintenant effectuer une description de chacune de ces trois étapes.

- **Fuzzification :**

La fuzzification consiste à projeter une variable physique réelle sur des sous-ensembles flous répartis sur l'univers de discours caractérisant cette variable. Elle permet d'obtenir une mesure précise du degré d'appartenance de la variable réelle à chaque sous-ensemble flou. Prenons l'exemple d'une variable x définie sur X . A cette variable, trois sous-ensembles flous sont associés dans lesquels les fonctions d'appartenance notées $\mu_{A_1}(x)$, $\mu_{A_2}(x)$ et $\mu_{A_3}(x)$ sont définis sur X et représentés sur la figure 2.21.

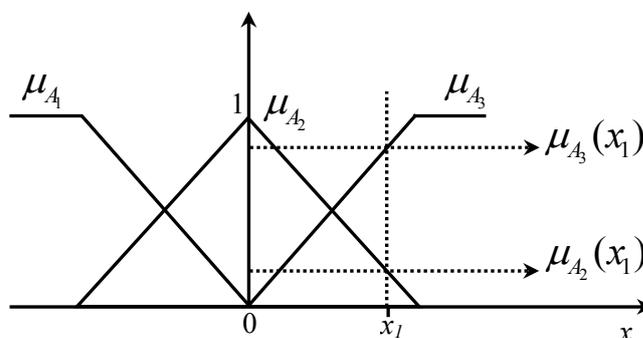


Figure 2.21 Fonctions d'appartenance de la variable x .

Pour une valeur de $x=x_1$, la fuzzification consiste à évaluer la valeur des fonctions d'appartenance pour le point x_1 , c'est-à-dire de donner au point x_1 un degré d'appartenance à chaque sous-ensemble flou.

- **Défuzzification :**

Le résultat de l'agrégation des règles d'inférence s'exprime sous forme d'une fonction d'appartenance $\mu_B(y)$ décrite par l'équation (85). Cette quantité correspond à un sous-ensemble flou et ne représente pas une grandeur réelle. Néanmoins, en commande floue, les actionneurs commandés ne

s'accommodent généralement pas avec ce type de grandeur. Il convient alors de la transformer en une valeur de commande précise réelle. C'est le but de la défuzzification. Comme pour toutes les opérations utilisées et utilisables en commande floue, cette étape de défuzzification peut être envisagée avec différentes méthodes. Là encore, nous ne donnerons pas une liste exhaustive de toutes ces méthodes, mais simplement les deux les plus utilisées.

1. Méthode du centre de gravité :

Le centre de gravité de la fonction d'appartenance $\mu_{B'}(y)$ est calculé simplement pour obtenir la commande réelle u . On obtient alors :

$$u = \frac{\int_Y \mu_{B'}(y)ydy}{\int_Y \mu_{B'}(y)dy} \quad (86)$$

Dans le cas d'un univers discret l'équation (86) s'écrit:

$$u = \frac{\sum_{q=1}^{N_q} \mu_{B'}(y_q)y_q}{\sum_{q=1}^{N_q} \mu_{B'}(y_q)} \quad (87)$$

Où N_q est le nombre d'intervalles de quantification de la fonction $\mu_{B'}(y)$.

2. Méthode du maximum :

C'est la valeur maximum de la fonction d'appartenance $\mu_{B'}(y)$ qui correspond à la hauteur du sous-ensemble flou B' qui est retenue :

$$u = \max_{y \in Y} \mu_{B'}(y) = hgt(B') \quad (88)$$

Nous allons examiner dans ce qui suit les deux principaux types de contrôleurs flous, celui de *Mamdani* et celui de *Sugeno*.

❖ Contrôleur de Mamdani :

Ce type de contrôleur a été présenté dans une application floue [108] et a la forme générale suivante pour N_x entrées :

$$r_k : \text{si } x_1 \text{ est } A_{1k} \text{ et } \dots \text{ et } x_{N_x} \text{ est } A_{N_x k} \text{ alors } y \text{ est } B_k \quad (89)$$

Un synoptique de ce type de contrôleur est représenté sur la figure 2.22.

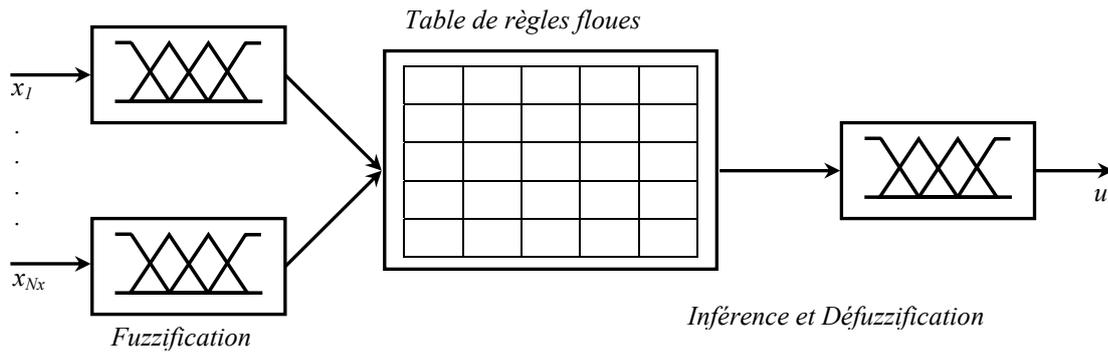


Figure 2.22 Contrôleur de Mamdani.

Souvent, la commande floue possède comme variables d'entrées l'écart, ε , entre la variable contrôlée et sa référence ainsi que sa variation $\Delta\varepsilon$. Ces deux entrées peuvent être comparées à celles d'un contrôleur de type *PD* discret. On se sert de l'opérateur "min" pour le "et" et l'implication, le "max" pour l'agrégation des règles. Le type d'inférence obtenu est connu sous le nom de "min-max".

❖ **Contrôleur de Sugeno :**

Un autre type de contrôleur, appelé contrôleur de *Sugeno*, a été introduit dans [109]. Ce type de contrôleur utilise une base de règles ayant comme conclusion une fonction linéaire ou non des entrées. On obtient pour la règle k , dans le cas linéaire, toujours avec N_k entrées :

$$r_k : \text{si } x_1 \text{ est } A_{1k} \text{ et } \dots \text{ et } x_{N_x} \text{ est } A_{N_x k} \text{ alors } y = b_{0k} + \sum_{i=1}^{N_x} b_{ik} x_i \quad (90)$$

Un synoptique de ce type de contrôleur est représenté sur la figure 2.23.

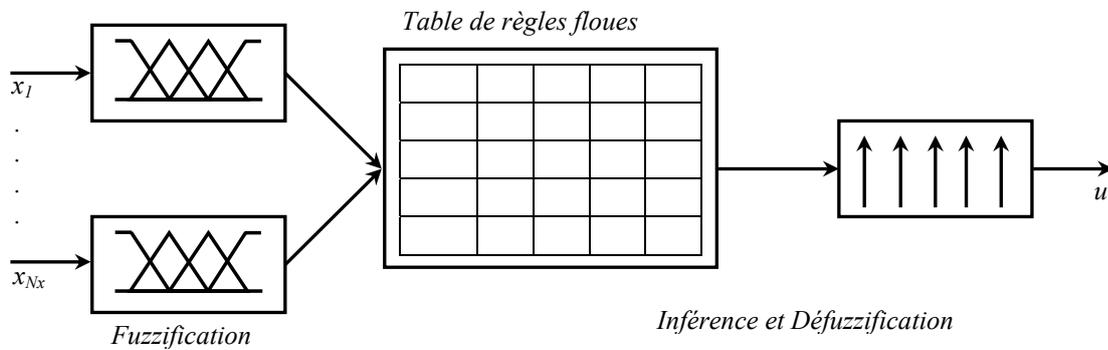


Figure 2.23 Contrôleur de Sugeno.

Une base de règles de *Sugeno* peut être interprétée comme un ensemble de contrôleurs ayant une action locale définie par la prémisse. Il est possible de simplifier ce type de contrôleur en prenant $b_{ik}=0$, on obtient alors comme conséquence une valeur numérique constante correspondant à un singleton positionné en $\{b_{0k}\}$. En appliquant la défuzzification pour ce type de contrôleur, alors la variable de sortie u est obtenu comme suit:

$$u = \frac{\sum_{k=1}^{N_r} \beta_k \left(b_{0k} + \sum_{i=1}^{N_x} b_{ik} x_i \right)}{\sum_{k=1}^{N_r} \beta_k} \quad (91)$$

Cette commande peut être interprétée comme une somme pondérée de l'action de chaque règle.

2.7 Synthèse du contrôleur flou du bus continu

Depuis une vingtaine d'années, la commande floue connaît un intérêt croissant. L'un des principaux mérites de ces commandes à base de logique floue consiste à pouvoir faire passer relativement simplement par l'intermédiaire de règles linguistiques, l'expertise que l'on peut avoir du processus vers le contrôleur. Il est ainsi possible de transformer le savoir de l'expert en règles simples que le contrôleur peut mettre en œuvre. Une facilité d'implantation des solutions pour des problèmes complexes est alors associée à une robustesse vis-à-vis des incertitudes et la possibilité d'intégration du savoir de l'expert. En 1974, *E. Mamdani* a introduit la commande floue pour la régulation de processus industriel. Dans les années 80, la commande floue connaît un essor considérable au *Japon*, notamment grâce aux travaux de *M. Sugeno* pour se répandre ensuite dans le monde entier.

En général, la conception du contrôleur flou s'appuie sur les étapes suivantes :

- Désignation des variables d'entrée et de sortie du contrôleur : Dans ce contexte, l'avantage principal du contrôle flou réside dans la possibilité d'utiliser toutes les informations disponibles et pas seulement l'écart de réglage, comme pour un régulateur classique *PI*.
- Choix des variables linguistiques (floues) : pour la classification des valeurs mesurées de chaque grandeur. Car, le contrôle flou est essentiellement basé sur la définition floue des variables d'entrée et de sortie. A cet effet, la définition de l'univers de discours et des ensembles flous associés à chaque variable sont d'une grande importance.
- Détermination des fonctions d'appartenance : lorsque le choix des variables floues et la définition de l'intervalle, sur l'univers de discours, associé à chaque ensemble flou sont validés, les formes des différentes fonctions d'appartenance sont définies.
- Formulation des règles floues de contrôle. Elles sont souvent de la forme : "**Si** $x=A$ **et** $y=B$ **Alors** $z=C$ ". Elles expriment l'action de commande en fonction des variables d'entrée. Ces règles sont traduites par des opérations entre ensembles flous. Elles nécessitent alors d'être transformées en expressions codifiées.
- Implantation de la méthode d'inférence : cette étape nécessite l'exécution des tâches suivantes :
 1. Détermination des degrés d'appartenance de chaque entrée.
 2. Recherche des règles activées, par le biais de l'évaluation du degré d'appartenance de la prémisse. Si ce degré est nul, la règle en question ne fera pas partie dans la définition de l'action de commande.
 3. Attribution du degré d'appartenance de la prémisse à la conclusion. Ceci permet d'évaluer le degré de validité de la règle et détermine sa contribution à la commande. A

la fin de cette étape, les degrés d'appartenance de la variable de sortie à tous les ensembles flous sont alors obtenus.

- Détermination de la commande (grandeur de sortie du contrôleur flou) par la procédure de défuzzification.

Les premières questions qui apparaissent lors de la conception d'un contrôleur flou, après avoir déterminé les entrées et la sortie, sont comment choisir le nombre, la forme, la répartition des fonctions d'appartenance pour chaque entrée et sortie, comment choisir les opérateurs ?

Dans notre travail, les différents choix effectués sont basés principalement sur la simplification de l'algorithme de régulation, car on dispose d'un temps très court pour le calcul de l'algorithme de régulation. Ainsi par exemple, nous avons préféré des fonctions d'appartenance triangulaires et trapézoïdales plutôt que gaussiennes afin d'éviter de calculer une exponentielle. Nous avons préféré de la même façon utiliser une partition floue des entrées, limitant ainsi le nombre maximum de règles actives simultanément à quatre.

2.7.1 Structure du contrôleur flou proposé

La structure globale du contrôle par hystérésis des courants prélevés sur le réseau par le pont redresseur, doté d'un régulateur flou de la tension du bus continu, est illustrée sur la figure 2.24 ci-dessous.

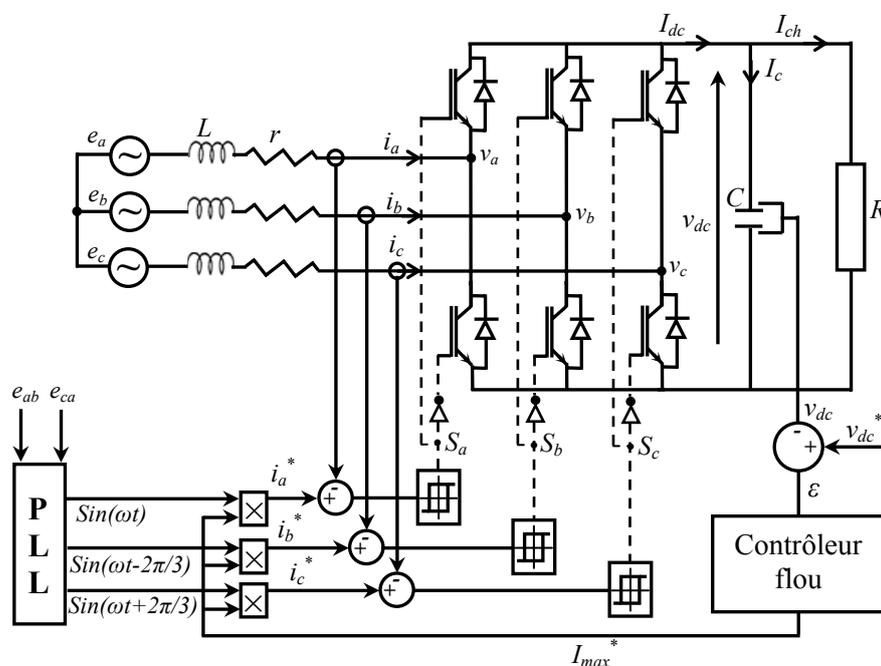


Figure 2.24 Structure du HCC avec contrôle flou du bus continu.

Le contrôleur flou développé dans cette section est de type *PI* dont la structure du moteur d'inférence est de type *PD*. La figure 2.25 représente sa structure interne. Les deux grandeurs d'entrée

sont discrétisées avec une période d'échantillonnage de T_s et normalisées au moyen de gains de normalisation (G_e pour l'erreur et $G_{\Delta e}$ pour la variation de l'erreur). Elles sont définies par les expressions suivantes :

- L'erreur de réglage de la tension du bus continu est définie par l'écart :

$$\varepsilon(k) = v_{dc}^*(k) - v_{dc}(k) \quad (92)$$

- La variation incrémentale de l'erreur de réglage est définie par :

$$\Delta\varepsilon(k) = \varepsilon(k) - \varepsilon(k-1) \quad (93)$$

La sortie du contrôleur flou est la variation de l'amplitude des courants de référence ΔI_{max}^* . La nouvelle amplitude, ajustée à chaque instant d'échantillonnage, est définie par l'équation de récurrence ci-dessous :

$$I_{max_f}^*(k) = I_{max_f}^*(k-1) + G \cdot \Delta I_{max_f}^*(k) \quad (94)$$

Où G est un gain de dénormalisation de la grandeur de sortie. Les trois gains permettent d'agir de façon globale sur la surface de commande en élargissant ou réduisant l'univers de discours de la grandeur de commande.

Le contrôleur flou développé est composé de trois modules :

1. Le premier de ces modules traite les entrées du système : c'est la fuzzification. Il permet d'associer à chacune des deux variables d'entrée, par le biais de fonctions d'appartenance, un degré d'appartenance constant pour chacun des sous-ensembles flous définis sur l'univers de discours.
2. Le deuxième module est constitué du moteur d'inférence et de la base de règles. Celle-ci est constituée de règles floues de type :

$$\text{si } \varepsilon \text{ est } A_e \text{ et } \Delta\varepsilon \text{ est } A_{\Delta e} \text{ alors } \Delta I_{max} \text{ est } B_{I_{max}} \quad (95)$$

Elle permet de passer des degrés d'appartenance des grandeurs d'entrée aux degrés d'appartenance aux sous-ensembles flous de la grandeur de commande. Le moteur d'inférence génère une conclusion à partir des entrées et des règles actives. Il calcule alors les degrés d'appartenance aux sous-ensembles flous correspondant à la commande du système.

3. Le troisième module, l'interface de défuzzification, permet de transformer les degrés d'appartenance aux sous-ensembles flous de la commande en grandeur numérique. C'est la transformation inverse du module de fuzzification.

Il est à noter qu'une action proportionnelle " G_p " est additionnée à la sortie du contrôleur flou. Elle intervient surtout au régime transitoire. Son rôle principal est d'assurer la stabilité de la commande au régime permanent, par le choix d'un gain G d'ajustement de la commande relativement faible. Elle permet également d'obtenir une réponse dynamique rapide au régime transitoire. Cette action est très utile pour l'implémentation pratique du contrôleur flou, où le temps de calcul a un effet considérable sur la réponse du contrôleur. L'addition de cette action proportionnelle permet d'accélérer la réponse du

contrôleur sans avoir recours à l'augmentation du gain G qui risque de déstabiliser la sortie (régime oscillatoire). L'amplitude des courants de référence est alors ajustée en utilisant la relation suivante :

$$I_{\max}^*(k) = I_{\max f}^*(k-1) + G \cdot \Delta I_{\max f}^*(k) + G_p \cdot \varepsilon(k) \quad (96)$$

Les caractéristiques principales du contrôleur flou développé sont les suivantes :

- Sept ensembles flous pour chaque entrée et la sortie, où les variables floues sont nommées : **NG** (négatif grand), **NM** (négatif moyen), **NS** (négatif petit), **ZE** (égal zéro), **PS** (positif petit), **PM** (positif moyen) et **PG** (positif grand).
- Les fonctions d'appartenance sont de forme triangulaire pour la simplicité (Fig. 2.26).
- La fuzzification avec un univers de discours continu.
- Implication utilise l'inférence *min-max* de *E. Mamdani*.
- La défuzzification par centre de gravité.

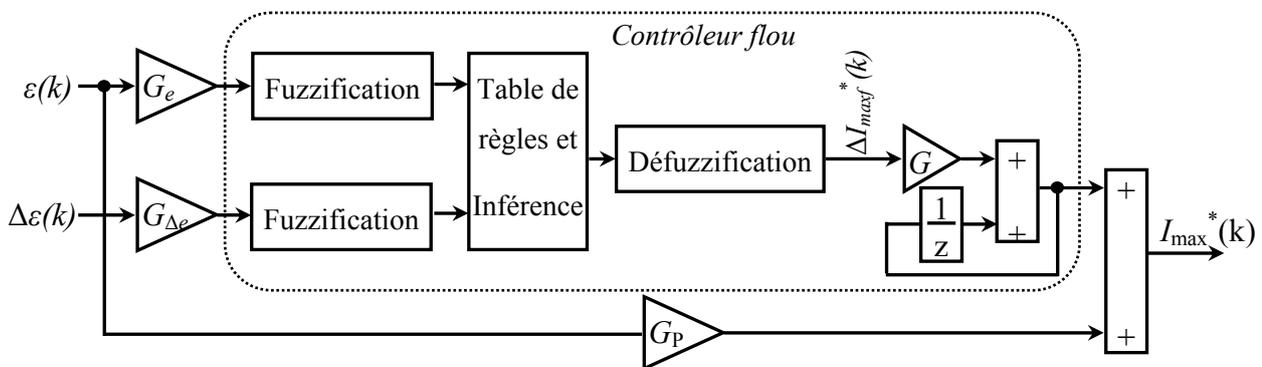


Figure 2.25 Structure interne du contrôleur flou proposé.

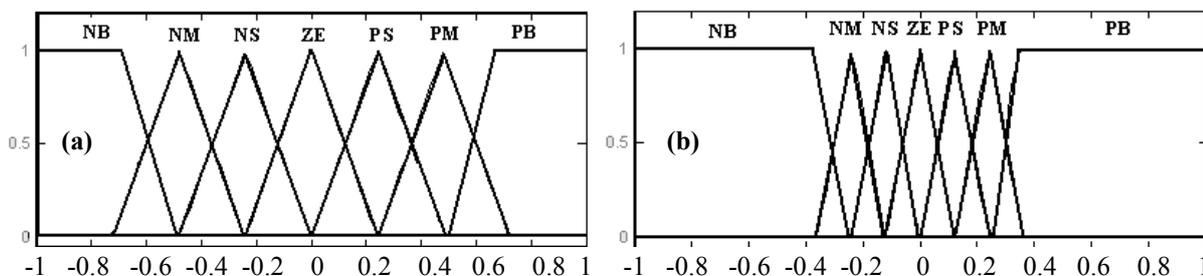


Figure 2.26 Répartition des fonctions d'appartenance : (a) variables d'entrée, (b) variable de sortie.

Le tableau ci-dessous donne l'ensemble de règles floues utilisées dans la conception de ce contrôleur. La perception humaine de la commande des systèmes est ainsi traduite, c'est-à-dire que lorsque la valeur de la grandeur commandée est éloignée de la référence et qu'elle continue à s'en éloigner, une très forte variation va être appliquée à la grandeur de commande. Au contraire, au voisinage de la référence, la variation sera moindre. Il est donc aisé d'introduire la non linéarité de la commande. Le tableau permet d'agir très localement sur la surface de commande et donc une variation de l'un de ses paramètres n'aura qu'une répercussion locale sur la réponse globale. De plus, le nombre de paramètres à régler ici est très important ($7 \times 7 = 49$ paramètres). Le correcteur sera donc réglé par rapport

aux degrés de liberté sur les fonctions d'appartenance des variables d'entrées et de la variable de sortie, qui ont une influence globale, ce qui permet de limiter le nombre de variables du contrôleur.

Tableau 2.3 : Table de règles floues

		$\varepsilon(k)$						
		<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>
$\Delta\varepsilon(k)$	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>
	<i>NM</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>
	<i>NS</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>
	<i>ZE</i>	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>
	<i>PS</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>
	<i>PM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>
	<i>PB</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>

2.7.2 Mise en œuvre pratique du contrôleur flou

Deux façons différentes sont possibles pour la mise en œuvre de l'algorithme de contrôle flou [79] :

- Implémentation en ligne (*on-line*) de l'algorithme flou : pour cette approche, durant chaque période d'échantillonnage, le calculateur numérique doit évaluer tout d'abord les degrés d'appartenance, aux différents ensembles flous, de chaque variable d'entrée. Cette tâche nécessite beaucoup de tests "*Si - Alors*" et de multiples opérations mathématiques. Ensuite, il évalue le poids de chaque règle en utilisant les opérateurs *min* et *max*. Enfin, il détermine la valeur réelle de la commande par le biais de la défuzzification. Cette dernière étape nécessite aussi de nombreuses opérations mathématiques.

Le volume de calcul pour cette méthode d'implémentation dépend du nombre de variables floues utilisées, de la forme des fonctions d'appartenance qui lui sont associées, du nombre de règles floues exploitées et de la méthode de défuzzification sélectionnée. L'espace mémoire nécessaire pour le stockage du programme n'est pas contraignant. La seule exigence de cette approche d'implémentation réside dans la nécessité de disposer d'une vitesse de calcul élevée, pour pouvoir exécuter l'algorithme durant chaque période d'échantillonnage ; elle doit être plus élevée spécialement pour les processus possédant une constante de temps faible. Un exemple de programme de calcul de contrôle flou est présenté en Annexe B.

- Implémentation hors ligne (*off-line*) de l'algorithme flou : l'algorithme de contrôle flou est préalablement exécuté pour certaines valeurs discrètes des variables d'entrée permettant ainsi l'obtention des valeurs réelles discrètes de la commande. L'ensemble de ces valeurs discrètes d'entrée et de sortie permet de concevoir un tableau de recherche (look-up table) qui sert à extraire la commande actuelle. Cette approche est plus simple et nécessite moins de calcul que précédemment. Cependant, l'obtention d'une commande précise requiert un grand tableau de recherche et par conséquent un espace mémoire important. Il est également possible d'utiliser

deux tableaux de recherche, le premier pour le suivi rapide et le deuxième pour la convergence précise de la grandeur commandée.

Dans le cadre de notre travail, la deuxième approche est utilisée pour implémenter le contrôleur flou développé. Il est à noter que l'addition de l'action proportionnelle a un effet bénéfique sur cette mise en oeuvre. Car, elle permet d'obtenir un suivi rapide de la tension contrôlée, donc d'éviter l'utilisation de deux tableaux de recherche, et de réduire considérablement la taille du tableau utilisé.

2.8 Description du Banc d'essai expérimental

La figure 2.27 montre une photographie du banc d'essai expérimental, réalisé au sein du laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle (*LAI*) de Poitiers, France, utilisé pour implanter et valider toutes les stratégies de commande du redresseur à *MLI* développées dans ce travail.

Il est composé principalement des éléments suivants :

- 1. Un pont onduleur de tension :** commercialisé par *SEMIKRON*, composé de trois bras. Chaque bras est constitué d'un module de deux *IGBTs*, chacun est monté en antiparallèle avec une diode de récupération (référence *SKM 40 GB 121D*). Les drivers (référence *SKHI 21*), réalisent la commande rapprochée et la protection. Le condensateur du bus continu est de capacité de 1100 μF et de tension maximale de 700 V.
- 2. Trois bobines :** d'inductances identiques de courant maximal de 14A.
- 3. Un transformateur d'isolement.**
- 4. Une résistance variable par échelon :** utilisée comme charge.
- 5. Capteurs de courant :** à effet Hall LEM (*PR30*).
- 6. Capteurs de tension :** HAMEG (*HZ64*).

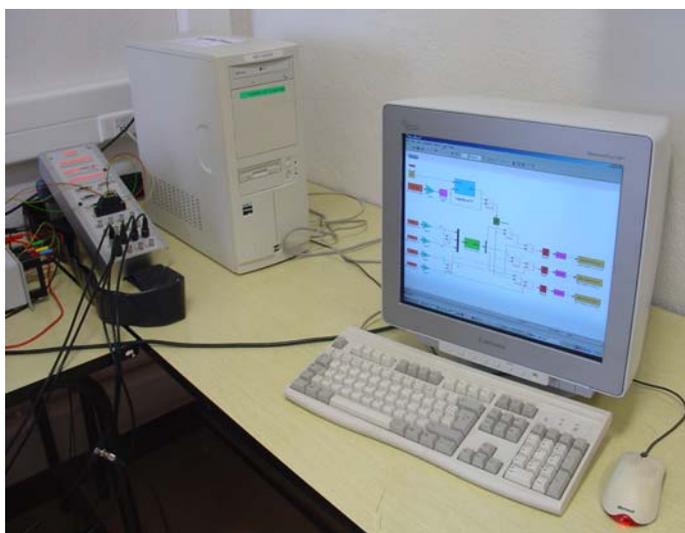
La commande du montage est conçu autour d'une carte *dSPACE (DS1104) Board*, insérée dans un PC-Pentium permettant l'implantation automatique des algorithmes de commande directement depuis *Matlab/Simulink^{MT}/Power System*. Pour évaluer la qualité des courants prélevés sur le réseau (*THD*, spectre harmonique et diagramme vectoriel), mesurer les puissances active et réactive et calculer le facteur de puissance et de déplacement, un analyseur de réseaux électriques triphasés (*Chauvin Arnoux*) est utilisé. Deux multimètres numériques sont également utilisés pour mesurer la tension du bus continu et la valeur efficace de la tension du réseau.



Circuit de puissance



L'onduleur et son circuit de commande



Système de commande



Sorties de la dSPACE

Figure 2.27 Banc d'essai expérimental.

2.9 Résultats de simulation et expérimentaux

Afin de montrer les performances du contrôle de courant par hystérésis appliqué au pont redresseur de tension à *MLI*, nous exposons dans cette section les différents résultats obtenus en simulation et des tests expérimentaux. Ces résultats ont été relevés en régime permanent et transitoire, en boucle fermée et ouverte, et ce pour un réglage classique et flou de la tension du bus continu. Les paramètres du circuit et de contrôle sont indiqués dans le tableau 2.4.

- **Résultats en boucle ouverte :**

Dans ce test, l'amplitude des courants de référence est fixée au début à une valeur constante ($I_{max}^* = 4$) puis elle est augmentée brutalement à 6 A. Les résultats obtenus sont illustrés sur les figures 2.28 et 2.29 respectivement. On remarque que chaque courant suit sa référence avec une bonne approximation,

toutefois la figure 2.28.b montre que le courant sort de la bande d'hystérésis. Ce phénomène est dû au couplage entre les trois courants, existant en triphasé.

Tableau 2.4: Paramètres du circuit électrique et les données du contrôle.

Fréquence d'échantillonnage f_s	15 kHz
Résistance de l'inductance de couplage r	0.56Ω
Self de l'inductance de couplage L	19.5 mH
Capacité du bus continu C	1100 μ F
Résistance de la charge	68.6Ω
Tension composée efficace du réseau E	85 V
Fréquence du réseau f	50 Hz
Référence de la tension continue de sortie v_{dc}^*	180 V
Largeur de la bande ΔI	0.3 A

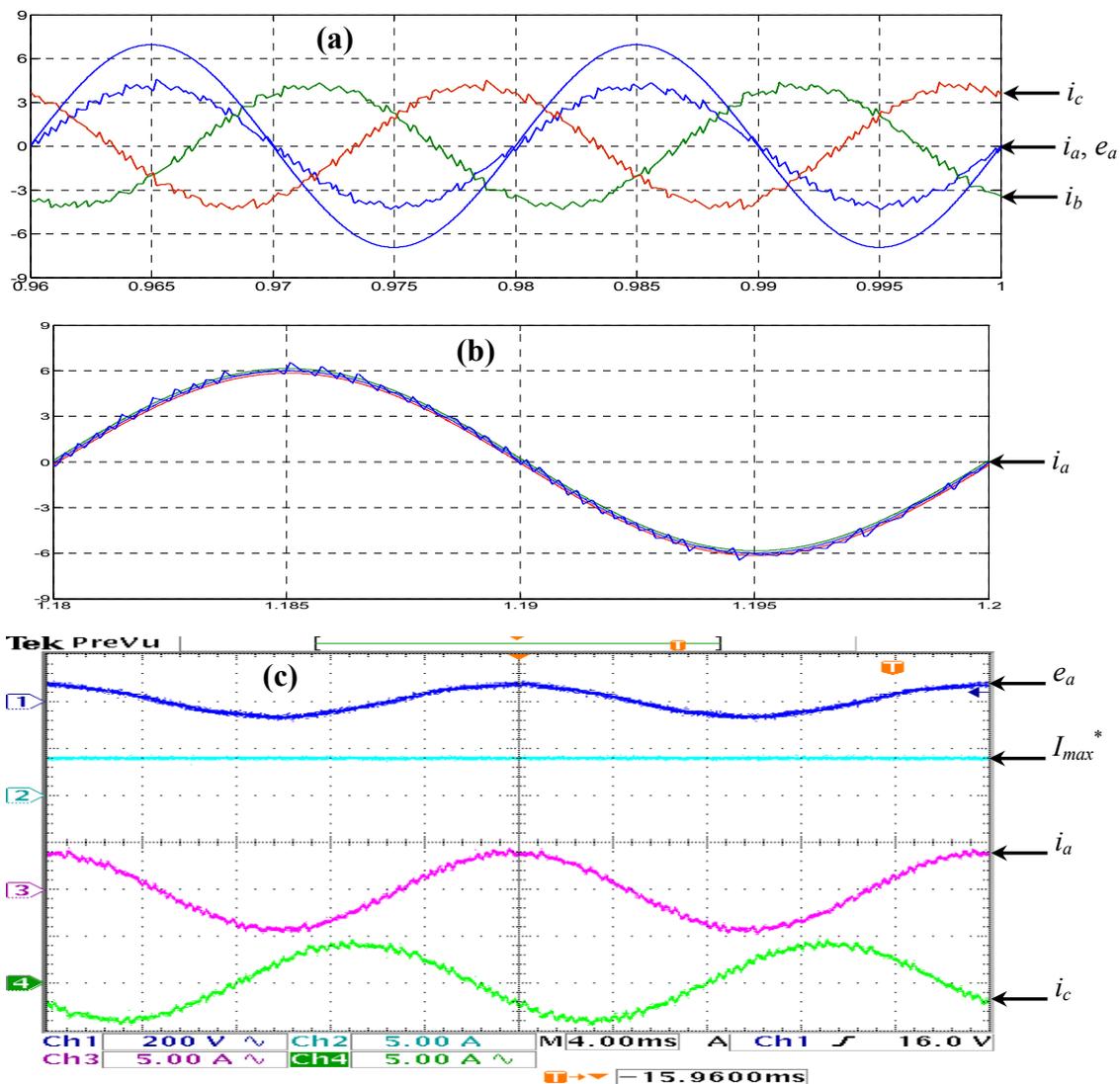


Figure 2.28 Réponse en boucle ouverte à un échelon de référence ($I_{max}^* = 4$) :

(a) et (b) : Simulation, (c) : Expérimental.

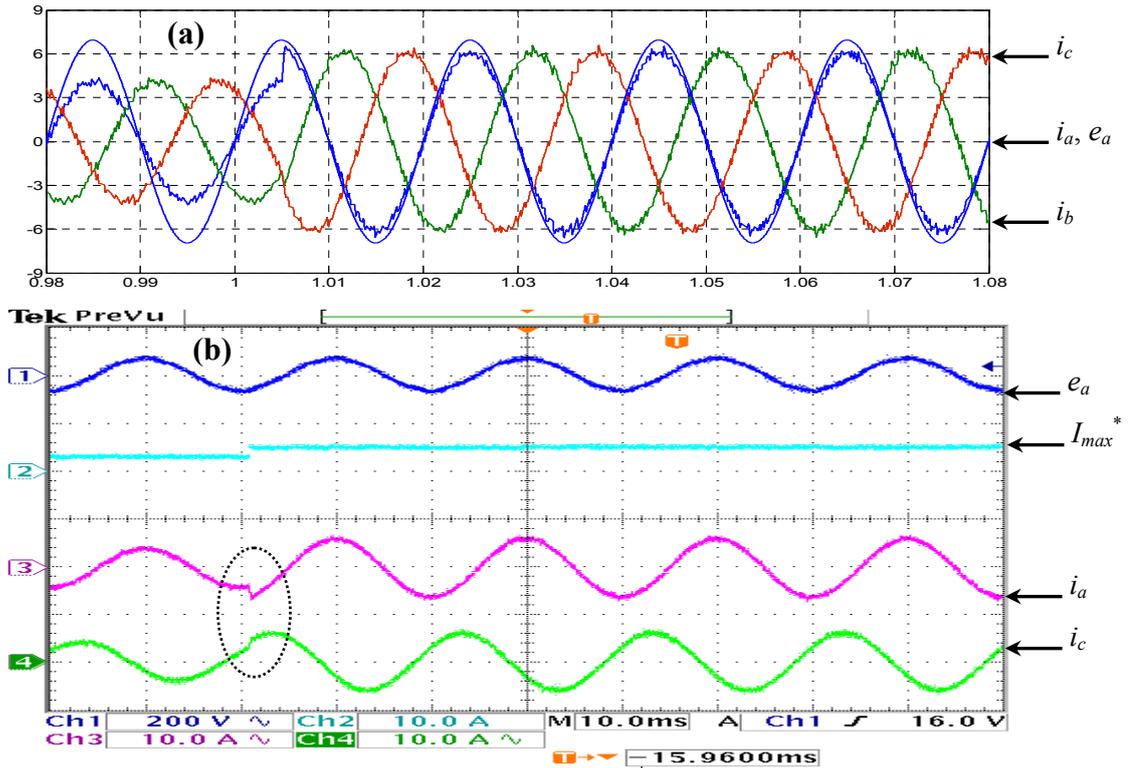


Figure 2.29 Réponse à une variation brutale de I_{max}^* de 4 à 6A : (a) Simulation, (b) Expérimental.

• **Résultats en boucle fermée :**

Différents tests ont été effectués en boucle fermée, en régime transitoire et permanent. Ils se résument par les points suivants :

1. Réponse à une référence constante de v_{dc} :

Les figures 2.30 et 2.31 représentent, respectivement, les résultats de simulation et expérimentaux obtenus pour $v_{dc}^* = 180V$. Ces résultats sont similaires et valident la commande développée. Les courants absorbés possèdent un faible taux de distorsion ($THD_i = 3.8\%$).

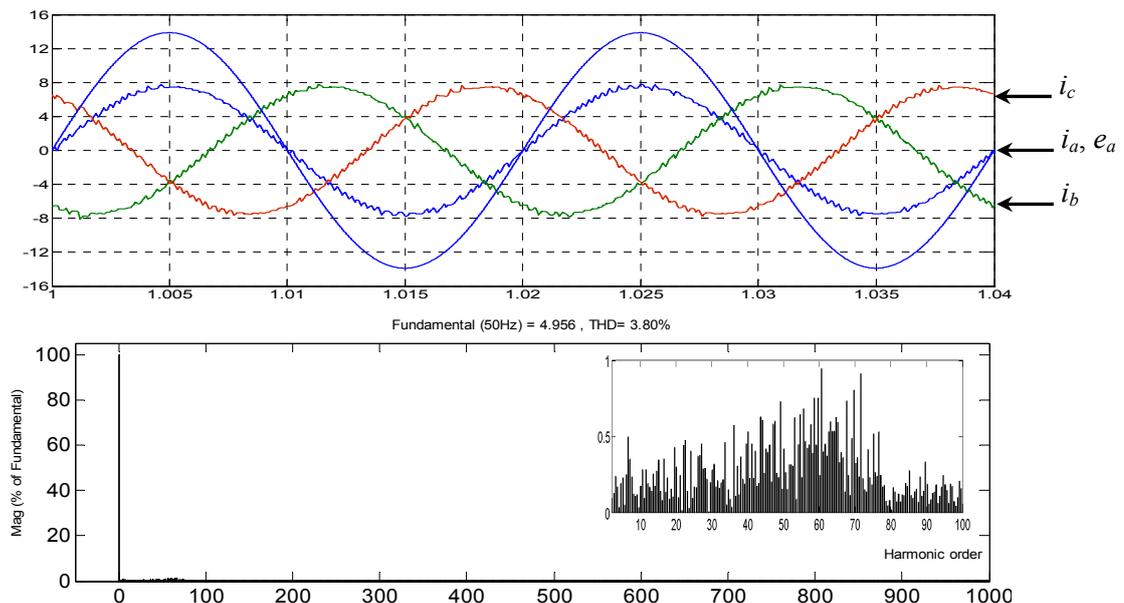
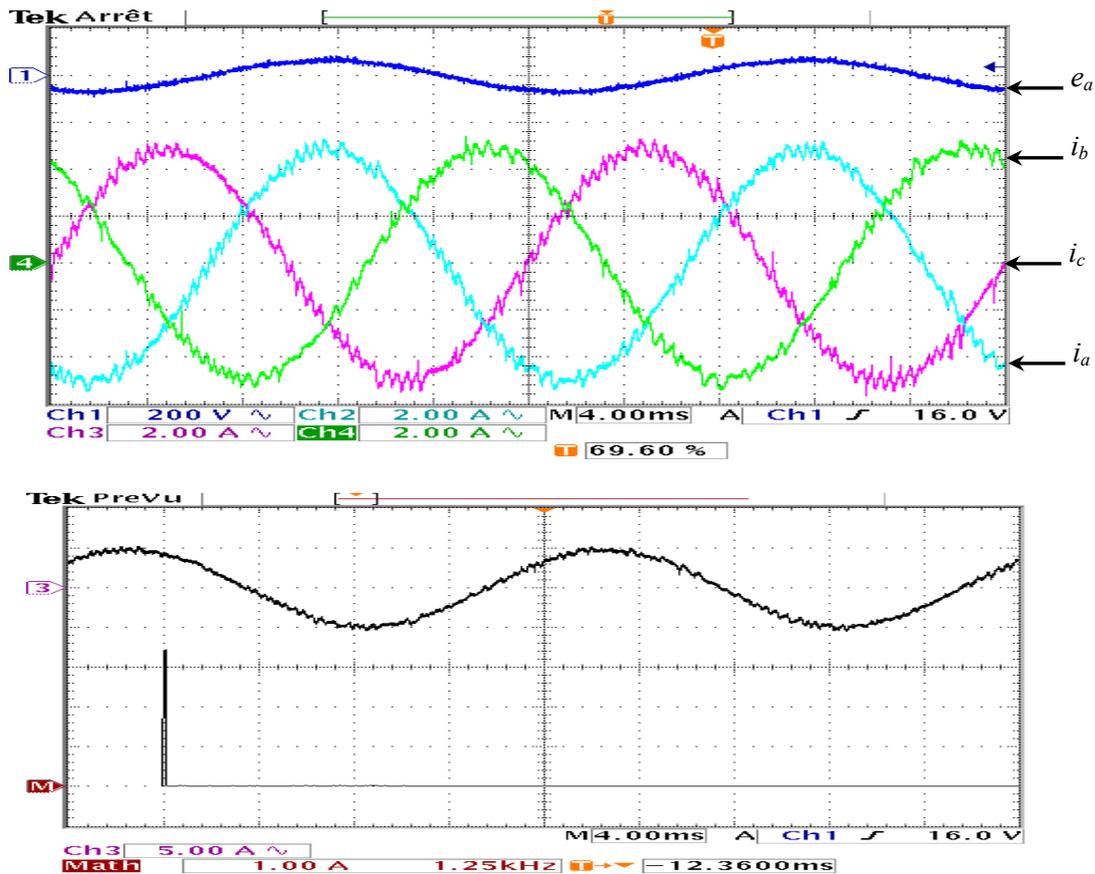
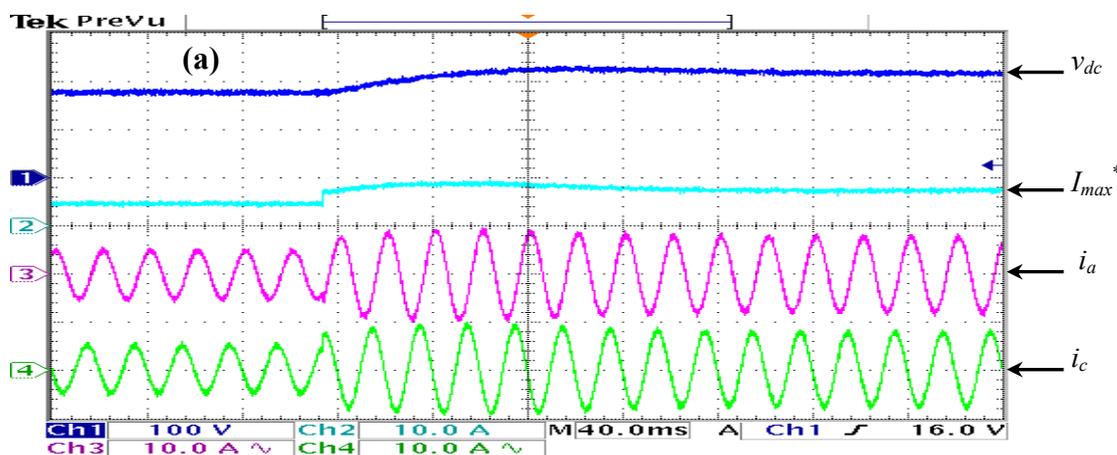


Figure 2.30 Résultats de simulation pour $v_{dc}^* = 180V$.

Figure 2.31 Résultats pratiques pour $v_{dc}^* = 180V$.

2. Variation de la référence de v_{dc} :

Dans ce test expérimental, la référence de la tension du bus continu est augmentée de 180 à 220V puis diminuée de 220 à 180V. Ce test est effectué pour un réglage classique à base d'un régulateur PI et d'un contrôleur flou, comme indiqué dans la section précédente. Les formes d'ondes obtenues sont illustrées sur les figures 2.32 et 2.33 ci-après. Il est à noter que le contrôleur flou possède une réponse plus rapide que le régulateur PI .



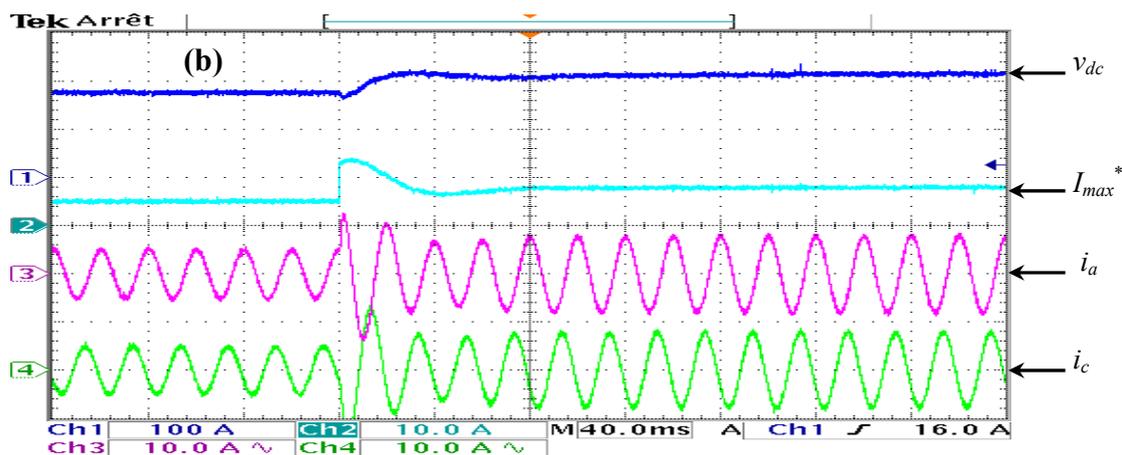


Figure 2.32 Réponse à une augmentation de v_{dc}^* de 180 à 220V : (a) régulateur *PI*, (b) contrôleur flu.

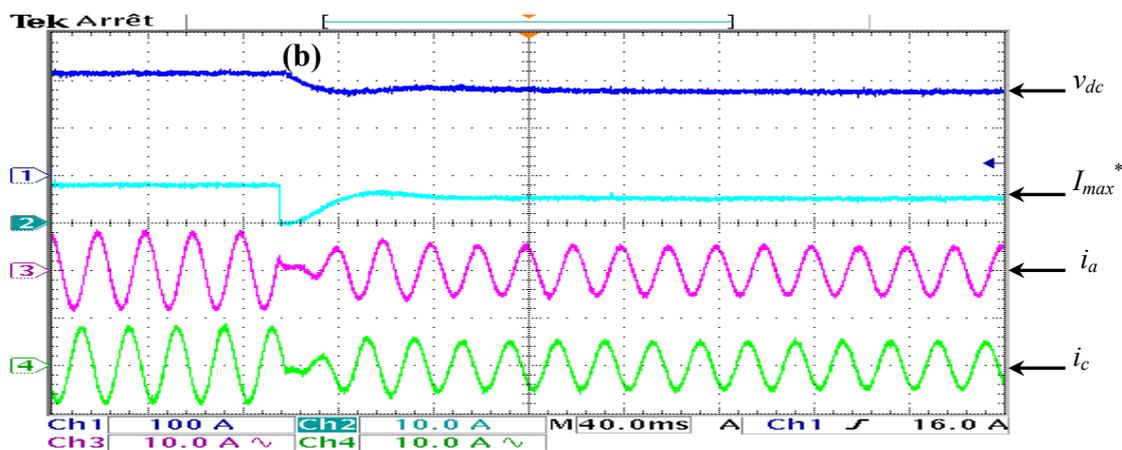
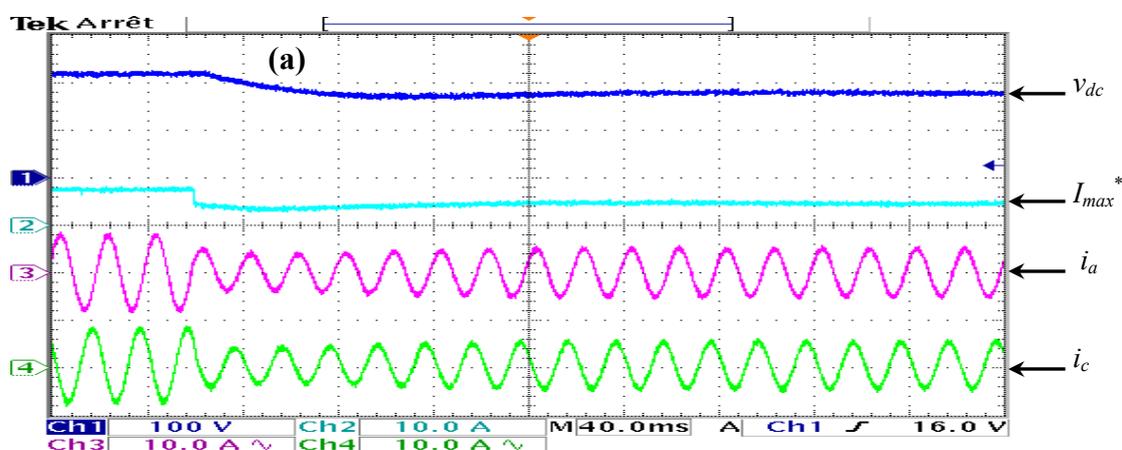


Figure 2.33 Réponse à une diminution de v_{dc}^* de 220 à 180V : (a) régulateur *PI*, (b) contrôleur flu.

3. Variation de la charge :

Dans ce test, la puissance de la charge connectée au bus continu est augmentée de 50% puis diminuée de 33.3% pour une référence constante de $v_{dc}^* = 180V$. La figure 2.34 représente les résultats obtenus avec un régulateur *PI* et avec le contrôleur flu.

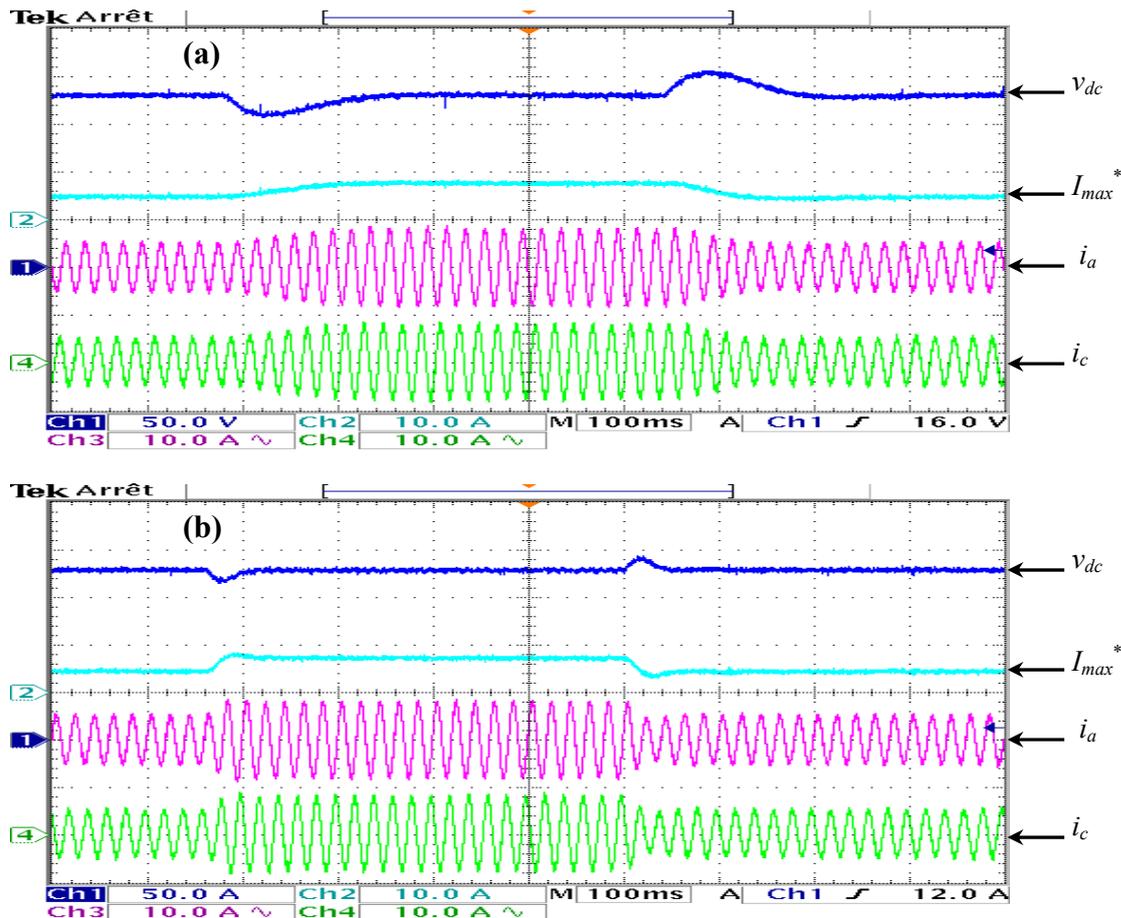


Figure 2.34 Réponse à une variation de la charge pour $v_{dc}^* = 180V$: (a) régulateur *PI*, (b) contrôleur flou.

Les résultats obtenus en régime transitoire, présentés sur les figures 2.32, 2.33 et 2.34, montrent que le contrôleur flou est plus performant par rapport au régulateur *PI*. Il corrige la trajectoire de la tension v_{dc} en un temps très court, tout en garantissant une bonne stabilité et précision.

2.10 Conclusion

L'objet de ce chapitre était de présenter le contrôle par hystérésis des courants absorbés par le redresseur à *MLI*. Il débute par une description du principe de fonctionnement et des différents modes d'opération de ce convertisseur. Ensuite, un bref rappel sur la modélisation et sur l'état de l'art des techniques de commande du redresseur de tension à *MLI* est exposé.

Le principe de contrôle du courant par hystérésis est présenté dans ce chapitre ainsi que son application à la commande du pont redresseur à *MLI*, pour le prélèvement de courants sinusoïdaux. Ce type de commande est simple, robuste et facile à implanter. Son inconvénient majeur est la variation de la fréquence de commutation. Les résultats de simulation et expérimentaux obtenus montrent les performances précitées de ce type de contrôle.

Afin de développer un régulateur flou de la tension du bus continu, un rappel sur les principales notions de base de la logique floue est indiqué. Le raisonnement flou et la structure de base

du contrôleur flou sont également abordés dans cette section. Ensuite, une analyse détaillée de la structure et des caractéristiques du contrôleur flou synthétisé est également développée.

Avant de présenter les résultats expérimentaux, le banc d'essai pratique réalisé au laboratoire est brièvement décrit. Ces résultats montrent les performances du contrôle par hystérésis appliqué au redresseur à *MLI*. Les performances du contrôleur flou proposé sont également évaluées en régime permanent et transitoire. Ce dernier se révèle plus performant par rapport au régulateur *PI* classique surtout au régime transitoire. En effet, il assure une action régulatrice très rapide en cas de variation de la référence de la tension du bus continu et une correction rapide de sa trajectoire dans le cas d'une variation brutale de la charge.

Contrôle Direct de Puissance du Redresseur Triphasé à MLI à base d'une Table de Commutation Prédéfinie

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. Après l'implémentation du DPC à base de la table de commutation classique et la mise en évidence de ses inconvénients et limitations, une nouvelle table est proposée dans ce chapitre. La nouvelle table de commutation, synthétisée à partir de l'étude des variations des puissances instantanées active et réactive, assure un contrôle simultané et précis de ces dernières. De plus, un contrôleur flou de la tension du bus continu est également proposé dans ce chapitre. Ensuite, une structure particulière d'une table de commutation pour le DPC utilisant des règles floues pour la sélection du vecteur de commande adéquat est présentée. La méthode de synthèse des règles floues ainsi que le principe de la sélection sont exposés en détail dans cette partie. Toutes les structures du DPC proposées dans ce chapitre sont simulées puis validées sur un banc d'essai expérimental. Les résultats obtenus sont présentés et analysés. Nous clôturons ce chapitre par une étude comparative des performances des différentes tables de commutation.

Sommaire :

3.1. Introduction	82
3.2. Etat de l'art du contrôle direct de puissance (DPC)	83
3.3. Principe du DPC avec table de commutation prédéfinie	84
3.4. DPC classique	85
3.5. DPC proposé	91
3.6. DPC flou	102
3.7. Etude comparative	108
3.8. Conclusion	110

3.1 Introduction

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

- *VOC* (Voltage-Oriented Control) : similaire à la commande vectorielle des machines électriques. Il consiste à orienter le vecteur des courants absorbés par le redresseur à *MLI* dans la même direction que celle du vecteur des tensions du réseau, par le biais de deux boucles de régulation de courant dans le repère synchrone $d-q$.
- *DPC* contrôle direct de puissance (Direct Power Control) : développé par analogie avec le contrôle direct de couple (*DTC*) des machines électriques. Il s'articule autour de deux boucles de contrôle direct des puissances instantanées active et réactive. Deux configurations du *DPC* ont été proposées pour la génération des ordres de commande des interrupteurs commandés constituant le redresseur. La première est basée sur la sélection directe de la séquence de commutation par le biais d'une table de commutation prédéfinie. La deuxième utilise un bloc de modulation de largeur d'impulsion.

Ce chapitre est consacré au contrôle direct de puissance du redresseur à *MLI* triphasé avec table de commutation prédéfinie. Dans un premier temps, le *DPC* utilisant la table de commutation classique proposée dans [113] est évalué. Nous montrerons à la fin de cette partie que la table de commutation en question ne permet pas un contrôle simultané des puissances instantanées active et réactive, en analysant les résultats de simulation et expérimentaux obtenus.

Afin de remédier à cet inconvénient majeur de la table de commutation classique, nous proposons dans la deuxième partie de ce chapitre une nouvelle table de commutation pour le *DPC*. Elle est élaborée sur la base de l'étude des variations des puissances active et réactive, provoquées par l'application de chacun des vecteurs de commande durant une période complète de la tension du réseau. La nouvelle table assure un contrôle plus précis et simultané des puissances active et réactive durant tous les secteurs. Ainsi, les courants absorbés possèdent une forme quasi-sinusoïdale et les performances en régime permanent et transitoire sont nettement meilleures par rapport à la table classique. Nous proposons également, dans cette partie, un contrôleur flou de la tension du bus continu pour le *DPC* utilisant la nouvelle table de commutation, dont le but est d'améliorer les performances du contrôle surtout en régime transitoire.

Dans la troisième partie de ce chapitre, nous proposons une nouvelle configuration du *DPC* sans utiliser les comparateurs à hystérésis dans les boucles de régulation de puissance. Cette configuration met

en œuvre une table de commutation de structure particulière, dont la sélection des vecteurs de commande est basée sur l'application des règles floues (*Si - Alors*). Les erreurs de suivi de référence des puissances active et réactive, converties en variables floues, sont utilisées directement pour la sélection du vecteur de commande adéquat. La méthodologie suivie pour la synthèse des règles floues est décrite en détail dans cette partie. Les résultats de simulation et expérimentaux, montrant les performances de la configuration du *DPC* proposée, sont présentés également à la fin de cette partie. Une étude comparative et d'évaluation des performances des trois tables de commutation, classique, nouvelle et floue, clôture ce chapitre.

3.2 Etat de l'art du contrôle direct de puissance (DPC)

Le principe du contrôle direct des convertisseurs d'électroniques de puissance à *MLI* a été proposé pour la première fois en 1986 par [110] et il a été développé plus tard dans plusieurs applications. Le but du contrôle direct de ces systèmes était d'éliminer le bloc de modulation de largeur d'impulsion et les boucles de régulations internes des variables contrôlées, en les remplaçant par une table de commutation prédéfinie, dont les entrées sont les erreurs de suivi de référence des grandeurs contrôlées et la sortie est le vecteur de commande.

La première application développée dans cet axe était le contrôle des machines électriques à vitesse variable alimentées par un onduleur à *MLI* triphasé. La structure de contrôle était connue sous le nom de contrôle direct de couple (*DTC*). Dans cette application, le flux statorique et le couple électromagnétique sont contrôlés directement sans aucun bloc de modulation [111], [112].

La grande similitude entre une machine électrique, alimentée par un onduleur de tension triphasé, et le redresseur à *MLI* triphasé connecté au réseau, a permis l'émergence d'une technique de contrôle analogue au *DTC*, appelée contrôle direct de puissance (*DPC*). La première configuration de ce type de contrôle a été proposée par [113], pour le contrôle direct des puissances instantanées active et réactive du redresseur à *MLI* triphasé sans capteurs de tension du réseau. Ensuite, cette approche est développée et différentes configurations ont été proposées par [114]. Le but commun de ce contrôle était d'assurer le prélèvement de courants sinusoïdaux tout en garantissant un facteur de puissance unitaire avec un contrôle découplé des puissances active et réactive. Les différentes configurations du *DPC*, définies dans la littérature, se subdivisent en deux catégories :

- ***DPC* utilisant le vecteur de tension (*V-DPC*)** : les références [113], [115] et [119] établissent des configurations du *DPC* basées sur la position du vecteur de tension dans le repère stationnaire α - β .
- ***DPC* utilisant le flux virtuel** : dans [114], [116], [117] et [118], les configurations détaillées sont basées sur le calcul d'un flux virtuel. Dans [116], les auteurs suggèrent d'associer le principe du *DPC* avec une modulation de largeur d'impulsion vectorielle (*SVM*) afin d'obtenir une fréquence de commutation constante sans l'utilisation d'une table de commutation.

D'autres structures du *DPC* basées sur des approches prédictives ont été récemment publiées [120] et [121]. Le principe du contrôle direct de puissance est également étendu à d'autres applications. Dans ce contexte, les références [122], [123] et [124], exploitent le principe du *DPC* avec un onduleur de tension pour un système de filtrage actif, pour un moteur asynchrone à double alimentation et pour une interconnexion au réseau, respectivement.

3.3 Principe du DPC avec table de commutation prédéfinie

La structure globale du *DPC*, utilisant une table de commutation prédéfinie, appliqué au pont redresseur à *MLI* triphasé est illustrée sur la figure 3.1. Elle est analogue à celle du contrôle direct de couple (*DTC*) des machines à induction. Au lieu du couple et du flux statorique, c'est les puissances instantanées active et réactive qui sont les grandeurs contrôlées. Le principe du *DPC* consiste à sélectionner une séquence des ordres de commutation (S_a, S_b, S_c) des semi-conducteurs constituant le redresseur à *MLI*, à partir d'une table de commutation. La sélection s'effectue sur la base des erreurs numérisées, S_p et S_q , entre les références des puissances active et réactive (P^* et q^*) et les valeurs réelles (P et q), fournies par deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux, ainsi que sur la position angulaire du vecteur des tensions du réseau $e_{\alpha\beta}$. Pour ce dernier, le plan $\alpha\beta$ est divisé en douze secteurs égaux de 30° , comme l'illustre le graphique de la figure 3.2. Chacune des séquences de commande (S_a, S_b, S_c) correspond à un vecteur de tension à l'entrée du redresseur, v_i , dont l'ensemble est représenté sur la figure 3.2.

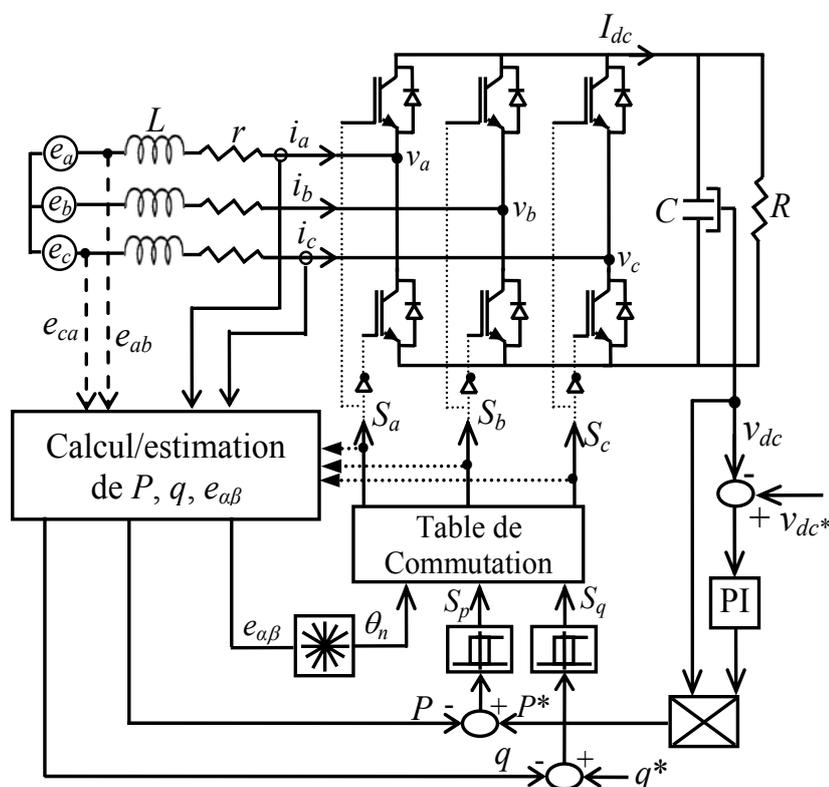


Figure 3.1 Configuration du DPC du redresseur à *MLI* triphasé avec table de commutation prédéfinie.

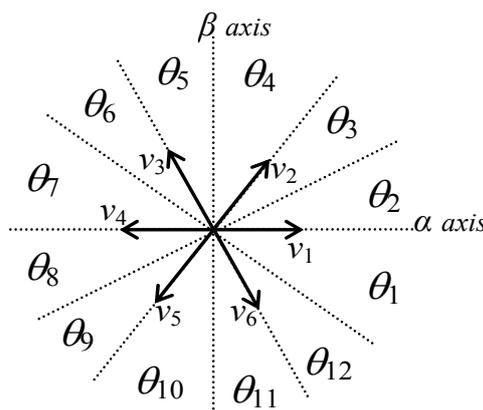


Figure 3.2 Secteurs et vecteurs des tensions du redresseur.

Pour toute structure du *DPC*, le contrôle de la tension du bus continu, v_{dc} , s'effectue par ajustement de la puissance active instantanée. L'objectif du *DPC* est de permettre au redresseur à *MLI* d'échanger avec le réseau des puissances instantanées active et réactive constantes, tout en garantissant un contrôle découplé de ces dernières. Ainsi, la référence de la puissance active, P^* , est fournie par le régulateur *PI* de la tension du bus continu. Tandis que celle de la puissance réactive, q^* , provient de l'extérieur. Elle est imposée égale à zéro pour l'absorption de courants sinusoïdaux sous une tension de source de forme supposée sinusoïdale, afin d'assurer un fonctionnement du redresseur avec un facteur de puissance unitaire.

3.4 DPC classique

La table de commutation, désignée par classique dans le présent mémoire, a été élaborée par l'initiateur du *DTC* et présentée premièrement dans [113] puis ultérieurement par [114]. Le vecteur de tension à l'entrée du redresseur à *MLI*, v , dépend des états de commutation S_a , S_b et S_c des semi-conducteurs. Selon les différentes combinaisons possibles de ces trois états, huit vecteurs de tension peuvent être appliqués à l'entrée du redresseur : deux vecteurs nuls nommés (v_0 et v_7) et six vecteurs non nuls (v_1 , v_2 , v_3 , v_4 , v_5 , v_6). Ces vecteurs sont représentés dans le repère stationnaire α - β comme le montre la figure 3.2. Les six vecteurs non nuls divisent le plan α - β en six secteurs dont chacun est divisé en deux secteurs égaux, afin d'obtenir un contrôle précis. Les erreurs de suivi de référence des puissances instantanées active et réactive, introduites dans deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux, permettent d'établir deux sorties logiques S_p et S_q qui prennent l'état "1" pour une augmentation de la variable contrôlée (P ou q) et l'état "0" pour une diminution :

$$\text{Si } P^* - P \geq h_p \quad S_p = 1, \quad \text{Si } P^* - P \leq -h_p \quad S_p = 0$$

$$\text{Si } q^* - q \geq h_q \quad S_q = 1, \quad \text{Si } q^* - q \leq -h_q \quad S_q = 0$$

Le calcul de la position angulaire du vecteur des tensions du réseau dans le plan stationnaire α - β nécessite la connaissance des composantes e_α et e_β , qui peuvent être soit calculées à partir des mesures

des tensions du réseau, soit être estimées à partir de l'estimation des puissances instantanées et des courants absorbés. Cette position est définie par la relation suivante:

$$\theta = \arctg \left(\frac{e_\beta}{e_\alpha} \right) \quad (1)$$

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

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

Une fois les sorties logiques des comparateurs à hystérésis établies, et suivant le numéro du secteur où se trouve le vecteur $e_{\alpha\beta}$, 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:

Tableau 3.1: Table de commutation classique

S_p	S_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
1	0	v_6	v_7	v_1	v_0	v_2	v_7	v_3	v_0	v_4	v_7	v_5	v_0
	1	v_7	v_7	v_0	v_0	v_7	v_7	v_0	v_0	v_7	v_7	v_0	v_0
0	0	v_6	v_1	v_1	v_2	v_2	v_3	v_3	v_4	v_4	v_5	v_5	v_6
	1	v_1	v_2	v_2	v_3	v_3	v_4	v_4	v_5	v_5	v_6	v_6	v_1

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

3.4.1 Expressions des puissances instantanées

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. Ces puissances sont exprimées respectivement par les relations: [125-128]

$$P = i^T \cdot e = \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = i_a \cdot e_a + i_b \cdot e_b + i_c \cdot e_c \quad (3)$$

$$q = \|i \times e\| \quad (4)$$

$$i \times e = \begin{bmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ i_a & i_b & i_c \\ e_a & e_b & e_c \end{bmatrix} = (i_b e_c - i_c e_b) \vec{i} - (i_a e_c - i_c e_a) \vec{j} + (i_a e_b - i_b e_a) \vec{k} \quad (5)$$

Tenant compte des relations suivantes:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (6)$$

$$e_a = \frac{1}{3}(e_{ab} - e_{ca}), \quad e_b = \frac{1}{3}(e_{bc} - e_{ab}), \quad e_c = \frac{1}{3}(e_{ca} - e_{bc}) \quad (7)$$

Le produit vectoriel devient alors :

$$i \times e = \frac{1}{3} [(e_b - e_c)i_a + (e_c - e_a)i_b + (e_a - e_b)i_c] (\vec{i} + \vec{j} + \vec{k}) \quad (8)$$

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

$$q = \|i \times e\| = \frac{1}{\sqrt{3}} [(e_b - e_c)i_a + (e_c - e_a)i_b + (e_a - e_b)i_c] \quad (9)$$

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. Elles sont données par [113] comme suit:

$$\hat{P} = L \left(\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c \right) + v_{dc} (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) \quad (10)$$

$$\hat{q} = \sqrt{3}L \left(\frac{di_a}{dt} i_c - \frac{di_c}{dt} i_a \right) - \frac{1}{\sqrt{3}} v_{dc} [S_a (i_b - i_c) + S_b (i_c - i_a) + S_c (i_a - i_b)] \quad (11)$$

Pour calculer la position du vecteur des tensions dans le plan α - β , les valeurs des composantes e_α et e_β peuvent être aussi estimées à partir des puissances instantanées et des courants absorbés, en utilisant la relation ci-après:

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \begin{bmatrix} i_\alpha & -i_\beta \\ i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{P} \\ \hat{q} \end{bmatrix} \quad (12)$$

Nous pouvons également exprimer les puissances instantanées et les différentes transformations en fonction des tensions composées (voir annexe C).

3.4.2 Résultats de simulation et expérimentaux

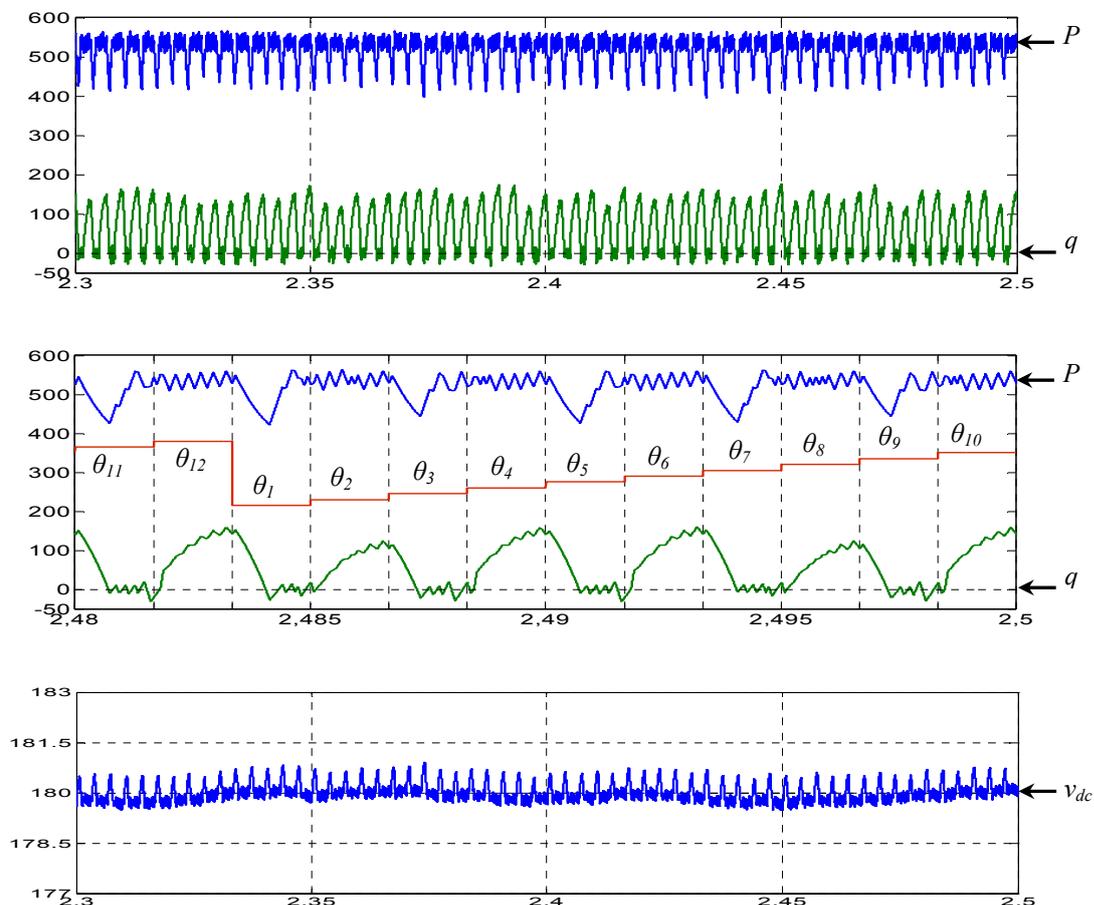
Le contrôle direct de puissance du redresseur à MLI triphasé, à l'aide de la table de commutation classique, a été simulé à l'aide du logiciel *Matlab/Simulink*TM, et validé sur le banc d'essai expérimental réalisé au laboratoire. Les paramètres du circuit électrique ainsi que les données de la commande utilisés en simulation et en pratique sont mentionnés dans le tableau suivant:

Tableau 3.2: Paramètres du circuit électrique et données de la commande.

Fréquence d'échantillonnage f_s	15 kHz
Résistance de l'inductance de couplage r	0.56 Ω
Self de l'inductance de couplage L	19.5 mH
Capacité du bus continu C	1100 μ F
Résistance de la charge	68.6 Ω
Tension composée efficace du réseau E	85 V
Fréquence du réseau f	50Hz
Référence de la tension continue de sortie v_{dc}^*	180 V

Différents tests ont été effectués en simulation et en pratique pour évaluer les performances de la commande implantée en régime permanent et transitoire. La figure 3.3 représente les formes d'ondes obtenues par simulation et en régime permanent. Un examen sur une période complète de la tension du réseau montre que les puissances instantanées active et réactive ne sont pas contrôlées simultanément. En effet, un mauvais contrôle de la puissance active est constaté durant les secteurs impairs (1, 3, 5, 7, 9, 11). Ceci est dû à la sélection du même vecteur dans le cas d'une augmentation ($S_p=1$) et d'une diminution ($S_p=0$), comme le montrent la première et la troisième ligne de la table de commutation classique. Nous montrerons par la suite que les vecteurs sélectionnés dans la première ligne de cette table provoquent une diminution de la puissance active durant les secteurs impairs.

Nous constatons aussi que l'échec de contrôle de la puissance réactive durant les secteurs pairs, (2, 4, 6, 8, 10,12), est nettement visible sur les résultats obtenus. Ceci s'explique par le choix du même vecteur nul (0 ou 7) pour les deux cas $S_q=1$ et $S_q=0$, d'après la première et la deuxième ligne de la table de commutation. De même, nous démontrerons au prochain paragraphe que le vecteur nul ne permet pas de contrôler la puissance réactive. Le mauvais contrôle des deux puissances instantanées se répercute sur les formes d'ondes des courants absorbés qui sont distordus et possèdent un taux de distorsion harmonique conséquent et inadmissible ($THD_i=12.81\%$). Nous remarquons également sur le spectre la présence prépondérante des courants harmoniques de rangs faibles 5, 7 et 11. Par corrélation, la tension v_{dc} possède des oscillations dues à celles de la puissance active [139], [141-142].



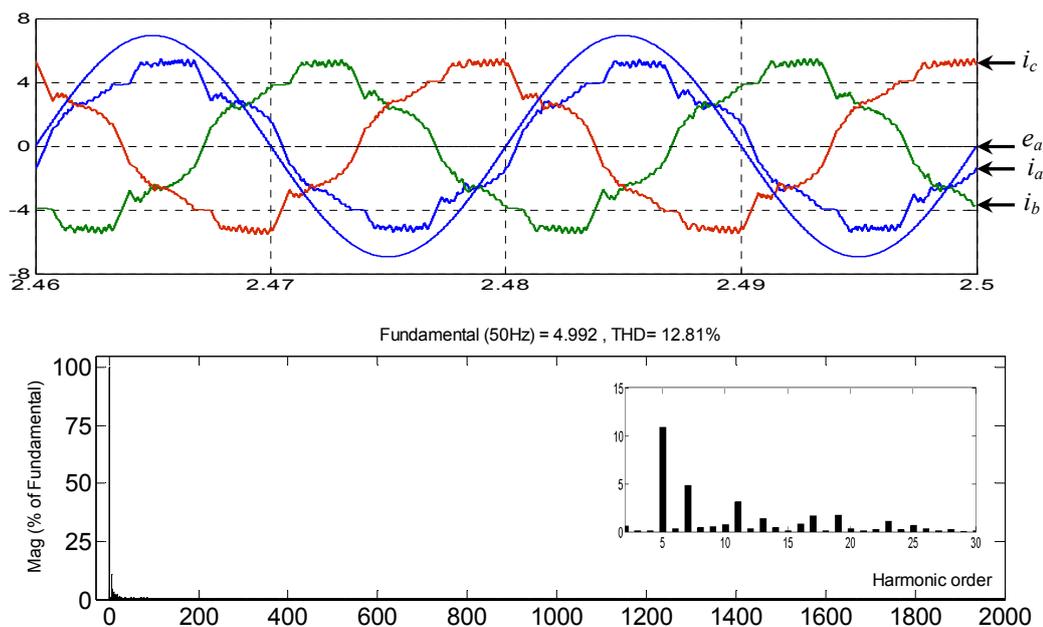


Figure 3.3 Résultats de simulation du DPC classique et spectre des courants absorbés, $q^*=0$ et $v_{dc}^*=180V$. Les résultats expérimentaux du *DPC* avec table de commutation classique sont présentés sur la figure 3.4. Ces relevés pratiques sont similaires et corroborent les résultats de simulation présentés précédemment. La même interprétation des formes d'ondes peut être avancée.

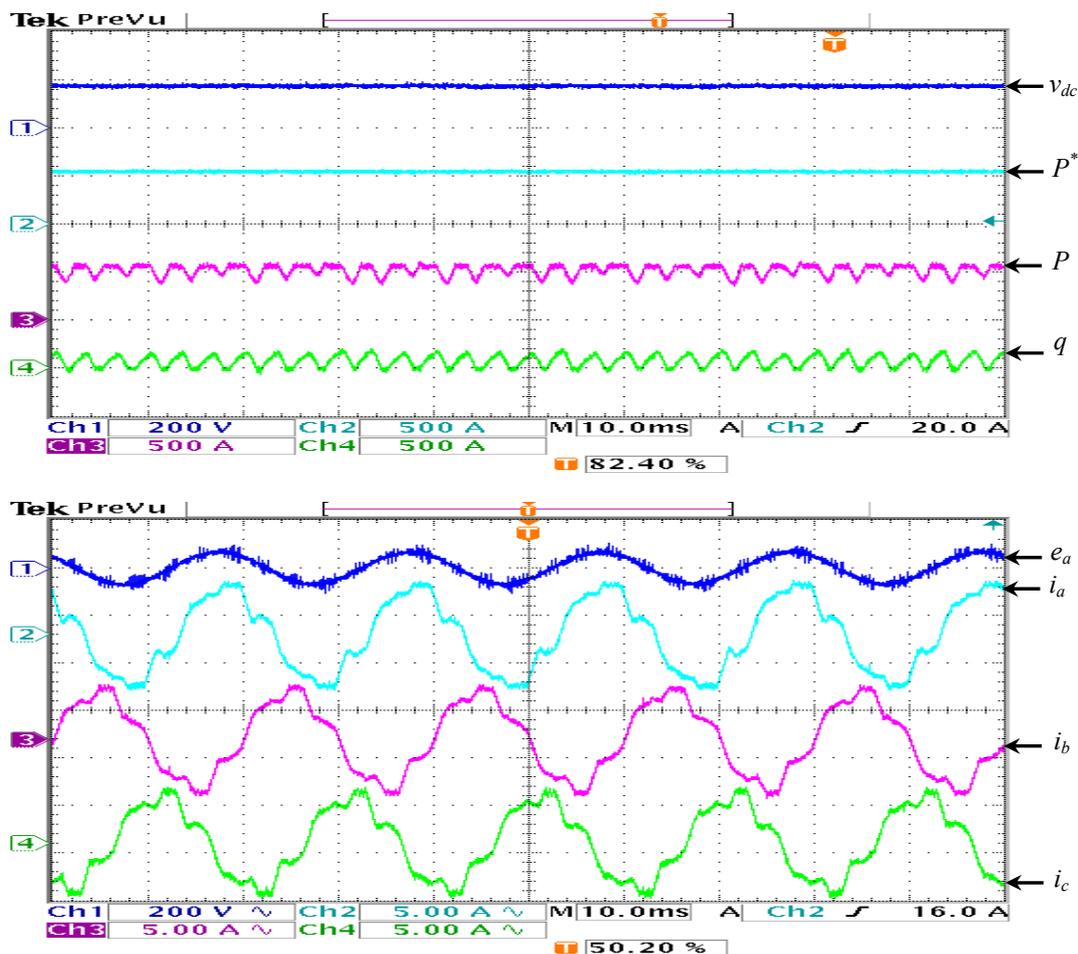


Figure 3.4 Résultats pratiques du DPC avec table de commutation classique.

Afin d'apprécier la qualité des résultats pratiques obtenus, une analyse de la qualité de l'énergie échangée entre le redresseur et le réseau est effectuée à l'aide de l'analyseur "Chauvin Arnoux". Les mesures obtenues sont représentées sur la figure 3.5. Ces mesures montrent que les courants absorbés sont fortement distordus ($THD_i=15.5\%$) et que la puissance réactive est loin de sa référence ($q^*=0$ et $q=86.6\text{VAR}$).

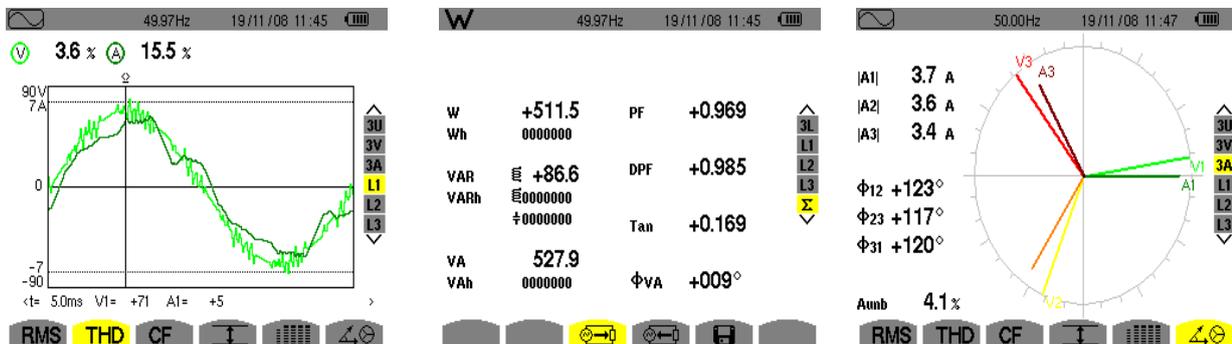


Figure 3.5 Résultats de l'analyse de la qualité d'énergie du DPC avec table de commutation classique.

La figure 3.6 représente les résultats pratiques obtenus lors d'un impact de charge. La puissance de la charge connectée au bus continu est augmentée de 50% puis diminuée de 33.33% (R à $R/2R$ à R). Nous constatons l'échec du contrôle de la tension du bus continu pour $v_{dc}^*=180\text{ V}$, à cause d'une part du mauvais suivi de la puissance active et d'autre part de l'évolution de la puissance réactive qui n'est plus maîtrisée.

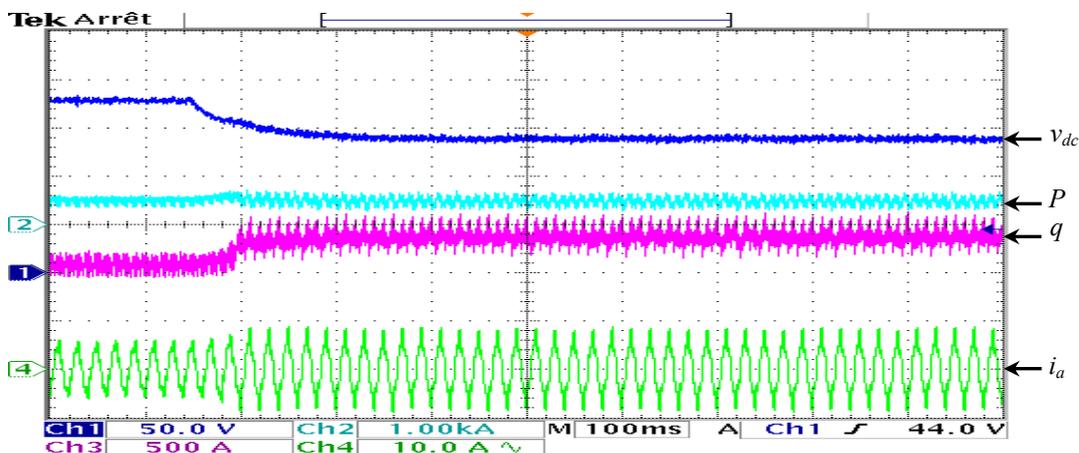


Figure 3.6: Résultats pratiques du DPC classique pour un impact de charge de 50%.

3.4.3 Conclusion

De ce qui précède nous pouvons conclure que la table de commutation classique ne permet pas de réaliser un contrôle simultané de la puissance active et réactive, même si les formes d'ondes des tensions du réseau conservent une allure sinusoïdale. Pour cette raison, l'absorption de courants sinusoïdaux n'est pas concevable avec cette table. Alors, il est nécessaire de développer une nouvelle table de commutation permettant un contrôle précis et simultané des puissances active et réactive durant tous les secteurs. L'élaboration de cette nouvelle table constitue l'objet du paragraphe suivant.

3.5 DPC proposé

Afin d'aboutir à une table de commutation assurant un contrôle simultané des puissances active et réactive, durant tous les secteurs, il est indispensable d'étudier les variations provoquées par l'application de chacun des vecteurs de commande sur ces dernières, et cela au cours d'une période complète de la tension du réseau. Les vecteurs de commande sélectionnés dans la nouvelle table de commutation doivent assurer la restriction de l'erreur de suivi de référence des deux puissances active et réactive, simultanément.

3.5.1 Étude des variations des puissances instantanées [139-141]

Dans le repère stationnaire α - β et avec un système triphasé équilibré, la dynamique des courants absorbés par un redresseur à MLI, figure 3.1, est régie par les deux équations différentielles suivantes:

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = \frac{1}{L}(e_\alpha - v_\alpha - r.i_\alpha) \\ \frac{di_\beta}{dt} = \frac{1}{L}(e_\beta - v_\beta - r.i_\beta) \end{cases} \quad (13)$$

De l'équation précédente, (13), nous remarquons que l'évolution du vecteur des courants $[i_\alpha \ i_\beta]^T$ peut être contrôlée à l'aide d'un choix judicieux du vecteur des tensions à l'entrée du redresseur $[v_\alpha \ v_\beta]^T$. En effet, la variation de chacune des composantes du vecteur des courants dépend principalement du vecteur des tensions du réseau $e_{\alpha\beta}$, du vecteur de commande appliqué $v_{\alpha\beta}$, et du courant actuel avec un degré moindre. L'effet de la résistance "r" de la bobine de couplage peut être considéré négligeable et une discrétisation du premier ordre, sur une période de commutation T_s , de l'équation (13) peut être adoptée. Alors, les variations des composantes du vecteur des courants à la fin de la période de commutation sont données par l'équation ci-après:

$$\begin{cases} \Delta i_\alpha = i_\alpha(k+1) - i_\alpha(k) = \frac{T_s}{L}(e_\alpha(k) - v_\alpha(k)) \\ \Delta i_\beta = i_\beta(k+1) - i_\beta(k) = \frac{T_s}{L}(e_\beta(k) - v_\beta(k)) \end{cases} \quad (14)$$

D'autre part, dans le repère stationnaire α - β les puissances instantanées active et réactive sont données par l'expression ci-dessous:

$$\begin{bmatrix} P \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & -e_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (15)$$

Comme première approximation, et si la période de commutation est très petite devant la période de la tension du réseau, la variation du vecteur des tensions durant une période de commutation peut être considérée négligeable, il est alors possible d'écrire $e_{\alpha\beta}(k+1) = e_{\alpha\beta}(k)$. Tenant compte de cette approximation, les variations des puissances active et réactive à la fin de la période de commutation sont données par la relation suivante:

$$\begin{cases} \Delta P = e_\alpha(k) \cdot \Delta i_\alpha + e_\beta(k) \cdot \Delta i_\beta \\ \Delta q = e_\beta(k) \cdot \Delta i_\alpha + e_\alpha(k) \cdot \Delta i_\beta \end{cases} \quad (16)$$

En substituant l'équation (14) dans (16) on obtient:

$$\begin{cases} \Delta P = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k)^2 + e_\beta(k)^2] - \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k) \cdot v_\alpha(k) + e_\beta(k) \cdot v_\beta(k)] \\ \Delta q = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k) \cdot v_\beta(k) - e_\beta(k) \cdot v_\alpha(k)] \end{cases} \quad (17)$$

Cette dernière équation montre que la variation des puissances active et réactive dépend du vecteur des tensions du redresseur (vecteur de commande) appliqué durant la période de commutation et du vecteur des tensions du réseau. En effet, pour chacun des huit vecteurs de commande possibles, et à une position donnée du vecteur $e_{\alpha\beta}$, une variation des puissances active et réactive est atteinte. Comme résultat, il existe plusieurs façons de sélectionner le vecteur de commande contrôlant l'évolution des puissances active et réactive. Pour $i = (0, 1, 2, \dots, 6)$ les variations de ces puissances instantanées sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \Delta P_i = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k)^2 + e_\beta(k)^2] - \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k) \cdot v_{\alpha i} + e_\beta(k) \cdot v_{\beta i}] \\ \Delta q_i = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k) \cdot v_{\beta i} - e_\beta(k) \cdot v_{\alpha i}] \end{cases} \quad i = 0, 1, \dots, 6 \quad (18)$$

Le vecteur des tensions du réseau, dans le plan α - β , est donné par la transformation ci-dessous :

$$e_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (19)$$

Dans le plan α - β ce vecteur peut être exprimé en fonction de sa position angulaire " θ " en utilisant la formule suivante:

$$\begin{cases} e_\alpha = \|e_{\alpha\beta}\| \cdot \cos(\theta) \\ e_\beta = \|e_{\alpha\beta}\| \cdot \sin(\theta) \end{cases} \quad \text{Avec: } \|e_{\alpha\beta}\| = E \quad (20)$$

E : valeur efficace de la tension composée du réseau.

θ : position angulaire du vecteur des tensions du réseau définie par: $-\pi/6 \leq \theta \leq 11\pi/6$

Utilisant l'expression (20), l'équation (18) peut être réécrite sous la forme ci-dessous:

$$\begin{cases} \Delta P_i = \frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\|^2 - \frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\| \cdot [\cos(\theta) \cdot v_{\alpha i} + \sin(\theta) \cdot v_{\beta i}] \\ \Delta q_i = \frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\| \cdot [\cos(\theta) \cdot v_{\beta i} - \sin(\theta) \cdot v_{\alpha i}] \end{cases} \quad i = 0, 1, \dots, 6 \quad (21)$$

Les vecteurs des tensions du redresseur, correspondants à toutes les séquences de commutation possibles, sont représentés vectoriellement dans le plan α - β comme le décrit la figure 3.2. Les valeurs des composantes de ces vecteurs en grandeurs réelles et normalisées sont mentionnées dans le tableau 3.3.

Tableau 3.3: Vecteurs des tensions à l'entrée du redresseur.

i	v_a	v_b	v_c	$v_{\alpha i}$	$v_{\beta i}$	$\bar{v}_{\alpha i}$	$\bar{v}_{\beta i}$
0	0	0	0	0	0	0	0
1	$2/3v_{dc}$	$-1/3v_{dc}$	$1/3v_{dc}$	$\sqrt{2/3} v_{dc}$	0	1	0
2	$1/3v_{dc}$	$1/3v_{dc}$	$-2/3v_{dc}$	$1/\sqrt{6} v_{dc}$	$1/\sqrt{2} v_{dc}$	1/2	$\sqrt{3}/2$
3	$-1/3v_{dc}$	$2/3v_{dc}$	$-1/3v_{dc}$	$-1/\sqrt{6} v_{dc}$	$1/\sqrt{2} v_{dc}$	-1/2	$\sqrt{3}/2$
4	$-2/3v_{dc}$	$1/3v_{dc}$	$1/3v_{dc}$	$-\sqrt{2/3} v_{dc}$	0	-1	0
5	$-1/3v_{dc}$	$-1/3v_{dc}$	$2/3v_{dc}$	$-1/\sqrt{6} v_{dc}$	$-1/\sqrt{2} v_{dc}$	-1/2	$-\sqrt{3}/2$
6	$1/3 v_{dc}$	$-2/3v_{dc}$	$1/3v_{dc}$	$1/\sqrt{6} v_{dc}$	$-1/\sqrt{2} v_{dc}$	1/2	$-\sqrt{3}/2$

Les variables $\bar{v}_{\alpha i}$ et $\bar{v}_{\beta i}$ sont les composantes normalisées du vecteur $v_{\alpha\beta}$ définies comme suit:

$$\bar{v}_{\alpha i} = \frac{v_{\alpha i}}{\|v_{\alpha\beta i}\|}, \quad \bar{v}_{\beta i} = \frac{v_{\beta i}}{\|v_{\alpha\beta i}\|}, \quad \|v_{\alpha\beta i}\| = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot v_{dc} \quad (22)$$

Ces deux grandeurs peuvent être exprimées de la manière suivante :

$$\begin{cases} \bar{v}_{\alpha i} = \cos\left((i-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) \\ \bar{v}_{\beta i} = \sin\left((i-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots, 6 \quad \text{et} \quad \begin{cases} \bar{v}_{\alpha 0} = 0 \\ \bar{v}_{\beta 0} = 0 \end{cases} \quad (23)$$

Les variations normalisées des puissances active et réactive sont alors données par:

$$\begin{cases} \overline{\Delta P}_i = \frac{\Delta P_i}{\frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\| \cdot \|v_{\alpha\beta}\|} = \frac{\|e_{\alpha\beta}\|}{\|v_{\alpha\beta}\|} \left[\cos(\theta) \cdot \bar{v}_{\alpha i} + \sin(\theta) \cdot \bar{v}_{\beta i} \right] \\ \overline{\Delta q}_i = \frac{\Delta q_i}{\frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\| \cdot \|v_{\alpha\beta}\|} = \cos(\theta) \cdot \bar{v}_{\beta i} - \sin(\theta) \cdot \bar{v}_{\alpha i} \quad i = 0, 1, \dots, 6 \end{cases} \quad (24)$$

En substituant (23) dans (24), alors :

$$\begin{cases} \overline{\Delta P}_i = \frac{\|e_{\alpha\beta}\|}{\|v_{\alpha\beta}\|} - \cos\left(\theta - (i-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) \\ \overline{\Delta q}_i = -\sin\left(\theta - (i-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{pour } i = 1, 2, \dots, 6 \quad \begin{cases} \overline{\Delta P}_0 = \frac{\|e_{\alpha\beta}\|}{\|v_{\alpha\beta}\|} \\ \overline{\Delta q}_0 = 0 \end{cases}, \quad -\pi/6 \leq \theta \leq 11\pi/6 \quad (25)$$

Pour assurer le fonctionnement élévateur (boost converter) du redresseur à MLI, la tension du bus continu doit être supérieure par rapport à l'amplitude de la tension composée du réseau, c'est-à-dire la condition suivante doit être satisfaite:

$$\|e_{\alpha\beta}\| / \|v_{\alpha\beta}\| \leq \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (26)$$

Afin de faciliter la synthèse de la nouvelle table de commutation, les variations des puissances active et réactive dues à l'application de l'ensemble des vecteurs de commande, sont représentées graphiquement respectivement par les courbes des figures 3.7 et 3.8.

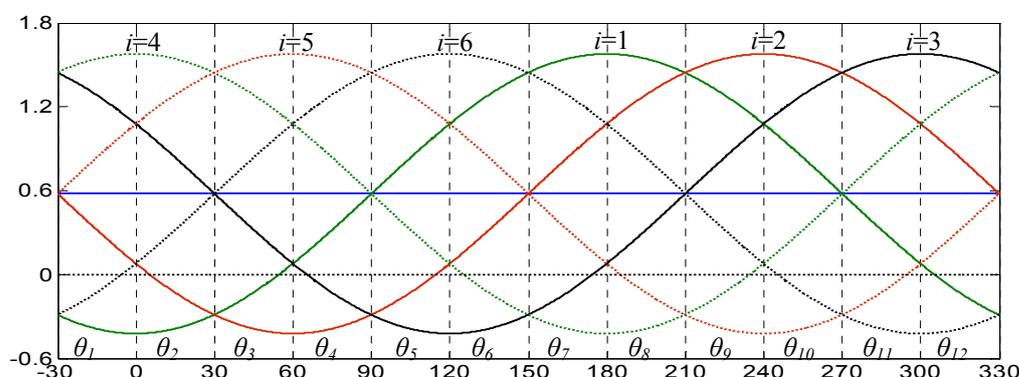


Figure 3.7 Variations normalisées de la puissance active $\overline{\Delta P}_i$

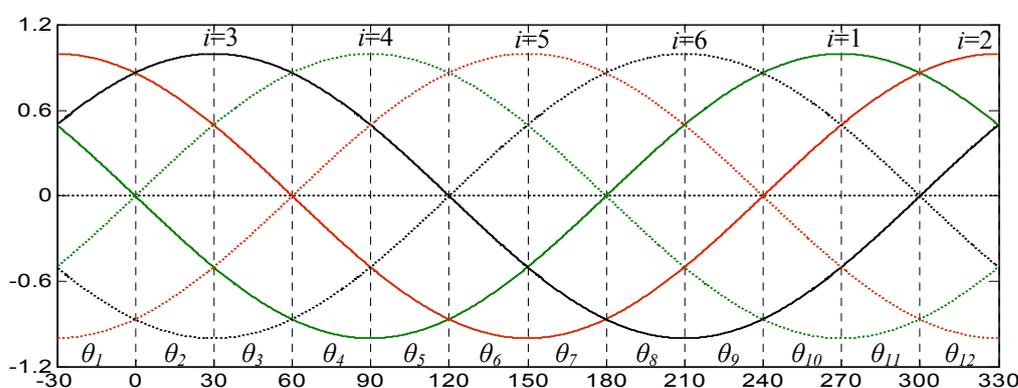


Figure 3.8 Variations normalisées de la puissance réactive $\overline{\Delta q}_i$

3.5.2 Élaboration de la nouvelle table de commutation [139,140]

La sélection des vecteurs de commande, pour construire la nouvelle table de commutation, est basée sur le signe de la variation provoquée sur les puissances active et réactive. En fonction des sorties logiques S_p et S_q des comparateurs à hystérésis, le vecteur choisi doit assurer une augmentation ou une diminution de chacune des puissances active et réactive. Sur la base des courbes de variations présentées précédemment, les vecteurs sélectionnés pour le secteur "1" sont représentés dans le tableau 3.4.

Tableau 3.4: Vecteurs de commande sélectionnés pour θ_1

Secteur 1		$\overline{\Delta q}_1$	
		$> 0 \leftrightarrow S_q=1$	$< 0 \leftrightarrow S_q=0$
$\overline{\Delta P}_1$	$> 0 \leftrightarrow S_p=1$	v_3, v_2	v_4, v_5
	$< 0 \leftrightarrow S_p=0$	v_1	v_6

Le même raisonnement est utilisé pour la sélection des vecteurs de commande pour les autres secteurs, ce qui donne la nouvelle table de commutation présentée par le tableau 3.5.

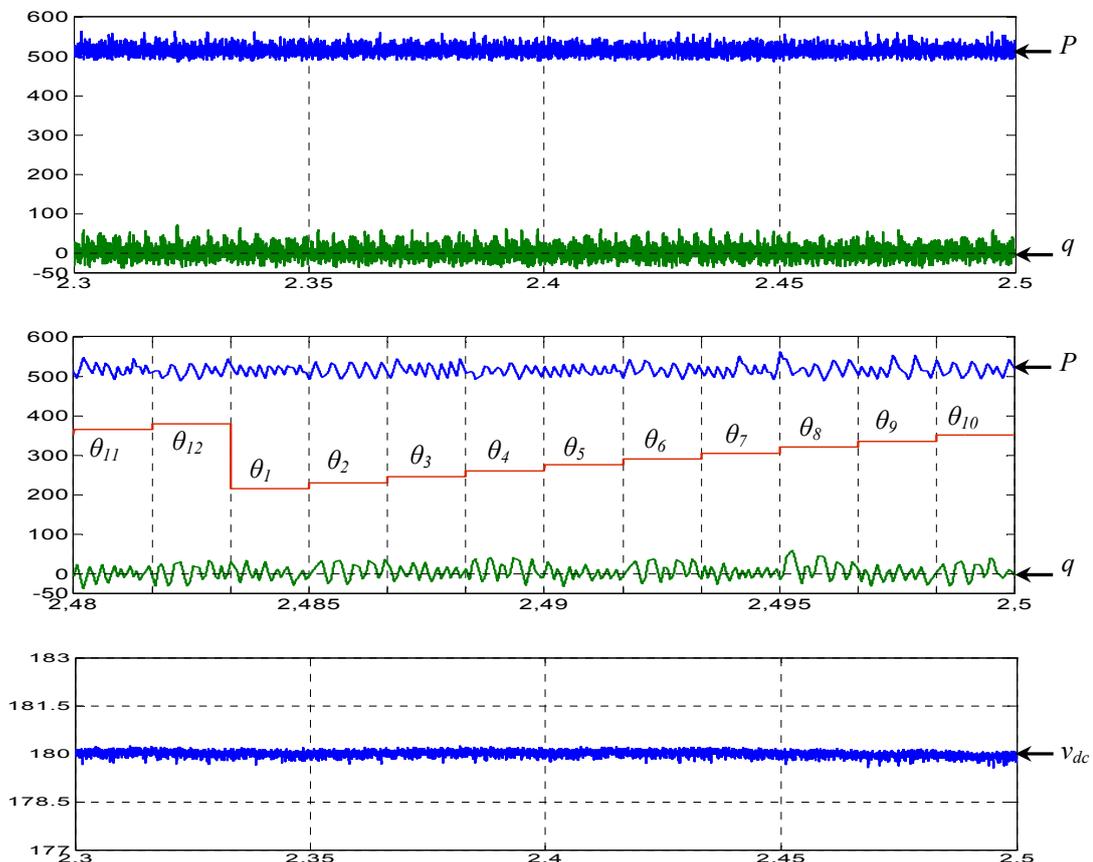
Tableau 3.5: La nouvelle table de commutation

S_p	S_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
1	0	v_5	v_6	v_6	v_1	v_1	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

3.5.3 Résultats de simulation et expérimentaux

Le contrôle direct de puissance du redresseur à MLI utilisant la nouvelle table de commutation, Tableau 3.5, a été simulé à l'aide du logiciel Matlab/Simulink™, et implantée sur le banc d'essai expérimental conçu autour d'une carte dSPACE (RTI 1104). Les paramètres électriques ainsi que les données de la commande sont identiques à celles indiquées au Tableau 3.2.

La figure 3.9 montre les résultats de simulation obtenus avec la nouvelle table développée pour un réseau équilibré et de forme d'onde sinusoïdale. Nous remarquons que chacune des puissances instantanées active et réactive et la tension du bus continu suit sa référence avec une bonne précision et stabilité. L'examen des formes d'onde de P et q sur une période complète de la tension du réseau montre que cette nouvelle table de commutation assure un contrôle précis et simultané des puissances, active et réactive, durant tous les secteurs. Les courants absorbés possèdent une forme d'onde quasi-sinusoïdale ($THD_i=3.9\%$) et sont en phase avec les tensions de ligne.



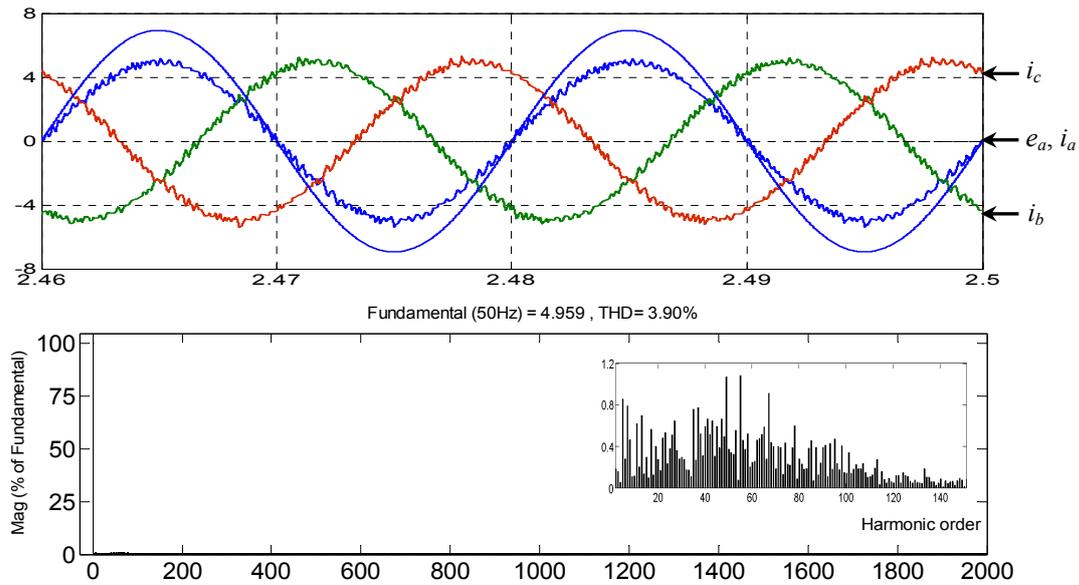


Figure 3.9 Résultats de simulation du DPC avec la nouvelle table de commutation et spectre des courants absorbés, $q^*=0$ et $v_{dc}^*=180$.

La figure 3.10 montre les résultats expérimentaux obtenus avec la nouvelle table de commutation. Ces résultats sont très proches des résultats de simulation de la figure précédente. Les puissances instantanées active et réactive ainsi que la tension du bus continu suivent leurs références avec une bonne précision et stabilité. Les courants absorbés sont quasi sinusoïdaux et en phase avec les tensions de ligne ce qui signifie que le facteur de puissance est très proche de l'unité.

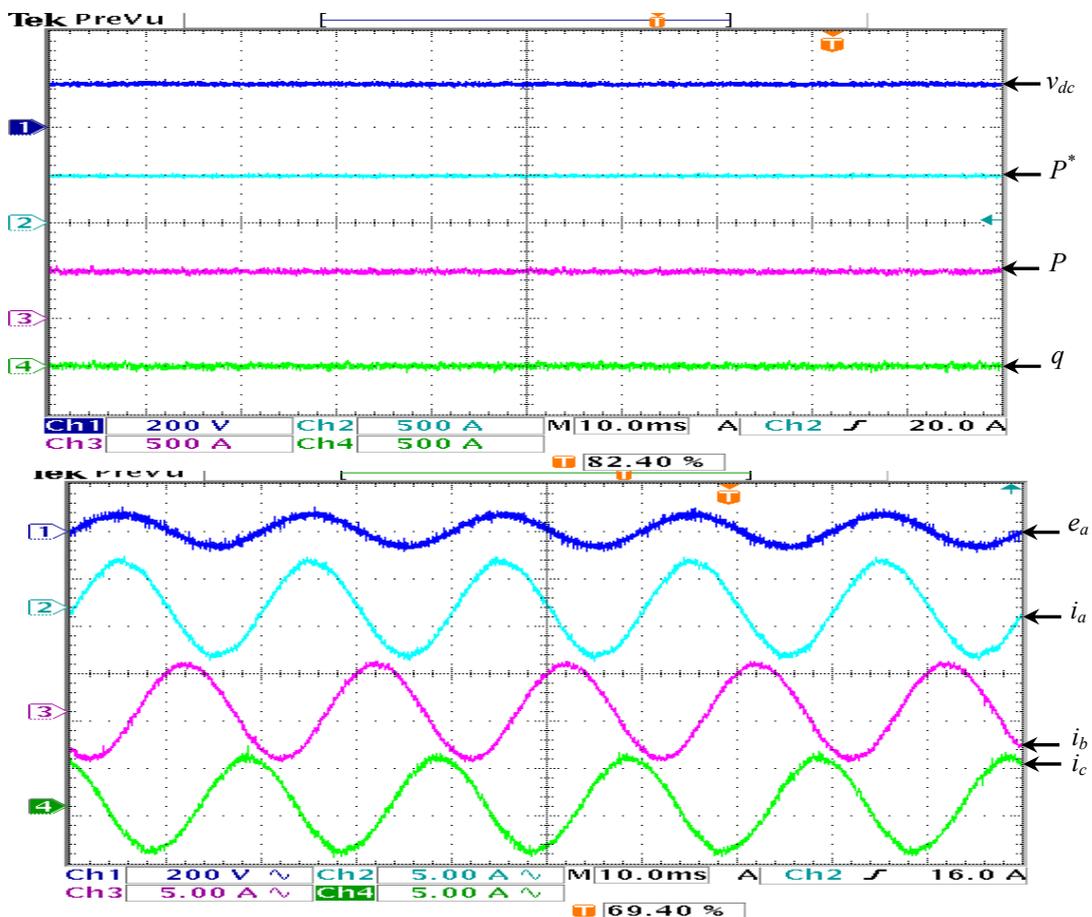


Figure 3.10 Résultats expérimentaux du DPC avec la nouvelle table de commutation.

Les mesures issues de l'analyse de la qualité d'énergie échangée entre le redresseur et le réseau en utilisant la nouvelle table de commutation sont représentées sur la figure 3.11. La puissance réactive est presque nulle, les courants absorbés possèdent un faible taux de distorsion ($THD_i=2.9\%$), le facteur de puissance est unitaire.

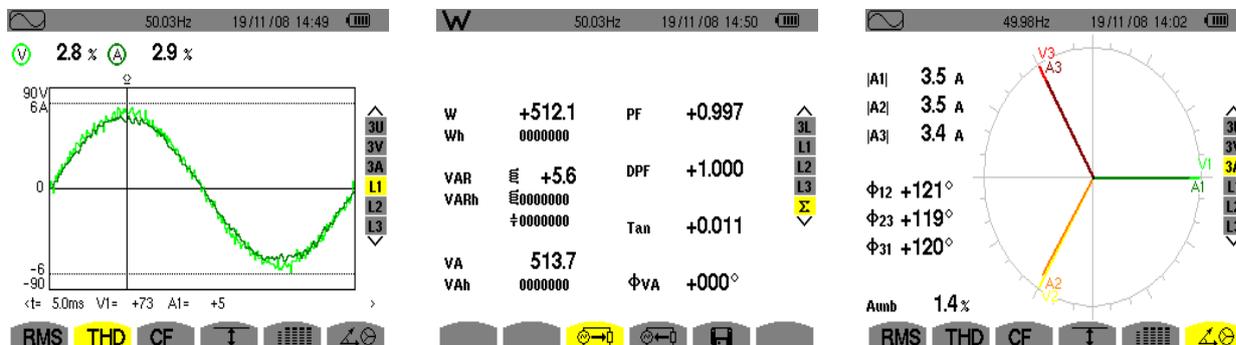


Figure 3.11 Résultats de l'analyse de la qualité de l'énergie du DPC avec la nouvelle table de commutation.

Les performances du *DPC* utilisant la nouvelle table de commutation aux régimes transitoires ont été évaluées pour les deux configurations suivantes :

- Variation de la référence de la tension du bus continu.
- Variation de la puissance de la charge en sortie du redresseur.

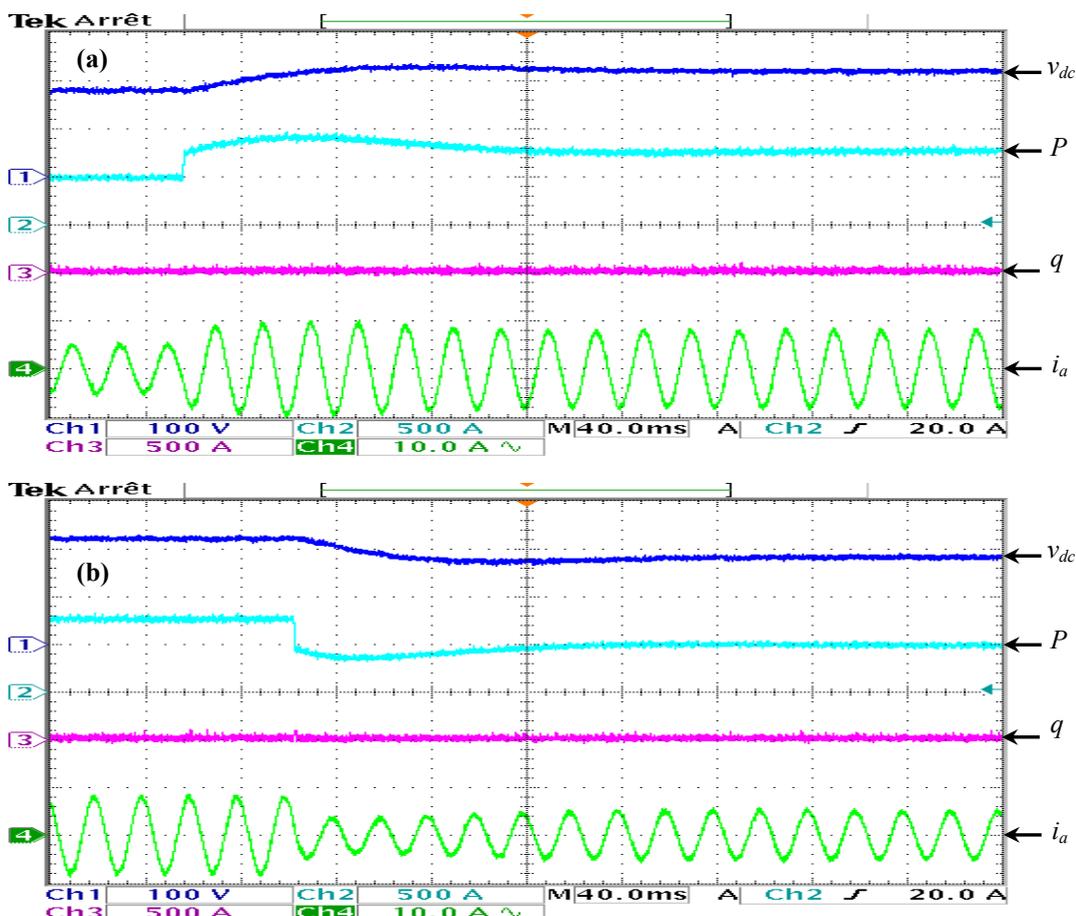


Figure 3.12 Réponse transitoire pour la variation de v_{dc}^* , $q^*=0$:

(a) augmentation de 180V à 220V, (b) diminution de 220V à 180V.

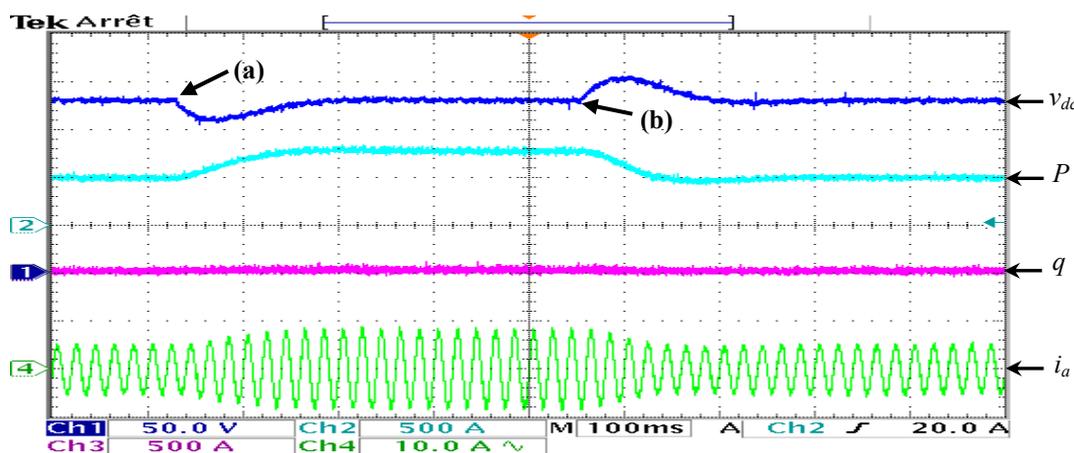


Figure 3.13 Réponse transitoire pour la variation de la puissance de la charge, $v_{dc}^* = 180\text{V}$ et $q^* = 0$:
 (a) augmentation de 50%, (b) diminution de 33.33%.

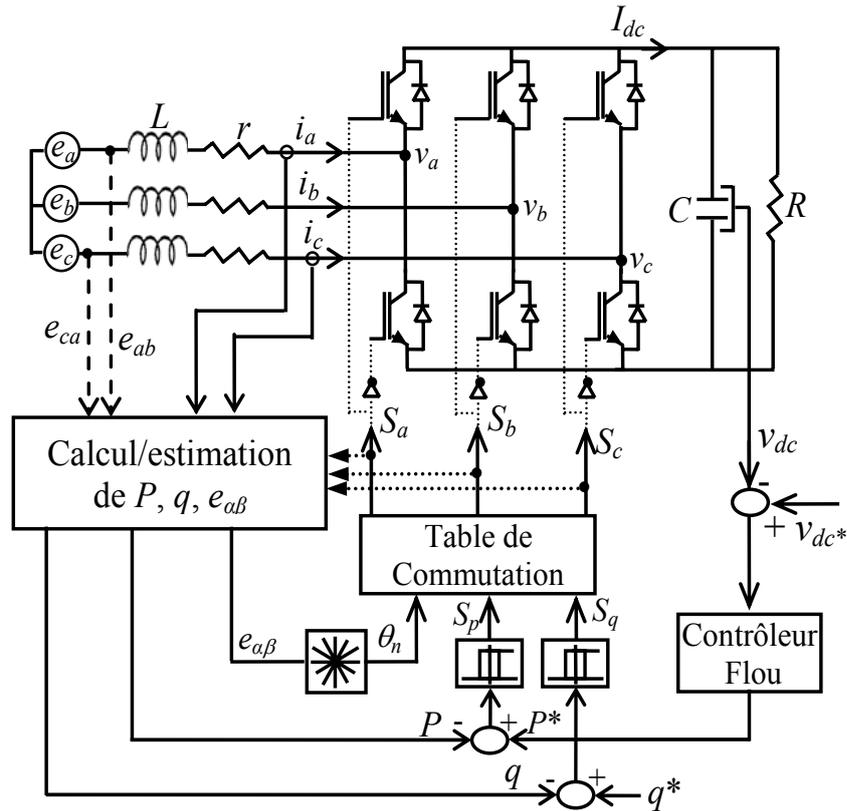
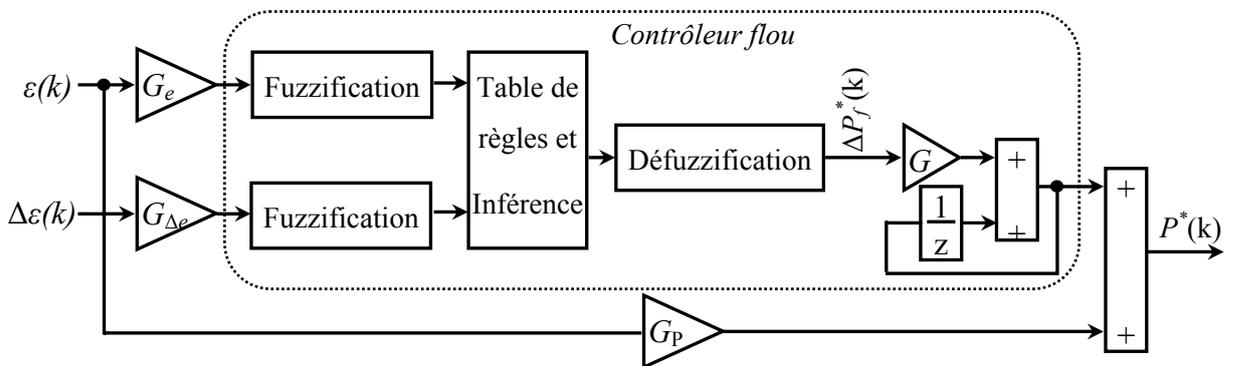
La figure 3.12 indique que, après une courte durée transitoire, la tension du bus continu et la puissance active suivent leurs nouvelles références avec une bonne précision et stabilité. La puissance réactive est maintenue nulle durant ce transitoire. La figure 3.13 montre que la tension du bus continu converge vers sa référence après une courte durée transitoire suite à une augmentation et une diminution de la puissance de la charge. La puissance active suit sa nouvelle référence fournie en sortie du régulateur PI du bus continu. La puissance réactive est maintenue nulle durant ce transitoire. Ces deux tests montrent que la nouvelle table de commutation assure un découplage parfait entre les puissances active et réactive et garantit l'absorption de courants sinusoïdaux même en régime transitoire.

3.5.4 Principe du contrôle flou de la tension du bus continu pour le DPC [140]

Pour le DPC du redresseur à MLI , la tension du bus continu, v_{dc} , est contrôlée par l'ajustement de la puissance active. A cet effet, un contrôleur est utilisé dans la boucle de régulation de cette tension pour fournir la référence de la puissance active instantanée P^* . La référence de la puissance réactive, q^* , est imposée nulle pour obtenir un facteur de puissance unitaire. Dans ce travail, un contrôleur à base de la logique floue a été développé pour le réglage de la tension du bus continu v_{dc} . La configuration du DPC doté de ce contrôleur flou est illustrée sur le synoptique de la figure 3.14, dont la structure interne du contrôleur flou est détaillée sur la figure 3.15.

Le principe du contrôle flou de la tension du bus continu consiste à comparer la mesure de cette dernière à une référence. L'erreur résultante discrétisée, $\varepsilon(k) = v_{dc}^*(k) - v_{dc}(k)$, ainsi que sa variation incrémentale, $\Delta\varepsilon(k) = \varepsilon(k) - \varepsilon(k-1)$, calculées à l'instant d'échantillonnage kT_s , sont les entrées du contrôleur flou. La sortie est la variation de la référence de la puissance active $\Delta P_f^*(k)$. La nouvelle référence de la puissance active est alors obtenue par l'addition de cette variation, pondérée avec un gain G , à l'ancienne référence en utilisant la formule ci-dessous :

$$P_f^*(k) = P_f^*(k-1) + G \cdot \Delta P_f^*(k) \quad (27)$$


 Figure 3.14 Configuration du DPC avec contrôle flu de v_{dc} .

 Figure 3.15 Structure interne du contrôleur à base de la logique flu de v_{dc} .

Afin d'améliorer les performances du contrôleur au régime transitoire (temps de réponse et dépassement) et garantir sa stabilité au régime permanent, une action proportionnelle, G_p , est insérée en parallèle avec le contrôleur flu. La valeur de la référence de la puissance active est alors donnée par l'expression suivante, [140]:

$$P^*(k) = P_f^*(k-1) + G \Delta P_f^*(k) + G_p \cdot \varepsilon(k) \quad (28)$$

L'erreur $\varepsilon(k)$ et sa variation incrémentale $\Delta\varepsilon(k)$, utilisées comme entrées numériques du contrôleur, sont converties en variables linguistiques "Fuzzification". Les sept ensembles flous utilisés pour accomplir cette tâche sont les suivants: NB , NM , NS , ZE , PS , PN et PB . Les fonctions d'appartenance des variables d'entrée représentées sur la figure 3.16, sont choisies de forme triangulaire avec répartition uniforme sur

l'univers de discours. Pour obtenir une convergence rapide de l'erreur et limiter les éventuelles oscillations de la tension de sortie, les fonctions d'appartenance de la variable de sortie, $\Delta P_f^*(k)$, sont choisies comme l'indique la figure 3.16.

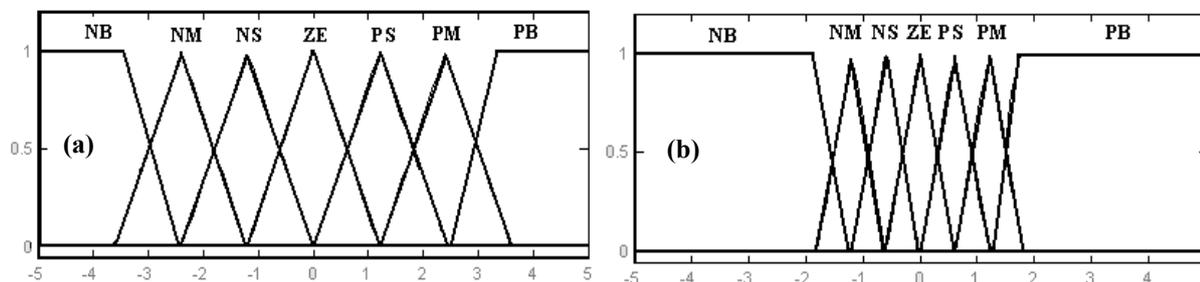


Figure 3.16 Fonctions d'appartenance des variables floues:

(a) les variables d'entrée $\varepsilon(k)$ et $\Delta\varepsilon(k)$, (b) la variable de sortie $\Delta P_f^*(k)$.

En fonction des variables floues d'entrée, le contrôleur flou détermine la variable floue appropriée de sortie en appliquant des règles floues, synthétisées à partir des connaissances recueillies concernant la façon d'agir pour obtenir un bon contrôle du système (données de l'expert). Le mécanisme d'inférence permet de sélectionner les règles à activer dans la situation courante, parmi l'ensemble de règles regroupées dans un tableau, puis le mécanisme de défuzzification convertit la conclusion obtenue en une variable numérique de contrôle. L'ensemble des règles floues utilisées pour ce contrôleur flou sont regroupées dans le tableau 3.6 :

Tableau 3.6: Table de règles floues

		$\varepsilon(k)$						
		<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>
$\Delta\varepsilon(k)$	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>
	<i>NM</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>
	<i>NS</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>
	<i>ZE</i>	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>
	<i>PS</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>
	<i>PM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>
	<i>PB</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>

3.5.5 Résultats expérimentaux du contrôle flou du bus continu

Les résultats expérimentaux obtenus en régime permanent par *DPC* avec contrôle flou de la tension du bus continu sont représentés sur la figure 3.17. Les résultats du régime transitoire sont donnés sur les figures 3.18 et 3.19, pour des variations respectives de la tension de référence du bus continu et de la puissance de la charge.

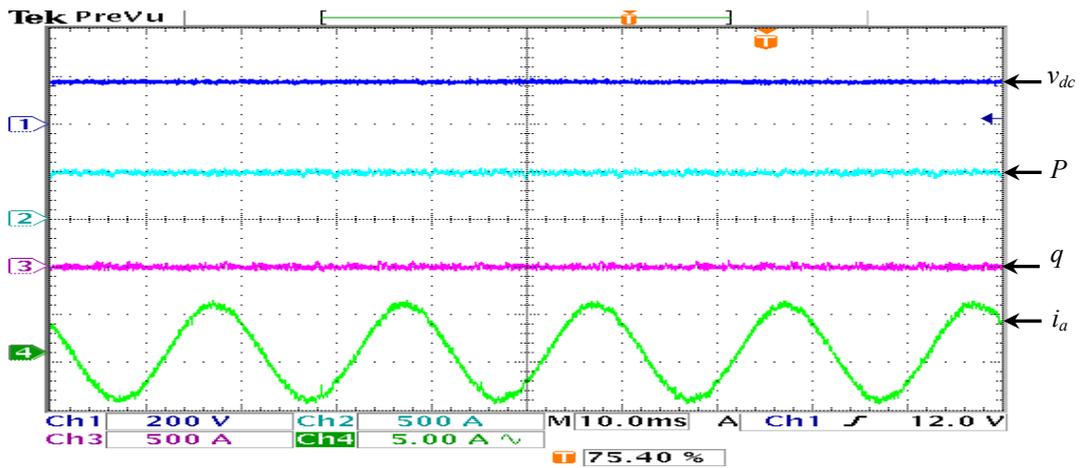


Figure 3.17 Résultats en régime permanent pour le contrôle flu de v_{dc} : $v_{dc}^*=180V$ $q^*=0$ VAR.

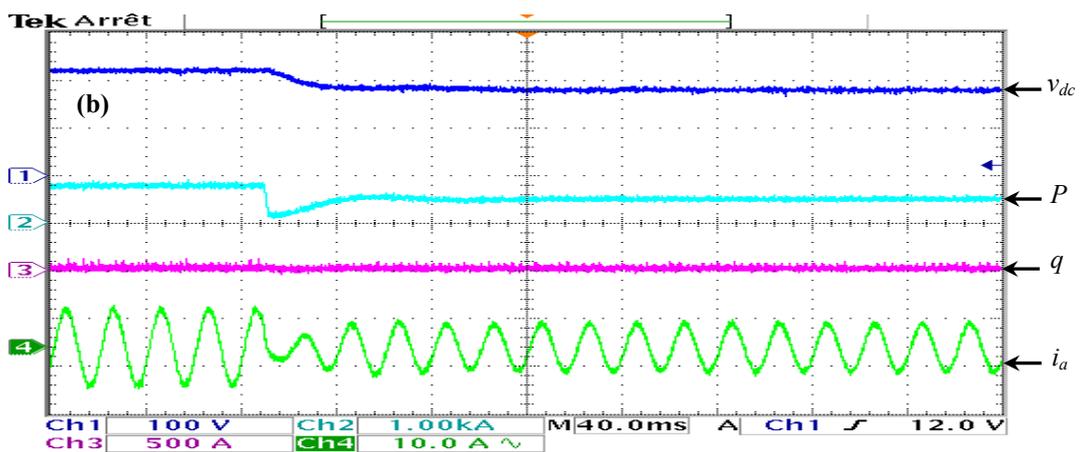
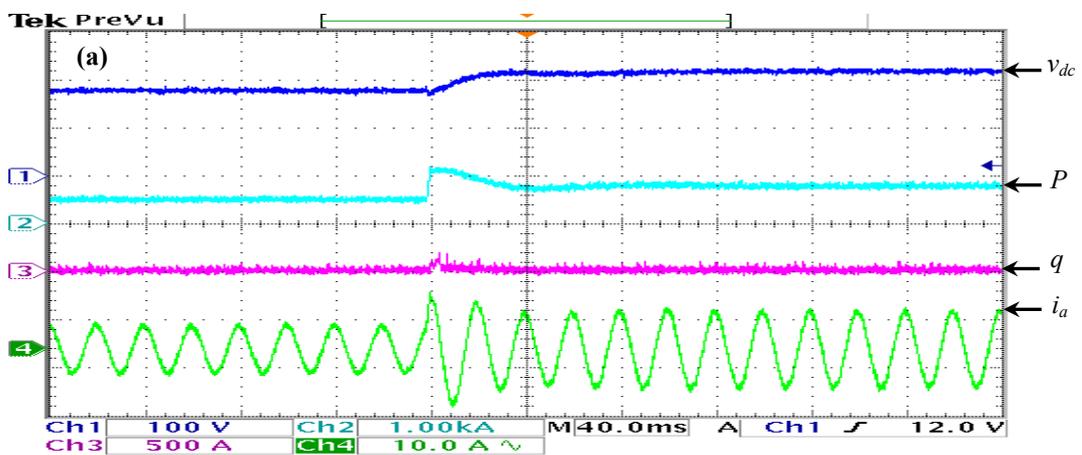


Figure 3.18 Réponse transitoire à la variation de v_{dc}^* pour DPC avec contrôle flu, $q^*=0$:
 (a) augmentation de 180V à 220V, (b) diminution de 220V à 180V.

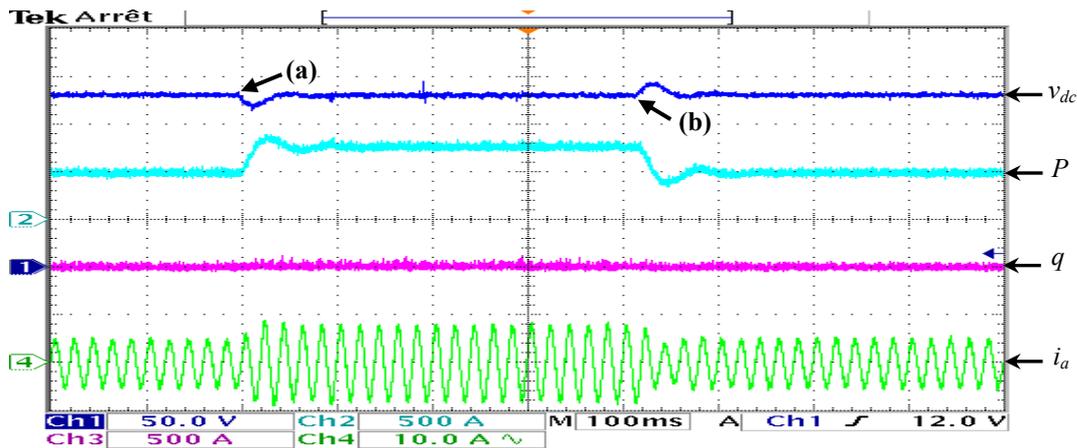


Figure 3.19 Réponse transitoire à la variation de la charge pour DPC avec contrôle flu, $v_{dc}^*=180\text{V}$ et $q^*=0$:

(a) augmentation de 50%, (b) diminution de 33.33%.

Les résultats expérimentaux présentés ci-dessus montrent que le réglage de la tension du bus continu est meilleur avec le contrôleur flu développé, surtout pour le régime transitoire. En effet, la durée des transitoires de la tension du bus continu v_{dc} , lors des impacts de charge, est divisée avec un rapport de deux, il en est de même au niveau des amplitudes transitoires. Par conséquent, le temps de réponse est nettement amélioré par rapport au régulateur classique PI sans provoquer des dépassements ou oscillations pour les deux variations examinées.

3.6 DPC flu [141]

Nous présentons dans cette section, une configuration du DPC pour le redresseur à MLI triphasé utilisant une nouvelle structure de table de commutation. La sélection des vecteurs de commande à partir de cette table n'est plus basée sur les sorties numériques des comparateurs à hystérésis, mais elle est basée sur des règles floues. Ces règles utilisent directement les erreurs des puissances active et réactive comme variables floues. La configuration du DPC proposée est illustrée sur la figure 3.21 dont le principe de sélection du vecteur de commande (S_a, S_b, S_c) est donné sur la figure 3.20, [141].

A chaque instant d'échantillonnage, les valeurs discrétisées des erreurs des puissances active et réactive, $\varepsilon_p(k)$ et $\varepsilon_q(k)$, sont converties en variables floues et utilisées pour sélectionner le vecteur de commande permettant une meilleure restriction des deux erreurs au prochain instant d'échantillonnage. La sélection du vecteur de commande s'effectue par application des règles floues " $Si - Alors$ ", [141].

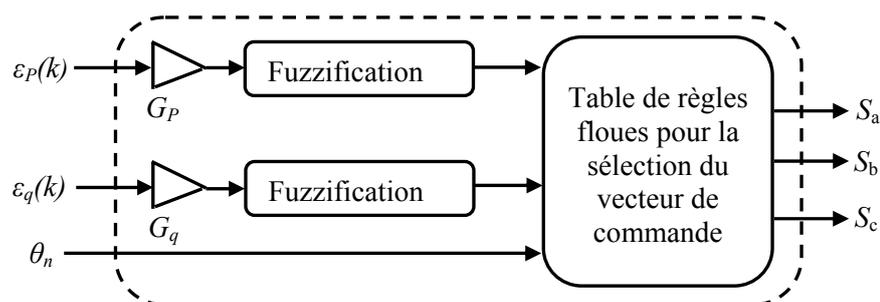


Figure 3.20 Principe de la sélection flu du vecteur de commande.

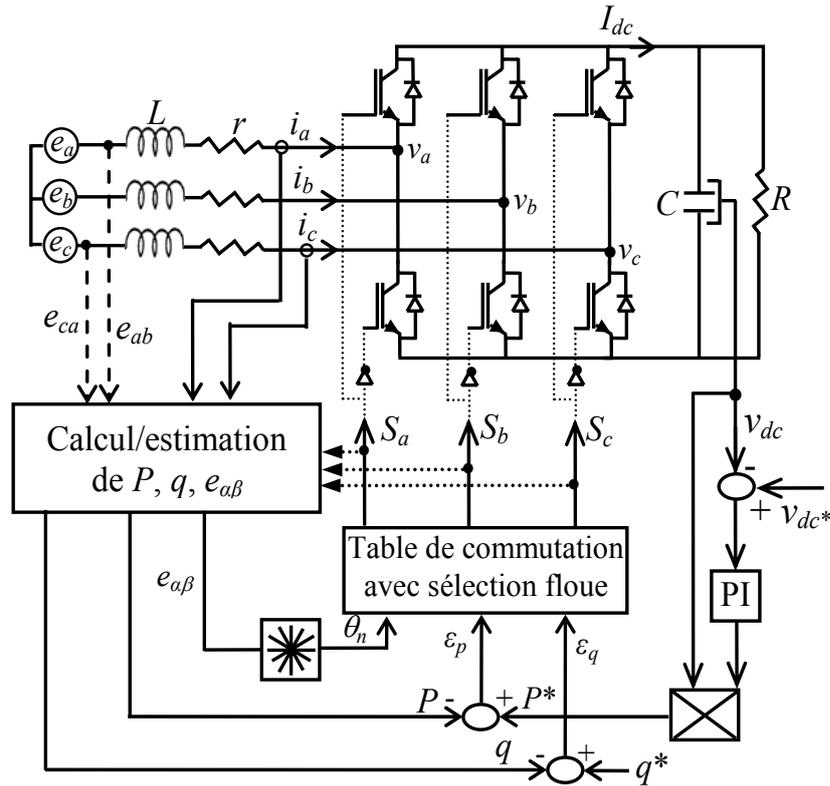


Figure 3.21 Configuration du DPC avec sélection floue.

3.6.1 Synthèse des règles floues [141]

La synthèse des règles floues est basée sur l'étude faite précédemment concernant les variations des puissances active et réactive provoquées par l'application de chacun des vecteurs de commande durant une période complète de la tension du réseau. Ces variations sont exprimées par l'équation (25) et représentées sous forme de courbes sur les figures 3.7 et 3.8. La sélection du vecteur de commande pour chaque règle floue est basée cette fois-ci sur le signe et la quantité de la variation, contrairement à la table de commutation utilisant les sorties logiques des comparateurs à hystérésis où la sélection est basée uniquement sur le signe de la variation. A cet effet, les valeurs numériques des erreurs de suivi de référence des puissances active et réactive, $\varepsilon_p(k)$ et $\varepsilon_q(k)$, sont converties en variables floues. Trois ensembles flous sont utilisés pour réaliser cette conversion: N , ZE et P , pour chaque variable.

D'après les courbes de variations des puissances active et réactive produites par l'ensemble des vecteurs de commande durant le secteur θ_1 , les neuf règles floues synthétisées sont les suivantes:

Règle 1: Si ε_p est N et ε_q est N alors $v_i = v_6$

Règle 2: Si ε_p est N et ε_q est ZE alors $v_i = v_1$

Règle 3: Si ε_p est N et ε_q est P alors $v_i = v_1$

Règle 4: Si ε_p est ZE et ε_q est N alors $v_i = v_6$

Règle 5: Si ε_p est ZE et ε_q est ZE alors $v_i = v_7$

Règle 6: Si ε_p est *ZE* et ε_q est *P* alors $v_i = v_1$

Règle 7: Si ε_p est *P* et ε_q est *N* alors $v_i = v_5$

Règle 8: Si ε_p est *P* et ε_q est *ZE* alors $v_i = v_7$

Règle 9: Si ε_p est *P* et ε_q est *P* alors $v_i = v_3$

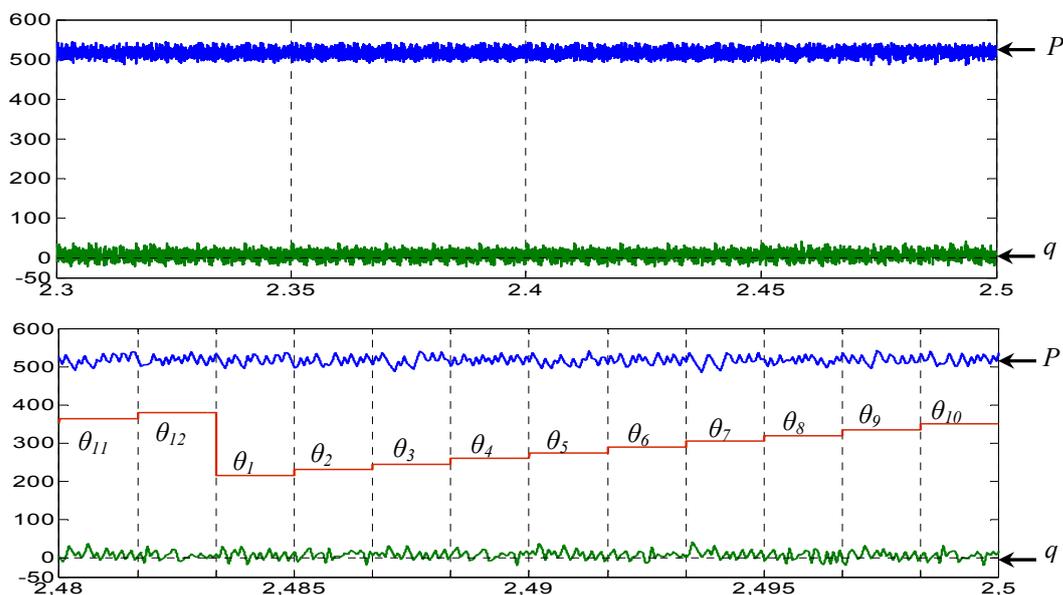
L'ensemble des règles floues synthétisées pour tous les secteurs de la tension du réseau est indiqué dans le tableau 3.7:

Tableau 3.7: Table de règles floues synthétisées pour tous les secteurs

ε_p	ε_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
<i>N</i>	<i>N</i>	v_6	v_1	v_1	v_2	v_2	v_3	v_3	v_4	v_4	v_5	v_5	v_6
	<i>Z</i>	v_1	v_1	v_2	v_2	v_3	v_3	v_4	v_4	v_5	v_5	v_6	v_6
	<i>P</i>	v_1	v_2	v_2	v_3	v_3	v_4	v_4	v_5	v_5	v_6	v_6	v_1
<i>Z</i>	<i>N</i>	v_6	v_1	v_1	v_2	v_2	v_3	v_3	v_4	v_4	v_5	v_5	v_6
	<i>Z</i>	v_7	v_0	v_7	v_0								
	<i>P</i>	v_1	v_2	v_2	v_3	v_3	v_4	v_4	v_5	v_5	v_6	v_6	v_1
<i>P</i>	<i>N</i>	v_5	v_6	v_6	v_1	v_1	v_2	v_2	v_3	v_3	v_4	v_4	v_5
	<i>Z</i>	v_7	v_0	v_7	v_0								
	<i>P</i>	v_2	v_3	v_3	v_4	v_4	v_5	v_5	v_6	v_6	v_1	v_1	v_2

3.6.2 Résultats de simulation et expérimentaux

Les résultats de simulation et expérimentaux montrant la faisabilité et les performances de la configuration du *DPC* proposé sont évalués dans cette partie. La figure 3.22 montre les résultats de simulation du *DPC* avec sélection floue dans le cas d'une tension de réseau purement sinusoïdale. Les puissances instantanées active et réactive sont correctement contrôlées durant tous les secteurs. Les courants absorbés sont quasi-sinusoïdaux et en phase avec les tensions de ligne ($THD_i = 2.7\%$).



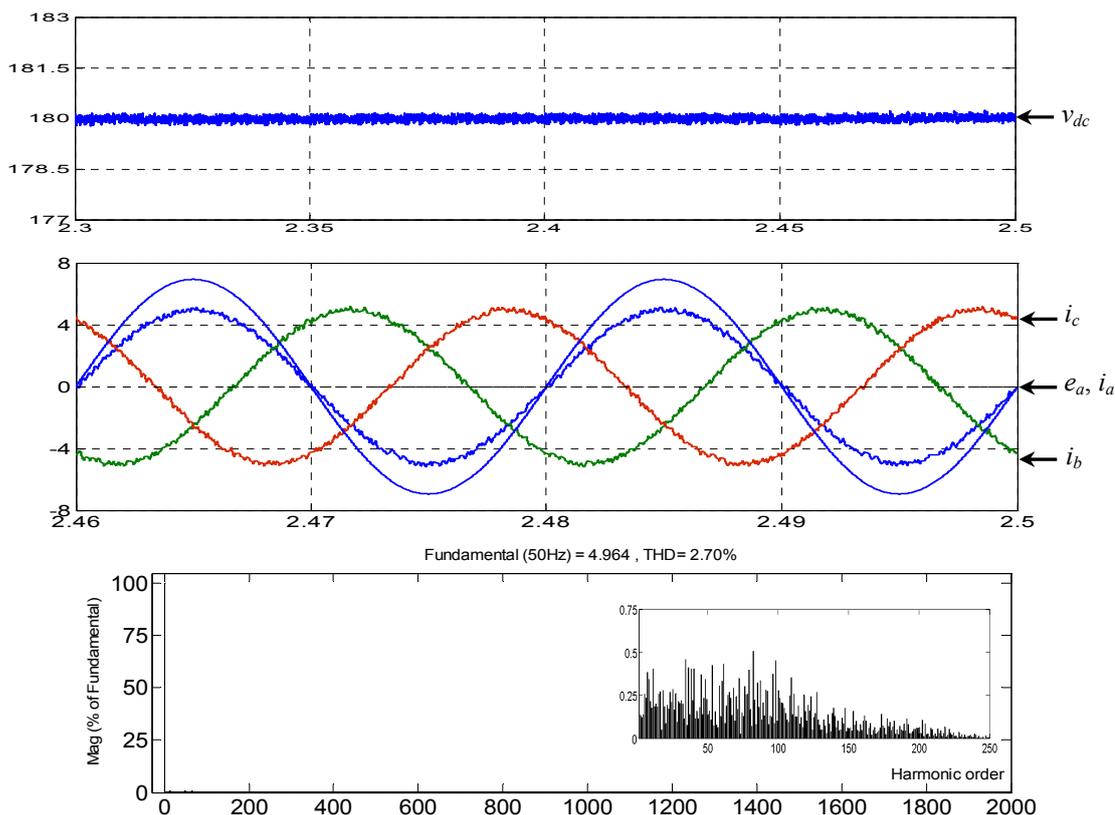
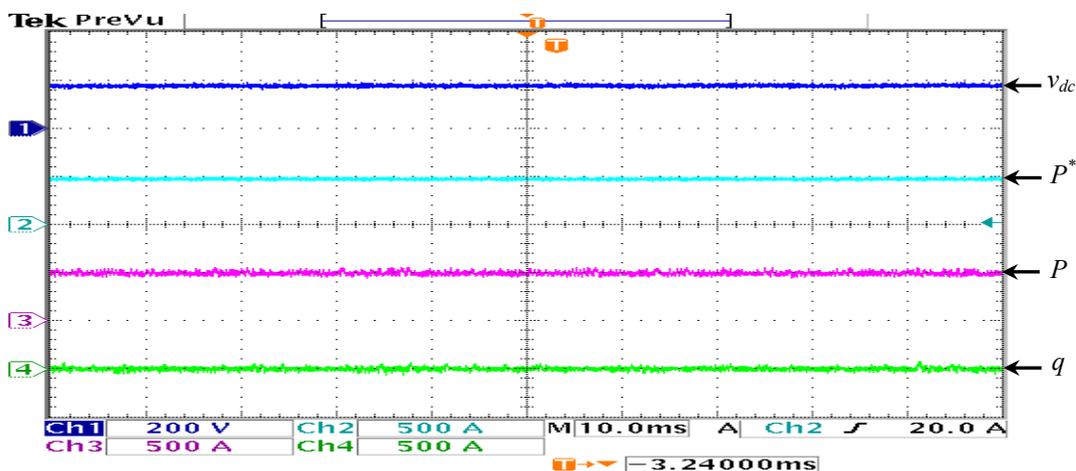


Figure 3.22 Résultats de simulation en régime permanent du DPC avec sélection floue et spectre des courants absorbés, $q^*=0$ et $v_{dc}^*=180$.

En comparant les résultats de la figure 3.22 avec ceux de la figure 3.9, obtenus avec la nouvelle table de commutation, nous constatons que le *DPC* flou garantit un meilleur contrôle des puissances instantanées surtout réactive et que les courants absorbés sont de meilleure qualité ($THD_i=2.7\%$ au lieu de $THD_i=3.9\%$).

La figure 3.23 expose les résultats expérimentaux obtenus avec la table de commutation avec sélection floue. Ces résultats sont totalement en adéquation avec les résultats de simulation précédents. Ils prouvent que la puissance active est très proche de sa référence d'une part et d'autre part que la puissance réactive est maintenue nulle. Les courants absorbés sont quasi-sinusoïdaux et les mesures expérimentales de la figure 3.24 montrent les hautes performances du *DPC* développé. Les objectifs, à savoir l'absorption de courants sinusoïdaux avec un facteur de puissance unitaire sont atteints avec succès.



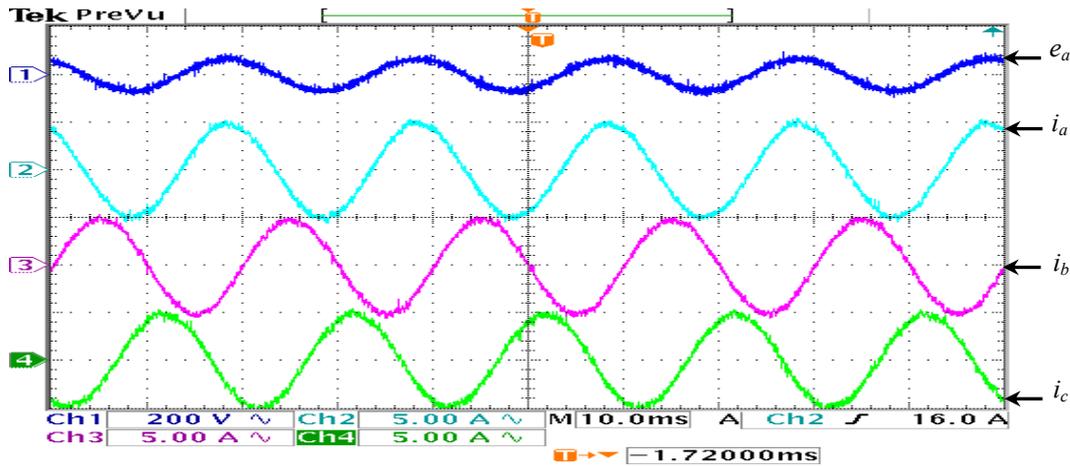


Figure 3.23 Résultats expérimentaux du DPC floue $q^*=0$ et $v_{dc}^*=180$.

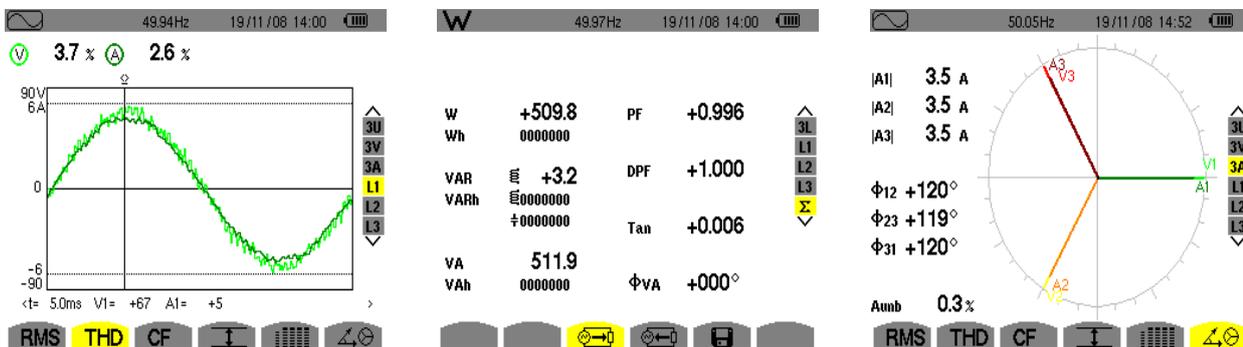
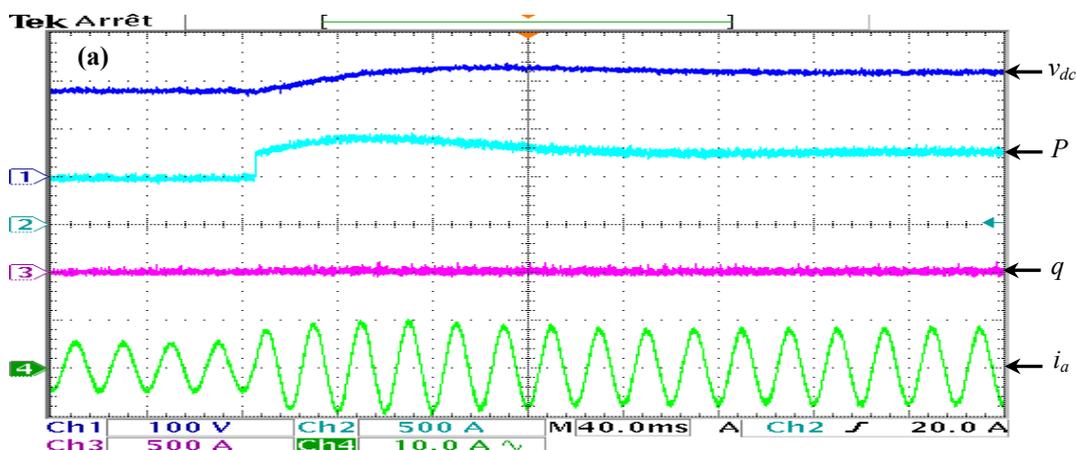


Figure 3.24 Mesures expérimentales du DPC avec sélection floue $q^*=0$ et $v_{dc}^*=180$.

Les figures 3.25 et 3.26 illustrent respectivement les réponses de la tension du bus continu, des puissances instantanées active et réactive et des courants absorbés lors d'un régime transitoire. En effet, une augmentation de la référence de la tension du bus continu entraîne une augmentation de celle de la puissance active. Le contrôle direct de la puissance assure un bon suivi de la référence de la puissance active, fournie par le régulateur *PI*, et maintient la puissance réactive au voisinage de zéro. L'absorption de courants sinusoïdaux est assurée durant ce transitoire. De même, un comportement identique est observé lors de la diminution de la référence de la tension du bus continu, diminution de la puissance active comme le montrent respectivement les figures 3.25 (a) et (b).



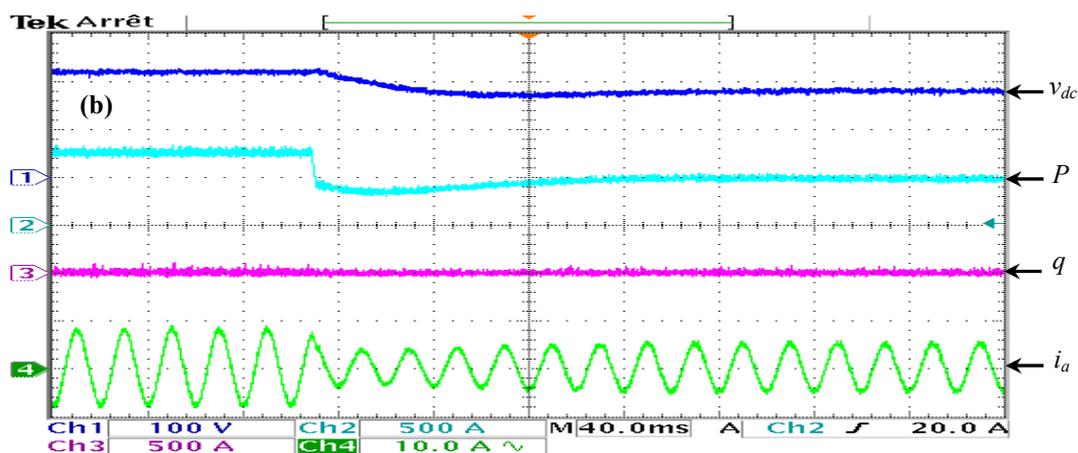


Figure 3.25 Résultats expérimentaux du DPC flou pour une variation de v_{dc}^* , $q^*=0$:

(a) augmentation de 180V à 220V, (b) diminution de 220V à 180V.

La figure 3.26 montre que l'augmentation de la puissance de la charge connectée en sortie du redresseur provoque une chute de la tension du bus continu. Le régulateur PI procède à la compensation de cette chute par l'augmentation de la référence de la puissance active. Après un court régime transitoire, la tension du bus continu est maintenue constante proche de sa référence et la puissance active suit sa nouvelle référence avec une bonne précision et stabilité. Une diminution de la puissance de la charge provoque à son tour une surtension au niveau du bus continu. Cette fois-ci, le régulateur PI procède à la compensation de cette surtension par diminution de la référence de la puissance active. Dans les deux cas, augmentation ou diminution, l'absorption de courants sinusoïdaux est observée.

Les figures 3.25 et 3.26, montrent que la puissance réactive est maintenue constante proche de sa référence nulle, ce qui confirme que le DPC développé garantit un découplage parfait du contrôle des puissances instantanées active et réactive.

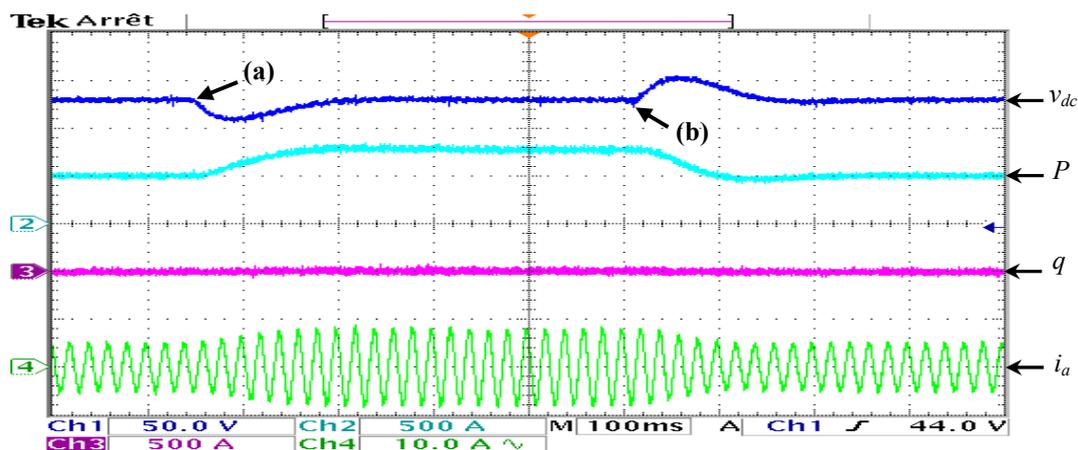


Figure 3.26 Résultats expérimentaux du DPC flou pour une variation de la charge $q^*=0$ et $v_{dc}^*=180$:

(a) augmentation de la puissance de 50%,(b) diminution de la puissance de 33.33%.

Il est à noter que le DPC , utilisant la nouvelle table de commutation ou celle avec sélection floue, est capable de contrôler indépendamment la puissance réactive à une valeur différente de zéro, ce qui permet

au redresseur d'échanger de la puissance réactive avec le réseau (fourniture et absorption). Ce mode d'opération permet au redresseur de fonctionner comme compensateur du réactif. La figure 3.27 représente un exemple de résultats pratique obtenu. Dans ce test, la référence de la puissance réactive subit un échelon brutal de zéro à ± 300 VAR. Nous constatons que la puissance réactive suit sa nouvelle référence sans affecter la puissance active, grâce au découplage parfait du contrôle de ces puissances. La table classique ne permet pas de réaliser ce fonctionnement pour une tension du bus continu de 180 V.

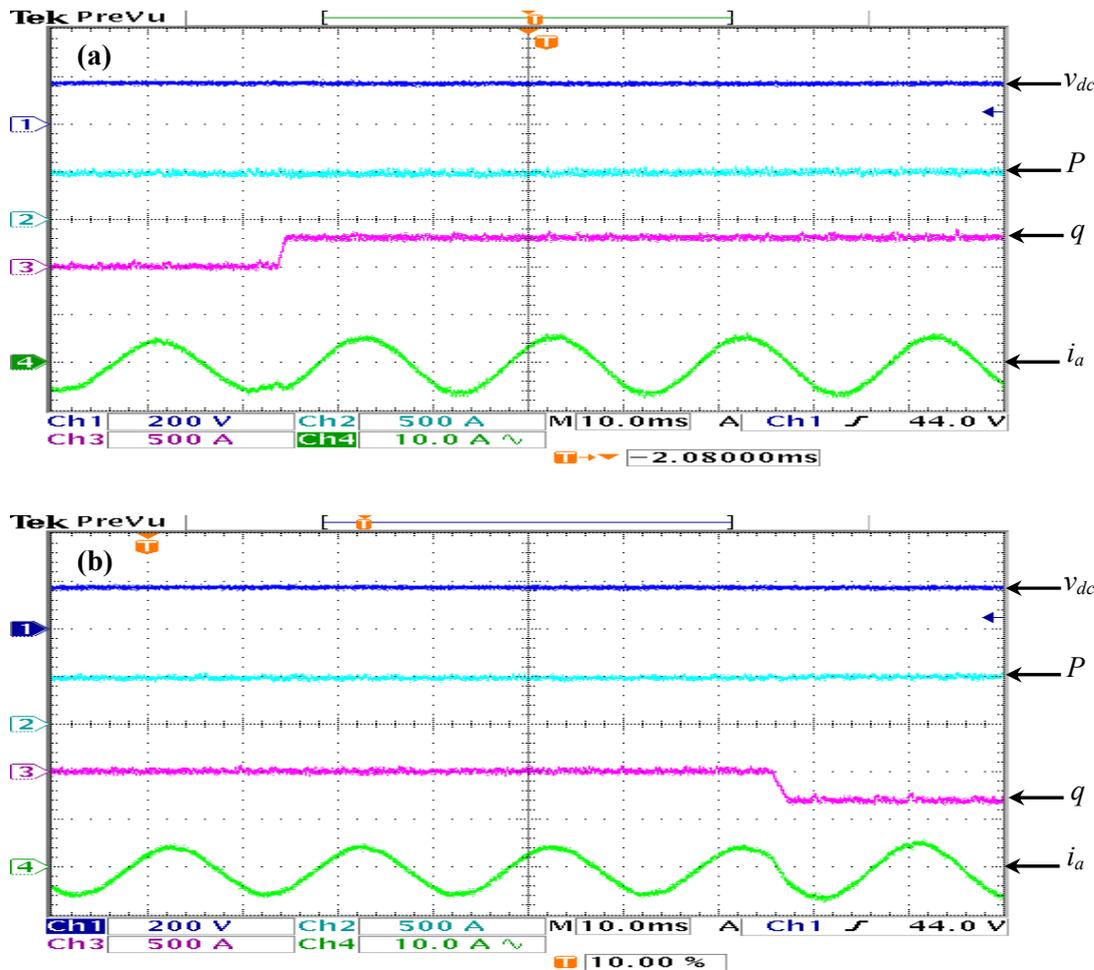


Figure 3.27 Fonctionnement en compensateur du réactif du redresseur pour $v_{dc}^* = 180$:

(a) augmentation de q^* de 0 à 300 VAR, (b) diminution de q^* de 0 à -300 VAR

3.7 Etude comparative

L'objectif de cette étude comparative est de montrer l'apport de chacune des trois tables de commutation présentées tout au long de ce chapitre pour le contrôle direct de puissance. Les deux critères pris en compte dans l'évaluation des performances de ces tables de commutation, sont le taux de distorsion des courants absorbés " THD_i " et la précision du réglage de la tension du bus continu. A cet effet, deux tests ont été effectués en boucle fermée :

➤ **Le premier test :** consiste à varier la référence de la tension du bus continu dans l'intervalle [130-250] pour une charge fixe ($R=68.6\Omega$). Les résultats collectés sont représentés, sous forme de courbes, à la figure 3.28. Nous constatons que le taux de distorsion des courants obtenus par la table classique, est plus élevé et atteint des valeurs inadmissibles ($THD_i > 8\%$), de plus il croît avec l'augmentation de v_{dc}^* . Par ailleurs, le réglage de la tension v_{dc} est impossible pour des références supérieures à 230V. Ceci est dû à la distorsion trop forte des courants qui ne permet plus à la puissance active de suivre sa référence. Pour la nouvelle table de commutation, nous remarquons que le taux de distorsion est acceptable et s'améliore avec l'augmentation de la tension v_{dc} . De même, le taux de distorsion des courants obtenus avec la table de commutation floue est très satisfaisant ($THD_i < 5\%$) sur toute la plage de variation de v_{dc}^* . De plus, il décroît de façon conséquente avec l'augmentation de cette référence. La diminution du THD_i lorsque la tension v_{dc} augmente (cas de la table floue et nouvelle) est tout à fait logique, parce que plus la tension du bus continu est grande, devant la tension du réseau, plus la forme des courants est maîtrisable.

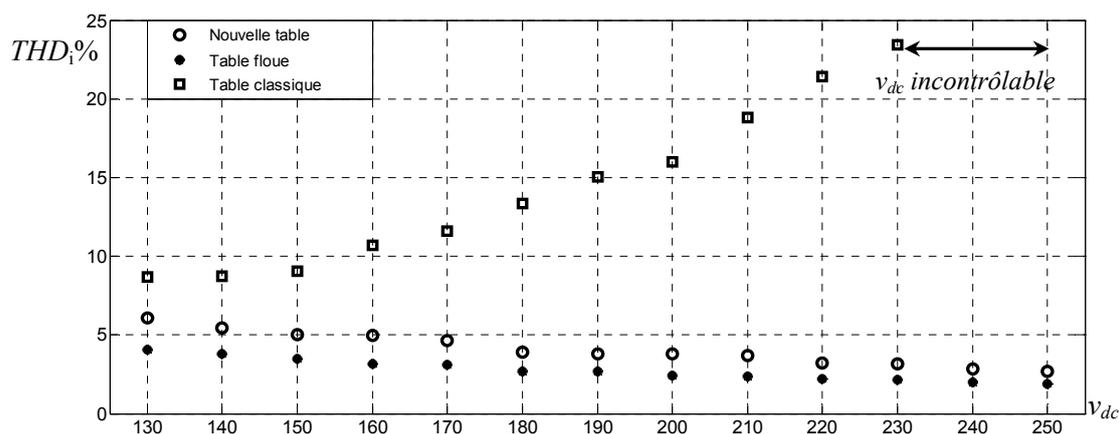


Figure 3.28 Taux de distorsion des courants en fonction de la tension v_{dc}^* pour $q^*=0$.

➤ **Dans le deuxième test :** la référence de la tension du bus continu est maintenue constante ($v_{dc}^*=180V$). La puissance de la charge cette fois ci est variable. Elle est exprimée en fonction de la puissance nominale caractérisée par : $v_{dc}^*=180V$ et $R=68.6\Omega$. La figure 2.29 traduit l'évolution du taux de distorsion des courants absorbés pour les trois tables de commutation. La même interprétation faite pour le test précédent peut être évoquée. Toujours, la nouvelle table et la table floue sont nettement meilleures par rapport à la table classique. Pour cette dernière, le contrôle de la puissance active n'est plus valide à partir d'une augmentation de 50% par rapport à la puissance nominale. Contrairement aux deux autres tables, où le contrôle de la puissance active est très précis sur toute la plage de variation, ce qui entraîne une distorsion faible des courants. Nous notons également la supériorité de la table floue par rapport à la nouvelle table.

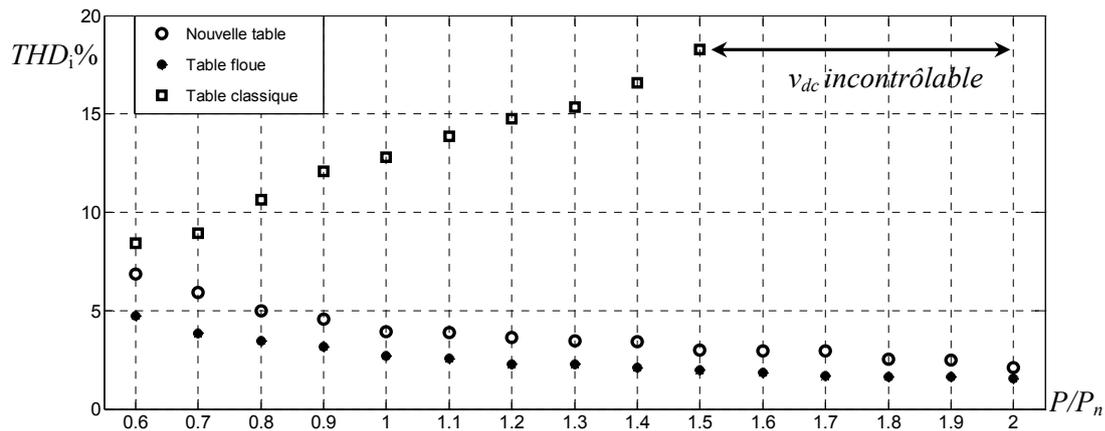


Figure 3.29 Taux de distorsion des courants en fonction de la puissance de la charge pour $v_{dc}^* = 180V$ et $q^* = 0$.

3.8 Conclusion

Dans ce chapitre le *DPC* avec table de commutation prédéfinie du redresseur à *MLI* triphasé est investigué. Dans un premier temps, la configuration et le principe du *DPC* utilisant la table de commutation classique ont été détaillés. Les résultats obtenus en simulation et en pratique ont été analysés et les performances de ce contrôle sont évaluées via des mesures pratiques.

Vu les inconvénients de la table de commutation classique mis en évidence par l'analyse des résultats de simulation et expérimentaux, une nouvelle table a été développée dont l'objectif est d'assurer un contrôle précis et simultané des puissances instantanées active et réactive. La table proposée est élaborée grâce à l'expertise faite sur les variations provoquées sur les puissances active et réactive lors de l'application de chacun des vecteurs de commande, pour une rotation complète du vecteur des tensions du réseau dans le plan α - β . Les résultats de l'implémentation, en simulation et en pratique, révèlent des performances bien supérieures par rapport à la table classique.

Afin d'améliorer les performances du *DPC*, surtout en régime transitoire, un contrôleur flou a été développé pour le réglage de la tension du bus continu au lieu du régulateur classique *PI*. Les améliorations apportées par ce contrôleur, par rapport au régulateur *PI*, sont très significatives surtout du point de vue temps de réponse et compensation des effets de perturbations.

Une nouvelle configuration du *DPC*, sans comparateurs à hystérésis, a été également développée dans ce chapitre. Une table de commutation écrite sous forme de règles floues est élaborée à cet effet. Pour cette configuration du *DPC*, les erreurs de suivi de référence des puissances instantanées active et réactive sont utilisées comme variables floues pour la sélection du vecteur de commande adéquat par le biais des règles floues préalablement établies. Les résultats de simulation et pratiques attestent que cette configuration est meilleure par rapport à la configuration classique du *DPC* à base des comparateurs à hystérésis. Les puissances instantanées active et réactive sont parfaitement réglées vis-à-vis de leurs références et l'absorption de courants sinusoïdaux avec un facteur de puissance unitaire est obtenue avec succès.

Commande Prédicative de Courants Absorbés par le Redresseur à MLI

L'utilisation de la commande prédictive pour le contrôle direct de courants absorbés par le redresseur à *MLI* constitue l'objet du présent chapitre. Nous abordons dans un premier temps, le développement d'une approche prédictive pour commander le courant absorbé par un redresseur en pont monophasé, et en tenant compte des deux modes de fonctionnement : deux niveaux et trois niveaux. La stratégie de commande proposée est fondée sur le principe de la commande à réponse pile "*Deadbeat control*". Par la suite, nous présentons deux stratégies prédictives pour commander les deux composantes en quadratures du vecteur des courants absorbés par le pont redresseur triphasé. La première approche est basée sur la sélection du vecteur de commande optimal pour obtenir la meilleure restriction de l'erreur de poursuite de trajectoire de référence de chaque composante, et ce à chaque instant d'échantillonnage. En revanche, la seconde approche prédictive consiste à calculer un vecteur de commande moyen à appliquer pour la neutralisation des deux erreurs de poursuite à la fin de chaque période de commutation (réponse pile). Le vecteur de commande moyen calculé est appliqué à l'entrée du pont via la modulation vectorielle (*SVM*). A cet effet, un rappel sur les éléments de base de la *SVM* est inclus dans ce chapitre. Différents résultats de simulation et d'implantation pratique sont présentés et analysés au cours de ce chapitre pour démontrer la validité des algorithmes développés.

Sommaire :

4.1. Introduction	112
4.2. Principe de la commande prédictive	113
4.3. Commande prédictive de courant du redresseur monophasé	115
4.4. La MLI vectorielle	125
4.5. Commande prédictive de courants du redresseur triphasé	128
4.6. Conclusion.....	148

4.1 Introduction

Au cours des dernières décennies, la commande prédictive, connue par son vocable anglais "*predictive control*", est devenue un outil de commande très précieux et attractif pour la recherche de meilleures performances dans diverses applications. De toutes les commandes modernes dites aussi avancées, la commande prédictive est la plus utilisée dans l'industrie, aussi bien pour les qualités techniques auxquelles elle doit ses performances que pour sa facilité de mise en œuvre, grâce au progrès des outils de calcul numérique et d'implémentation en temps réel. Son champ d'application s'étend à tous les domaines industriels, notamment au cas où la régulation classique *PID* n'est pas efficace. Les principaux utilisateurs de la commande prédictive sont les raffineries de pétrole, l'industrie chimique et agro-alimentaire, la métallurgie, l'aérospatiale,....etc. En général, elle est largement répandue dans le cas des systèmes linéaires. Son extension à la commande des systèmes non linéaires a récemment fait l'objet de plusieurs travaux de recherches et plusieurs algorithmes, en particulier ceux utilisant la logique floue et les réseaux de neurones [88], [131].

L'emploi de la commande prédictive dans le domaine du génie électrique est relativement récent. En effet, de nombreux algorithmes de commande prédictive ont été proposés dans des littératures récentes concernant principalement les entraînements électriques à courant alternatif et les convertisseurs statiques. Les performances remarquables obtenues dans ces applications ont retenues l'attention des chercheurs et les incitent à approfondir leurs expertises sur cette méthodologie de commande. Par conséquent, le champ applicatif de celle-ci s'élargit.

Dans ce chapitre, nous proposons d'appliquer la commande prédictive aux deux structures du redresseur à *MLI*, monophasé et triphasé, commandé en courant. Dans un premier temps, nous élaborons une commande prédictive à réponse pile, développée au sens de la technique *deadbeat*, du redresseur monophasé fonctionnant en mode deux niveaux et trois niveaux. Pour ces deux modes de fonctionnement, la commande prédictive proposée permet de commander les interrupteurs constituant le redresseur de façon à ce que le courant absorbé soit égal à sa référence sinusoïdale à chaque instant d'échantillonnage. La forme d'onde de la tension à l'entrée du redresseur monophasé, constituée de créneaux, est préalablement choisie. Le rôle de la commande prédictive élaborée est de calculer la largeur des créneaux sur la base de la valeur actuelle et future du courant contrôlé.

Nous proposons également dans ce chapitre deux stratégies prédictives pour commander les courants absorbés par le redresseur triphasé. La première stratégie est basée sur la sélection du vecteur de commande optimal permettant d'obtenir la meilleure restriction de l'erreur de poursuite de référence des courants absorbés à chaque instant d'échantillonnage. Cette approche prédictive nécessite l'optimisation d'une fonction de performance (coût) qui peut avoir plusieurs expressions. Dans le présent travail, une forme quadratique est attribuée à cette fonction pour la recherche du vecteur de commande optimal. La deuxième stratégie de commande prédictive proposée dans ce chapitre s'appuie sur le principe du contrôle à réponse pile. Elle consiste à annuler l'erreur de poursuite de référence des courants absorbés à

chaque instant d'échantillonnage par l'application d'un vecteur de commande moyen. Ce vecteur de commande moyen est calculé au début de chaque période d'échantillonnage sur la base d'un modèle prédictif du redresseur à MLI développé à cet effet. Puis, il est approximé par une séquence de vecteurs de commande adjacents par le biais de la MLI vectorielle (SVM) pour générer des impulsions d'amorçage centrées sur la période de commutation. En fonction des formes d'ondes des courants de référence, deux configurations sont envisageables pour cette stratégie de commande prédictive. La première utilise les coordonnées stationnaires (α - β) dont les courants de référence i_α^* et i_β^* possèdent une forme d'onde sinusoïdale. La deuxième configuration est basée sur le contrôle des courants absorbés dans le repère tournant (d - q). Pour cette deuxième configuration, les courants de références i_d^* et i_q^* sont constants, de plus la composante en quadrature est fixée de l'extérieur et généralement nulle pour obtenir à la fois une absorption de courants sinusoïdaux et un facteur de puissance unitaire ($i_q^* = 0$).

4.2 Principe de la commande prédictive [130-131]

La commande prédictive, appelée aussi compensation ou correction anticipatrice, est une technique de commande avancée. Elle a pour objectif la commande des systèmes industriels complexes comportant plusieurs entrées et sorties où le simple régulateur PI est insuffisant. Le principe de cette commande est d'utiliser un modèle dynamique du processus commandé à l'intérieur du contrôleur en temps réel afin d'anticiper le futur comportement du procédé. La commande prédictive fait partie des techniques de commande à modèle interne. Elle est particulièrement intéressante lorsque les systèmes possèdent des retards importants ou des réponses inverses et subissent de nombreuses perturbations. Cette technique de commande a été inventée par *J. Richalet* en 1978 et généralisée par *D.W. Clarke* en 1987 en collaboration avec de grands groupes industriels.

Dans ses fondements, la commande prédictive définit à chaque instant la meilleure commande à appliquer au processus, en considérant la référence souhaitée, l'état actuel du système et une prédiction du futur proche obtenue à l'aide d'un modèle comportemental. Cette caractéristique de prédiction que l'on peut étendre d'ailleurs aux perturbations connues confère au système commandé un fort potentiel dynamique.

D'une manière générale, l'algorithme de commande prédictive à modèle interne réalise à chaque instant d'échantillonnage les mêmes étapes, comme le montre la figure 4.1 :

- calcul des prédictions des variables commandées jusqu'à un horizon de temps N_2 grâce au modèle interne du processus ;
- élaboration d'une trajectoire de référence à suivre ;
- calcul d'une séquence d'échantillons futurs de commandes optimales minimisant une fonction de coût sur un horizon temporel N_u ;

- seul le premier élément de la séquence de commande calculée est appliqué sur le système au cours du prochain échantillon. Toutes ces étapes se répéteront ensuite, c'est le principe de l'horizon fuyant.

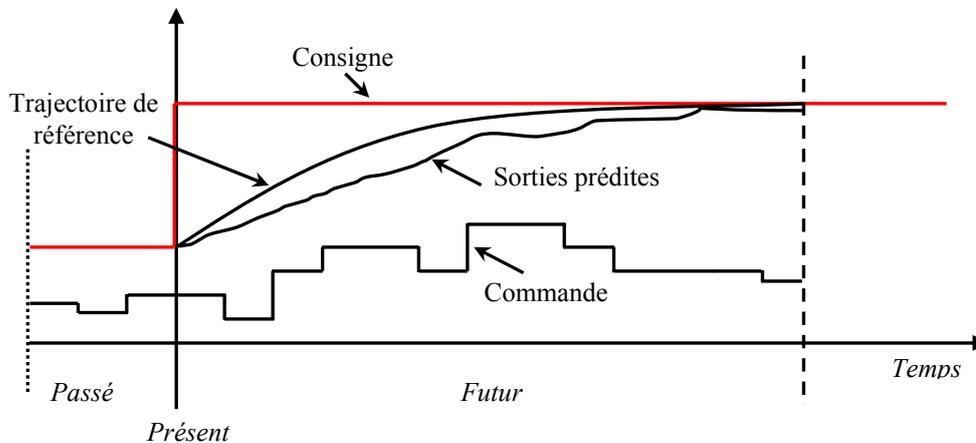


Figure 4.1 Principe de la commande prédictive à modèle interne de référence.

Les principaux avantages de la commande prédictive sont les suivants :

- l'idée générale est intuitive et facile à comprendre ;
- permet de respecter les contraintes sur les variables commandées et manipulées ;
- évite les variations excessives sur les variables manipulées; la commande est plus douce. Cela se traduit par une meilleure utilisation des actionneurs (vérins, vannes, moteurs) et leur durée de vie est ainsi étendue ;
- autorise l'adaptation automatique du système en cas de perturbations mesurables ;
- permet en général un gain financier réel.

Les avantages cités précédemment confèrent à la commande prédictive une grande aptitude pour être appliquée aux convertisseurs statiques de l'électronique de puissance. Pour ces convertisseurs de puissance, il est aisé d'introduire ce genre de commande étant donné le nombre fini de combinaisons topologiques possibles. Ainsi, nous pouvons chercher à déterminer quelle est la meilleure configuration à imposer au sens d'un critère prédéfini. Les principales méthodes de commande prédictive appliquées dans le domaine des entraînements électriques et des convertisseurs statiques peuvent être classées, selon la référence [129], en quatre catégories comme suit :

- commande prédictive à réponse nulle "*Deadbeat control*" ;
- commande prédictive basée sur des comparateurs à hystérésis ;
- commande prédictive basée sur la poursuite d'une trajectoire de référence ;
- commande prédictive à modèle de référence.

Le concept fondamental de la commande prédictive est qu'elle s'appuie sur un modèle mathématique du processus à commander. Ce modèle est le plus souvent représenté sous forme de fonction de transfert discrète ou équations aux différences.

Sur la base de la classification évoquée précédemment, les différentes stratégies de commande prédictive présentées dans ce mémoire s'articulent autour de l'un des deux principes suivants :

- la commande de poursuite de trajectoire de référence, en traitant un problème d'optimisation pour minimiser l'erreur de poursuite à chaque instant d'échantillonnage.
- la commande à réponse pile, pour l'annulation de l'erreur de poursuite à chaque instant d'échantillonnage.

Dans son concept de base, la technique de commande *Deadbeat* ou réponse pile, est caractérisée par sa rapidité, car la grandeur commandée atteint la valeur de sa référence à la fin de chaque période d'échantillonnage. Elle est ainsi recommandée surtout pour les applications nécessitant une grande dynamique. Les travaux de recherche publiés dans le domaine des convertisseurs statiques et les applications de l'électronique de puissance en général, montrent que ce genre de techniques est souvent utilisé dans des applications de commande de courant des onduleurs [132-135]. Cette commande de courant s'effectue aussi bien dans un repère fixe que dans un repère tournant pour des applications diverses telles que le filtrage actif parallèle et série, les systèmes connectés au réseau et des sources d'alimentation sans interruption (en anglais *Uninterruptible Power Supply, UPS*).

4.3 Commande prédictive de courant du redresseur monophasé

La structure du redresseur à *MLI* monophasé retenue dans cette étude est illustrée sur la figure 4.2. En fonction des signaux de commande des interrupteurs de puissance constituant ce pont, deux modes de fonctionnement sont envisageables. Le premier mode de fonctionnement consiste à fermer simultanément l'interrupteur haut d'un bras et l'interrupteur bas de l'autre bras (S_1 et S_4 ou S_3 et S_2) à chaque instant. La tension ainsi obtenue à l'entrée du redresseur est formée de créneaux positifs " $+v_{dc}$ " et de créneaux négatifs " $-v_{dc}$ " respectivement durant les deux alternances positive et négative de la tension de source. Dans ce qui suit, ce mode de fonctionnement du redresseur monophasé sera nommé "fonctionnement à deux niveaux". Le deuxième mode, appelé "fonctionnement à trois niveaux", consiste à piloter les interrupteurs afin que la tension à l'entrée du redresseur prenne les niveaux " $+v_{dc}$ " et "0" durant l'alternance positive et les niveaux " $-v_{dc}$ " et "0" durant l'alternance négative. Le niveau "0" correspond à un court-circuit créé à l'entrée du pont par la fermeture simultanée des paires d'interrupteurs S_1 et S_3 ou S_2 et S_4 . Pour les deux modes de fonctionnement cités précédemment, les deux interrupteurs du même bras du pont redresseur sont obligatoirement à commande complémentaire.

Dans la première partie de ce chapitre, nous présentons deux algorithmes de commande prédictive du courant absorbé par le redresseur monophasé à *MLI*. Le premier pour le fonctionnement à deux niveaux et le second est destiné au fonctionnement à trois niveaux. Les deux algorithmes

développés sont basés sur le principe de la technique de commande *Deadbeat*, dont l'objectif est d'annuler l'erreur de poursuite de consigne du courant à chaque instant d'échantillonnage.

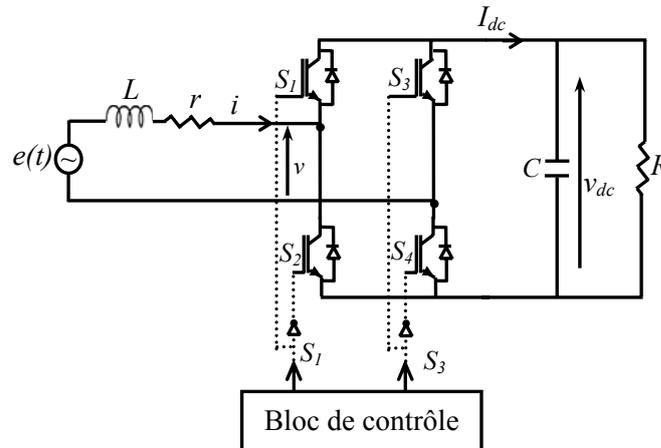


Figure 4.2 Structure du redresseur monophasé à MLI.

4.3.1 Commande prédictive pour le fonctionnement à deux niveaux

Supposons que pour le fonctionnement à deux niveaux du redresseur à MLI monophasé, que la tension à l'entrée du pont, v , durant l'alternance positive de la tension de source d'alimentation, est formée d'un créneau négatif, " $-v_{dc}$ ", centré sur la période de commutation T_s et de deux créneaux positifs, " $+v_{dc}$ ", durant le temps restant de la période. Contrairement à l'alternance négative, où la tension v est formée d'un créneau positif centré sur la période de commutation et de deux créneaux négatifs durant le temps restant de la période T_s .

Le principe de la stratégie de commande prédictive proposée consiste à calculer la largeur, $\Delta T(k)$, du créneau centré sur la période de commutation permettant d'annuler l'erreur du courant absorbé à chaque instant d'échantillonnage. A cet effet, au début de chaque période de commutation et pendant l'alternance positive, l'algorithme de commande prédictive donne la durée de fermeture des interrupteurs S_3 et S_2 pour produire un créneau négatif centré sur la période de commutation. Les deux autres interrupteurs S_1 et S_4 sont fermés durant le temps restant de cette période pour produire deux créneaux positifs. Pour l'alternance négative, la durée calculée correspond à la fermeture des interrupteurs S_1 et S_4 pour produire un créneau positif. Le temps restant de la période de commutation correspond à la fermeture simultanée de S_3 et S_2 . La forme d'onde de la tension v imposée à l'entrée du pont redresseur, durant la période de commutation, impose au courant absorbé d'égaliser sa référence à la fin de cette période. Nous supposons dans ce développement que la tension du bus continu v_{dc} est constante durant la période de commutation.

Le principe de cette technique de commande est illustré sur la figure 4.3 ci-après. La dynamique du courant absorbé par le redresseur monophasé est gérée par l'équation différentielle du premier ordre suivante :

$$L \cdot \frac{di(t)}{dt} = e(t) - v(t) - r \cdot i(t) \quad (1)$$

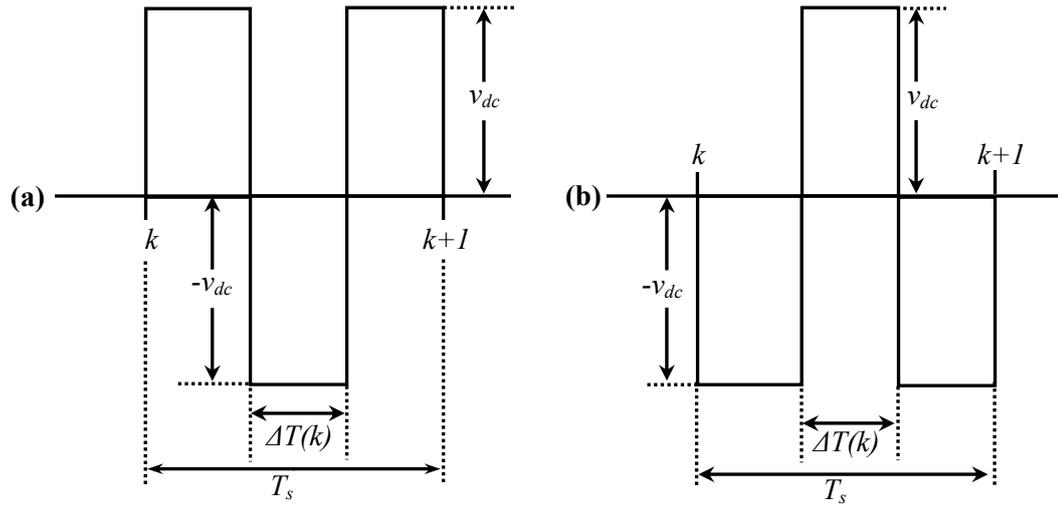


Figure 4.3 Forme d'onde de la tension v durant une période de commutation pour le fonctionnement à deux niveaux : (a) alternance positive, (b) alternance négative.

Par discrétisation du premier ordre de l'équation précédente (1) sur une période de commutation, T_s , la variation du courant absorbé entre deux instants d'échantillonnage successifs " k " et " $k+1$ " est exprimée par la relation ci-dessous :

$$i(k+1) - i(k) = \frac{T_s}{L} [e(k) - v(k) - r.i(k)] \quad (2)$$

Tenant compte de la forme d'onde de la tension v , durant l'alternance positive et négative, représentée sur les figures 4.3 (a) et (b) respectivement, la valeur moyenne de v sur une période de commutation T_s est donnée par les relations ci-après :

$$\underline{v}(k) = v_{dc} - 2.v_{dc} \cdot \frac{\Delta T(k)}{T_s} \quad \text{Pour l'alternance positive} \quad (3)$$

$$\underline{v}(k) = -v_{dc} + 2.v_{dc} \cdot \frac{\Delta T(k)}{T_s} \quad \text{Pour l'alternance négative} \quad (4)$$

Les deux expressions précédentes peuvent être remplacées par une seule formule utilisant le signe de $e(k)$ qui est supposée constante durant l'intervalle $[kT_s, (k+1)T_s]$. La valeur moyenne de $v(k)$ est alors donnée par la relation suivante :

$$\underline{v}(k) = \left[v_{dc} - 2.v_{dc} \cdot \frac{\Delta T(k)}{T_s} \right] \cdot \text{signe}(e(t)) \quad (5)$$

En insérant l'expression (5) de la valeur moyenne de la tension $v(k)$ dans l'équation (2), nous obtenons l'expression de la variation du courant absorbé entre deux instants d'échantillonnage successifs en fonction de la durée $\Delta T(k)$. Elle est exprimée par relation ci-dessous :

$$i(k+1) - i(k) = \frac{T_s}{L} \left[e(k) - v_{dc} \cdot \left(1 - 2 \cdot \frac{\Delta T(k)}{T_s} \right) \cdot \text{signe}(e(k)) - r.i(k) \right] \quad (6)$$

L'objectif de la commande prédictive proposée est de forcer le courant à atteindre sa référence à l'instant prochain d'échantillonnage. Ceci se traduit par l'égalité suivante :

$$i(k+1) = i^*(k+1) \quad (7)$$

La résolution de l'équation résultante suite au transfert de l'équation (7) dans l'équation (6) par rapport à la variable $\Delta T(k)$, nous permet d'établir le rapport cyclique suivant :

$$\alpha(k) = \frac{\Delta T(k)}{T_s} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2.v_{dc}} \left[\left(r - \frac{L}{T_s} \right) . i(k) + \frac{L}{T_s} . i^*(k+1) - e(k) \right] . \text{signe}(e(k)) \quad (8)$$

La résistance de la bobine de couplage est généralement très faible. Alors, la condition suivante $r \ll L/T_s$ est valide. Tenant compte de cette supposition, la loi de commande prédictive permettant le calcul de la largeur $\Delta T(k)$ au début de chaque période de commutation est donnée par l'expression simplifiée ci-après :

$$\alpha(k) = \frac{\Delta T(k)}{T_s} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2.v_{dc}} \left[\frac{L}{T_s} (i^*(k+1) - i(k)) - e(k) \right] . \text{signe}(e(k)) \quad (9)$$

Cette loi de commande prédictive nécessite la mesure de la valeur actuelle de la tension de source $e(k)$, de la tension du bus continu v_{dc} et l'estimation de la valeur de la référence du courant à l'instant prochain d'échantillonnage $i^*(k+1)$. La référence du courant est de forme d'onde sinusoïdale générée par le biais d'une *PLL* monophasée. Elle est définie par l'expression (10) :

$$i^*(t) = I_{\max} . \sin(\omega t) \quad (10)$$

En discret, la valeur prochaine de la référence est donnée, en fonction de la période d'échantillonnage, par l'équation (11):

$$i^*(k+1) = I_{\max}(k+1) . \sin(\omega k T_s + \omega T_s) \quad (11)$$

4.3.2 Commande prédictive pour le fonctionnement à trois niveaux

Pour ce mode de fonctionnement du redresseur à *MLI* monophasé, la tension à l'entrée du pont, v , est formée d'un seul créneau de largeur ΔT centré sur la période de commutation T_s et nulle le reste du temps. Au cours de l'alternance positive de la tension de source d'alimentation, le créneau centré est positif, "+ v_{dc} ", résultant de la fermeture de S_1 et S_4 , tandis que le niveau "0" est produit par la fermeture simultanée de S_1 et S_3 . Contrairement à l'intervalle de temps correspondant à l'alternance négative de la source où le créneau centré est négatif dû à la fermeture de S_2 et S_3 et le court-circuit est provoqué par la fermeture simultanée de S_2 et S_4 .

Le rôle de l'algorithme de commande prédictive élaboré, pour ce mode de fonctionnement, est aussi de calculer la largeur, $\Delta T(k)$, du créneau centré sur la période de commutation, afin d'annuler l'erreur du courant absorbé à chaque instant d'échantillonnage. A cet effet, au début de chaque période de commutation, l'algorithme de commande détermine la durée de fermeture des interrupteurs S_1 et S_4 pour produire un créneau positif centré dans la période de commutation et ce pendant l'alternance positive. Durant l'alternance négative, la largeur, $\Delta T(k)$, calculée correspond à la durée de fermeture des deux interrupteurs S_3 et S_2 pour produire un créneau négatif. La forme d'onde de la tension v à l'entrée du

redresseur, pour une période de commutation appartenant à l'alternance positive et négative, est représentée sur la figure 4.4 ci-dessous :

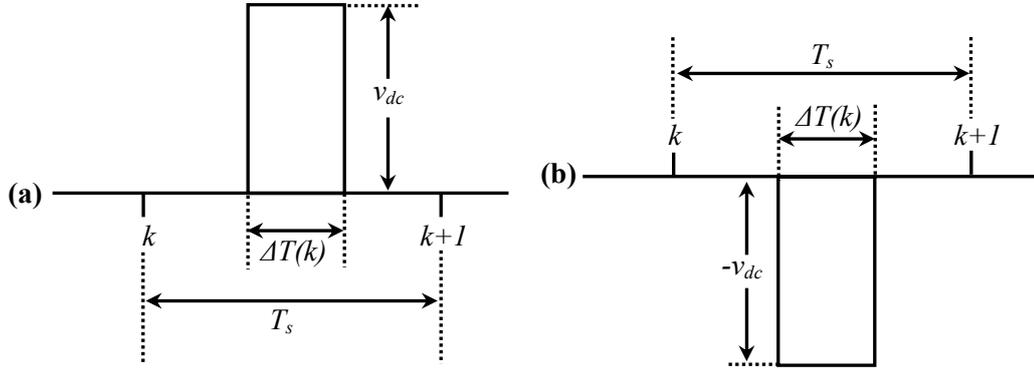


Figure 4.4 Forme d'onde de la tension v durant une période de commutation pour le fonctionnement à trois niveaux : (a) alternance positive, (b) alternance négative.

Pour ce mode de fonctionnement à trois niveaux, la valeur moyenne de la tension v sur une période de commutation est donnée par les deux relations suivantes :

$$\underline{v}(k) = \frac{\Delta T(k)}{T_s} \cdot v_{dc} \quad \text{Pour l'alternance positive} \quad (12)$$

$$\underline{v}(k) = -\frac{\Delta T(k)}{T_s} \cdot v_{dc} \quad \text{Pour l'alternance négative} \quad (13)$$

Nous pouvons alors représenter les deux quantités précédentes par l'équation ci-après :

$$\underline{v}(k) = \frac{\Delta T(k)}{T_s} \cdot v_{dc} \cdot \text{signe}(e(k)) \quad (14)$$

Remplaçant $v(k)$ par sa valeur moyenne calculée par l'équation (14) dans l'équation discrétisée (2).

Nous obtenons la relation suivante :

$$i(k+1) - i(k) = \frac{T_s}{L} \left[e(k) - \left(\frac{\Delta T(k)}{T_s} \cdot v_{dc} \right) \cdot \text{signe}(e(k)) - r \cdot i(k) \right] \quad (15)$$

Tenant compte de l'égalité, traduisant l'objectif de la commande, suivante:

$$i(k+1) = i^*(k+1) \quad (16)$$

La largeur du créneau centré sur la période de commutation, exprimée en rapport cyclique, est obtenue par résolution de l'équation résultante issue de l'introduction de l'équation (16) dans (15). De plus, si l'effet de la résistance " r " est négligeable, elle est donnée par la relation ci-dessous :

$$\alpha(k) = \frac{\Delta T(k)}{T_s} = \frac{1}{v_{dc}} \left[e(k) - \frac{L}{T_s} (i^*(k+1) - i(k)) \right] \cdot \text{signe}(e(k)) \quad (17)$$

Cette loi de commande prédictive nécessite aussi la mesure de la valeur actuelle de la tension de source $e(k)$, de la tension du bus continu v_{dc} , et l'estimation de la valeur de la référence du courant à l'instant prochain d'échantillonnage $i^*(k+1)$. L'estimation de cette référence s'effectue de la même manière que pour le mode de fonctionnement à deux niveaux traité précédemment.

La configuration globale de la commande prédictive du courant du redresseur à *MLI* monophasé, pour les deux modes de fonctionnement à deux niveaux et à trois niveaux, est alors représentée sur la figure 4.5 ci-dessous :

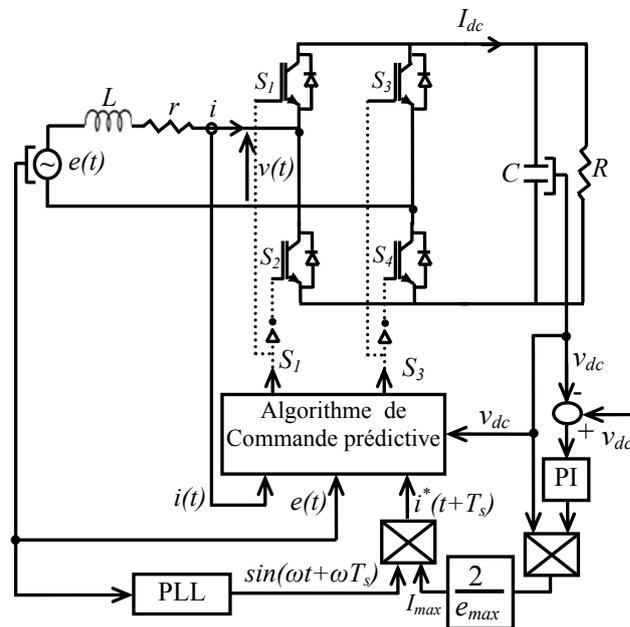


Figure 4.5 Structure globale de la commande prédictive du courant du redresseur à *MLI* monophasé.

4.3.3 Résultats de simulation et expérimentaux

Différentes simulations sont effectuées sous *Matlab/Simulink*TM principalement pour l'analyse et la validation des performances des deux algorithmes de commande prédictive proposés pour le pont redresseur à *MLI* monophasé. Les simulations présentées sur les figures 4.6 et 4.7 correspondent aux résultats obtenus en boucle ouverte pour une variation brutale de l'amplitude du courant de référence, I_{max} , et ce pour les deux modes de fonctionnement, à deux niveaux et à trois niveaux, respectivement. A partir de ces résultats, nous constatons que le mode de fonctionnement à deux niveaux est plus intéressant que celui à trois niveaux. Nous notons l'échec de poursuite de la trajectoire du courant, qui s'étale sur un intervalle important à partir du début de chaque alternance, pour ce dernier mode de fonctionnement. Dans ce cas, la réaction de l'algorithme pour corriger la trajectoire du courant est maximale, mais elle est limitée car le court-circuit de la source provoqué par l'application d'une largeur d'impulsion nulle, $\Delta T=0$, n'est pas suffisante pour atteindre cet objectif. Contrairement au courant absorbé pour le fonctionnement à deux niveaux qui suit parfaitement sa référence grâce à la forme d'onde de la tension appliquée à l'entrée du pont. Cette forme d'onde à deux niveaux permet une maîtrise parfaite de l'évolution du courant.

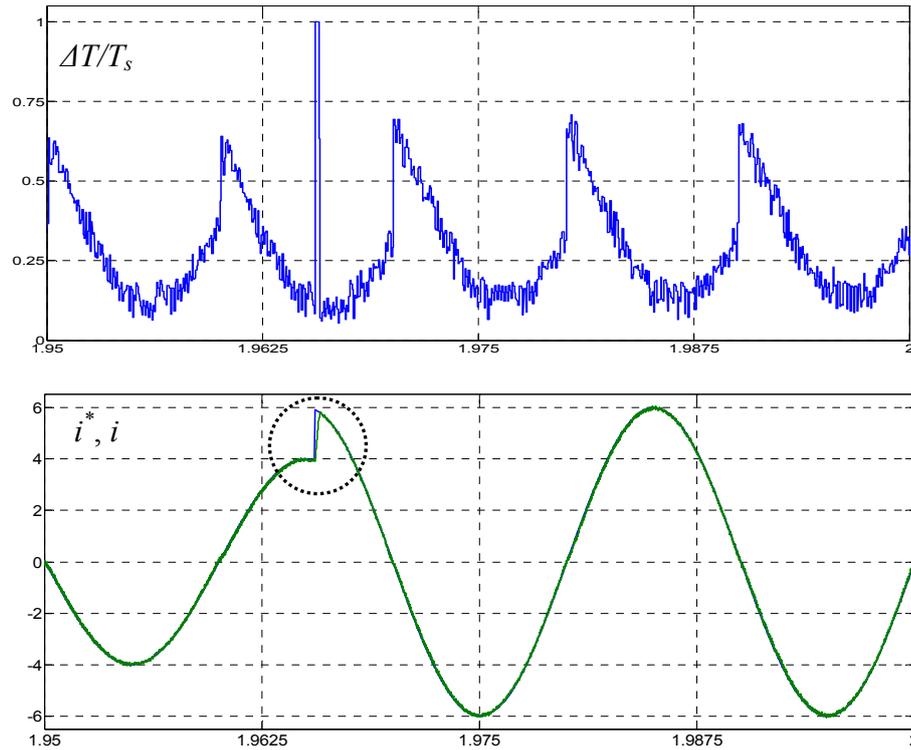


Figure 4.6 Réponse à une variation brusque de i^* pour le mode à deux niveaux.

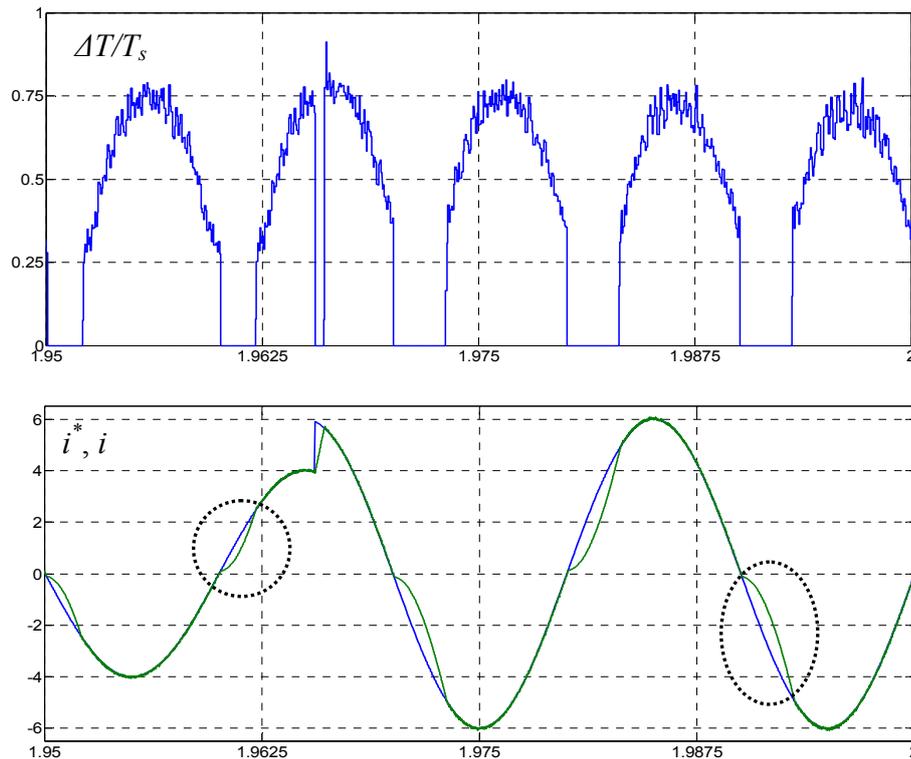


Figure 4.7 Réponse à une variation brusque de i^* pour le mode à trois niveaux.

Afin de mettre davantage en évidence les possibilités offertes par l'application d'une forme d'onde à deux niveaux par rapport à celle à trois niveaux, nous présentons sur les figures 4.8 et 4.9 l'allure asymptotique du courant durant une période de commutation. A partir de l'équation (1), nous pouvons

extraire l'expression du courant absorbé en négligeant la résistance "r" et en supposant constante la tension de source durant cette période. Elle est ainsi donnée par la relation suivante :

$$i(t) = \frac{1}{L} \cdot (e(k) - v(k))t + i_0 \quad (18)$$

L'allure de ce courant est composée de tronçons de droites dont la pente, $\delta = e(k) - v(k)$, dépend des valeurs actuelles de la tension de source et de la tension appliquée à l'entrée du redresseur. Ces valeurs varient d'un échantillon à un autre. Pour le mode de fonctionnement à trois niveaux et durant une période T_s , cette pente peut avoir les trois valeurs ci-dessous :

- $\delta_1 = \frac{e(k)}{L} \geq 0$, $\delta_2 = \frac{e(k) - v_{dc}}{L} < 0$ pour l'alternance positive.
- $\delta_1 = \frac{e(k)}{L} \leq 0$, $\delta_3 = \frac{e(k) + v_{dc}}{L} > 0$ pour l'alternance négative.

Pour le mode de fonctionnement à deux niveaux, la pente δ peut prendre les deux valeurs suivantes :

- $\delta_2 = \frac{e(k) - v_{dc}}{L} < 0$ et $\delta_3 = \frac{e(k) + v_{dc}}{L} > 0$ pour les deux alternances positive et négative.

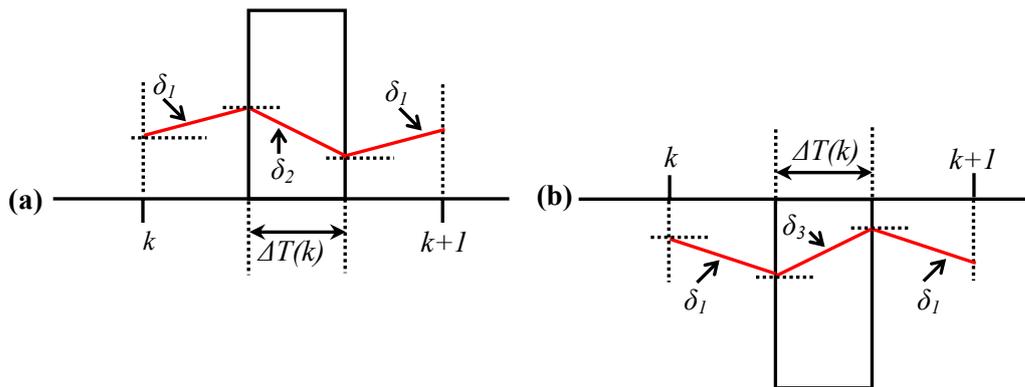


Figure 4.8 Allure asymptotique du courant absorbé pour le mode à trois niveaux.

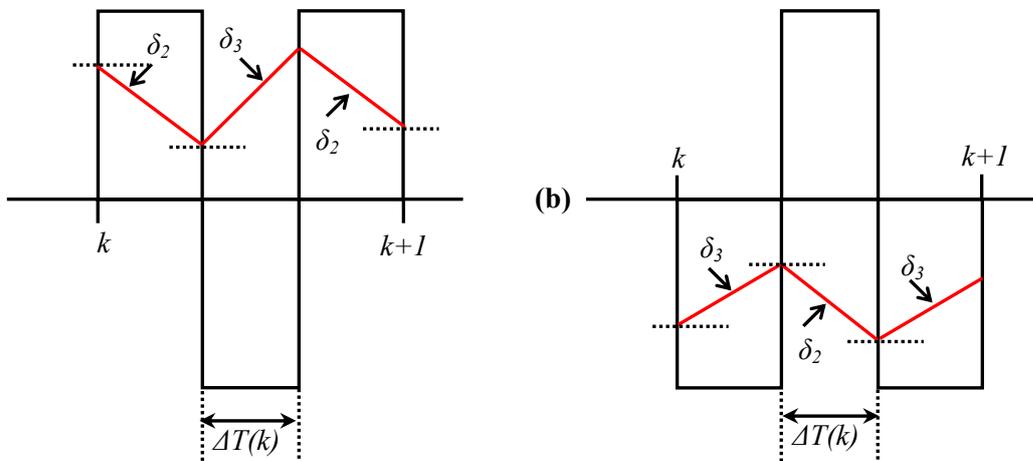


Figure 4.9 Allure asymptotique du courant absorbé pour le mode à deux niveaux.

De ce qui précède, nous constatons que c'est le niveau "0" qui a provoqué le mauvais contrôle du courant absorbé. En effet, la croissance, au début de l'alternance positive, et la décroissance, au début de l'alternance négative, du courant avec une pente δ_1 ne permettent pas la poursuite de la référence à cause de la faible valeur de cette pente par rapport à la tangente de la trajectoire à suivre. Plus cette tangente est grande plus l'intervalle de l'échec de poursuite est large comme le montre la figure 4.7. Contrairement au mode de fonctionnement à deux niveaux, où la croissance et la décroissance du courant avec une pente δ_3 et δ_2 , respectivement, permettent l'obtention d'une bonne poursuite du courant surtout à faible valeur de la tension de source.

Vu l'avantage remarquable du mode de fonctionnement à deux niveaux par rapport à celui à trois niveaux, constaté en simulation, nous nous sommes limités uniquement à l'implémentation en temps réel de l'algorithme de commande prédictive à deux niveaux. Pour la réalisation du montage pratique, deux bras de l'onduleur triphasé ont été utilisés comme redresseur monophasé. Une seule sortie *PWM* du système *dSPACE* et son complément sont exploitées pour la génération des impulsions de commande des quatre *IGBTs*. Les paramètres du circuit sont les mêmes qu'en simulation :

- source d'alimentation : $e_{eff}=50\text{ V}$;
- inductance de couplage: $L=19.5\text{ mH}$, $r=0.56\ \Omega$;
- capacité du bus continu : $C=1100\ \mu\text{F}$;
- charge : $R=68.6\ \Omega$;
- période d'échantillonnage : $T_s=1/f_s=1/15000$.

Les deux figures 4.10 et 4.11 ci-dessous illustrent la réponse du système en boucle ouverte à un échelon de consigne $I_{max}=4\text{A}$ et à une variation brusque de consigne de 4A à 6A respectivement. Ces résultats valident l'algorithme de commande prédictive développé et montrent son aptitude à forcer le courant absorbé par le redresseur à suivre sa référence sinusoïdale avec une bonne convergence et une grande dynamique. Le taux de distorsion de ce courant est de $THD_i=1.5\%$.

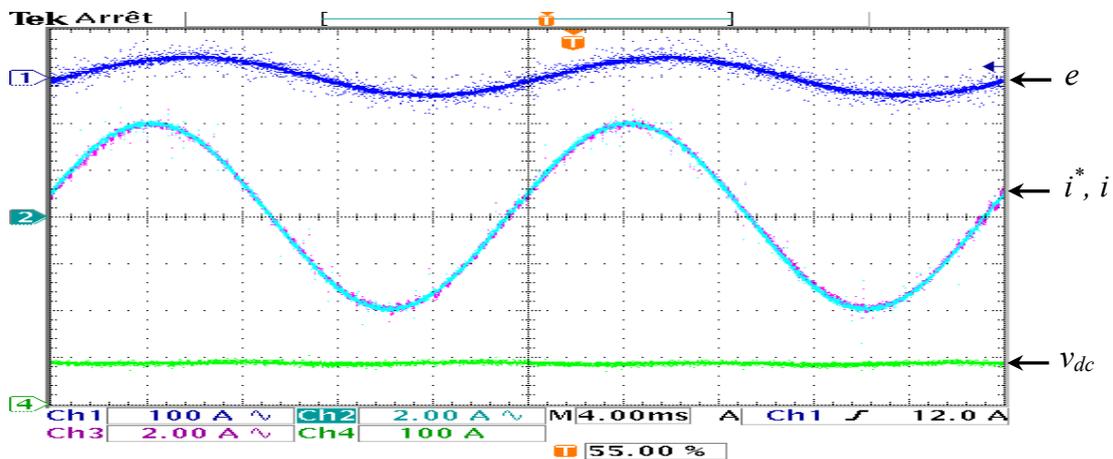


Figure 4.10 Réponse du système à un échelon de référence.

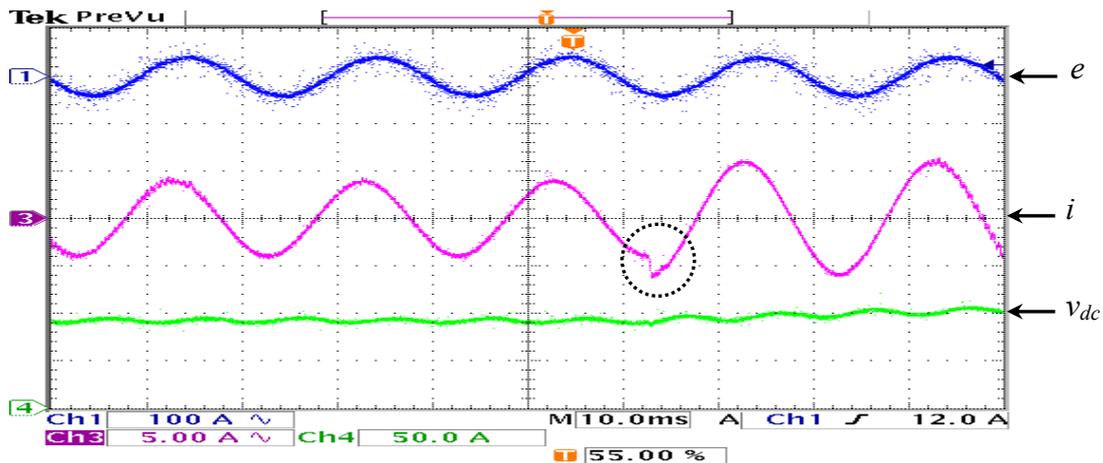


Figure 4.11 Réponse du système à une augmentation brusque de référence (augmentation de 4 à 6A).

Les performances de l'algorithme de commande en boucle fermée sont aussi excellentes comme le montre la figure 4.12. Dans ce test expérimental, la référence de la tension du bus continu v_{dc}^* diminue brutalement de 130 à 100V. Pendant ce transitoire le courant est maintenu quasi sinusoïdal. Après un court régime transitoire la tension du bus continu est aussi maintenue proche de sa nouvelle référence. Nous notons que les petites ondulations de cette tension sont inhérentes au type même du montage monophasé.

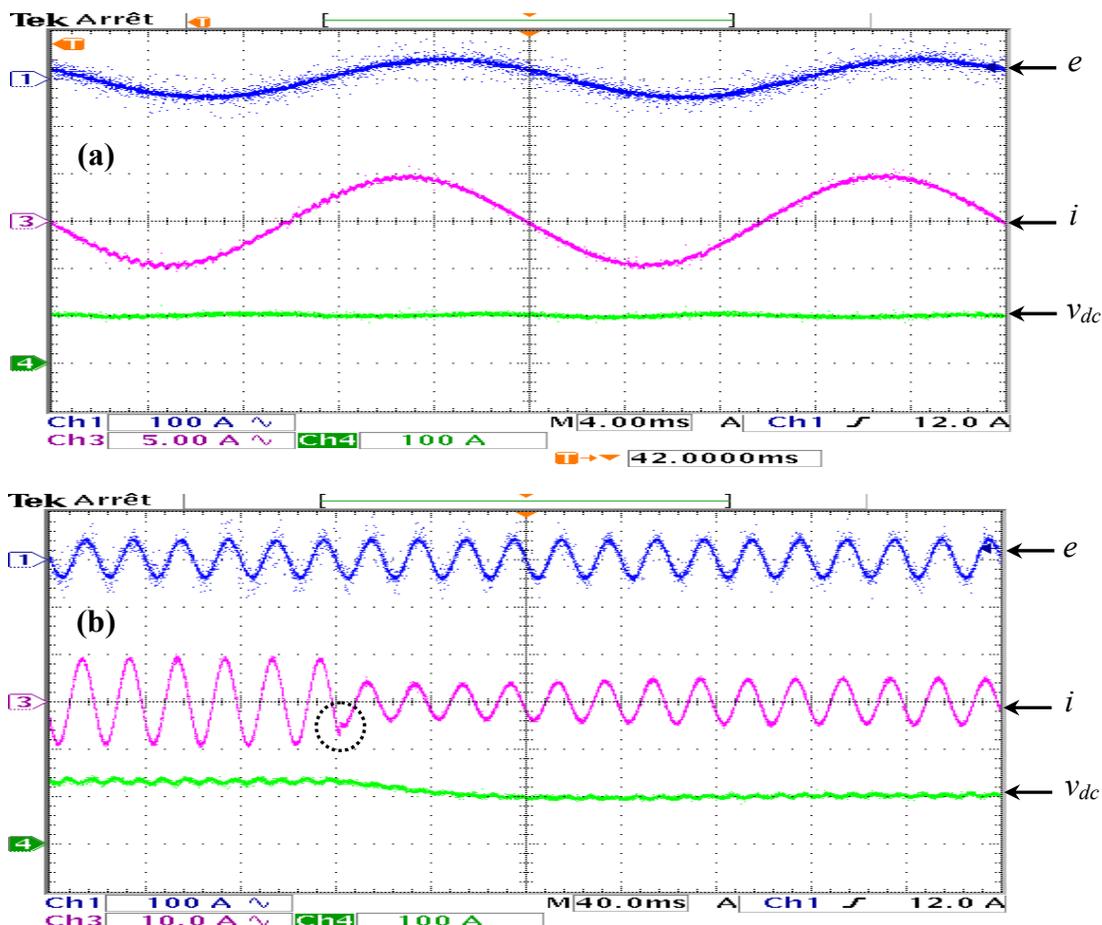


Figure 4.12 Résultats expérimentaux en boucle fermée : (a) Régime permanent pour $v_{dc}^* = 100V$, (b) Transitoire suite à une diminution de v_{dc}^* de 130 à 100V.

4.4 La MLI vectorielle [137, 138]

L'apparition du concept de *MLI* vectorielle, couramment désigné par "*Space-Vector Modulation (SVM)*", correspond au développement des commandes modernes des machines à courant alternatif qui utilisent largement les transformations et changements de repères (*Park*, *Clarke*, *Concordia*) et procèdent d'une vision globale du système polyphasé. Cette stratégie constitue une méthode de conception très puissante. Les formes d'ondes obtenues par *SVM*, qui s'affranchissent de la notion de porteuse, sont arbitraires et non nécessairement sinusoïdales.

Nous allons donner quelques éléments sur cette approche, en considérant le cas d'un onduleur de tension triphasé, dont l'objectif final est de contrôler le système de tension triphasé $[v_a, v_b, v_c]$ produit à sa sortie alternative (l'entrée pour le fonctionnement en redresseur à *MLI*). On peut alors se ramener au contrôle d'un vecteur diphasé, nommé $v_{\alpha\beta}$, image du système triphasé à travers la transformation *abc/α-β* de *Concordia* exprimée par la relation (19) :

$$v_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (19)$$

La commande basée sur une *MLI* vectorielle pilote l'onduleur de tension dans le repère stationnaire α - β , où huit vecteurs de tensions sont accessibles et nommés ($v_0, v_1, v_2, v_3, v_4, v_5, v_6, v_7$). Parmi ces vecteurs, deux sont nuls (v_0, v_7), les autres étant répartis tous les 60° suivant un hexagone, ils possèdent tous le même module ($\|v_i\| = \sqrt{2} \cdot v_{dc} / \sqrt{3}$) et une direction donnée, comme l'indique la figure 4.13.

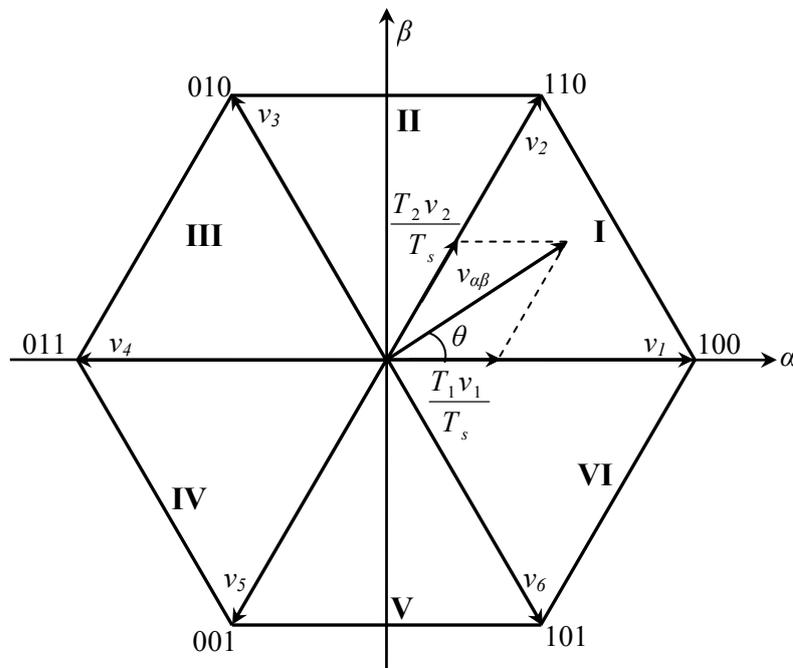


Figure 4.13 Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur et définition des secteurs dans le plan α - β .

La *SVM* consiste alors à traiter les signaux directement dans ce plan, en supposant que l'analyse se situe dans le cadre d'une commande numérique et qu'un algorithme de régulation a déjà déterminé les composantes du vecteur souhaité v_α et v_β . Cependant, l'onduleur ne peut fournir de façon exacte et instantanée que les six vecteurs de tension possibles. Pour produire un vecteur de référence $v_{\alpha\beta}$ de phase et d'amplitude quelconques dans le plan α - β , il faut alors ajouter un aspect temporel, c'est-à-dire la modulation de largeur d'impulsion. A cet effet, le vecteur de référence est reconstitué en effectuant une moyenne temporelle (relativement à la période de découpage) qui résulte de la combinaison linéaire des deux vecteurs les plus proches du vecteur de référence en question. Pour cela, le plan α - β est divisé en six secteurs égaux délimités par les six vecteurs de tensions non nuls (Fig. 4.13).

➤ Calcul des temps d'application des vecteurs

Dans l'hypothèse où le vecteur souhaité $v_{\alpha\beta}$ est situé, par exemple, dans le premier secteur. Il peut être alors reconstitué à partir des deux vecteurs adjacents v_1 et v_2 , en utilisant la relation suivante :

$$\vec{v}_{\alpha\beta} = \frac{T_1}{T_s} \cdot \vec{v}_1 + \frac{T_2}{T_s} \cdot \vec{v}_2 \quad (20)$$

Par projection des vecteurs $v_{\alpha\beta}$, v_1 et v_2 sur les deux axes α et β , nous déduisons les relations ci-après :

$$\begin{cases} v_\alpha = \|v_{\alpha\beta}\| \cdot \cos(\theta) = \frac{T_1}{T_s} \left(\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot v_{dc} \right) + \frac{T_2}{T_s} \left(\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot v_{dc} \right) \cdot \cos(\pi/3) \\ v_\beta = \|v_{\alpha\beta}\| \cdot \sin(\theta) = \frac{T_2}{T_s} \left(\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot v_{dc} \right) \cdot \sin(\pi/3) \end{cases} \quad (21)$$

La résolution du système d'équations précédent permet d'établir les temps d'application des vecteurs v_1 et v_2 , respectivement :

$$\begin{cases} T_1 = \frac{(\sqrt{6} \cdot v_\alpha - \sqrt{2} \cdot v_\beta)}{2 \cdot v_{dc}} \cdot T_s \\ T_2 = \frac{\sqrt{2} \cdot v_\beta}{v_{dc}} \cdot T_s \end{cases} \quad (22)$$

Pour maintenir la fréquence de commutation constante, les vecteurs nuls v_0 et v_7 sont appliqués lors du temps restant de la période de commutation. Ce temps est défini par la relation (23) :

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (23)$$

Afin de limiter le nombre de commutation de chaque bras à deux commutations par période T_s , les vecteurs successifs appliqués durant le premier secteur sont dans l'ordre suivant : $[v_0, v_1, v_2, v_7, v_7, v_2, v_1, v_0]$. Cette configuration permet de générer des impulsions centrées sur la période de commutation, comme le décrit la figure 4.14. De plus, les durées d'application des vecteurs nuls sont identiques ($T_0/4$).

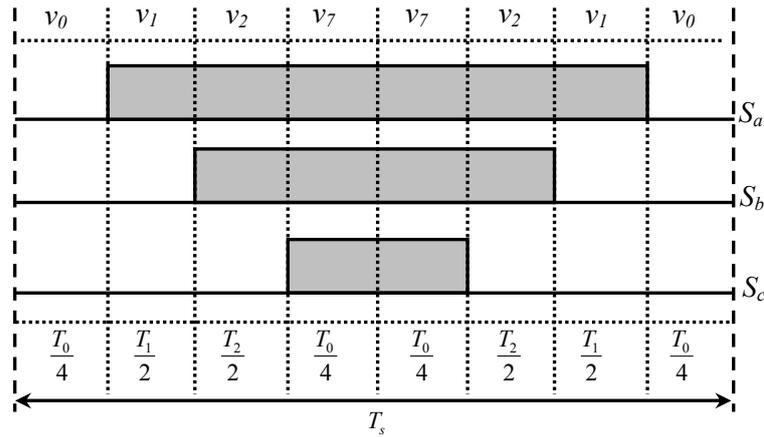


Figure 4.14 Séquence d'application des vecteurs durant le secteur I.

La figure 4.15 suivante montre la séquence d'application des vecteurs durant un secteur quelconque. Nous notons que chaque secteur est délimité par deux vecteurs, dont un est pair et l'autre est impair et que l'obtention d'une fréquence de commutation constante nécessite d'appliquer les vecteurs dans cet ordre : $[v_0, v_{impair}, v_{pair}, v_7, v_7, v_{pair}, v_{impair}, v_0]$. Par conséquent, une symétrie apparaît par rapport au centre de la période de commutation.

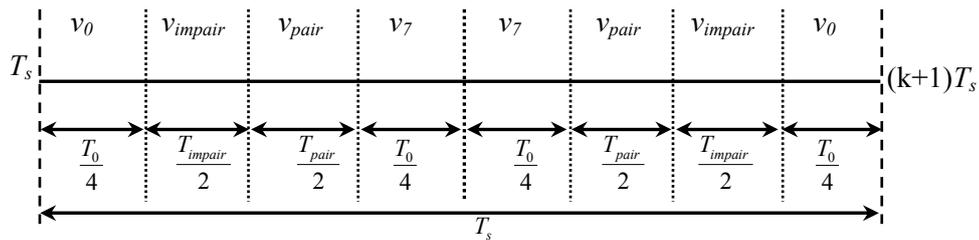
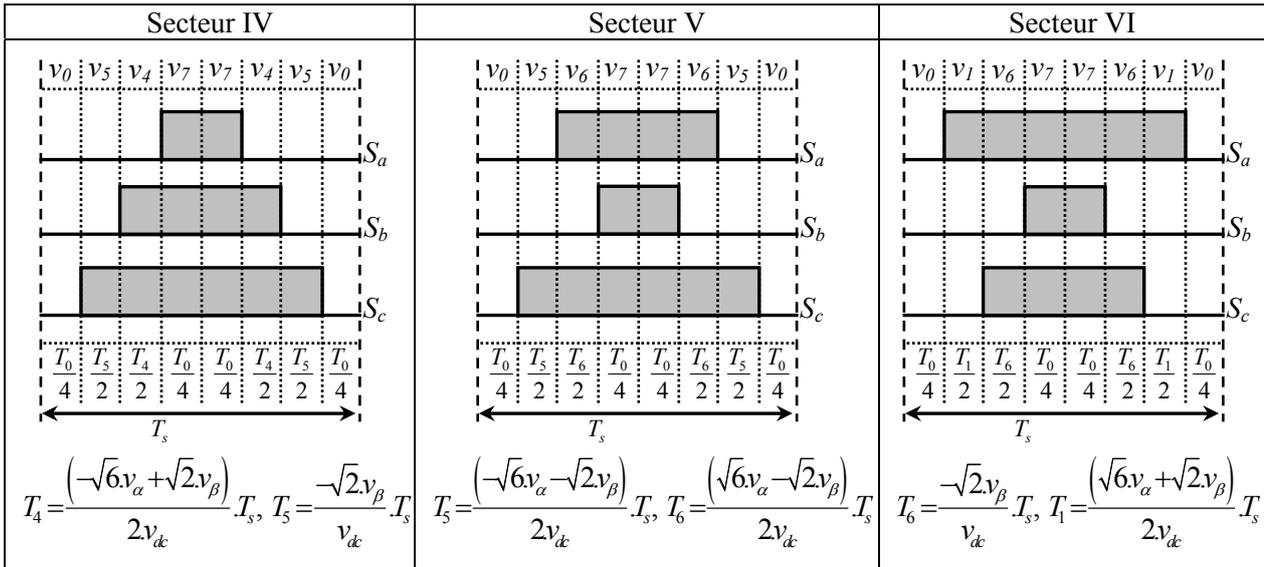


Figure 4.15 Séquence d'application des vecteurs durant un secteur quelconque.

Le tableau ci-dessous donne la séquence des vecteurs appliqués, les impulsions de commande générées et les différentes durées calculées pour chaque secteur.

Tableau 4.1 : Temps d'application des vecteurs adjacents et élaboration des ordres de commande des interrupteurs.

Secteur I	Secteur II	Secteur III
$T_1 = \frac{(\sqrt{6}v_\alpha - \sqrt{2}v_\beta)}{2v_{dc}} T_s, T_2 = \frac{\sqrt{2}v_\beta}{v_{dc}} T_s$	$T_2 = \frac{(\sqrt{6}v_\alpha + \sqrt{2}v_\beta)}{2v_{dc}} T_s, T_3 = \frac{(-\sqrt{6}v_\alpha + \sqrt{2}v_\beta)}{2v_{dc}} T_s$	$T_3 = \frac{\sqrt{2}v_\beta}{v_{dc}} T_s, T_4 = \frac{(-\sqrt{6}v_\alpha - \sqrt{2}v_\beta)}{2v_{dc}} T_s$



La durée totale d'application des vecteurs nuls est calculée par la relation suivante :

$$T_0 = T_s - (T_{pair} + T_{impair}) \quad (24)$$

La largeur des impulsions de commande sont alors exprimées par les relations présentées au tableau suivant.

Tableau 4.2 : Dédution des largeurs des impulsions (S_a , S_b , S_c) en fonction des temps calculés.

Secteur	I	II	III	IV	V	VI
T_{Sa}	$T_1 + T_2 + (T_0/2)$	$T_2 + (T_0/2)$	$T_0/2$	$T_0/2$	$T_6 + (T_0/2)$	$T_1 + T_6 + (T_0/2)$
T_{Sb}	$T_2 + (T_0/2)$	$T_3 + T_2 + (T_0/2)$	$T_3 + T_4 + (T_0/2)$	$T_4 + (T_0/2)$	$T_0/2$	$T_0/2$
T_{Sc}	$T_0/2$	$T_0/2$	$T_4 + (T_0/2)$	$T_5 + T_4 + (T_0/2)$	$T_5 + T_6 + (T_0/2)$	$T_6 + (T_0/2)$

Il est à noter que la fréquence de commutation de la SVM est constante et égale à la fréquence d'échantillonnage f_s .

4.5 Commande prédictive de courants du redresseur triphasé

Deux stratégies de commande prédictive de courants absorbés par le redresseur à MLI triphasé sont développées dans cette deuxième partie de chapitre. La première stratégie prédictive est basée sur la recherche de l'optimum d'une fonction de performance (fonction coût) permettant de déterminer le vecteur de commande optimal, parmi l'ensemble des vecteurs possibles, à appliquer à l'entrée du redresseur durant chaque période de commutation. Elle consiste donc à appliquer un seul vecteur de commande durant cette période. Ainsi, les interrupteurs du pont triphasé sont commandés avec une fréquence de commutation variable.

La deuxième stratégie de commande prédictive développée consiste à appliquer un vecteur de commande moyen à l'entrée du redresseur durant la période de commutation. Le vecteur de commande moyen est calculé sur la base d'un modèle prédictif pour annuler l'erreur de poursuite de référence des

courants absorbés à la fin de chaque période de commutation. Elle est donc développée au sens de la technique de commande *Deadbeat* ou réponse pile. Dans cette stratégie de commande, la modulation de largeur d'impulsion vectorielle (*SVM*), décrite dans la section précédente, est utilisée pour convertir le vecteur de commande moyen calculé au début de la période de commutation en une séquence de vecteurs de commande adjacents répartis sur T_s . Elle aboutit donc sur une commande des interrupteurs du redresseur avec une fréquence de commutation constante.

4.5.1 Commande prédictive de courants avec optimisation

Puisqu'elle est basée sur la recherche du vecteur de commande optimal, cette première stratégie de commande prédictive nécessite tout d'abord de déterminer l'expression analytique des variations provoquées par l'application de chacun des vecteurs de commande sur les courants absorbés par le redresseur à *MLI* triphasé, et ce durant un intervalle de temps égal à la période de commutation. La dynamique de ces courants est gérée par le système d'équations différentielles de premier ordre ci-dessous :

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = e_a(t) - v_a(t) - r.i_a(t) \\ L \frac{di_b}{dt} = e_b(t) - v_b(t) - r.i_b(t) \\ L \frac{di_c}{dt} = e_c(t) - v_c(t) - r.i_c(t) \end{cases} \quad (25)$$

Dans le repère stationnaire α - β et pour trois tensions de réseau équilibrées et symétriques, le système d'équations précédent est équivalent au système d'équations ci-après :

$$\begin{cases} L \frac{di_\alpha}{dt} = e_\alpha(t) - v_\alpha(t) - r.i_\alpha(t) \\ L \frac{di_\beta}{dt} = e_\beta(t) - v_\beta(t) - r.i_\beta(t) \end{cases} \quad (26)$$

Pour simplifier l'équation précédente, l'effet de la résistance " r " est considéré négligeable et une discrétisation du premier ordre, sur la période de commutation T_s , est appliquée à l'équation résultante. La variation des deux composantes du vecteur de courants entre deux instants d'échantillonnage successifs est alors donnée par la formule (27) :

$$\begin{cases} \Delta i_\alpha(k) = i_\alpha(k+1) - i_\alpha(k) = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k) - v_\alpha(k)] \\ \Delta i_\beta(k) = i_\beta(k+1) - i_\beta(k) = \frac{T_s}{L} [e_\beta(k) - v_\beta(k)] \end{cases} \quad (27)$$

Cependant, le vecteur de tension à l'entrée du redresseur, $v_{\alpha\beta}$, ne peut avoir que sept valeurs en fonction des différents états possibles des interrupteurs constituant le pont triphasé. En prenant en compte cette propriété et si le même vecteur de commande est maintenu à l'entrée du redresseur pendant la période T_s ,

uniquement sept variations du vecteur de courants sont envisageables. L'équation (27) précédente peut donc s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \Delta i_{\alpha i}(k) = \frac{T_s}{L} [e_{\alpha}(k) - v_{\alpha i}] \\ \Delta i_{\beta i}(k) = \frac{T_s}{L} [e_{\beta}(k) - v_{\beta i}] \end{cases} \quad i=0, 1, 2, \dots, 6 \quad (28)$$

L'objectif de la commande prédictive de courant consiste à sélectionner le vecteur de commande adéquat minimisant l'erreur des courants absorbés à chaque instant d'échantillonnage. Le vecteur de courant au prochain échantillon " $k+1$ ", dû à l'application du $i^{\text{ème}}$ vecteur de commande, est donné par l'expression ci-après :

$$\begin{cases} i_{\alpha}(k+1) = i_{\alpha}(k) + \Delta i_{\alpha i}(k) \\ i_{\beta}(k+1) = i_{\beta}(k) + \Delta i_{\beta i}(k) \end{cases} \quad i=0, 1, 2, \dots, 6 \quad (29)$$

Tenant compte de cette dernière équation, l'erreur de suivi de référence des deux composantes du vecteur de courants au prochain instant d'échantillonnage est exprimée par l'équation (30) :

$$\begin{cases} i_{\alpha}^*(k+1) - i_{\alpha}(k+1) = i_{\alpha}^*(k+1) - i_{\alpha}(k) - \Delta i_{\alpha i}(k) \\ i_{\beta}^*(k+1) - i_{\beta}(k+1) = i_{\beta}^*(k+1) - i_{\beta}(k) - \Delta i_{\beta i}(k) \end{cases} \quad (30)$$

Dans le cas général, il existe trois vecteurs de commande possibles :

- Un vecteur minimisant l'erreur du courant i_{α} ;
- Un vecteur minimisant l'erreur du courant i_{β} ;
- Un vecteur minimisant une fonction des deux erreurs de courant.

Pour aboutir à une commande performante et simultanée des deux courants i_{α} et i_{β} , il est indispensable de définir une fonction de performance, relative aux deux erreurs de courant à optimiser. Cette dernière peut avoir plusieurs expressions analytiques. Dans notre travail, nous proposons deux expressions pour cette fonction. La première expression est définie par la somme des valeurs absolues des deux erreurs de courant. Elle attribue le même degré de priorité aux deux courants commandés i_{α} et i_{β} . Elle est définie par la relation suivante :

$$f(i) = \left| i_{\alpha}^*(k+1) - i_{\alpha}(k) - \Delta i_{\alpha i}(k) \right| + \left| i_{\beta}^*(k+1) - i_{\beta}(k) - \Delta i_{\beta i}(k) \right| \quad (31)$$

La deuxième fonction possède une forme quadratique définie par la relation ci-dessous :

$$f(i) = \left[i_{\alpha}^*(k+1) - i_{\alpha}(k) - \Delta i_{\alpha i}(k) \right]^2 + \left[i_{\beta}^*(k+1) - i_{\beta}(k) - \Delta i_{\beta i}(k) \right]^2 \quad (32)$$

Le minimum de la fonction de performance, calculé au début de chaque période de commutation, permet d'identifier la variation optimale (vecteur de commande optimal), à provoquer sur les deux courants commandés pour obtenir une bonne convergence de i_{α} et i_{β} vers leurs trajectoires de référence à la fin de la période de commutation.

4.5.1.1 Estimation des références des courants commandés

L'estimation des références des deux courants commandés, i_α et i_β , peut s'effectuer de deux manières distinctes. La première méthode consiste à estimer les références à partir des tensions sinusoïdales de la source alternative alimentant le redresseur, sans utilisation de *PLL*. La deuxième méthode exploite les sorties d'une *PLL* triphasée.

➤ Estimation des références à partir de $e_{\alpha\beta}$:

Cette méthode d'estimation n'est valable que dans le cas où les tensions de source sont de formes d'ondes sinusoïdales. Dans ce cas, le vecteur des courants absorbés, $i_{\alpha\beta}$, et celui des tensions de source, $e_{\alpha\beta}$, sont proportionnels. Ce qui permet d'écrire la relation (33) ci-dessous :

$$i_{\alpha\beta}^*(k+1) = G \cdot e_{\alpha\beta}(k+1) \quad (33)$$

D'autre part, les valeurs des composantes du vecteur $e_{\alpha\beta}$ à l'instant prochain d'échantillonnage peuvent être déduites à partir des valeurs actuelles, en utilisant une rotation d'un angle de ωT_s , par l'intermédiaire de la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} e_\alpha(k+1) \\ e_\beta(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega T_s) & -\sin(\omega T_s) \\ \sin(\omega T_s) & \cos(\omega T_s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_\alpha(k) \\ e_\beta(k) \end{bmatrix} \quad (34)$$

➤ Estimation des références à base d'une *PLL* :

Pour cette méthode, les références des courants absorbés sont données par l'équation (35), dont les trois signaux sinusoïdaux unitaires, $\sin(\omega t)$, $\sin(\omega t - 2\pi/3)$ et $\sin(\omega t - 4\pi/3)$ sont obtenus par le biais d'une *PLL* triphasée.

$$\begin{cases} i_a^*(t) = I_{\max} \cdot \sin(\omega t) \\ i_b^*(t) = I_{\max} \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_c^*(t) = I_{\max} \cdot \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (35)$$

En appliquant la transformation $abc/\alpha\beta$, les références des courants dans le repère stationnaire, $\alpha\text{-}\beta$, sont définies par les expressions ci-dessous :

$$\begin{cases} i_\alpha^*(t) = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot I_{\max} \cdot \sin(\omega t) \\ i_\beta^*(t) = -\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot I_{\max} \cdot \cos(\omega t) \end{cases} \quad (36)$$

Les valeurs des deux références à l'instant prochain d'échantillonnage peuvent être exprimées en fonction des valeurs actuelles mesurées en utilisant la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^*(k+1) \\ i_{\beta}^*(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega T_s) & -\sin(\omega T_s) \\ \sin(\omega T_s) & \cos(\omega T_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha}^*(k) \\ i_{\beta}^*(k) \end{bmatrix} \quad (37)$$

La configuration globale de la stratégie de commande prédictive de courants avec optimisation est illustrée sur la figure 4.16. L'estimation des références des courants commandés est basée sur la deuxième méthode du fait que les tensions du réseau sont souvent distordues en pratique. La grandeur I_{max} représente l'amplitude maximale des références. Elle est fournie par le régulateur PI de la tension du bus continu, elle est donc supposée constante entre deux instants d'échantillonnage successifs, $I_{max}(k+1) = I_{max}(k)$. Cette hypothèse a été également prise en compte lors de l'écriture de l'équation (37) précédente. Il est à noter que les vecteurs nuls v_0 et v_7 ne sont pas pris en considération pour rechercher le vecteur optimal.

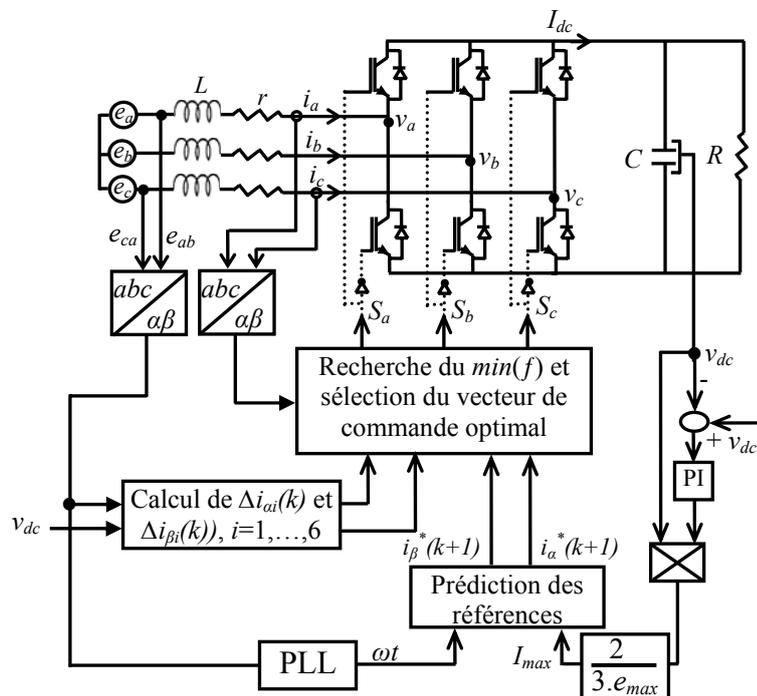


Figure 4.16 Structure de commande prédictive de courants du redresseur triphasé avec optimisation.

4.5.1.2 Résultats d'implémentation en simulation et de validation pratique

Ayant établi le modèle permettant d'implanter l'algorithme de la commande développée, nous avons effectué des simulations dans le but de valider et d'analyser les performances de l'approche prédictive élaborée mais aussi de connaître ses éventuelles limitations avant sa mise en œuvre expérimentale. Les résultats obtenus montrent que la stratégie proposée possède des performances notables en régime permanent et transitoire. Nous avons constaté que les composantes du vecteur de courants commandé, i_{α} et i_{β} , suivent leurs trajectoires de référence avec une dynamique et une convergence correcte, ce qui implique une absorption de courants de forme d'onde quasi sinusoïdale.

Sur la figure 4.17 nous présentons les formes d'onde des courants commandés i_{α} et i_{β} ainsi que leurs références, et les courants d'entrée i_a , i_b et i_c en boucle ouverte. Dans ce test de simulation, nous avons provoqué une variation brutale de l'amplitude $I_{\alpha\beta max}$ de 5 à 7A. Nous constatons la bonne poursuite

des courants de référence avec bien sûr des oscillations amorties. A son tour, les courants absorbés possèdent une allure proche d'une forme d'onde sinusoïdale.

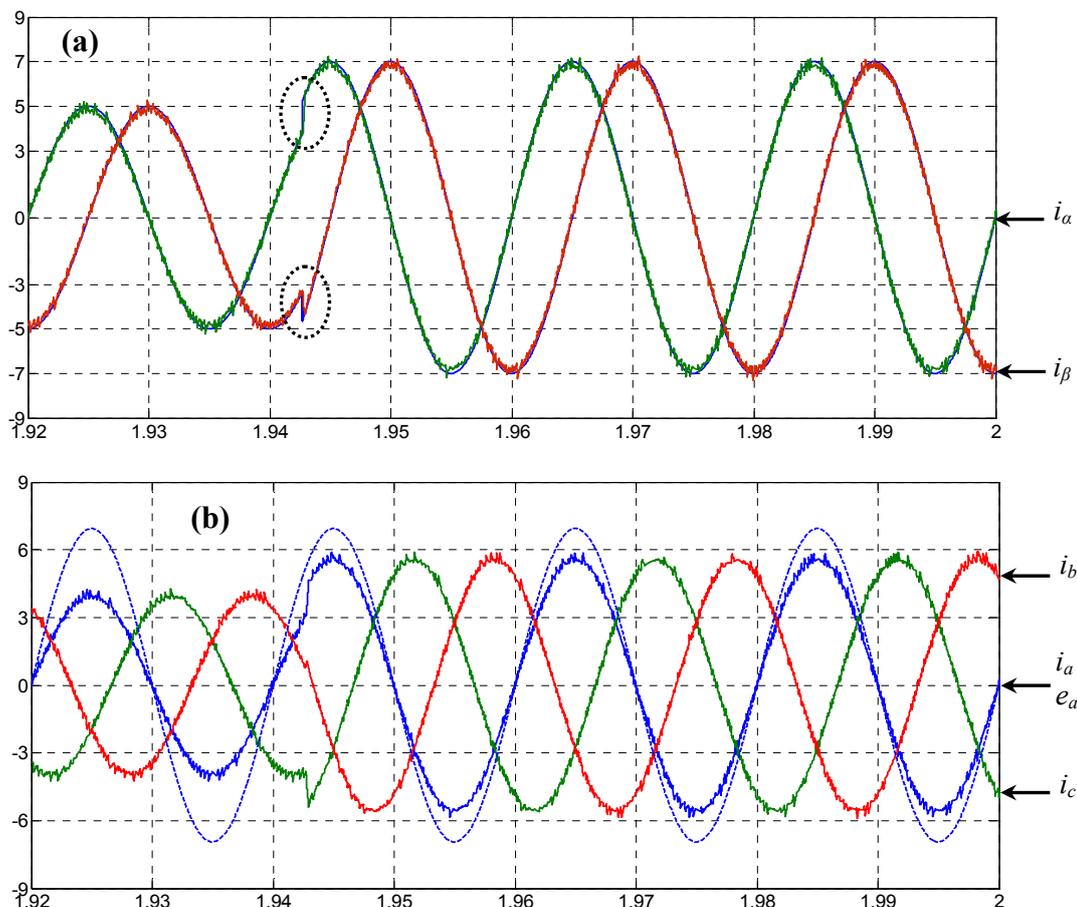


Figure 4.17 Résultats de simulation en boucle ouverte (augmentation de $I_{\alpha\beta max}$ de 5 à 7A) :

(a) Forme d'onde des courants i_α et i_β , (b) Forme d'onde des courant absorbés i_a , i_b et i_c et de la tension e_a .

De plus, la tension du bus continu, en boucle fermée, apparaît bien réglée autour de sa valeur de référence au régime permanent. Une augmentation ou diminution de cette référence entraine un régime transitoire de v_{dc} . La figure 4.18 démontre que les oscillations de cette dernière sont bien amorties et que le dépassement principal n'excède pas $\pm 10V$. Un agrandissement de la forme d'onde des courants i_α et i_β , dans le cas d'une diminution de v_{dc}^* , est illustré sur la figure 4.19. Sur cette figure, nous constatons que les courants conservent leurs formes sinusoïdales durant ce transitoire.

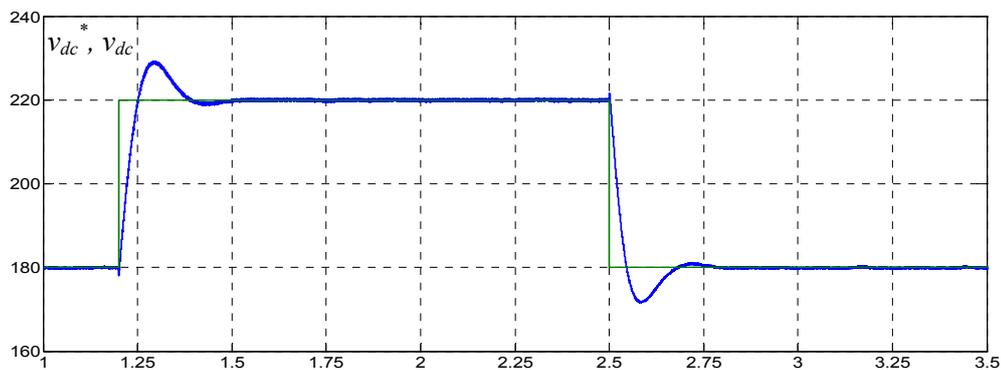


Figure 4.18 Transitoire de la tension du bus continu pour une variation de la référence v_{dc}^* .

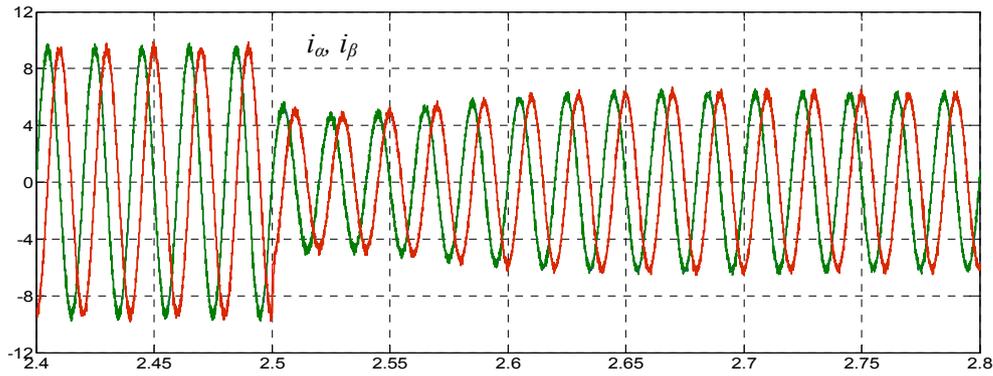


Figure 4.19 Forme d'onde des courants i_α et i_β pour une diminution de v_{dc}^* de 220 à 180V.

Afin de prouver expérimentalement la validité de la commande prédictive élaborée, nous présentons ci-après les réponses du système en boucle ouverte et en boucle fermée. La figure 4.20 représente la réponse du système suite à une variation brutale de l'amplitude des courants de référence. Nous remarquons que ces résultats sont en parfaite adéquation avec ceux obtenus en simulation. En effet, une poursuite des courants commandés i_α et i_β est assurée très correctement, avec une forme quasi sinusoïdale. De plus, l'algorithme de commande réagit quasi instantanément pour suivre les nouvelles trajectoires.

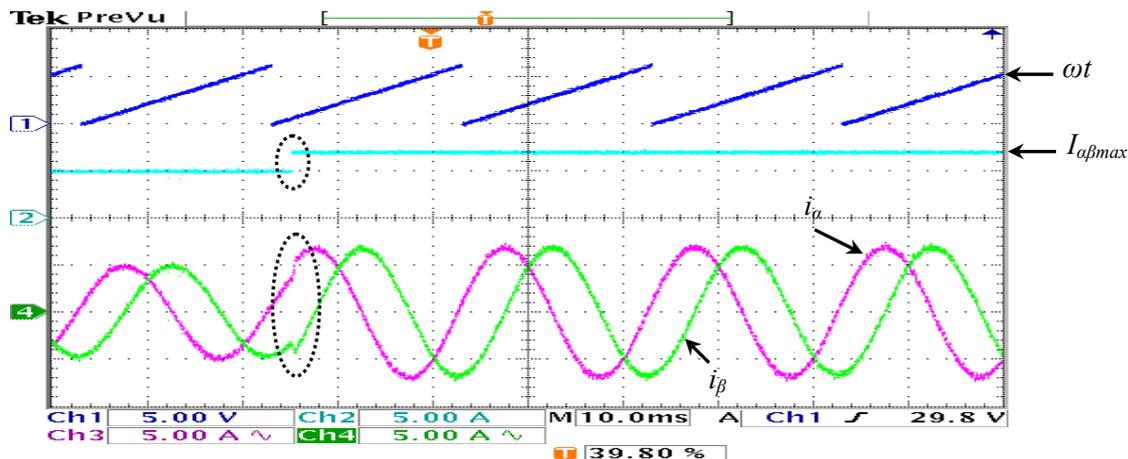


Figure 4.20 Réponse du système à une variation de référence (augmentation de $I_{\alpha\beta max}$ de 5 à 7A).

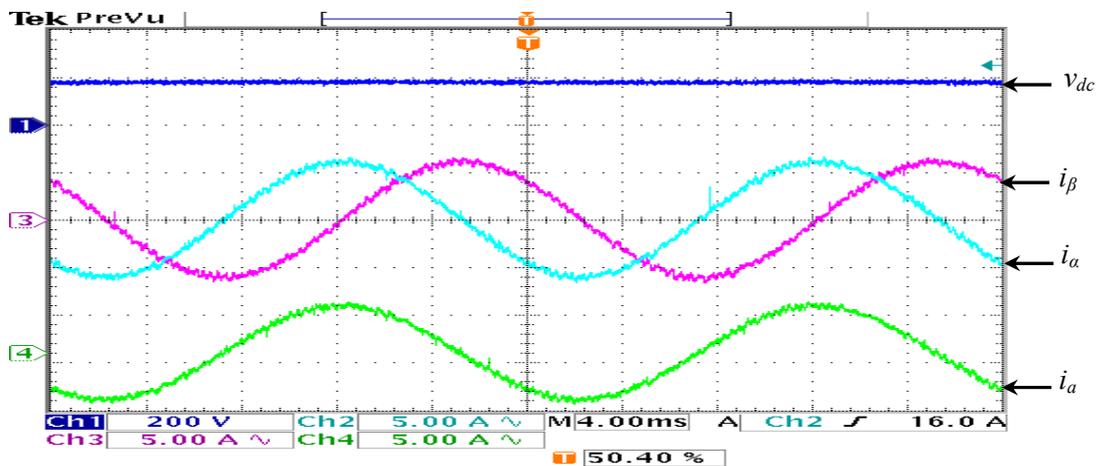


Figure 4.21 Formes d'ondes en régime permanent pour $v_{dc}^* = 180V$.

Les résultats en boucle fermée sont illustrés sur les figures suivantes, figure 4.21 pour un régime permanent, figure 4.22 pour une variation de la référence de la tension du bus continu, et figure 4.23 pour une perturbation de charge. Ces tests pratiques attestent que l'algorithme de commande prédictive élaboré est capable d'assurer une poursuite de trajectoire parfaite des courants commandés en régime permanent et transitoire avec une dynamique très rapide.

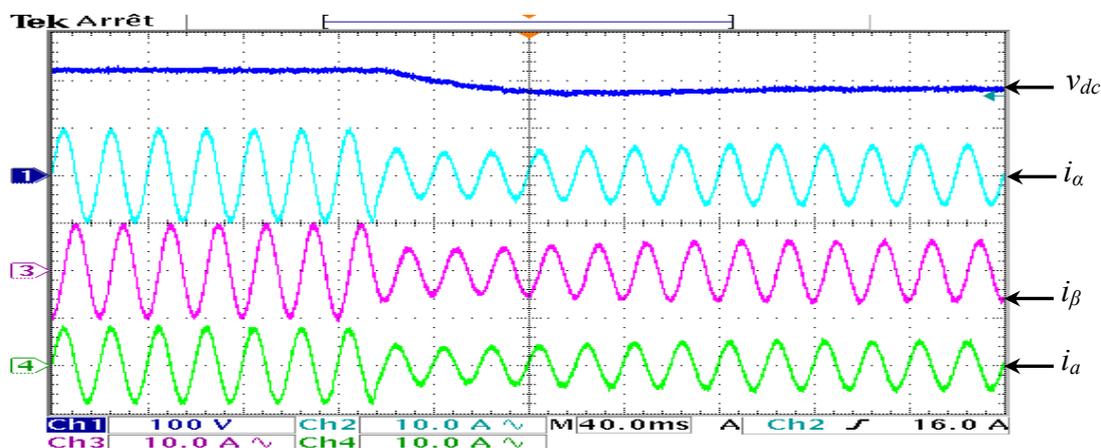


Figure 4.22 Réponse du système à une variation de v_{dc}^* (diminution de 220 à 180 V).

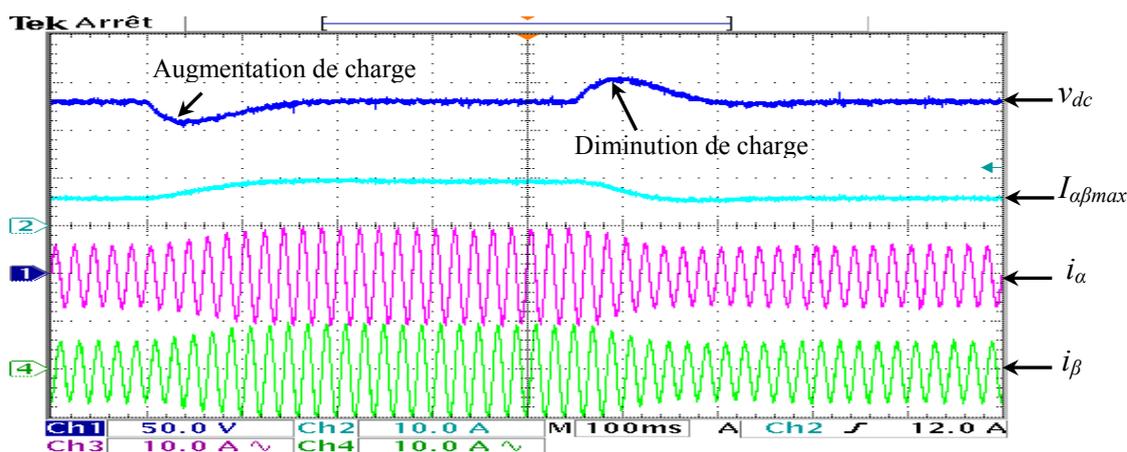


Figure 4.23 Réponse du système à une variation de la puissance de la charge (Augmentation de 50%) pour $v_{dc}^* = 180V$.

4.5.2 Commande prédictive de courants avec réponse pile

La stratégie de commande prédictive proposée dans cette section permet de corriger la trajectoire des courants absorbés par le pont redresseur triphasé dans un intervalle de temps égal à la période de commutation. Elle est désignée par le vocable : commande à réponse pile, et connue aussi dans la littérature anglophone sous le terme "*Deadbeat control*". Dans cette stratégie, le pont redresseur est piloté, via un vecteur de commande moyen calculé au début de chaque période de commutation, de façon à annuler les écarts de poursuite des deux composantes du vecteur de courants à la fin de cette période. D'après son concept fondamental, basé sur la reconstitution des vecteurs de référence dans le repère α - β par une combinaison linéaire des deux vecteurs de commande possibles adjacents, la modulation de largeur d'impulsion vectorielle (*SVM*) apparaît comme la technique la plus adaptée pour l'application du

vecteur de commande moyen calculé. Elle permet de remplacer ce vecteur par l'application d'une séquence de vecteurs, composée des deux vecteurs de commande adjacents (en fonction du secteur en cours) et de vecteurs nuls, répartis sur la période de commutation.

En fonction de la nature des trajectoires de référence des courants commandés, deux configurations sont envisageables pour cette stratégie de commande prédictive. La première configuration, utilisant les coordonnées stationnaires, consiste à commander les deux courants i_α et i_β , dont les deux références possèdent une forme d'onde sinusoïdale et sont en quadrature. En revanche, la deuxième configuration consiste à commander les deux courants i_d et i_q dans le repère tournant synchrone $d-q$. Elle est similaire à la commande vectorielle des machines électriques tournantes, dont les références des courants commandés sont des grandeurs constantes.

4.5.2.1 Commande prédictive des courants i_α et i_β [154]

La structure globale de cette stratégie de commande prédictive est illustrée sur la figure 4.24. La prédiction des références des courants commandés i_α et i_β s'effectue sur la base des sorties d'une PLL triphasée à l'aide de l'équation (37). L'amplitude des courants de référence, fournie par la boucle de régulation de la tension du bus continu, est supposée constante entre deux instants d'échantillonnage successifs. Le vecteur de commande moyen, $v_{\alpha\beta}$, calculé au début de chaque période de commutation, permet de générer trois impulsions d'amorçage (S_a, S_b, S_c) centrées sur cette période par le biais du module SVM. Ce principe assure un fonctionnement à fréquence de commutation constante des interrupteurs du pont.

Afin d'établir l'expression de la loi de commande prédictive permettant le calcul du vecteur de commande moyen, l'équation (27) peut se récrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} i_\alpha(k+1) = i_\alpha(k) + \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k) - v_\alpha(k)] \\ i_\beta(k+1) = i_\beta(k) + \frac{T_s}{L} [e_\beta(k) - v_\beta(k)] \end{cases} \quad (38)$$

L'objectif de la commande est de forcer chacun des courants i_α et i_β à égaler sa référence à l'instant prochain d'échantillonnage. Ceci se traduit analytiquement par :

$$\begin{cases} i_\alpha(k+1) = i_\alpha^*(k+1) \\ i_\beta(k+1) = i_\beta^*(k+1) \end{cases} \quad (39)$$

Par la substitution de l'équation (39) dans l'équation (38) et en résolvant l'équation résultante, nous obtenons le vecteur de commande moyen. Il est défini par la relation (40):

$$\begin{cases} v_\alpha(k) = e_\alpha(k) - \frac{L}{T_s} [i_\alpha^*(k+1) - i_\alpha(k)] \\ v_\beta(k) = e_\beta(k) - \frac{L}{T_s} [i_\beta^*(k+1) - i_\beta(k)] \end{cases} \quad (40)$$

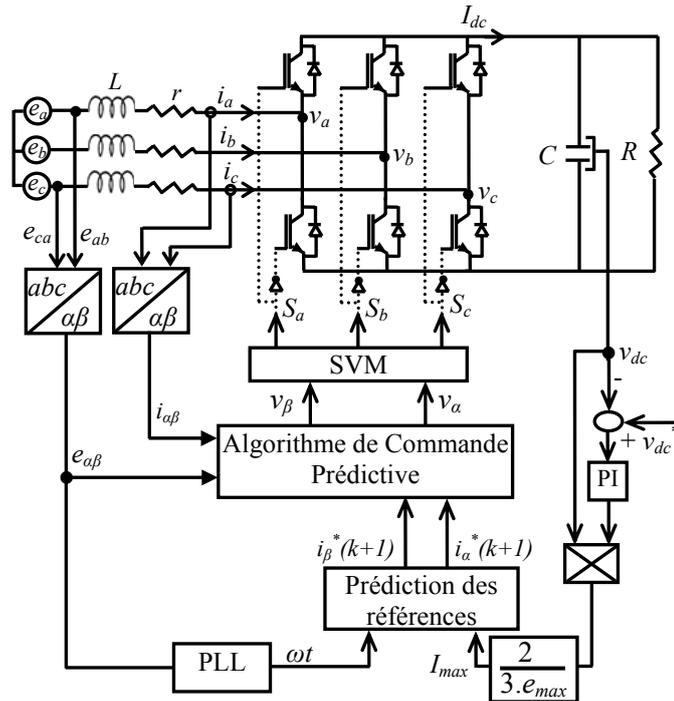


Figure 4.24 Structure de commande prédictive des courants i_α et i_β du redresseur à MLI triphasé avec réponse pile.

Nous pouvons également écrire l'équation (40) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(k) \\ v_\beta(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha(k) \\ e_\beta(k) \end{bmatrix} - \frac{L}{T_s} \begin{bmatrix} \cos(\omega T_s) & -\sin(\omega T_s) \\ \sin(\omega T_s) & \cos(\omega T_s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha^*(k) \\ i_\beta^*(k) \end{bmatrix} + \frac{L}{T_s} \begin{bmatrix} i_\alpha(k) \\ i_\beta(k) \end{bmatrix} \quad (41)$$

Dont les valeurs actuelles des références des deux courants sont calculées à partir de l'équation (36).

4.5.2.2 Commande prédictive des courants i_d et i_q [154]

La figure 4.25 représente la configuration de cette stratégie de commande prédictive. Vu la grande similitude entre le modèle du redresseur à MLI triphasé dans le repère tournant $d-q$ et celui des machines électriques surtout synchrones, cette configuration est semblable à celle de la commande vectorielle, utilisée dans les entraînements électriques à courant alternatif, tel qu'il vient d'être mentionné. Elle consiste à commander directement les courants i_d et i_q , représentant les courants absorbés par le pont redresseur dans le repère tournant $d-q$. Les références de ces courants pour cette structure sont des grandeurs constantes en régime permanent. En effet, la référence du courant direct, i_d^* , est fournie par la boucle de régulation de la tension du bus continu et celle du courant en quadrature, i_q^* , est donnée de l'extérieur. Cette dernière est souvent nulle pour satisfaire à la fois l'absorption de courants sinusoïdaux et obtenir un facteur de puissance unitaire. Contrairement à la commande vectorielle des machines électriques, où les deux boucles d'asservissement des courants i_d et i_q sont conçues autour de régulateurs classiques PI , la structure proposée utilise un algorithme de commande numérique prédictive afin d'imposer aux deux courants d'atteindre leurs références à chaque instant d'échantillonnage.

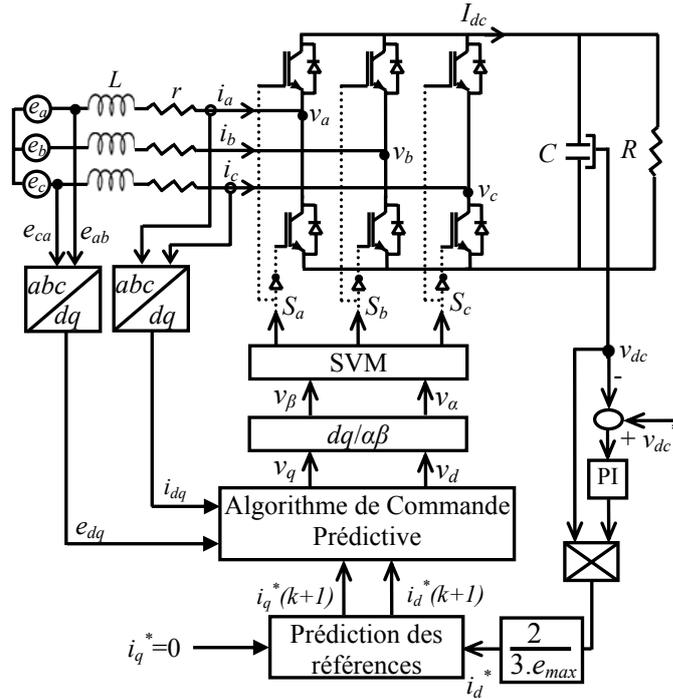


Figure 4.25 Structure de commande prédictive des courants i_d et i_q du redresseur à MLI triphasé avec réponse pile.

Dans le repère tournant d - q et pour un réseau triphasé de tensions symétriques et équilibrées, la dynamique des courants absorbés par le pont redresseur triphasé est décrite par l'équation ci-dessous :

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = e_d(t) - v_d(t) - r.i_d(t) + \omega L.i_q(t) \\ L \frac{di_q}{dt} = e_q(t) - v_q(t) - r.i_q(t) - \omega L.i_d(t) \end{cases} \quad (42)$$

Les deux équations différentielles précédentes contiennent des termes de couplage. Pour les découpler, nous considérons les deux nouvelles variables fictives de commande, u_d et u_q , définies par la relation suivante, dont le terme ω est la pulsation des tensions du réseau :

$$\begin{cases} v_d(t) = u_d(t) + \omega L.i_q(t) \\ v_q(t) = u_q(t) - \omega L.i_d(t) \end{cases} \quad (43)$$

Les commandes réelles, v_d et v_q , sont alors reconstituées à partir des nouvelles commandes et des termes de couplage. Ceci permet de remplacer l'équation (42), sous hypothèse que l'effet de la résistance " r " est négligeable, par l'équation simplifiée (44) :

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = e_d(t) - u_d(t) \\ L \frac{di_q}{dt} = e_q(t) - u_q(t) \end{cases} \quad (44)$$

En utilisant l'approximation de la dérivée continue de premier ordre par la tangente, sous condition que la période d'échantillonnage T_s , soit suffisamment petite par rapport aux constantes de temps des

grandeurs du système commandé, l'équation (44) peut être remplacée par l'équation discrétisée suivante :

$$\begin{cases} i_d(k+1) = i_d(k) + \frac{T_s}{L} [e_d(k) - u_d(k)] \\ i_q(k+1) = i_q(k) + \frac{T_s}{L} [e_q(k) - u_q(k)] \end{cases} \quad (45)$$

Cette équation résultante est identique à l'équation (38), utilisée pour le développement de l'algorithme de commande prédictive des courants i_α et i_β présenté dans la section précédente. L'objectif de cette stratégie est de forcer chacun des courants à évaluer sa référence au prochain instant d'échantillonnage, en tenant compte de l'égalité suivante :

$$\begin{cases} i_d(k+1) = i_d^*(k+1) \\ i_q(k+1) = i_q^*(k+1) \end{cases} \quad (46)$$

Grâce aux mêmes calculs effectués précédemment, pour le cas de la commande de i_α et i_β , nous obtenons l'expression de la loi de commande prédictive des courants i_d et i_q en fonction des deux nouvelles variables de commande u_d et u_q . Elle est définie par l'expression ci-dessous :

$$\begin{cases} u_d(k) = e_d(k) - \frac{L}{T_s} [i_d^*(k+1) - i_d(k)] \\ u_q(k) = e_q(k) - \frac{L}{T_s} [i_q^*(k+1) - i_q(k)] \end{cases} \quad (47)$$

Le vecteur de commande moyen qui doit être appliqué à l'entrée du pont redresseur durant la période de commutation en cours est alors donné par la relation (48) :

$$\begin{bmatrix} v_d(k) \\ v_q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d(k) \\ e_q(k) \end{bmatrix} - \frac{L}{T_s} \begin{bmatrix} i_d^*(k+1) - i_d(k) \\ i_q^*(k+1) - i_q(k) \end{bmatrix} + \omega L \begin{bmatrix} i_q(k) \\ -i_d(k) \end{bmatrix} \quad (48)$$

Nous constatons que la relation précédente nécessite la connaissance des valeurs futures des références des courants commandés. En effet, une prédiction d'un pas en avance est alors faite au début de chaque période de commutation pour les deux références. La figure 4.25, illustrant la structure de la stratégie développée, montre que la référence du courant i_q est constante et fournie de l'extérieur. Sa valeur au prochain instant d'échantillonnage est alors donnée par :

$$i_q^*(k+1) = i_q^*(k) \quad (49)$$

En revanche, la référence du courant i_d est fournie par la boucle de régulation de la tension du bus continu. Compte tenu de la grande prédominance de la constante de temps du circuit $R-C$ par rapport à la période de commutation T_s , nous pouvons admettre que la tension v_{dc} est constante durant deux périodes de commutation successives $[(k-1)T_s, (k+1)T_s]$. Ceci permet d'écrire l'égalité suivante :

$$\varepsilon_{v_{dc}}(k-1) = \varepsilon_{v_{dc}}(k) = \varepsilon_{v_{dc}}(k+1) \quad (50)$$

Alors, l'allure de i_d^* possède une forme de rampe dans cet intervalle comme l'indique la figure 4.26. Il s'agit de la réponse du régulateur PI à une entrée constante. L'estimation de cette référence à l'instant d'échantillonnage $(k+1)$ se déduit de la relation ci-dessous :

$$i_d^*(k+1) = 2.i_d^*(k) - i_d^*(k-1) \quad (51)$$

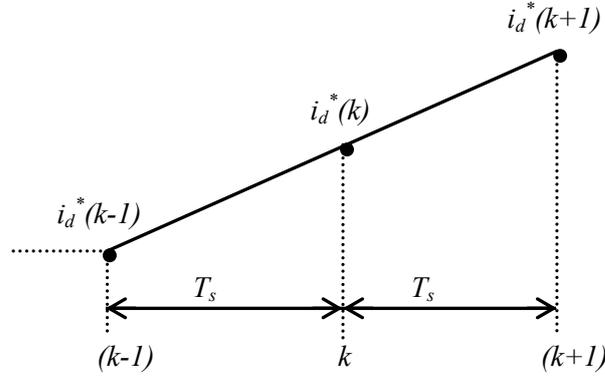


Figure 4.26 Principe de prédiction de la référence i_d^* .

En substituant les équations (49) et (51) dans l'équation (48), nous obtenons la loi de commande prédictive des courants i_d et i_q . Elle est exprimée par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_d(k) \\ v_q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d(k) \\ e_q(k) \end{bmatrix} - \frac{L}{T_s} \begin{bmatrix} \varepsilon_{i_d}(k) + \Delta i_d^*(k) \\ \varepsilon_{i_q}(k) \end{bmatrix} + \omega L \begin{bmatrix} i_q(k) \\ -i_d(k) \end{bmatrix} \quad (52)$$

Les termes $\varepsilon_{id}(k)$ et $\varepsilon_{iq}(k)$ représentent les erreurs actuelles de poursuite de référence des courants commandés. $\Delta i_d^*(k)$ représente la variation actuelle de la référence du courant i_d définie par :

$$\Delta i_d^*(k) = i_d^*(k) - i_d^*(k-1) \quad (53)$$

Pour cette stratégie de commande prédictive, l'application du vecteur de commande moyen s'effectue également à l'aide de la modulation vectorielle. Ce type de modulation utilise les grandeurs représentées dans le repère stationnaire α - β . Une transformation du vecteur de commande moyen donné par l'équation (52), vers le repère α - β est alors indispensable. Elle s'effectue par le biais de la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(k) \\ v_\beta(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \\ -\cos(\omega t) & \sin(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d(k) \\ v_q(k) \end{bmatrix} \quad (54)$$

4.5.2.3 Résultats de simulation

Les deux algorithmes de commande prédictive à réponse pile du redresseur triphasé, élaborés dans ce chapitre, sont validés par simulation. Les figures 4.27 et 4.28 représentent les formes d'ondes des deux courants commandés, des courants absorbés, et celles des commandes calculées dans le plan α - β et d - q respectivement. Lors de ce test en boucle ouverte, l'amplitude des courants de référence est incrémentée brusquement de 5 à 7A. Nous notons la poursuite parfaite de trajectoire des courants commandés et l'absorption de courants quasi sinusoïdaux avec un facteur de puissance unitaire.

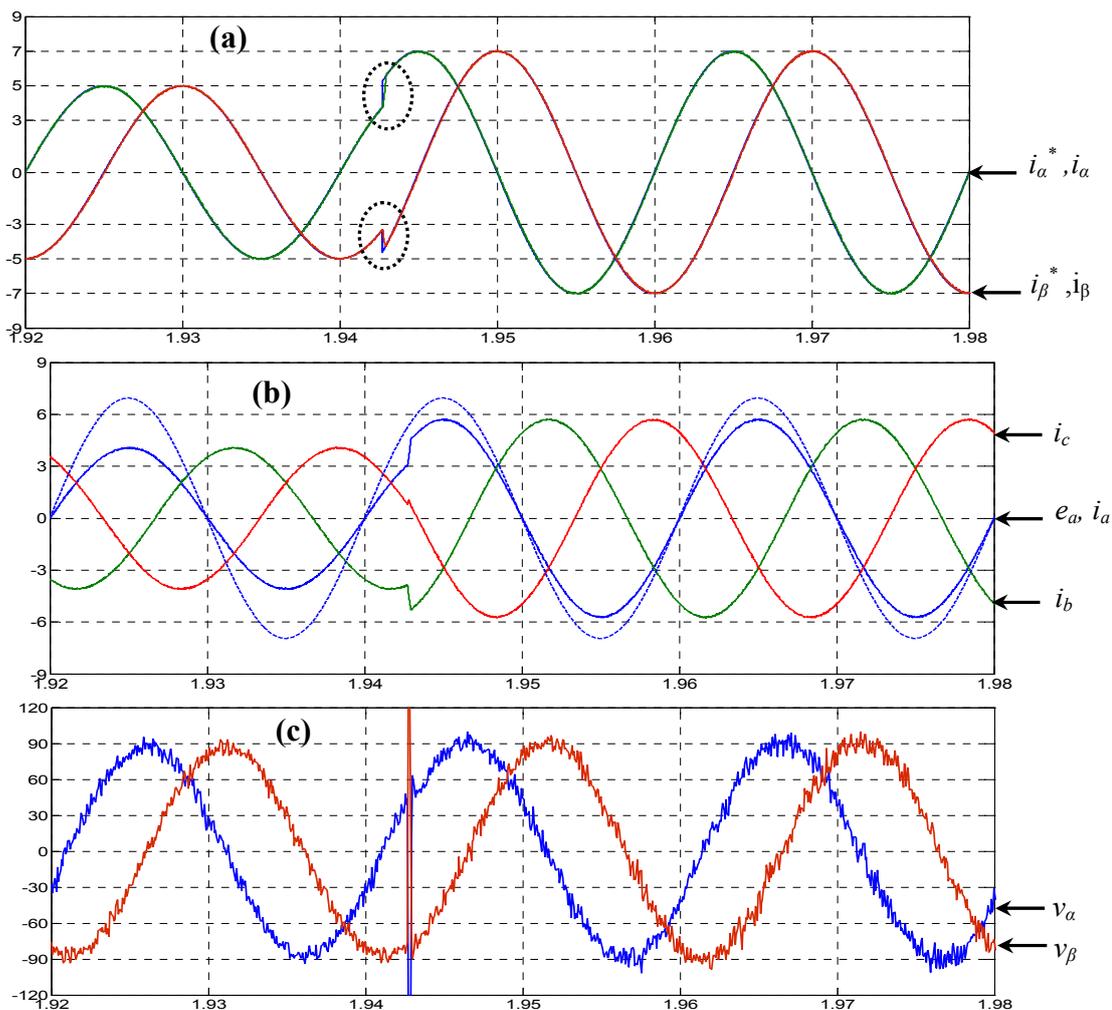


Figure 4.27 Résultats de la commande prédictive des courants i_{α} et i_{β} en boucle ouverte :
 (a) formes d'onde des courants commandés, (b) formes d'ondes des courants absorbés,
 (c) composantes du vecteur de commande moyen calculé.

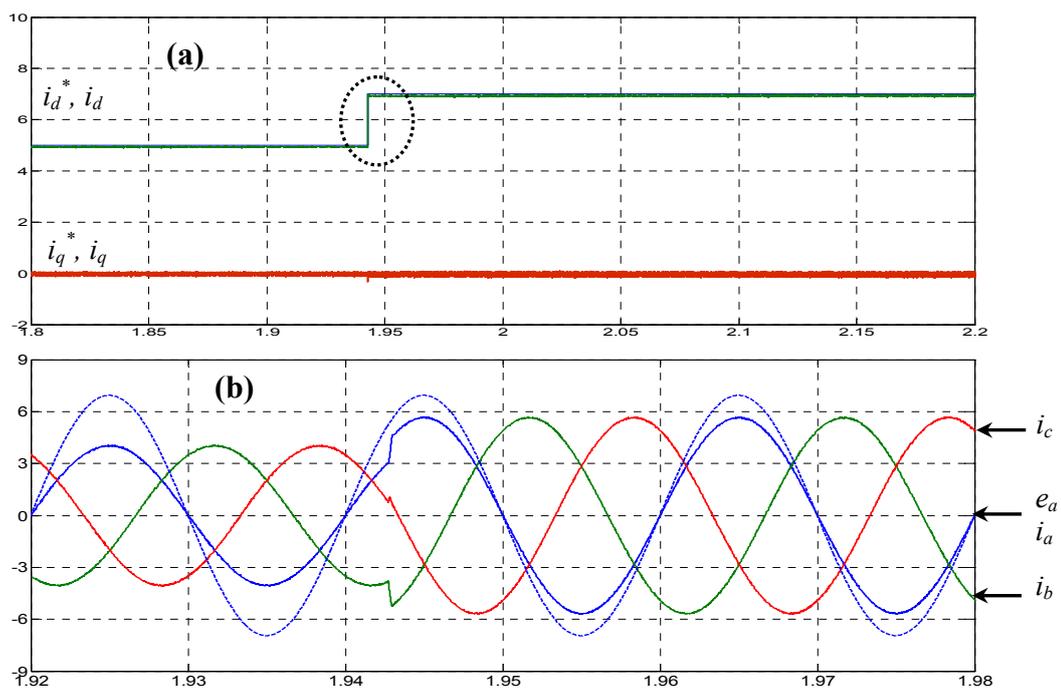


Figure 4.28 Résultats de la commande prédictive des courants i_d et i_q en boucle ouverte :
 (a) formes d'onde des courants commandés, (b) formes d'ondes des courants absorbés.

Différentes simulations en boucle fermée sont réalisées et les résultats en régime permanent sont illustrés sur les figures 4.29 et 4.30 ci-après. Nous constatons le réglage appréciable de la tension v_{dc} à sa valeur de référence, les courants absorbés sont aussi très proches d'une forme d'onde sinusoïdale et possèdent un taux de distorsion très faible ($THD_i < 1\%$) pour les deux commandes.

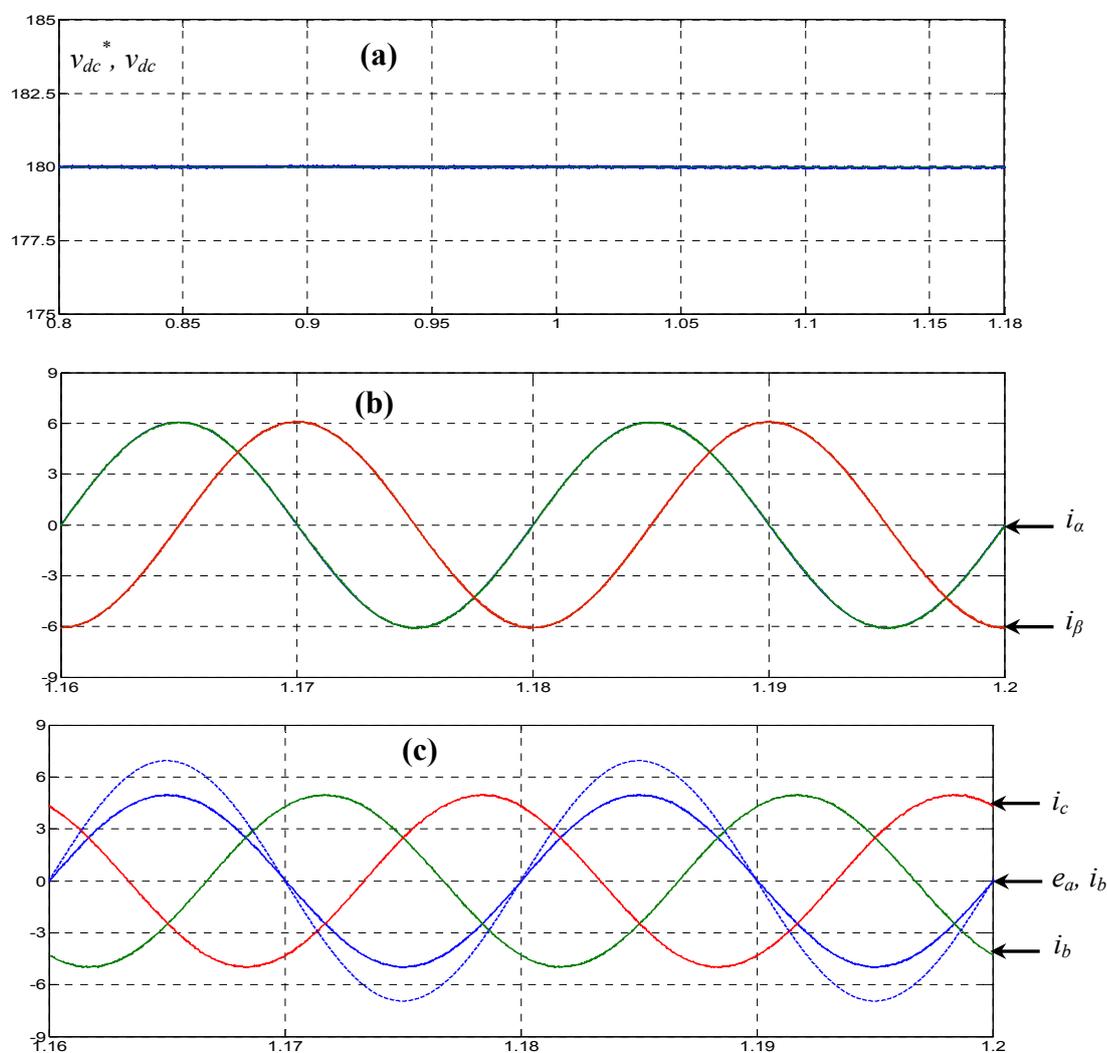
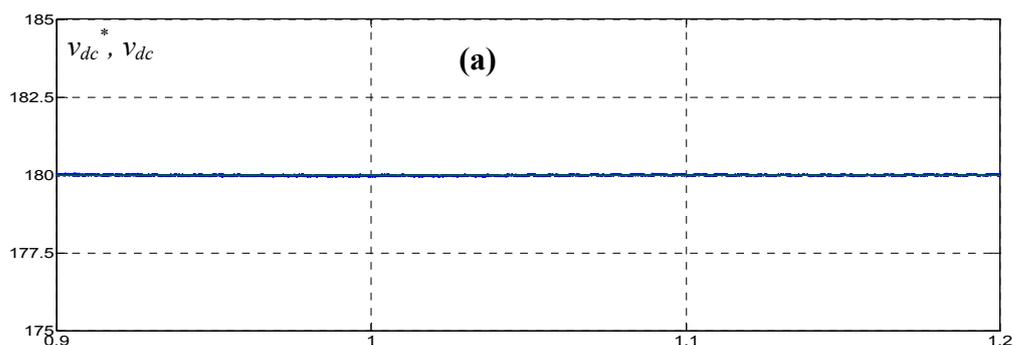


Figure 4.29 Résultats en régime permanent de la commande prédictive des courants i_α et i_β pour $v_{dc}^* = 180V$:

(a) allure de la tension v_{dc} , (b) formes d'onde des courants commandés,

(c) formes d'ondes des courants absorbés ($THD_i = 0.66\%$)



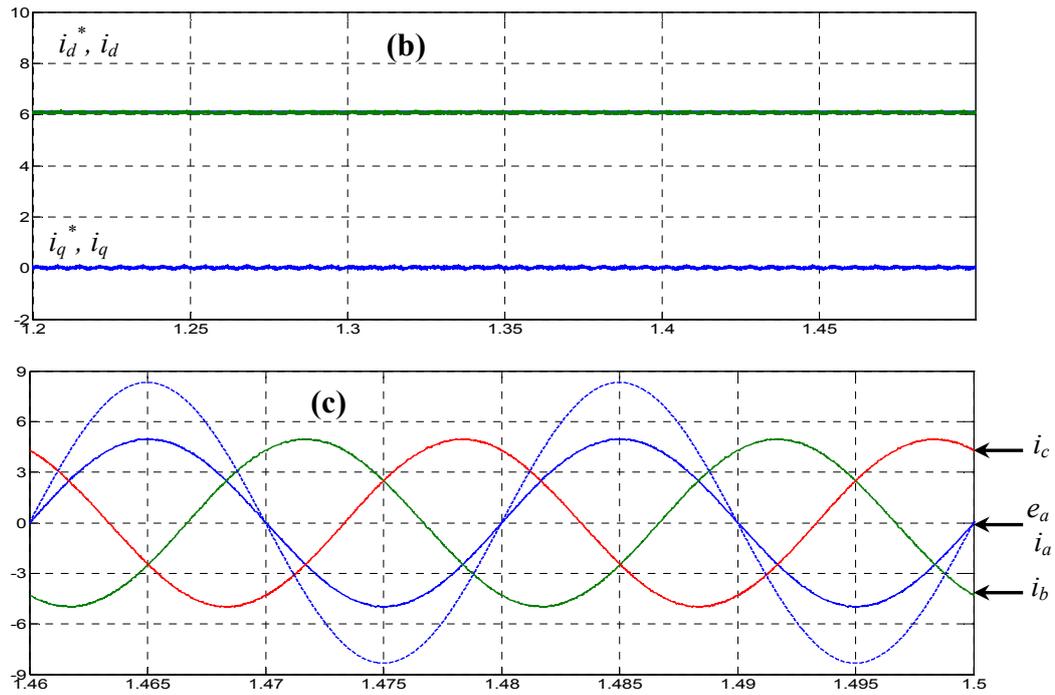


Figure 4.30 Résultats en régime permanent de la commande prédictive des courants i_d et i_q pour $v_{dc}^* = 180V$:
 (a) allure de la tension v_{dc} , (b) formes d'ondes des courants commandés,
 (c) formes d'ondes des courants absorbés ($THD_i = 0.65\%$).

Les résultats en régime transitoire suite à une variation de charge, pour l'algorithme de commande des courants i_α et i_β , et une variation de v_{dc} , pour la commande de i_d et i_q , sont illustrés respectivement sur les figures 4.31 et 4.32 ci-dessous :

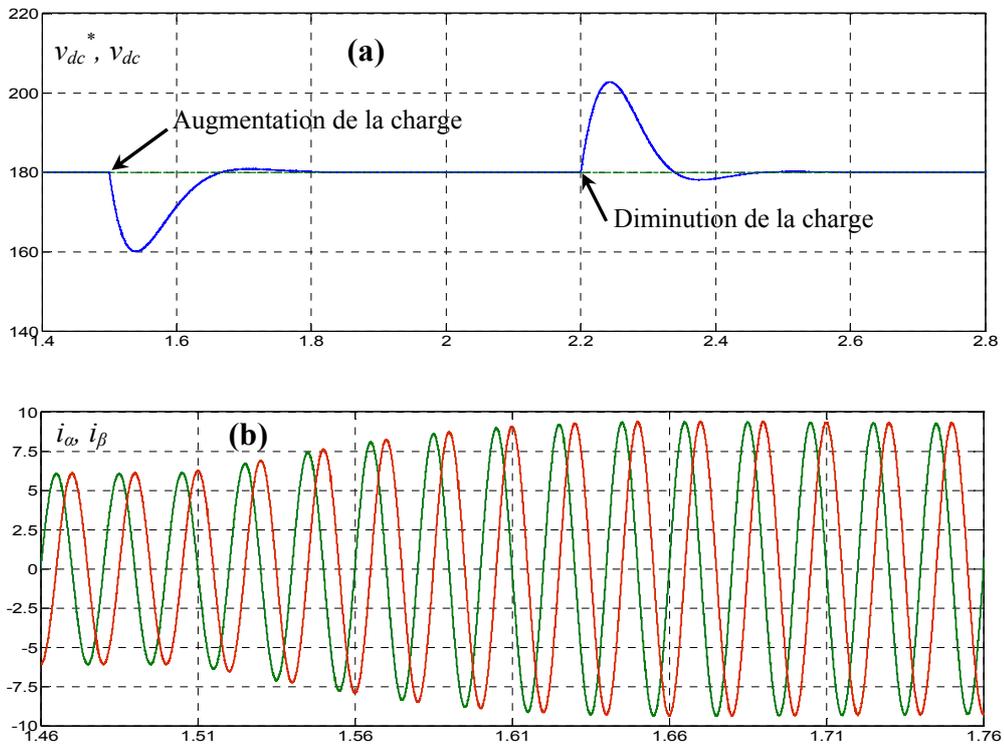


Figure 4.31 Résultats en régime transitoire pour une variation de charge $v_{dc}^* = 180V$:
 (a) allure de la tension v_{dc} , (b) formes d'ondes des courants commandés i_α et i_β .

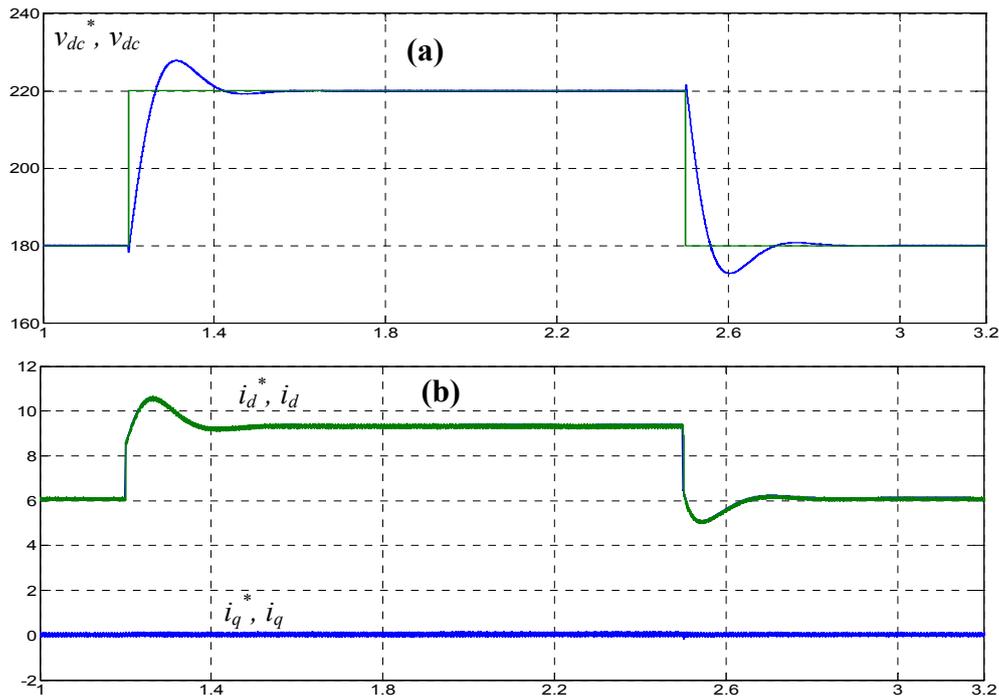


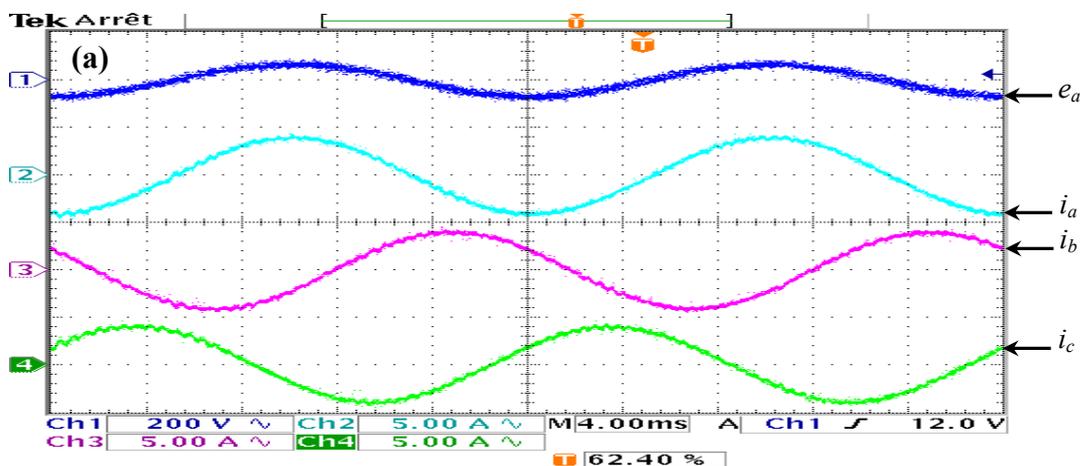
Figure 4.32 Résultats en régime transitoire pour une variation de v_{dc}^* :

(a) allure de la tension v_{dc} , (b) formes d'onde des courants commandés.

4.5.2.4 Résultats expérimentaux

Les résultats de validation des deux commandes prédictives sur le banc d'essai pratique sont illustrés sur les figures ci-après. Nous présentons tout d'abord, sur la figure 4.33, les formes d'onde obtenues en boucle ouverte en fixant l'amplitude des courants commandés à 5A.

La figure 4.34 retrace les résultats obtenus en boucle fermée pour une référence de la tension du bus continu de 180V. Des mesures pratiques prises sur la qualité des courants absorbés, indiquent que ces derniers possèdent un taux de distorsion très faible ($THD_i=1\%$) et sont en phase avec les tensions du réseau. Nous notons que le fonctionnement du pont redresseur triphasé à facteur de puissance unitaire est obtenu avec succès.



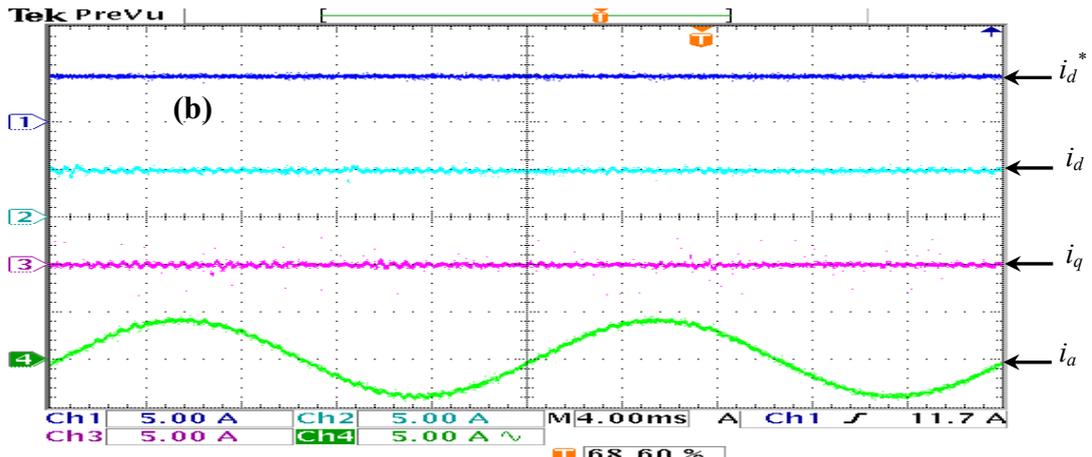


Figure 4.33 Résultats en boucle ouverte pour $I_{\alpha\beta\max}=5A$, $I_d^*=5A$, $I_q^*=0$:
 (a) algorithme de commande de i_α et i_β , (b) algorithme de commande de i_d et i_q .

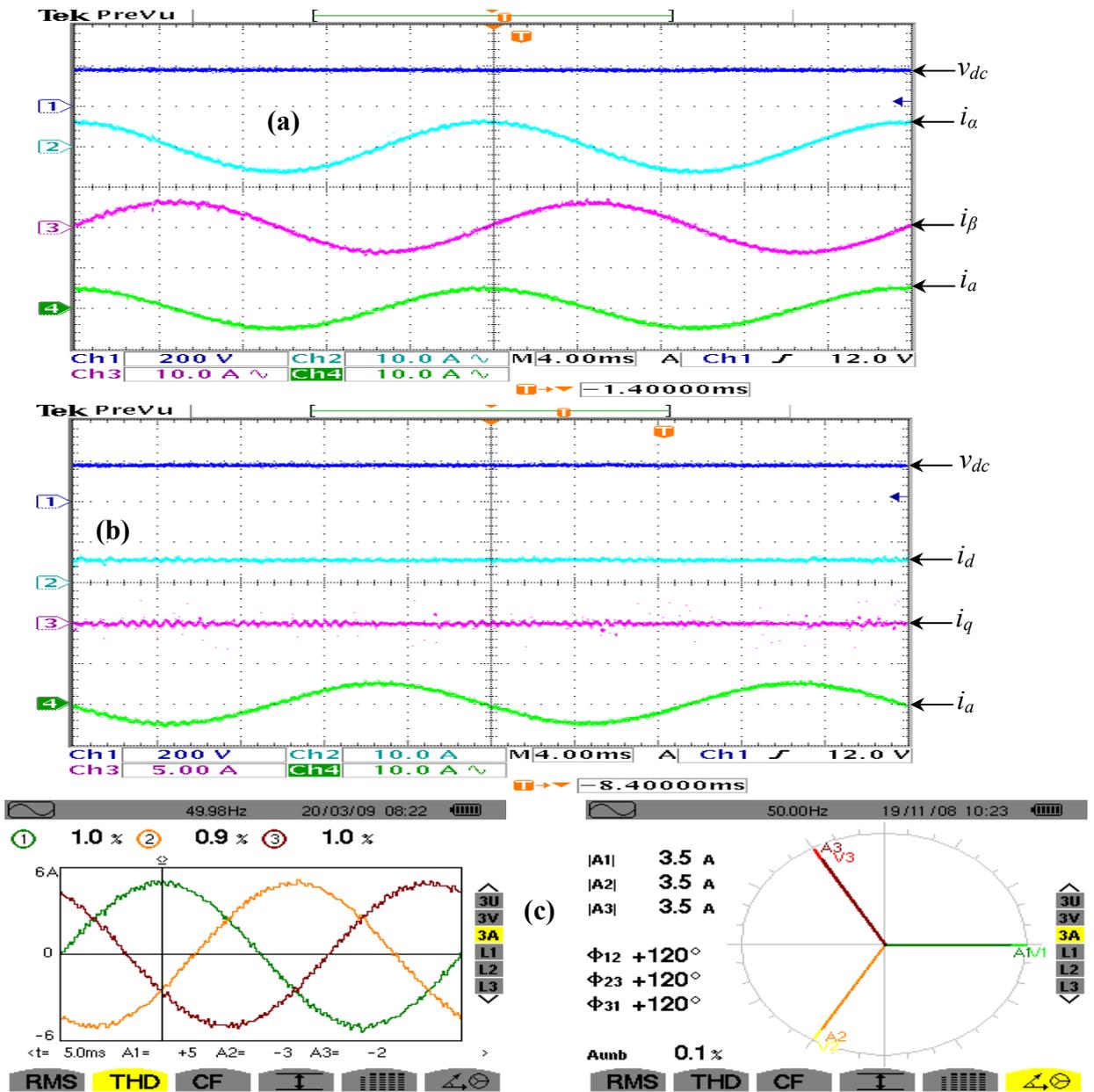


Figure 4.34 Résultats en boucle fermée pour $v_{dc}^*=180V$: (a) Algorithme de commande de i_α et i_β , (b) Algorithme de commande de i_d et i_q . (c) Mesures pratiques : THD des courants i_α , i_β , et i_c et diagramme de phase.

Les réponses des deux algorithmes en régime transitoire sont illustrées sur les figures ci-dessous. Nous présentons ici les formes d'onde de la tension du bus continu, des courants commandés et celle du courants de la phase "a" pour une variation brutale de v_{dc}^* (figures 4.35 et 4.36) et une variation de la charge (figure 4.37).

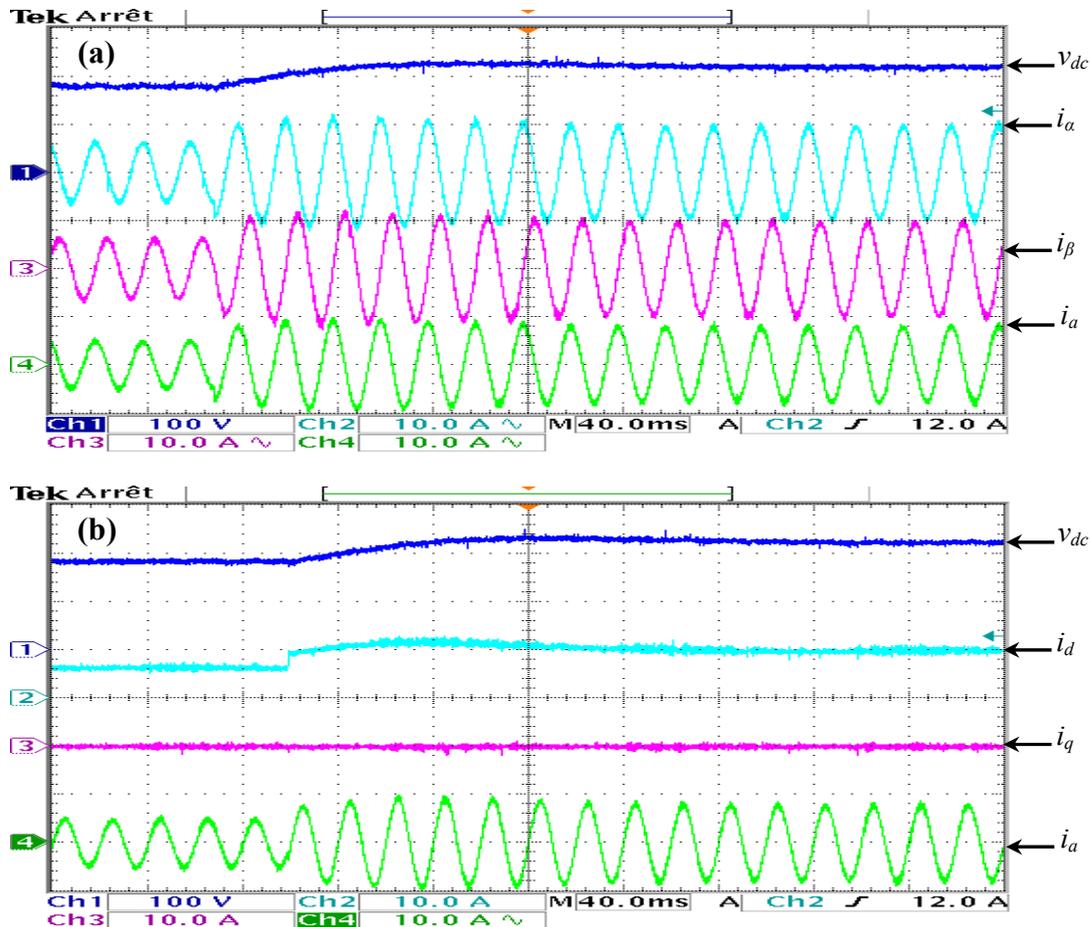
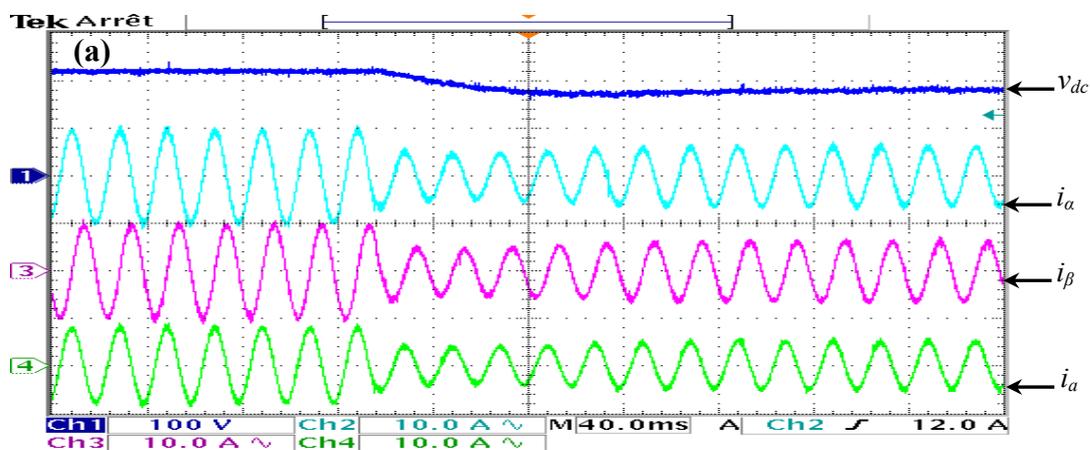


Figure 4.35 Résultats pour une augmentation de v_{dc}^* de 180 à 220V:

(a) Algorithme de commande de i_α et i_β , (b) Algorithme de commande de i_d et i_q .



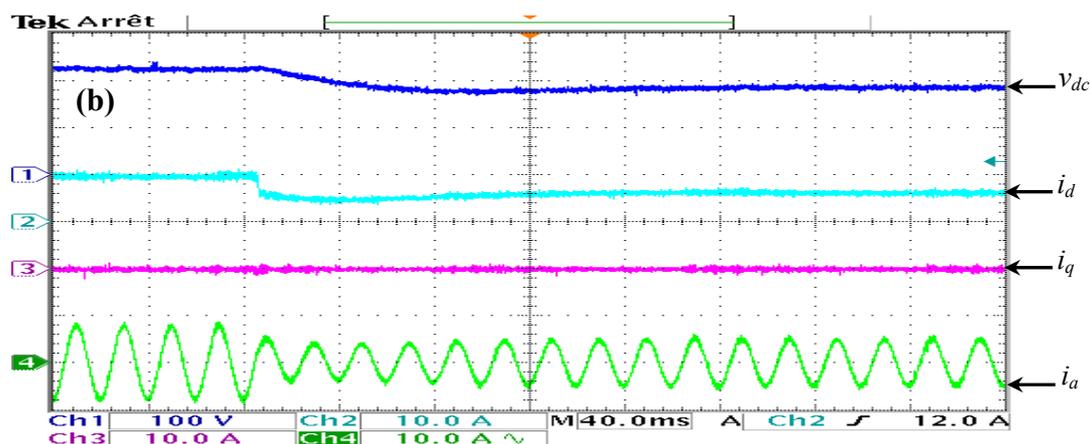


Figure 4.36 Résultats pour une diminution de v_{dc}^* de 220 à 180V:

(a) Algorithme de commande de i_a et i_β , (b) Algorithme de commande de i_d et i_q .

Ces résultats pratiques montrent que les performances de ces algorithmes sont excellentes en régimes transitoires. En effet, une variation de v_{dc}^* provoque une augmentation ou une diminution de l'amplitude des courants commandés, qui suivent parfaitement leurs trajectoires durant ces transitoires. De même pour une variation de la charge, une augmentation de celle-ci provoque une chute de la tension v_{dc} , l'algorithme procède à la compensation de cette chute par l'augmentation des courants. A l'inverse, une diminution de la charge provoque une surtension qui se corrige par une diminution des courants absorbés.

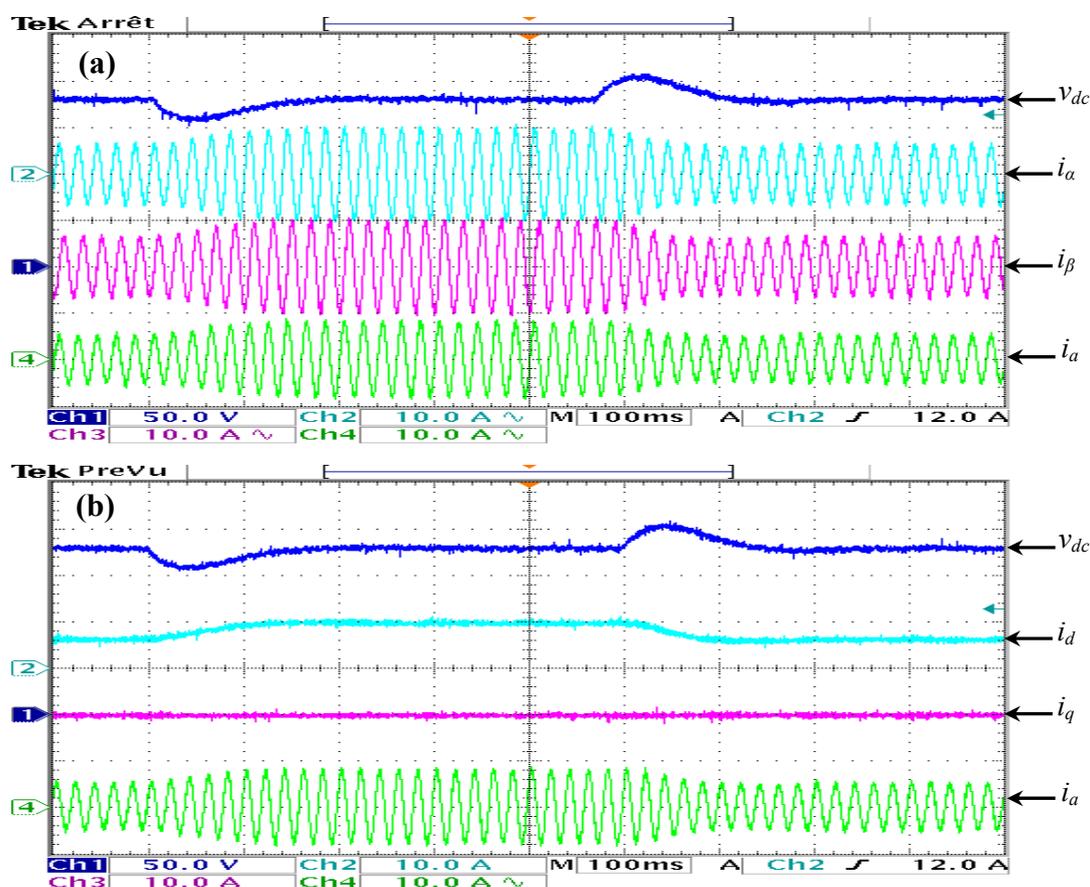


Figure 4.37 Résultats pour une variation brusque de la charge pour $v_{dc}^* = 180V$:

(a) Algorithme de commande de i_a et i_β , (b) Algorithme de commande de i_d et i_q .

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous nous sommes d'abord intéressés à montrer l'utilité d'introduire la commande prédictive dans les systèmes d'électronique de puissance. Après avoir donné une brève description des concepts fondamentaux et des différents types de la commande prédictive, nous avons élaboré un algorithme de commande du redresseur monophasé basé sur une approche prédictive à réponse pile. Pour ses deux modes de fonctionnement, à deux niveaux et trois niveaux, la commande proposée a prouvé son aptitude à assurer une poursuite satisfaisante du courant absorbé par le redresseur. Nous avons montré également, dans cette partie, l'avantage du mode de fonctionnement à deux niveaux par rapport à celui à trois niveaux.

Dans la seconde partie de ce chapitre, nous avons exposé deux stratégies prédictives permettant de commander directement les courants absorbés par le pont redresseur triphasé. La première approche est basée sur la recherche du vecteur de commande optimal minimisant une fonction de performance. Le vecteur optimal sélectionné est appliqué durant une période complète de commutation. Les courants sont commandés dans le repère stationnaire α - β . La deuxième approche prédictive, utilisant le principe de la commande à réponse pile, est basée sur le calcul du vecteur de commande moyen à appliquer pour annuler l'erreur de suivi de trajectoire des deux composantes du vecteur de courant. Deux configurations sont possibles pour cette approche. L'une pour la commande des courants dans le repère stationnaire α - β , dont les trajectoires de référence possèdent une forme d'onde sinusoïdale, tandis que la deuxième est destinée à commander les courants dans le repère tournant d - q . Les trajectoires de référence cette fois-ci sont constantes.

Les algorithmes de commande prédictive élaborés dans ce chapitre sont simulés et implantés sur un banc d'essai expérimental. Plusieurs résultats de simulation et expérimentaux, attestant les performances en régime transitoire et permanent, sont présentés et analysés. Ces résultats sont jugés très pertinents et valident les stratégies développées. De plus, grâce aux mesures pratiques effectuées sur la qualité des formes d'ondes obtenues, nous pouvons souligner l'obtention de l'objectif visé au niveau de la combinaison du contrôle direct de courant avec la commande prédictive qui était d'aboutir simultanément à l'absorption de courants sinusoïdaux sous un facteur de puissance unitaire.

Commande Directe de Puissance Prédictive du Redresseur Triphasé à MLI

Ce chapitre présente une nouvelle configuration du contrôle direct de puissance (*DPC*) du redresseur à *MLI* basée sur une stratégie prédictive. Tout au long de ce chapitre, cette technique est désignée par : Commande Directe de Puissance Prédictive (*P-DPC*). Deux approches permettant de combiner le contrôle direct de puissance avec le principe de la commande prédictive sont abordées dans ce travail. La première approche consiste à appliquer un seul vecteur de commande par période de commutation. Le vecteur appliqué est optimal parce qu'il est issu de l'optimisation d'une fonction de performance (recherche de la distance minimale). La deuxième approche est basée sur l'application d'un vecteur de commande moyen durant la période de commutation par le biais de la modulation vectorielle (*SVM*). Le vecteur moyen appliqué permet de neutraliser les erreurs de suivi de référence des puissances instantanées, active et réactive, à la fin de la période de commutation. Cette approche est élaborée au sens de la technique *deadbeat* ou réponse pile. Elle permet de commander les interrupteurs du redresseur avec une fréquence de commutation constante. Les résultats de simulation et pratiques validant les deux approches prédictives développées sont présentés et interprétés. Ce chapitre est clôturé par une étude comparative des commandes prédictives développées et du contrôle direct de puissance avec table de commutation prédéfinie.

Sommaire :

5.1. Introduction	150
5.2. Modèle prédictif du redresseur à MLI commandé en puissance	150
5.3. <i>P-DPC</i> avec sélection du vecteur de commande optimal	152
5.4. <i>P-DPC</i> avec réponse pile	159
5.5. Etude comparative	168
5.6. Conclusion	169

5.1 Introduction

Les techniques avec un contrôle direct de puissance (*DPC*) utilisant une table de commutation prédéfinie, décrites au chapitre 3, ne permettent pas d'imposer de façon explicite des critères ou contraintes sur la qualité des puissances instantanées contrôlées. Cette configuration du *DPC* possède un inconvénient majeur lié à la périodicité des signaux de commande des interrupteurs, qui n'est pas maîtrisable. De plus, elle nécessite une fréquence d'échantillonnage élevée pour obtenir un contrôle précis et performant des puissances active et réactive. Cependant, cette fréquence d'échantillonnage est souvent limitée par le calculateur numérique mis en œuvre et conduit à un fonctionnement avec une fréquence de commutation variable, dont la fréquence minimale correspond au temps d'exécution de l'algorithme de contrôle. Pour remédier à cet inconvénient majeur du *DPC* avec table de commutation prédéfinie, il s'avère alors nécessaire de développer une nouvelle configuration permettant d'imposer des critères explicites sur la qualité des puissances contrôlées. Afin d'atteindre cet objectif, nous proposons dans ce chapitre de combiner le principe du *DPC* avec une stratégie prédictive pour pouvoir imposer préalablement des critères sur la qualité du contrôle des puissances instantanées active et réactive. Cette approche s'intitule commande directe de puissance prédictive et s'identifie par le sigle : *P-DPC*.

Deux manières de combinaison entre le contrôle direct de puissance et la commande prédictive, conduisant à deux approches de pilotage du redresseur à *MLI*, sont élaborées dans cette partie. La première approche est basée sur l'optimisation d'une fonction de performance pour identifier le vecteur de commande optimal à appliquer durant chaque période de commutation. La deuxième approche consiste à calculer, le vecteur de commande moyen, relativement à la période de commutation, à imposer durant cette période afin d'annuler les erreurs de suivi de référence des deux puissances active et réactive à la fin de cette période. Elle est développée au sens de la commande prédictive à réponse pile appelée aussi "*Deadbeat control*". Le développement des deux approches prédictives ainsi que les résultats de simulation et des validations expérimentales sont exposés et commentés à la fin du présent chapitre.

5.2 Modèle prédictif du redresseur à *MLI* commandé en puissance

Toute stratégie de contrôle fondée sur une approche prédictive est basée essentiellement sur la prédiction de la grandeur de contrôle au début de chaque période d'échantillonnage, pour l'appliquer durant cette période, dont l'objectif est d'atteindre les performances souhaitées. La prédiction s'articule autour de la grandeur de référence à suivre, la valeur actuelle de la variable à contrôler (sortie) et les paramètres intervenant dans la dynamique du système. Afin d'élaborer un algorithme de contrôle direct de puissance combiné avec une approche prédictive, il est indispensable tout d'abord d'établir un modèle prédictif du redresseur triphasé à *MLI* contrôlé à l'aide des puissances instantanées active et réactive. La démarche qui mène à cet objectif est détaillée dans les étapes qui suivent [142] :

Dans un repère stationnaire α - β , et pour un système triphasé équilibré, les puissances instantanées active et réactive sont données par l'expression ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} P \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & -e_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (1)$$

Si la période d'échantillonnage T_s , est supposée suffisamment petite devant la période de la tension du réseau alimentant le redresseur ($T_s \ll T$), les composantes du vecteur de tension du réseau, $e_{\alpha\beta}$, peuvent être considérées constantes durant la période d'échantillonnage. Cette supposition permet d'écrire :

$$\begin{cases} e_\alpha(k+1) = e_\alpha(k) \\ e_\beta(k+1) = e_\beta(k) \end{cases} \quad (2)$$

Tenant compte de la supposition ci-dessus, la puissance active et réactive au prochain instant d'échantillonnage sont données par l'expression ci-après :

$$\begin{bmatrix} P(k+1) \\ q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha(k) & e_\beta(k) \\ e_\beta(k) & -e_\alpha(k) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha(k+1) \\ i_\beta(k+1) \end{bmatrix} \quad (3)$$

Les variations des puissances active et réactive entre deux instants d'échantillonnage successifs sont alors données par la formule suivante:

$$\begin{bmatrix} P(k+1) - P(k) \\ q(k+1) - q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha(k) & e_\beta(k) \\ e_\beta(k) & -e_\alpha(k) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha(k+1) - i_\alpha(k) \\ i_\beta(k+1) - i_\beta(k) \end{bmatrix} \quad (4)$$

D'autre part, l'évolution du vecteur des courants absorbés par le redresseur est régie par l'équation différentielle du premier ordre :

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha(t) \\ e_\beta(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} - r \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (5)$$

En négligeant l'effet de la résistance série de la bobine de couplage, r , et en utilisant une discrétisation du premier ordre de l'équation (5) sur une période d'échantillonnage, T_s , nous obtenons alors la variation du vecteur des courants entre les deux instants d'échantillonnage successifs " k " et " $(k+1)$ ", qui est exprimée par la relation ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(k+1) - i_\alpha(k) \\ i_\beta(k+1) - i_\beta(k) \end{bmatrix} = \frac{T_s}{L} \left(\begin{bmatrix} e_\alpha(k) \\ e_\beta(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_\alpha(k) \\ v_\beta(k) \end{bmatrix} \right) \quad (6)$$

En insérant l'expression de l'équation (6) dans (4), nous obtenons le modèle prédictif du redresseur à MLI, en fonction des puissances instantanées active et réactive, ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} P(k+1) \\ q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(k) \\ q(k) \end{bmatrix} + \frac{T_s}{L} \begin{bmatrix} e_\alpha(k) & e_\beta(k) \\ e_\beta(k) & -e_\alpha(k) \end{bmatrix} \cdot \left(\begin{bmatrix} e_\alpha(k) \\ e_\beta(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_\alpha(k) \\ v_\beta(k) \end{bmatrix} \right) \quad (7)$$

Il est remarquable que l'inductance de la bobine de couplage L , ainsi que la période d'échantillonnage T_s , sont les seuls paramètres du système intervenant dans ce modèle prédictif.

Sur la base du modèle prédictif de l'équation (7), deux approches prédictives sont développées :

- Première approche, basée sur la sélection du vecteur de commande optimal, parmi les vecteurs possibles, à appliquer durant la période d'échantillonnage. La sélection s'effectue en optimisant une fonction de performance.
- Deuxième approche, elle consiste à calculer un vecteur de commande moyen à appliquer durant la période d'échantillonnage pour annuler les erreurs de suivi de référence des puissances instantanées active et réactive à la fin de cette période. Il s'agit d'une commande prédictive à réponse nulle (*Deadbeat control*).

5.3 Commande directe de puissance prédictive (*P-DPC*) avec sélection du vecteur de commande optimal

Le principe de cette approche consiste à choisir, au début de chaque période d'échantillonnage, le vecteur de commande à appliquer durant cette période pour optimiser une fonction de performance. Dans le but d'obtenir une meilleure convergence des puissances active et réactive vers leurs références respectives, au début de chaque période d'échantillonnage une variation souhaitée de chacune des puissances, $\Delta P^*(k)$ et $\Delta q^*(k)$, est calculée en fonction des valeurs actuelles des puissances instantanées active et réactive, $P(k)$ et $q(k)$, et des valeurs futures de leurs références, $P^*(k+1)$ et $q^*(k+1)$. La *P-DPC* basée sur cette approche prédictive est analogue à celle utilisant une table de commutation prédéfinie, présentée au chapitre 3, du fait que les deux configurations s'appuient sur l'application d'un seul vecteur de commande par période de commutation. La configuration globale de la *P-DPC* avec sélection du vecteur de commande optimal est illustrée sur la figure 5.1.

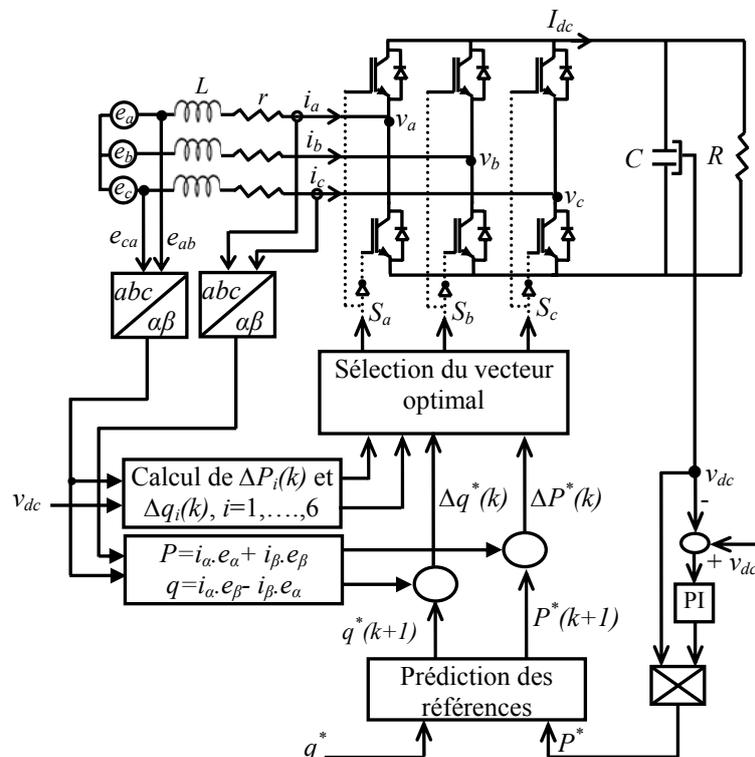


Figure 5.1 Configuration de la *P-DPC* avec sélection du vecteur de commande optimal.

La convergence idéale des puissances commandées active et réactive est atteinte si la condition ci-dessous est vérifiée :

$$\begin{cases} P^*(k+1) - P(k+1) = 0 \\ q^*(k+1) - q(k+1) = 0 \end{cases} \quad (8)$$

La condition (8) ne peut être satisfaite que lorsque les variations des puissances active et réactive, durant la période de commutation, prennent les valeurs suivantes :

$$\begin{cases} \Delta P^*(k) = P^*(k+1) - P(k) \\ \Delta q^*(k) = q^*(k+1) - q(k) \end{cases} \quad (9)$$

La figure 5.2 illustre le principe de calcul de $\Delta P^*(k)$, il est transposable pour $\Delta q^*(k)$.

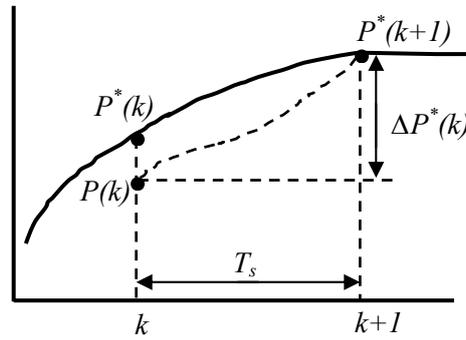


Figure 5.2 Principe de calcul de $\Delta P^*(k)$.

Par ailleurs, uniquement sept variations possibles peuvent être réalisées sur les puissances active et réactive, en appliquant chacun des sept vecteurs de commande, durant une période de commutation. Ces variations, nommées $\Delta P_i(k)$ et $\Delta q_i(k)$, sont exprimées par les équations établies au chapitre 3 (voir 3.5.1).

Elles sont données comme suit :

$$\begin{cases} \Delta P_i = \frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\|^2 - \frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\| \cdot [\cos(\theta) \cdot v_{\alpha i} + \sin(\theta) \cdot v_{\beta i}] \\ \Delta q_i = \frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\| \cdot [\cos(\theta) \cdot v_{\beta i} - \sin(\theta) \cdot v_{\alpha i}] \end{cases} \quad i = 0, 1, \dots, 6 \quad (10)$$

En grandeurs normalisées ces variations sont exprimées par les équations suivantes [140, 141] :

$$\begin{cases} \overline{\Delta P}_i = \frac{\Delta P_i}{\frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\| \cdot \|v_{\alpha\beta}\|} = \frac{\|e_{\alpha\beta}\|}{\|v_{\alpha\beta}\|} \cdot [\cos(\theta) \cdot \bar{v}_{\alpha i} + \sin(\theta) \cdot \bar{v}_{\beta i}] \\ \overline{\Delta q}_i = \frac{\Delta q_i}{\frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\| \cdot \|v_{\alpha\beta}\|} = \cos(\theta) \cdot \bar{v}_{\beta i} - \sin(\theta) \cdot \bar{v}_{\alpha i} \end{cases} \quad i = 0, 1, \dots, 6 \quad (11)$$

Les variations souhaitées, $\Delta P^*(k)$ et $\Delta q^*(k)$, énoncées par l'équation (9), peuvent aussi s'écrire en grandeurs normalisées en utilisant les relations ci-dessous :

$$\begin{cases} \overline{\Delta P_i^*}(k) = \frac{\Delta P_i^*(k)}{\frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\| \cdot \|v_{\alpha\beta}\|} \\ \overline{\Delta q_i^*}(k) = \frac{\Delta q_i^*(k)}{\frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\| \cdot \|v_{\alpha\beta}\|} \end{cases} \quad (12)$$

5.3.1 Prédiction des références des puissances instantanées [142]

La prédiction des valeurs des références des grandeurs commandées d'un processus bouclé est une étape primordiale pour tout algorithme de commande utilisant une approche prédictive. En effet, l'obtention de l'objectif prévu pour le contrôle dépend essentiellement de la méthode de prédiction adoptée. Car, ces références prédictives interviennent dans le calcul des grandeurs de contrôle à chaque instant d'échantillonnage. La *P-DPC* nécessite la prédiction des références des puissances instantanées active et réactive avec un pas en avance, $P^*(k+1)$ et $q^*(k+1)$.

La référence de la puissance réactive, est fournie de l'extérieur. Elle est souvent imposée constante, et nulle pour le fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire. L'estimation de la référence de cette puissance au prochain instant d'échantillonnage est alors donnée par l'équation (13) :

$$q^*(k+1) = q^*(k) \quad (13)$$

Pour une éventuelle variation de cette référence, la prédiction sera incorrecte que pour le premier échantillon qui suit l'instant de la variation.

D'autre part, la référence de la puissance active, est fournie par le régulateur de tension du bus continu. Elle s'ajuste continuellement pour éliminer l'erreur de suivi de référence de cette dernière en régime permanent. Vu l'importance de la constante du temps du circuit *R-C* par rapport à la période d'échantillonnage T_s , il est possible d'admettre que la variation de l'erreur de réglage de la tension du bus continu durant deux périodes d'échantillonnage successives est négligeable. Cette supposition permet d'écrire la relation suivante :

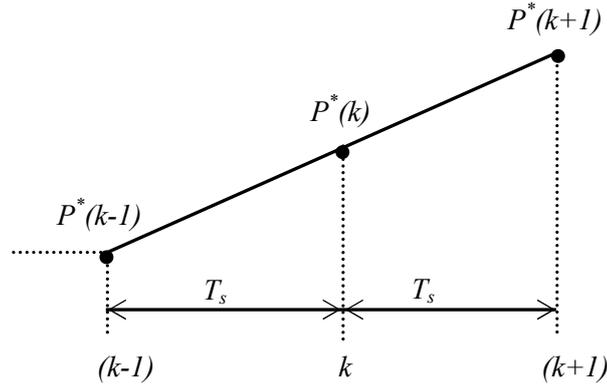
$$\varepsilon_{v_{dc}}((k-1)T_s) = \varepsilon_{v_{dc}}(kT_s) = \varepsilon_{v_{dc}}((k+1)T_s) \quad (14)$$

Tenant compte de l'égalité ci-dessus, (14), la réponse du régulateur *PI* durant l'intervalle $[(k-1)T_s, (k+1)T_s]$ est assimilable à un signal sous forme de rampe.

Alors, la référence de la puissance active à l'instant prochain d'échantillonnage peut être estimée à l'aide de l'expression ci-dessous :

$$P^*(k+1) = 2.P^*(k) - P^*(k-1) \quad (15)$$

La même expression peut être obtenue, si on considère que l'erreur de réglage de la tension du bus continu est constante durant une seule période d'échantillonnage, $[(k-1)T_s, kT_s]$, et en utilisant une extrapolation linéaire pour estimer $P^*(k+1)$. Le principe des deux méthodes est illustré par la figure 5.3 ci-après:


 Figure 5.3 Principe d'estimation de $P^*(k+1)$.

5.3.2 Principe de sélection du vecteur de commande optimal

Cette approche prédictive est basée sur l'application d'un seul vecteur de commande par période de commutation. De ce point de vue, elle est similaire au *DPC* utilisant une table de commutation prédéfinie, sauf que le vecteur de commande appliqué cette fois-ci est optimal. Il correspond à la variation la plus adéquate parmi les sept variations possibles décrites par l'équation (11). Ces variations peuvent être représentées sous forme de courbes en trois dimensions comme l'indique la figure 5.4. Les courbes obtenues possèdent une forme spirale dont l'axe correspond à la variation $(\Delta P_0, \Delta q_0)$ provoquée par l'application des deux vecteurs nuls. En se référant à l'équation (11), la projection de chacune de ces courbes, sur le plan $(\Delta P, \Delta q)$, forme un cercle de rayon unitaire et de centre $(\Delta P_0, \Delta q_0)$, comme l'indique la figure 5.5, puisque la relation suivante est satisfaite:

$$\left[\frac{\overline{\Delta P}_i(k) - \frac{\|e_{\alpha\beta}\|}{\|v_{\alpha\beta}\|}}{\|v_{\alpha\beta}\|} \right]^2 + [\overline{\Delta q}_i(k)]^2 = 1, \quad i = 1, 2, \dots, 6 \quad (16)$$

De plus, le vecteur des tensions du réseau, $e_{\alpha\beta}$, est tournant dans le repère stationnaire α - β à la pulsation ω . Pour une position donnée de ce vecteur, les points de variation des puissances instantanées active et réactive, $(\overline{\Delta P}_i, \overline{\Delta q}_i)$, sont répartis sur les quatre quadrants du plan $(\Delta P, \Delta q)$. Ils appartiennent tous au même cercle et sont diamétralement opposés deux à deux comme le montre la figure 5.6.

Une fois la variation souhaitée calculée, $[\Delta P^*(k), \Delta q^*(k)]$, elle est normalisée et puis repérée dans le plan $(\Delta P, \Delta q)$. Le vecteur de commande optimal à appliquer durant la période de commutation $[kT_s, (k+1)T_s]$, correspond au point de variation $(\overline{\Delta P}_i, \overline{\Delta q}_i)$ le plus proche du point de variation souhaitée. Alors, la fonction de performance à optimiser consiste à chercher la distance la plus petite entre le point $(\overline{\Delta P}^*(k), \overline{\Delta q}^*(k))$ et les points $(\overline{\Delta P}_i, \overline{\Delta q}_i)$. Elle est formulée par l'équation objective ci-dessous:

$$f(i) = \min \left(\sqrt{[\overline{\Delta P}^*(k) - \overline{\Delta P}_i]^2 + [\overline{\Delta q}^*(k) - \overline{\Delta q}_i]^2} \right) \quad i=1, 2, \dots, 6 \quad (17)$$

Nous signalons ici que la variation provoquée par les deux vecteurs nuls n'est pas prise en compte dans cette optimisation.

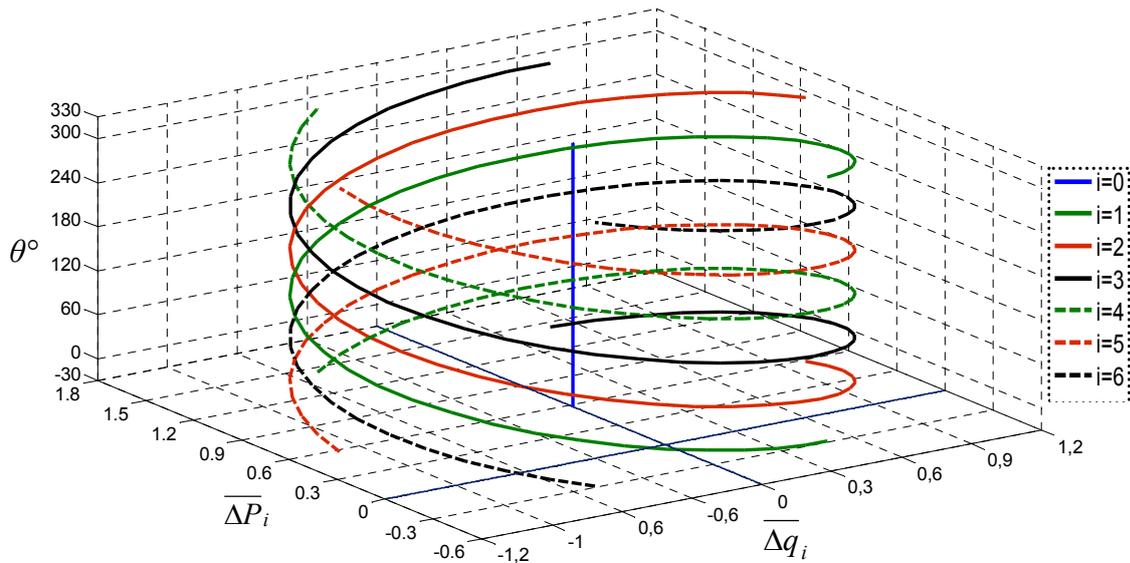


Figure 5.4 Courbes de $\overline{\Delta P}_i$ et $\overline{\Delta q}_i$ en trois dimensions.

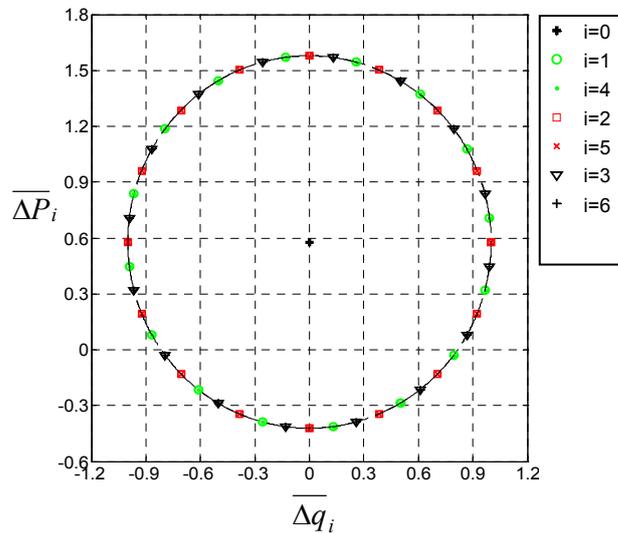


Figure 5.5 Projection de $\overline{\Delta P}_i$ et $\overline{\Delta q}_i$ sur le plan $(\Delta P, \Delta q)$ pour 16 positions du vecteur $e_{\alpha\beta}$ dans le plan $\alpha\text{-}\beta$.

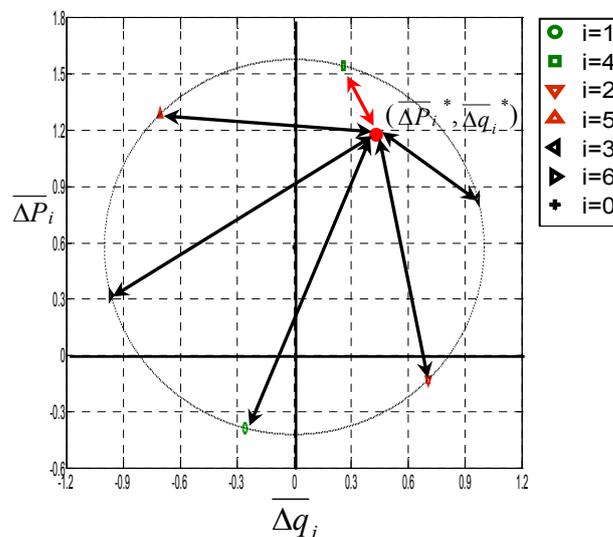


Figure 5.6 Position de $(\overline{\Delta P}_i, \overline{\Delta q}_i)$ pour $\theta=15^\circ$ et principe de sélection du vecteur de commande optimal.

5.3.3 Résultats de simulation et pratiques

L'étude en simulation de cette première approche de la commande directe de puissance prédictive du redresseur à MLI triphasé, basée sur la sélection du vecteur de commande optimal, est conduite avec l'outil de simulation Matlab/SimulinkTM et la librairie *SimPowerSystem*. Les résultats de la figure 5.7 sont obtenus en régime permanent et pour une alimentation de forme d'onde purement sinusoïdale.

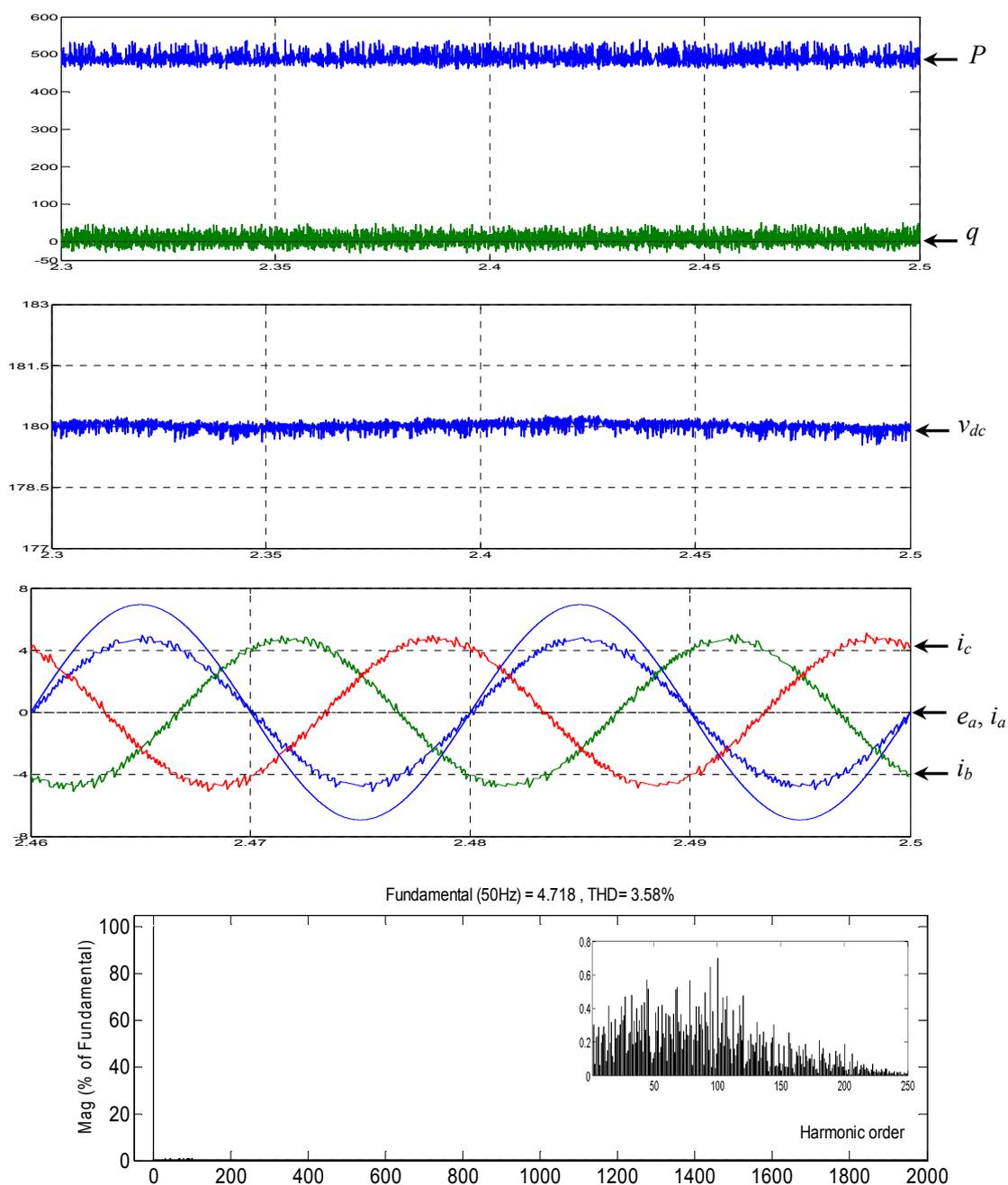


Figure 5.7 Résultats de simulation en régime permanent de la *P-DPC* avec sélection du vecteur de commande optimal et spectre des courants absorbés, $q^* = 0$ et $v_{dc}^* = 180$.

Ces résultats de simulation montrent que la stratégie développée permet d'obtenir un bon contrôle des puissances active et réactive. Les courants absorbés par le redresseur possèdent une forme d'onde quasi

sinusoïdale. Afin d'analyser les performances de la P - DPC proposée, différentes simulations ont été effectuées en régimes permanent et transitoire.

L'approche développée est implantée en pratique sur le banc d'essai conçu autour du $dSPACE$. Les résultats obtenus en régime permanent, représentés sur la figure 5.8, montrent la faisabilité de cette stratégie. La tension du bus continu, la puissance active et la puissance réactive sont bien maintenues autour de leurs références. Les courants absorbés sont de forme sinusoïdale et en phase avec les tensions de ligne.

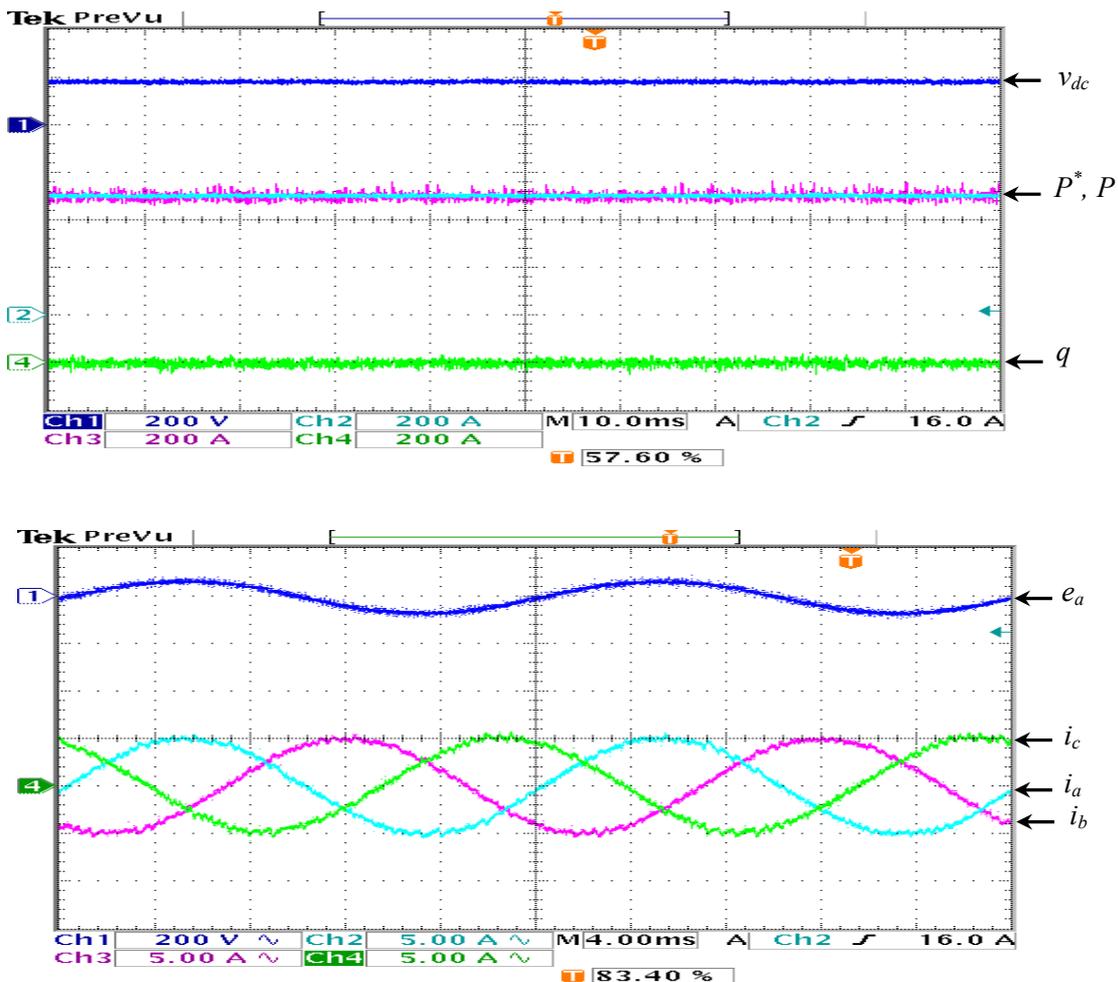


Figure 5.8 Résultats pratiques en régime permanent de la P - DPC avec sélection du vecteur de commande optimal pour $q^*=0$ et $v_{dc}^*=180$.

La figure 5.9 montre les résultats pratiques obtenus lors d'une augmentation de la référence de la puissance active en boucle ouverte de 300 à 500W. Nous notons que la puissance active suit sa nouvelle référence avec une bonne précision et stabilité d'une part et d'autre part que la puissance réactive est maintenue nulle durant ce transitoire. L'approche prédictive proposée assure un découplage parfait entre le contrôle de la puissance active et réactive et une absorption de courants sinusoïdaux.

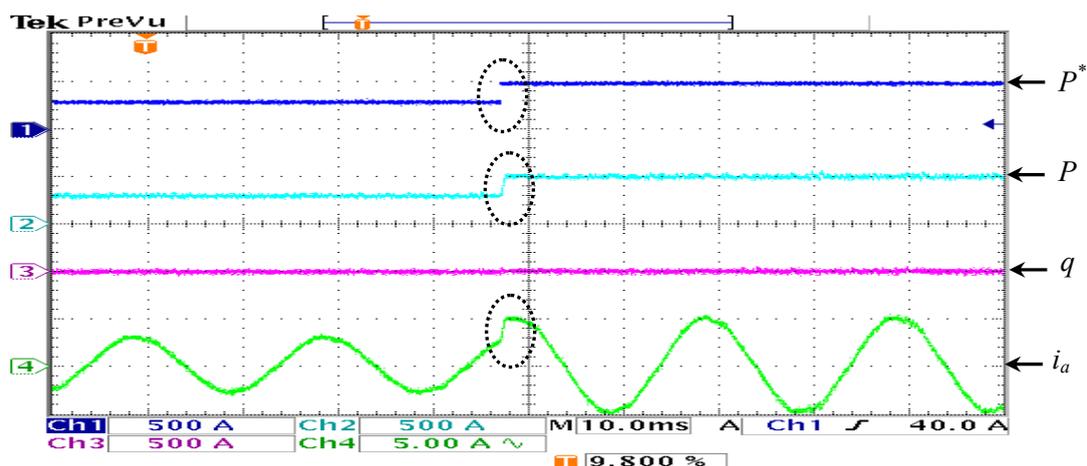


Figure 5.9 Résultats pratiques pour une variation de la référence de la puissance active $P^*=300/500\text{W}$, $q^*=0$.

La figure 5.10 montre la réponse de la commande prédictive proposée suite à un impact et un délestage de la charge. Dans ce test, la puissance de la charge connectée en sortie du redresseur est augmentée de 50% puis elle est diminuée de 33.33%.

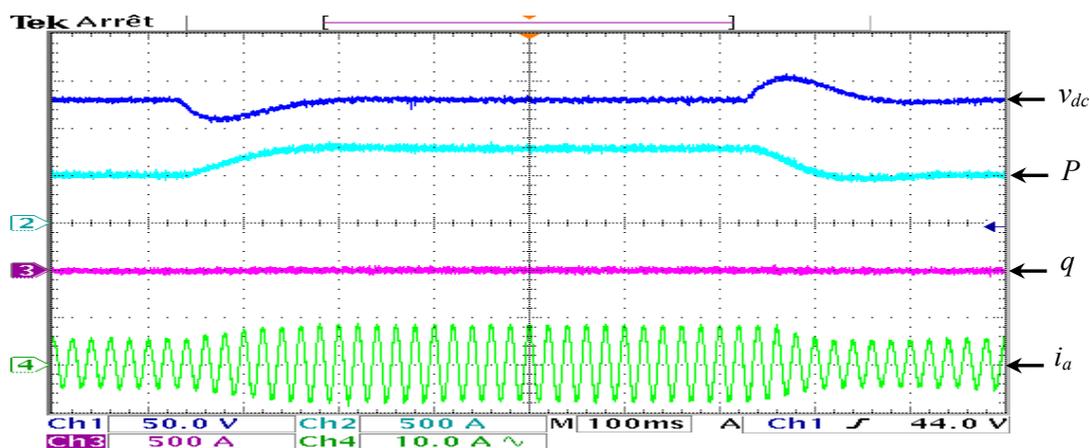


Figure 5.10 Réponse à une variation de la puissance de la charge (+50%, -33.33%), $v_{dc}=180\text{V}$, $q^*=0$.

5.4 Commande directe de puissance prédictive (P-DPC) avec réponse pile [142]

Le principe de cette approche prédictive consiste à contrôler les interrupteurs constituant le redresseur à MLI triphasé afin d'annuler les erreurs de suivi de référence des puissances active et réactive à chaque instant d'échantillonnage. Elle est développée au sens de la technique *Deadbeat* pour obtenir une réponse pile des puissances contrôlées. Les interrupteurs du convertisseur sont commandés via l'application d'un vecteur de commande moyen durant la période de commutation T_s . En effet, au début de chaque période de commutation, le vecteur de commande moyen calculé est converti en une séquence de vecteurs de commande adjacents à l'aide de la modulation vectorielle, en calculant les rapports cycliques correspondants. Ce qui fait que les interrupteurs du redresseur sont commandés avec une fréquence de commutation constante dans cette approche prédictive. L'application du vecteur de

commande moyen permet d'annuler les erreurs de suivi de référence des puissances contrôlées à la fin de la période de commutation. Deux algorithmes de la commande prédictive sont développés dans ce travail :

- *P-DPC* avec réponse pile dans le repère stationnaire α - β .
- *P-DPC* avec réponse pile dans le repère tournant d - q .

5.4.1 *P-DPC* avec réponse pile dans le repère stationnaire α - β [142]

La configuration globale de la commande directe de puissance prédictive avec réponse pile utilisant les coordonnées du repère stationnaire α - β est illustrée sur la figure 5.11:

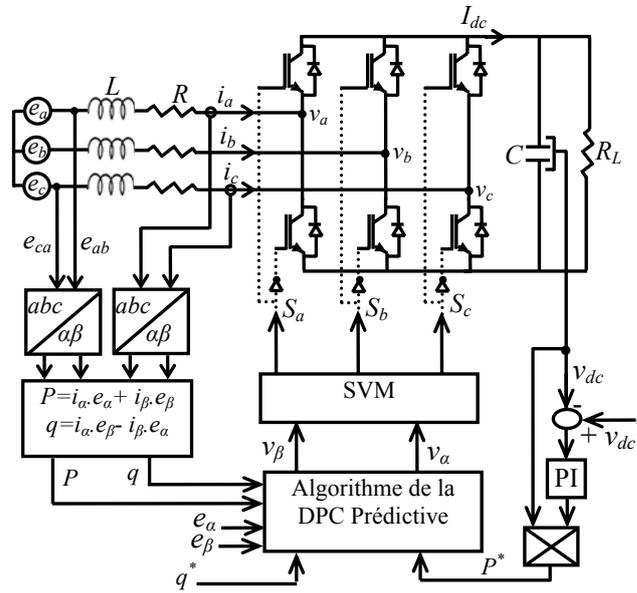


Figure 5.11 Configuration de la *P-DPC* avec réponse pile dans le repère α - β .

L'élaboration de l'algorithme de la commande prédictive dans ce repère s'appuie sur le modèle prédictif du redresseur développé précédemment et représenté par l'équation (7). Tenant compte de l'objectif de la commande qui consiste à annuler les erreurs des puissances active et réactive à la fin de chaque période de commutation, l'égalité ci-après est incluse dans l'équation (7) :

$$\begin{cases} P(k+1) = P(k+1)^* \\ q(k+1) = q(k+1)^* \end{cases} \quad (18)$$

L'équation résultante est donnée par l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} P(k+1)^* - P(k) \\ q(k+1)^* - q(k) \end{bmatrix} = \frac{T_s}{L} \cdot \begin{bmatrix} e_\alpha(k) & e_\beta(k) \\ e_\beta(k) & -e_\alpha(k) \end{bmatrix} \cdot \left(\begin{bmatrix} e_\alpha(k) \\ e_\beta(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_\alpha(k) \\ v_\beta(k) \end{bmatrix} \right) \quad (19)$$

D'autre part, la prédiction des références des puissances active et réactive, donnée par les équations (13) et (15) respectivement, permet de substituer l'équation (19) par l'équation (20) :

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_p(k) + \Delta P^*(k) \\ \varepsilon_q(k) \end{bmatrix} = \frac{T_s}{L} \cdot \begin{bmatrix} e_\alpha(k) & e_\beta(k) \\ e_\beta(k) & -e_\alpha(k) \end{bmatrix} \cdot \left(\begin{bmatrix} e_\alpha(k) \\ e_\beta(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_\alpha(k) \\ v_\beta(k) \end{bmatrix} \right) \quad (20)$$

$\varepsilon_p(k)$ et $\varepsilon_q(k)$ sont les erreurs actuelles de suivi de référence des puissances active et réactive respectivement, définies par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \varepsilon_p(k) = P(k)^* - P(k) \\ \varepsilon_q(k) = q(k)^* - q(k) \end{cases} \quad (21)$$

$\Delta P^*(k)$ est la variation actuelle de la référence de la puissance active, définie par l'expression ci-dessous :

$$\Delta P^*(k) = P(k)^* - P(k-1)^* \quad (22)$$

Le vecteur de commande moyen à appliquer dans l'intervalle $[kT_s, (k+1)T_s]$ est obtenu par la résolution de l'équation (20). Ses composantes dans le repère stationnaire $\alpha\beta$ sont données par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(k) \\ v_\beta(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha(k) \\ e_\beta(k) \end{bmatrix} - \frac{L}{T_s \cdot \|e_{\alpha\beta}\|^2} \cdot \begin{bmatrix} e_\alpha(k) & e_\beta(k) \\ e_\beta(k) & -e_\alpha(k) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varepsilon_p(k) + \Delta P^*(k) \\ \varepsilon_q(k) \end{bmatrix} \quad (23)$$

5.4.2 P-DPC avec réponse pile dans le repère tournant $d-q$ [142]

La configuration globale de la commande directe de puissance prédictive avec réponse pile, utilisant les coordonnées du repère synchrone tournant $d-q$, est illustrée sur la figure 5.12:

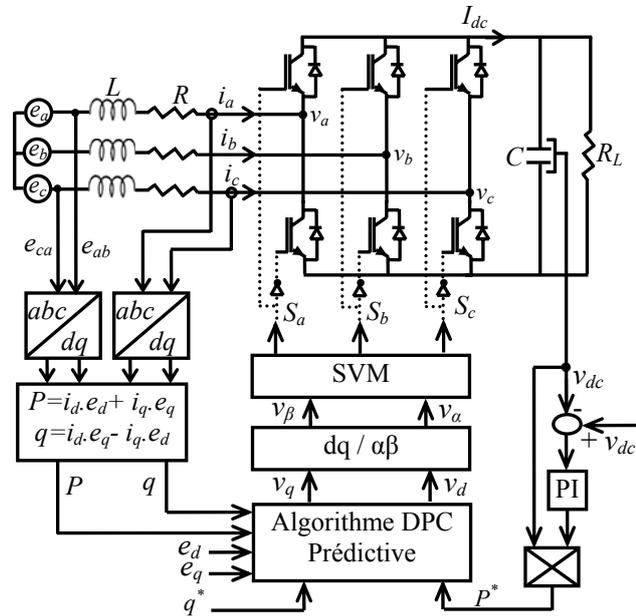


Figure 5.12 Configuration de la P-DPC avec réponse pile dans le repère $d-q$.

Dans un repère synchrone tournant $d-q$, et pour un système triphasé équilibré, les puissances instantanées active et réactive sont données par:

$$\begin{bmatrix} P \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d & e_q \\ e_q & -e_d \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (23)$$

Pour un système de tensions triphasées de forme d'onde sinusoïdale, les deux composantes du vecteur de tension dans le repère d - q sont constantes. Ce qui permet d'écrire les deux égalités suivantes :

$$\begin{cases} e_d(k+1) = e_d(k) \\ e_q(k+1) = e_q(k) \end{cases} \quad (24)$$

La variation des puissances active et réactive entre deux instants d'échantillonnage successifs est alors donnée par l'expression ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} P(k+1) - P(k) \\ q(k+1) - q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d(k) & e_q(k) \\ e_q(k) & -e_d(k) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d(k+1) - i_d(k) \\ i_q(k+1) - i_q(k) \end{bmatrix} \quad (25)$$

L'évolution des courants absorbés par le redresseur à MLI triphasé est régie par l'équation différentielle de premier ordre :

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d(t) \\ e_q(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix} - r \cdot \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega \cdot L \cdot i_q(t) \\ -\omega \cdot L \cdot i_d(t) \end{bmatrix} \quad (26)$$

Cette dernière équation possède un couplage entre la composante directe du vecteur de courant, i_d , et celle en quadrature, i_q . Afin de découpler les deux lignes de cette expression, en admettant l'existence d'un vecteur u , dont les composantes dans le repère d - q sont définies comme suit :

$$\begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega \cdot L \cdot i_q(t) \\ \omega \cdot L \cdot i_d(t) \end{bmatrix} \quad (27)$$

En négligeant la résistance interne r et par substitution de l'équation (27) dans (26), la dynamique des courants absorbés est décrite, en fonction du vecteur u , par:

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d(t) \\ e_q(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{bmatrix} \quad (28)$$

A l'aide des deux équations (25) et (28), et par similitude avec les calculs effectués dans le cadre du repère α - β , la loi de commande prédictive fournissant le vecteur de commande moyen nécessaire pour chaque période d'échantillonnage est exprimée par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_d(k) \\ v_q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d(k) \\ e_q(k) \end{bmatrix} - \frac{L}{T_s \cdot \|e_{dq}\|^2} \cdot \begin{bmatrix} e_d(k) & e_q(k) \\ e_q(k) & -e_d(k) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varepsilon_p(k) + \Delta P^*(k) \\ \varepsilon_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega \cdot L \cdot i_q(k) \\ -\omega \cdot L \cdot i_d(k) \end{bmatrix} \quad (29)$$

Pour pouvoir utiliser la modulation vectorielle, le vecteur de commande moyen calculé est converti dans le repère stationnaire α - β par le biais de la transformation ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(k) \\ v_\beta(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \\ -\cos(\omega t) & \sin(\omega t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_d(k) \\ v_q(k) \end{bmatrix} \quad (30)$$

5.4.3 Résultats de simulation et pratiques de la *P-DPC* à réponse pile

L'implémentation en simulation et la validation pratique des deux algorithmes de la commande directe de puissance prédictive avec réponse pile du redresseur à *MLI* triphasé, utilisant la modulation vectorielle, sont effectuées à l'aide de l'outil de simulation et grâce au banc d'essai expérimental décrit précédemment. Les sorties *PWM* du système de développement *dSPACE* sont exploitées pour la génération des signaux de commande des interrupteurs de puissance. L'algorithme ainsi que le modèle d'implémentation de la *SVM* sont présentés en annexe D. Les résultats obtenus en simulation et en pratique sont exposés ci-après.

5.4.3.1 Résultats de la *P-DPC* dans le repère α - β

Pour une source d'alimentation triphasée équilibrée et symétrique de forme d'onde purement sinusoïdale, les résultats de simulation en régime permanent pour l'algorithme de la commande prédictive dans le repère stationnaire α - β sont illustrés sur les figures ci-dessous :

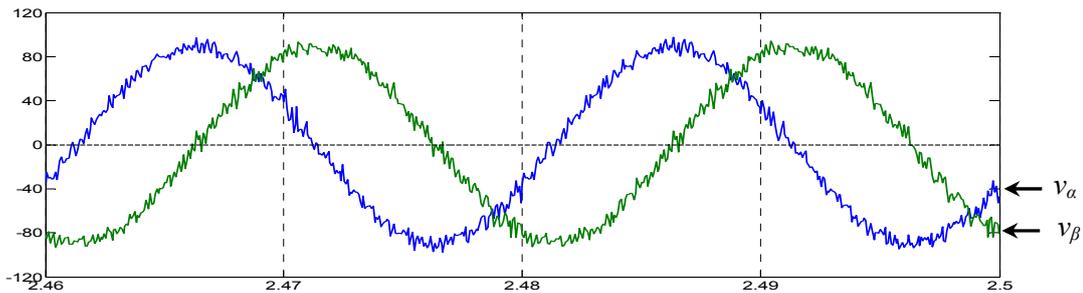
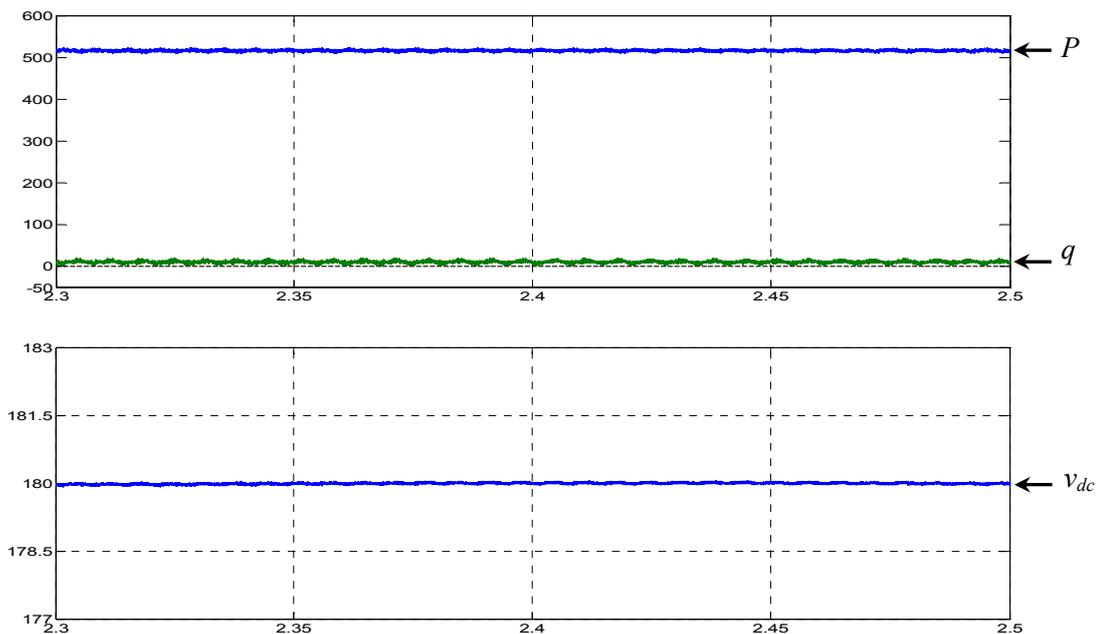


Figure 5.13 Forme d'ondes des composantes du vecteur de commande moyen calculé $v_{\alpha\beta}$, pour $q^* = 0$ et $v_{dc}^* = 180V$.



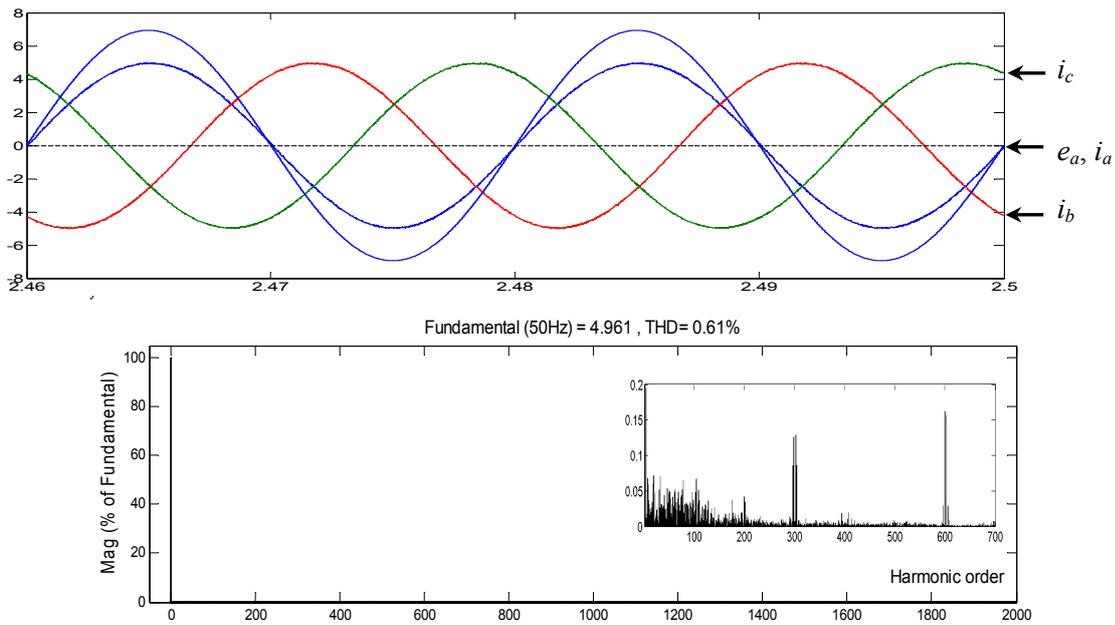


Figure 5.14 Résultats de simulation au régime permanent de la P -DPC avec réponse pile dans le repère stationnaire α - β et spectre des courants absorbés, $q^* = 0$ et $v_{dc}^* = 180$.

Les résultats pratiques de cette stratégie de commande sont représentés sur les figures ci-dessous.

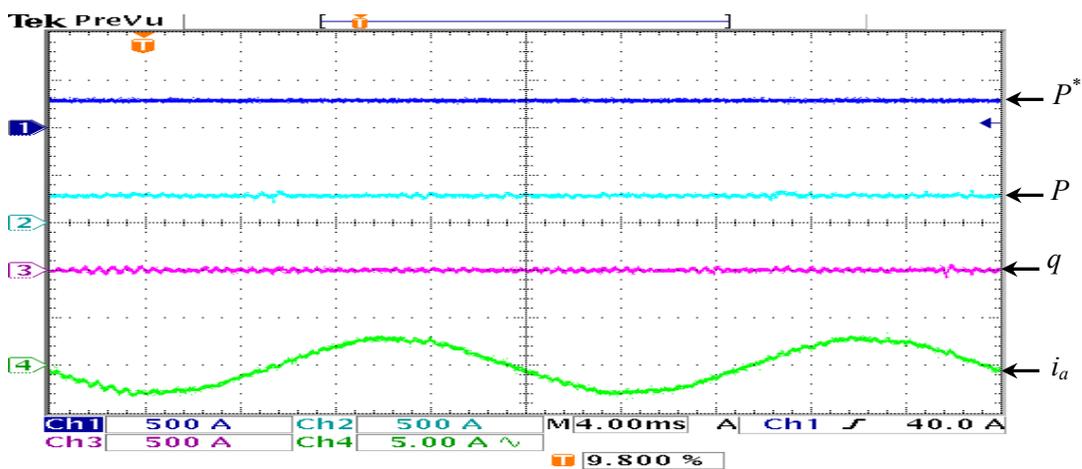


Figure 5.15 Résultats pratiques en boucle ouverte de la P -DPC avec réponse pile dans le repère α - β pour $P^* = 300W$, $q^* = 0$.

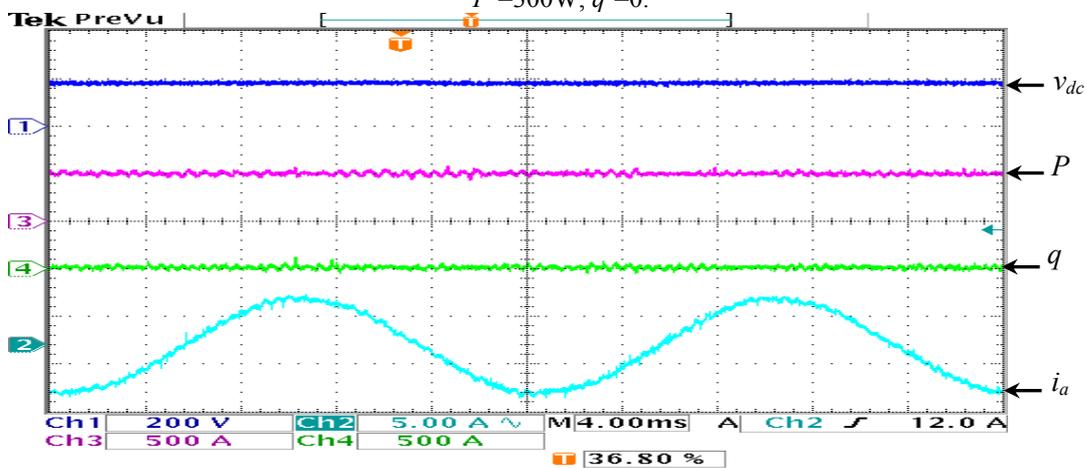


Figure 5.16 Résultats pratiques en boucle fermée en régime permanent de la P -DPC avec réponse pile dans le repère stationnaire α - β pour $q^* = 0$ et $v_{dc}^* = 180$.

5.4.3.2 Résultats de la *P-DPC* dans le repère *d-q*

Comme dans le cas précédent, l'algorithme de la commande directe de puissance prédictive avec réponse pile dans le repère tournant *d-q* est implanté en simulation et en pratique. Les figures 5.17 et 5.18 illustrent les résultats obtenus par simulation en boucle fermée.

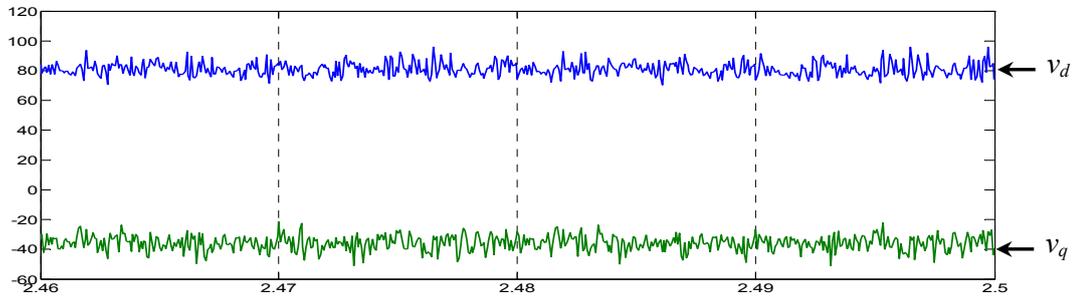


Figure 5.17 Forme d'ondes des composantes du vecteur de commande moyen calculé v_{dq} pour $q^*=0$ et $v_{dc}^*=180$.

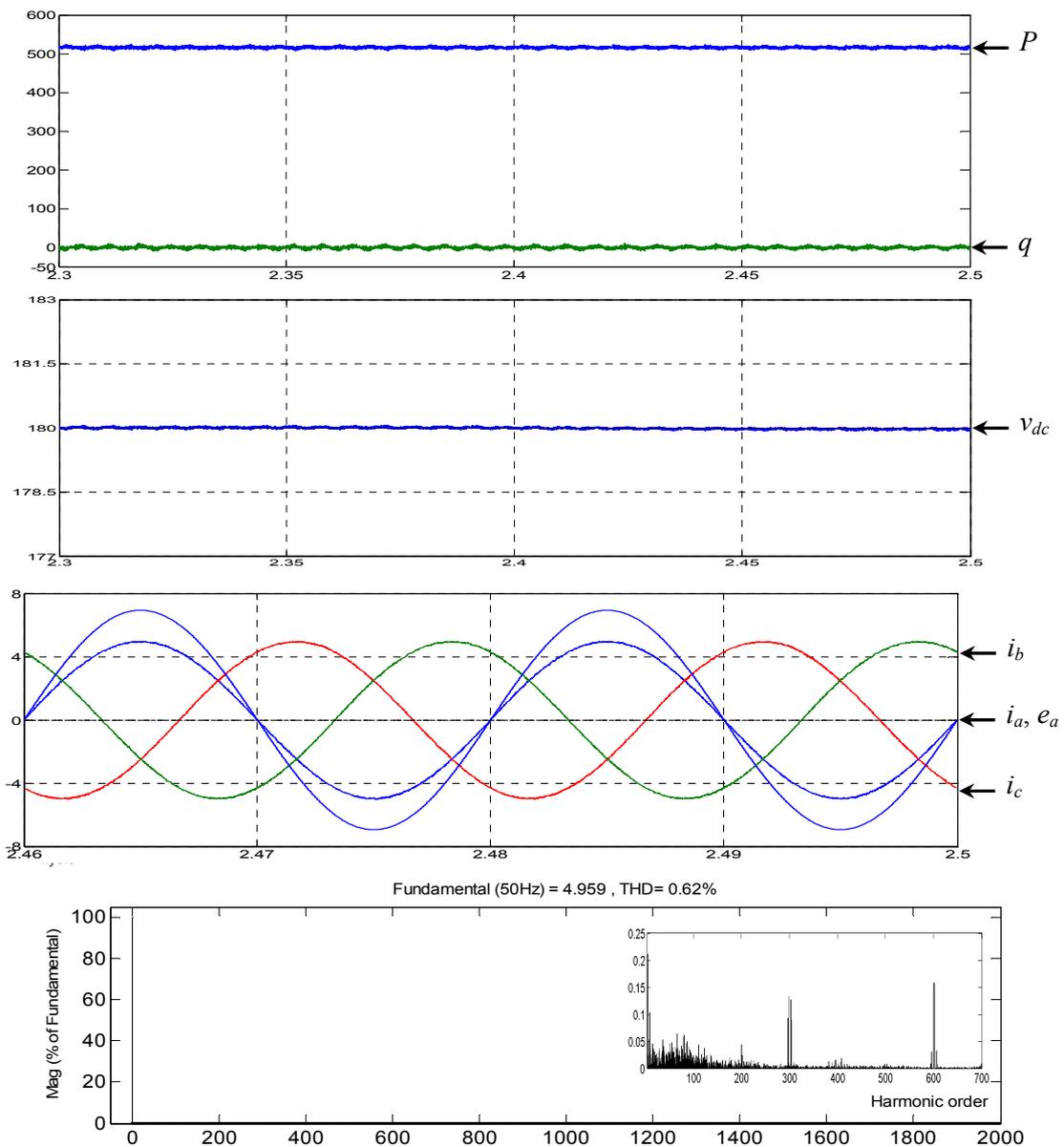


Figure 5.18 Résultats de simulation en régime permanent de la *P-DPC* avec réponse pile dans le repère tournant *d-q* et spectre des courants absorbés, $q^*=0$ et $v_{dc}^*=180V$.

La figure 5.19 représente les formes d'ondes expérimentales de la tension du bus continu, les puissances instantanées contrôlées active et réactive et du courant i_a en régime permanent.

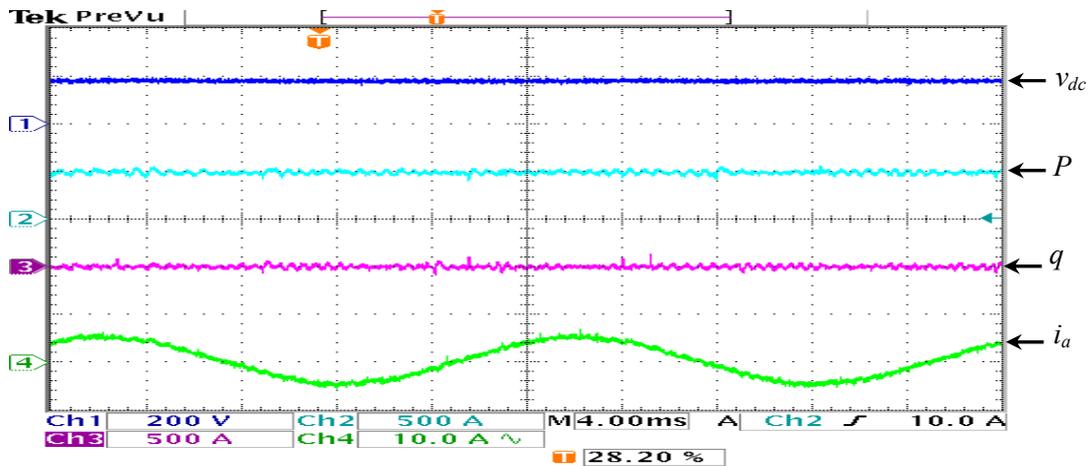


Figure 5.19 Résultats pratiques en boucle fermée en régime permanent de la P - DPC avec réponse pile dans le repère tournant d - q pour $q^*=0$ et $v_{dc}^*=180V$.

Les performances de la commande directe de puissance prédictive en régime transitoire sont examinées dans le cas d'un impact et d'un délestage de charge et d'une variation de consigne de la tension du bus continu. Les figures 5.20 et 5.21 montrent la réponse du système de commande dans le cas d'une augmentation et d'une diminution brusque de la tension de référence du bus continu.

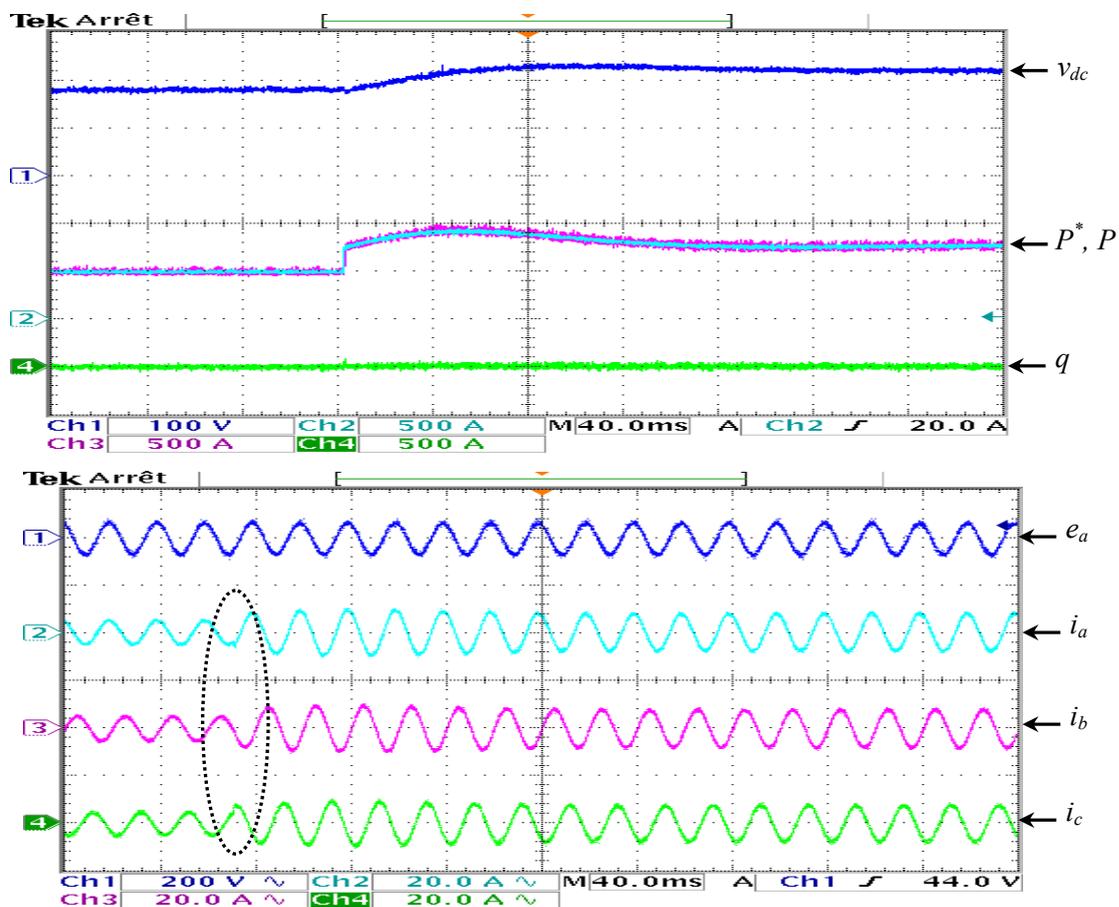


Figure 5.20 Réponse à une augmentation de v_{dc}^* de 180 à 220V pour $q^*=0$.

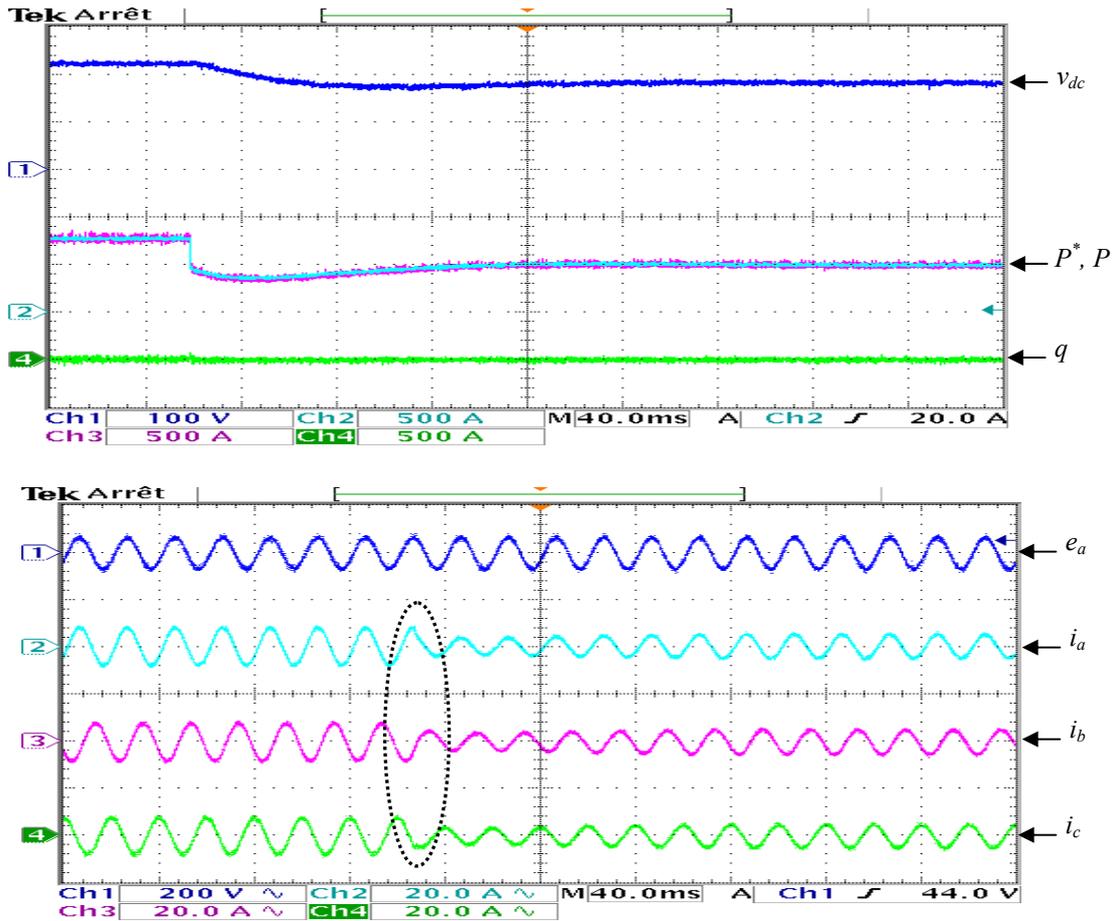


Figure 5.21 Réponse à une diminution de v_{dc}^* de 220 à 180V pour $q^*=0$.

5.4.4 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation et pratiques des deux algorithmes de la commande directe de puissance prédictive du redresseur à MLI triphasé présentés précédemment, montrent que cette commande possède de bonnes performances en régimes transitoire et permanent. Elle permet un contrôle précis et simultané des puissances instantanées active et réactive et un réglage appréciable de la tension du bus continu. Les courants absorbés par le redresseur possèdent une allure très proche d'une forme d'onde sinusoïdale en régimes permanent et transitoire, puisque la P -DPC assure un découplage parfait entre le contrôle des puissances active et réactive.

Il est à noter que le résultat de simulation de la figure 5.14 montre que la puissance réactive possède un petit offset dans le cas du contrôle dans le repère stationnaire α - β . Cet offset est dû principalement au léger déphasage entre les termes fondamentaux des courants absorbés et les tensions de lignes. En simulation, ce déphasage est $\varphi_1=1.26^\circ$, il est dû à l'hypothèse sur $e_{\alpha\beta}$ constant entre deux instants d'échantillonnage successifs, équation (2), et sa prise en compte dans l'élaboration du modèle prédictif du redresseur représenté par l'équation (7). Cependant, pour des tensions de lignes de forme purement sinusoïdale, les composantes e_α et e_β sont de forme sinusoïdale. Cet offset n'apparaît pas dans le résultat de simulation de la commande prédictive dans le repère tournant d - q de la figure 5.18, puisque

l'équation (24) est vérifiée pour des tensions de ligne sinusoïdales. En simulation, le déphasage entre les termes fondamentaux des courants absorbés et les tensions de lignes est négligeable ($\varphi_1=0.00085^\circ$). C'est l'avantage principal de la commande dans le repère tournant $d-q$ par rapport au repère stationnaire $\alpha-\beta$.

Les résultats pratiques des deux algorithmes sont presque identiques en régimes permanent et transitoire. On remarque que les puissances commandées suivent leurs références avec une bonne stabilité et précision, ce qui garantit une absorption de courants sinusoïdaux et un facteur de puissance unitaire. Les tests pratiques réalisés en régimes transitoires montrent que la commande prédictive avec réponse pile possède de bonnes performances en régime transitoire aussi bien pour un impact ou un délestage de charge qu'une variation de la référence du bus continu.

5.5 Etude comparative

Nous comparons dans cette section les deux approches de la commande directe de puissance prédictive, avec optimisation et avec réponse pile, avec le *DPC* utilisant une table de commutation prédéfinie. Le critère de performance adopté pour mener cette étude est le taux de distorsion des courants prélevés par le redresseur. A cet effet, la figure 5.22 montre l'évolution de THD_i obtenu grâce à la nouvelle table de commutation, la table floue et les commandes prédictives pour différentes valeurs de la fréquence d'échantillonnage. Nous remarquons la supériorité de la commande prédictive avec réponse pile par rapport aux autres commandes. Elle est capable de maintenir le THD_i inférieur à 1% sur toute la plage de variation de f_s . Il est à noter, qu'à partir d'une fréquence d'échantillonnage de 8.5 kHz la table de commutation floue donne un taux de distorsion inférieur à 5%. Contrairement aux deux autres commandes, nouvelle table et commande prédictive avec optimisation, où le THD_i descend au dessous de cette valeur lorsque f_s est supérieur à 11.6 kHz et 10.6 kHz respectivement.

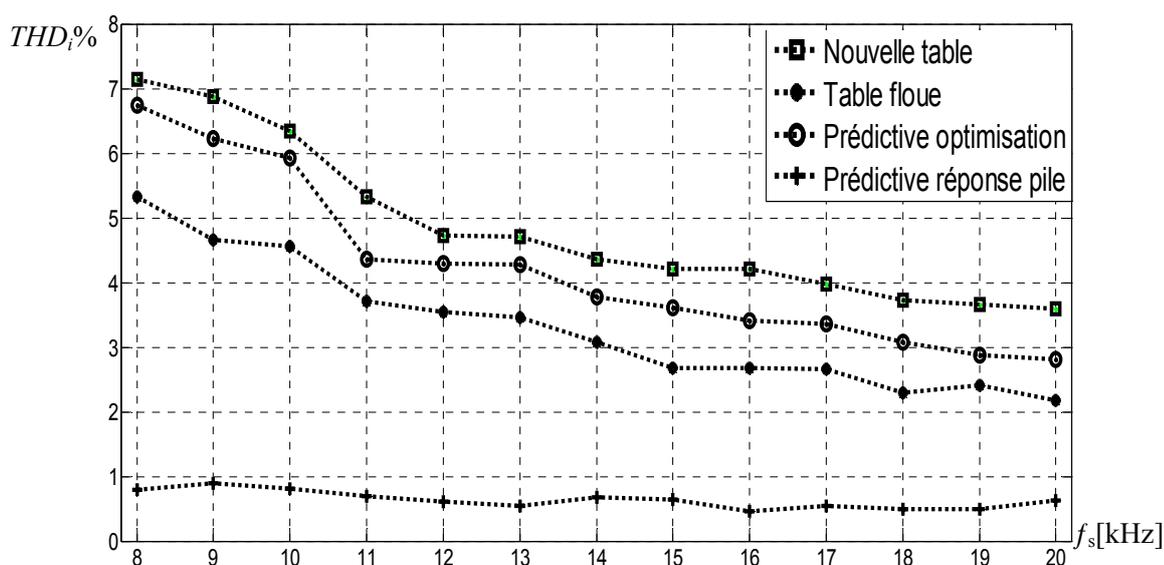


Figure 5.22 Evolution du THD_i en fonction de la fréquence d'échantillonnage pour $v_{dc}^*=180V$ et $q^*=0$.

5.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une combinaison entre le *DPC* et une stratégie de commande prédictive. A cet effet, deux approches sont développées. La première approche est basée sur la sélection du vecteur de commande optimal qui doit être appliqué durant chaque période de commutation, afin d'optimiser une fonction de performance. Le principe de sélection est basé sur l'étude théorique faite au chapitre 3 concernant les variations des puissances instantanées active et réactive dues à l'application de chacun des vecteurs de commande possibles. La seconde approche est élaborée au sens de la technique de commande *Deadbeat* ou réponse pile. Elle consiste à calculer, au début de chaque période de commutation, le vecteur de commande moyen à appliquer durant cette période, via la modulation vectorielle, afin d'annuler les erreurs de suivi de référence des puissances commandées à la fin de la période de commutation. L'emploi de la modulation vectorielle dans cette approche permet de commander les interrupteurs constituant le redresseur avec une fréquence de commutation constante, contrairement à la première approche qui fonctionne avec une fréquence de commutation variable.

Les résultats de simulation et pratiques obtenus aussi bien en régime permanent que en transitoire sont présentés dans ce chapitre. Ils montrent la faisabilité des deux approches prédictives développées et valident ainsi les algorithmes de commande élaborés. De bonnes performances sont obtenues en régimes permanent et transitoire surtout pour le cas de la commande prédictive avec réponse pile qui est bien supérieure au niveau des THD_i aux autres techniques. On note le réglage appréciable des puissances instantanées active et réactive et de la tension du bus continu.

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de recherche de nouvelles solutions modernes, à base d'électronique de puissance, de dépollution harmonique du réseau électrique, plus particulièrement celui de distribution. Il est consacré à la réduction de l'injection de courants harmoniques dans le réseau, caractérisant les ponts redresseurs à diodes ou à thyristors largement exploités dans les secteurs industriels et domestiques. Ces convertisseurs, de nature non linéaire, représentent la principale source d'harmoniques affectant la forme d'onde de la tension du réseau. Ils peuvent ainsi prélever des courants distordus sur le réseau dont le taux d'harmonique (*THD*) dépasse grandement les limites contractuelles en vigueur. Afin de lutter contre la pollution harmonique provoquée par ces convertisseurs et limiter leur propagation dans le réseau, il est apparu nécessaire de développer dans le domaine industriel et sur le plan domestique des dispositifs curatifs tels que les filtres actifs d'une part et d'autre part de concevoir des convertisseurs statiques non polluants dans un cadre préventif. Nous nous sommes intéressés dans ce travail à cette dernière solution, basée sur la conception de nouvelles stratégies de commande des convertisseurs *AC/DC* à absorption de courant sinusoïdal.

A la lumière de l'étude bibliographique approfondie faite sur les différentes structures de convertisseurs *AC/DC* à absorption sinusoïdale, nous avons pu apprécier l'importance des recherches effectuées sur les redresseurs à *MLI* surtout de structure tension (redresseur de tension à *MLI*). L'attention particulière portée, par les chercheurs, à cette structure de redresseur à *MLI* est due principalement à ses nombreuses applications et aux avantages qu'elle offre. En plus de sa capacité de fonctionner en deux modes : redressement/régénération (cas de plusieurs systèmes industriels) et le contrôle bidirectionnel du flux de puissance, le redresseur de tension triphasé à *MLI*, de part sa topologie, est semblable à une machine électrique virtuelle par rapport au réseau d'alimentation. Cette dernière propriété lui permet d'être commandé par des techniques similaires à celles des machines électriques. A cet effet, une stratégie fondée sur le principe de la commande vectorielle, basée sur le contrôle de courant dans le repère tournant synchrone *d-q*, appelée *VOC* (Voltage Oriented Control), est proposée dans la littérature. Une autre stratégie basée sur le contrôle direct des puissances instantanées active et réactive (*DPC*), est également développée par analogie avec le contrôle direct de couple (*DTC*) des moteurs à induction.

Dans ce contexte, nous avons élaboré lors de nos recherches des stratégies de commande du redresseur de tension à *MLI*, visant toutes un objectif commun, l'absorption de courants sinusoïdaux. Elles se différencient par la nature des grandeurs commandées en deux catégories :

- contrôle direct des courants prélevés sur le réseau (*DCC*) ;
- contrôle direct des puissances instantanées absorbées (*DPC*).

Après avoir soulevé la problématique de la pollution harmonique dans le réseau et les effets néfastes qui l'accompagnent, nous avons mis en évidence l'apport prépondérant de l'électronique de puissance dans le processus de dépollution et l'amélioration de la qualité de l'énergie. Ensuite, nous avons justifié dans le deuxième chapitre notre choix, parmi les solutions possibles, qui est porté sur les convertisseurs à absorption de courant sinusoïdal plus précisément les redresseurs de tension à *MLI*.

La première stratégie de commande proposée dans ce travail consiste à contrôler les courants prélevés sur le réseau à l'aide de comparateurs à hystérésis. Elle est robuste, rapide et simple à implémenter mais fonctionne à fréquence de commutation variable. Par la suite, nous avons abordé l'étude du contrôle direct de puissance utilisant une table de commutation prédéfinie. Après avoir montré les limites et les inconvénients de la table classique, en analysant les résultats de simulation et expérimentaux, nous avons apporté les deux contributions suivantes :

1. élaboration d'une nouvelle table de commutation permettant une maîtrise performante et simultanée des puissances active et réactive. La synthèse de cette table est faite sur la base de l'étude de la variation provoquée par chacun des vecteurs de commande, durant les différents secteurs, sur la puissance active et réactive. Les résultats de simulation et expérimentaux obtenus avec cette nouvelle table valident notre étude et prouvent les gains en performances par rapport à la table classique ;
2. une nouvelle structure de table de commutation utilisant les règles floues est également développée. Ces règles sont synthétisées à partir de l'étude de variation des puissances active et réactive mentionnée précédemment. Les deux comparateurs à hystérésis, inclus dans la configuration du *DPC* avec table de commutation prédéfinie, ne sont plus présents. Avec ce principe, les erreurs de suivi des références des puissances active et réactive sont converties en variables floues pour la sélection du vecteur de commande. Les performances et l'apport de la structure proposée sont validés en simulation et en pratique.

D'autre part, le développement rapide et croissant des calculateurs numériques (*DSP*, *dSPACE*), permettant d'implémenter des algorithmes de commande complexes en temps réel, a conduit à introduire des commandes modernes, dites aussi avancées, pour de nombreuses applications. Ainsi, de nouvelles approches de commande hautement performantes sont apparues comme exécutable. Parmi ces commandes modernes, nous nous sommes intéressés dans le cadre de ce travail à la commande prédictive et à la logique floue. Dans ce contexte, nous avons développé un contrôleur flou pour le réglage de la tension du bus continu du redresseur de tension triphasé à *MLI*. Que ce soit pour le contrôle des courants prélevés par hystérésis ou le *DPC*, le contrôleur flou proposé possède une meilleure réponse dynamique par rapport au régulateur classique *PI*. Par la suite, nous avons combiné le principe de contrôle de courants avec une approche prédictive. A cet effet, deux approches prédictives ont été proposées pour le pont triphasé :

1. la première approche est basée sur la sélection du vecteur de commande optimal minimisant une fonction coût (erreur quadratique) ;

2. la deuxième, développée au sens de la commande à réponse pile (*Deadbeat control*), consiste à commander le redresseur via un vecteur de commande moyen calculé au début de chaque période d'échantillonnage par le biais de la modulation vectorielle.

La validation par simulation et expérimentale a démontré l'efficacité de ces deux approches. Les courants prélevés sont quasi sinusoïdaux et en phase avec les tensions du réseau. Les mesures pratiques effectuées prouvent que les performances en régime transitoire et permanent sont excellentes.

La combinaison du principe de contrôle direct de puissance, avec une stratégie prédictive, nous a conduit à établir un modèle prédictif du redresseur commandé en puissance dans un premier temps. Dans ce cas aussi, la combinaison est également réalisée de deux façons :

1. commande directe prédictive de puissance basée sur la sélection du vecteur de commande optimal. Ce dernier correspond au point de variation, parmi les variations possibles, le plus proche de la variation désirée dans le repère $(\Delta P, \Delta q)$. Il consiste alors à chercher la distance minimale (optimisation) ;
2. commande directe prédictive de puissance avec réponse pile basée sur l'application du vecteur de commande moyen, calculé au début de chaque période de commutation, pour neutraliser l'erreur de suivi des références des puissances active et réactive à la fin de cette période. La modulation vectorielle est exploitée afin de délivrer les ordres de commande des interrupteurs de puissance.

Les deux approches, validées en simulation et implantées en expérimental, garantissent un contrôle performant des puissances active et réactive et assurent ainsi l'absorption des courants sinusoïdaux avec un facteur de puissance unitaire.

En conclusion, l'apport de la combinaison de la commande prédictive avec le principe de contrôle de courant et celui de contrôle direct de puissance est bénéfique. En effet, l'amélioration de la qualité des courants prélevés sur le réseau est nettement visible pour les différentes approches développées, en les comparant avec les techniques précédentes.

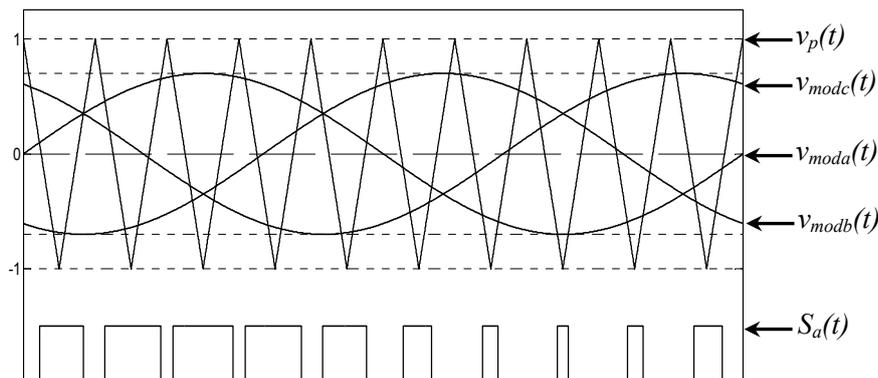
Les travaux de recherche que nous avons rapportés dans ce mémoire répondant aux exigences que nous nous sommes fixées, en l'occurrence la conception d'un convertisseur *AC/DC* capable à la fois de fournir une tension continue réglable de qualité et de prélever des courants sinusoïdaux et en phase avec les tensions sur le réseau électrique. Nous sommes conscient également que certains problèmes ne sont pas abordés dans ce travail et méritent d'être traités ultérieurement comme :

- les performances du contrôle direct de puissance dans le cas d'un réseau distordu et/ou déséquilibré ;
- la combinaison du *DPC* avec la commande prédictive à modèle de référence au lieu d'une stratégie de poursuite de trajectoire de référence ;
- l'utilisation du redresseur de tension triphasé pour remplir simultanément la fonction de redresseur et de filtre actif pour les récepteurs voisins.

Annexe A :

La Modulation de Largeur d'Impulsion Intersective (sinus-triangle)

C'est la modulation la plus classique. Les ordres de commande des interrupteurs de puissance sont générés à partir de la comparaison des signaux de référence sinusoïdaux, $v_{moda}(t)$, $v_{modb}(t)$ et $v_{modc}(t)$, appelés modulant, de fréquence égale à celle du réseau f , et du signal de modulation triangulaire, $v_p(t)$, appelé porteuse de haute fréquence f_c . La figure suivante illustre le principe de ce type de modulation.



Deux paramètres caractérisent ce type de modulation :

- *L'indice de modulation* : défini par le rapport $m = f_c / f$.
- *Le coefficient de réglage ou profondeur de modulation*: défini par le rapport des amplitudes des modulantes et de la porteuse, $R_v = v_{modmax} / v_{pmax}$. Généralement, ce coefficient est compris entre 0 et 1 (l'amplitude de la référence reste inférieure à celle de la porteuse).

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

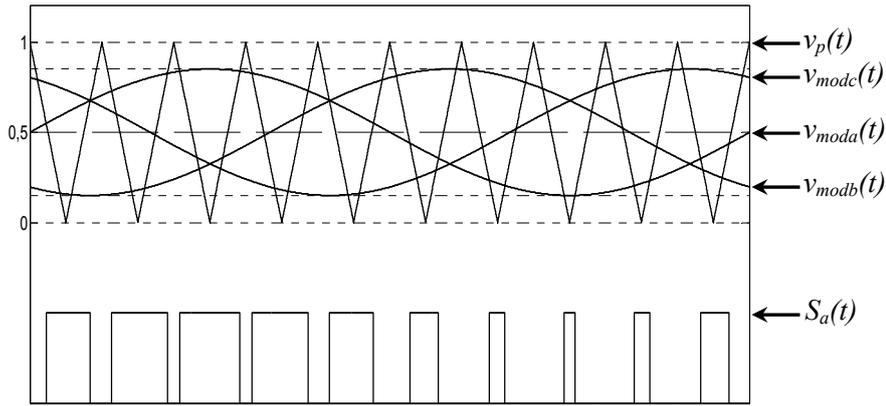
$$v_{a1}(t) = \frac{1}{2} v_{dc} R_v \sin(\omega t), \quad v_{b1}(t) = \frac{1}{2} v_{dc} R_v \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}), \quad v_{c1}(t) = \frac{1}{2} v_{dc} R_v \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3})$$

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

1. A porteuse en dent de scie (à gauche ou à droite) ; à porteuse triangulaire centrée où les deux côtés de la porteuse sont modulés, ce qui améliore considérablement les performances harmoniques ; à porteuse aléatoire.
2. Synchrones ou asynchrones, selon que la modulante et la porteuse sont de fréquences exactement multiples ou non.

Dans le cas où la porteuse est supposée comprise entre 0 et 1, comme le montre la figure ci-dessous, les modulantes ont les expressions suivantes :

$$v_{moda}(t) = \frac{1}{2} + \frac{R_v}{2} \sin(\omega t), \quad v_{modb}(t) = \frac{1}{2} + \frac{R_v}{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}), \quad v_{modc}(t) = \frac{1}{2} + \frac{R_v}{2} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3})$$



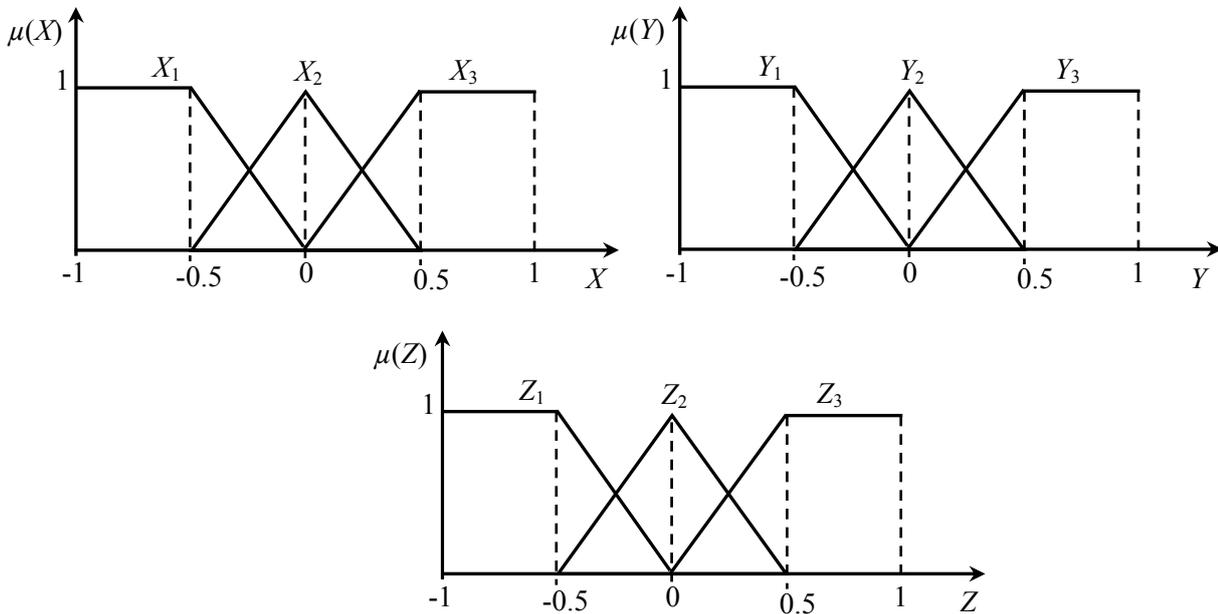
Annexe B :

Exemple de Calcul de Contrôleur Flou

Afin d'illustrer la procédure de calcul de la commande par logique floue, nous présenterons dans cette annexe un exemple de contrôleur flou à deux entrées (X et Y) et une sortie Z . On associe à chacune de ces variables trois variables linguistiques définies comme suit :

(X_1, X_2 et X_3) pour l'entrée X , (Y_1, Y_2 et Y_3) pour l'entrée Y , (Z_1, Z_2 et Z_3) pour la sortie Z .

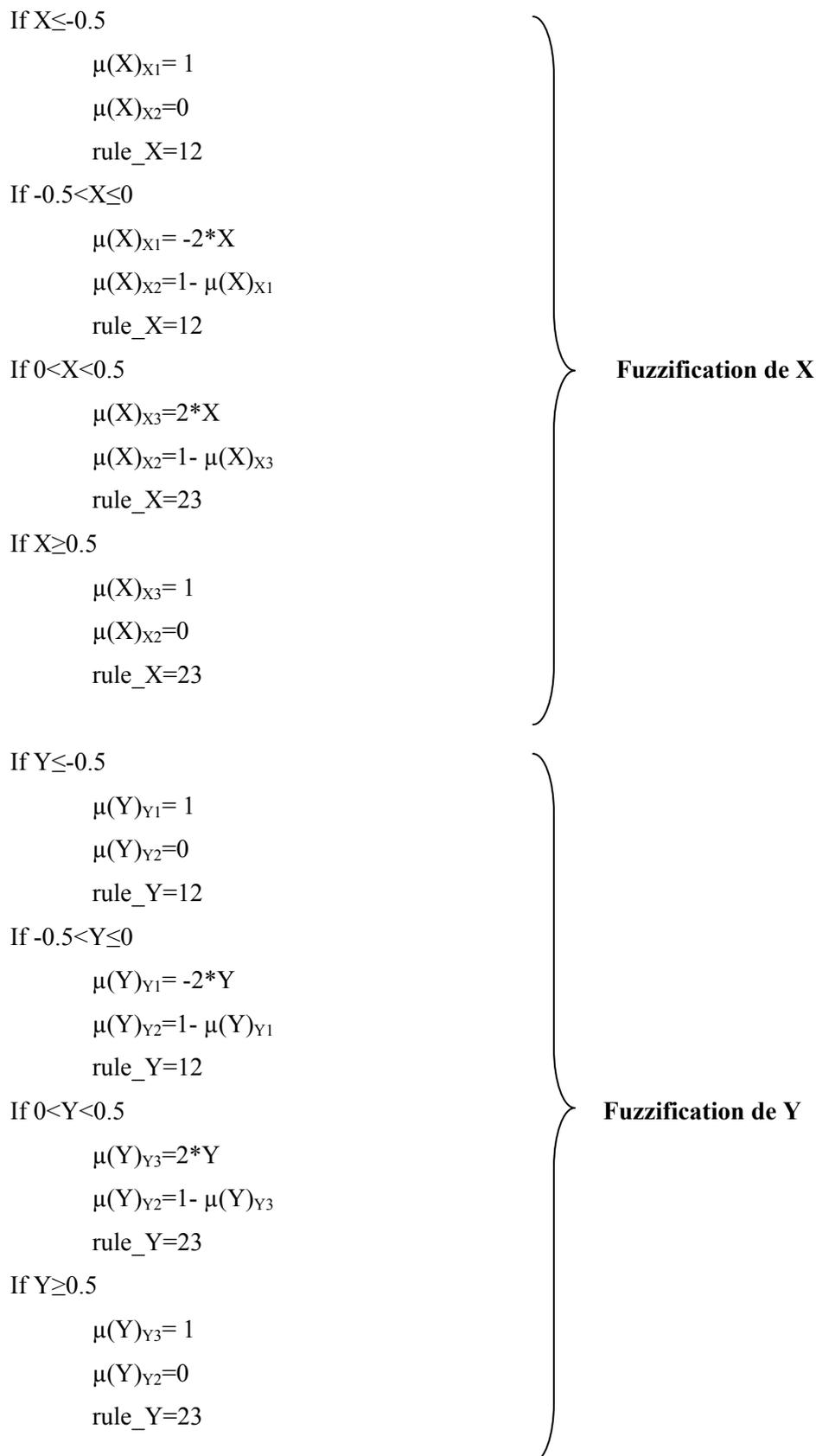
Les fonctions d'appartenance sont de formes triangulaires et réparties sur un univers de discours normalisé $[1 -1]$ comme les montre la figure suivante :



Les règles floues utilisées pour ce contrôleur sont reportées sur le tableau suivant :

	X_1	X_2	X_3
Y_1	Z_2	Z_1	Z_3
Y_2	Z_1	Z_2	Z_1
Y_3	Z_3	Z_1	Z_2

La méthode d'inférence utilisée est celle de *Mamdani (min-max)*. La déffuzification est effectuée par calcul du centre de gravité. Le programme de calcul incluant l'étape de fuzzification, d'inférence floue et de déffuzzification, est présenté ci-dessous :



If (rule_X=12 AND rule_Y=12)

$$\text{Deg}_{z1} = \text{MAX}(\text{MIN}(\mu(X)_{x1}, \mu(Y)_{y2}), \text{MIN}(\mu(X)_{x2}, \mu(Y)_{y1}))$$

$$\text{Deg}_{z2} = \text{MAX}(\text{MIN}(\mu(X)_{x1}, \mu(Y)_{y1}), \text{MIN}(\mu(X)_{x2}, \mu(Y)_{y2}))$$

$$\text{Deg}_{z3} = 0$$

If (rule_X=12 AND rule_Y=23)

$$\text{Deg}_{z1} = \text{MAX}(\text{MIN}(\mu(X)_{x1}, \mu(Y)_{y2}), \text{MIN}(\mu(X)_{x2}, \mu(Y)_{y3}))$$

$$\text{Deg}_{z2} = \text{MIN}(\mu(X)_{x2}, \mu(Y)_{y2})$$

$$\text{Deg}_{z3} = \text{MIN}(\mu(X)_{x1}, \mu(Y)_{y3})$$

If (rule_X=23 AND rule_Y=12)

$$\text{Deg}_{z1} = \text{MAX}(\text{MIN}(\mu(X)_{x2}, \mu(Y)_{y1}), \text{MIN}(\mu(X)_{x3}, \mu(Y)_{y2}))$$

$$\text{Deg}_{z2} = \text{MIN}(\mu(X)_{x2}, \mu(Y)_{y2})$$

$$\text{Deg}_{z3} = \text{MIN}(\mu(X)_{x3}, \mu(Y)_{y1})$$

If (rule_X=23 AND rule_Y=23)

$$\text{Deg}_{z1} = \text{MAX}(\text{MIN}(\mu(X)_{x3}, \mu(Y)_{y2}), \text{MIN}(\mu(X)_{x2}, \mu(Y)_{y3}))$$

$$\text{Deg}_{z2} = \text{MAX}(\text{MIN}(\mu(X)_{x2}, \mu(Y)_{y2}), \text{MIN}(\mu(X)_{x3}, \mu(Y)_{y3}))$$

$$\text{Deg}_{z3} = 0$$

Application des règles

$$Z = ((-0.5) * \text{Deg}_{z1} + (0) * \text{Deg}_{z2} + (0.5) * \text{Deg}_{z3}) / (\text{Deg}_{z1} + \text{Deg}_{z2} + \text{Deg}_{z3})$$

Déffuzzification

Annexe C :

Expressions des Puissances Instantanées et Matrices de Transformation de Cordonnées

1. Puissances instantanées :

Les puissances instantanées exprimées en fonction des tensions simples du réseau sont données par les deux relations suivantes :

$$P = i_a \cdot e_a + i_b \cdot e_b + i_c \cdot e_c$$

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

Afin de réduire le nombre de capteurs, nous pouvons également exprimer ces puissances en fonction de deux tensions composées e_{ab} et e_{ca} et de deux courants i_a et i_c . Elles sont alors données par les deux relations ci-dessous :

$$P = i_a \cdot e_{ab} + i_c \cdot [e_{ab} + e_{ca}]$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} [(-e_{ab} - 2 \cdot e_{ca}) \cdot i_a + (e_{ab} - e_{ca}) \cdot i_c]$$

2. Matrices de transformation :

Le passage des tensions simples triphasées (e_a, e_b, e_c) aux tensions biphasées (e_α, e_β) s'effectue par l'intermédiaire de la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}$$

Ce passage peut s'effectuer en fonction des deux tensions composées e_{ab} et e_{ca} par le biais de la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/2 & -1/2 \\ -\sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{ab} \\ e_{ca} \end{bmatrix}$$

D'autre part, le passage des coordonnées α - β aux coordonnées d - q se réalise par la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & -\cos(\omega t) \\ \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix}$$

Le passage inverse est exprimé par :

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \\ -\cos(\omega t) & \sin(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix}$$

Le passage direct des tensions simples triphasées (e_a, e_b, e_c) aux tensions biphasées dans le repère tournant (e_d, e_q) s'effectue par l'intermédiaire de la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - 2\pi/3) & \sin(\omega t - 4\pi/3) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}$$

Ce passage peut être aussi exprimé en fonction des tensions composées sous la forme ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \pi/3) & -\sin(\omega t - \pi/3) \\ \cos(\omega t + \pi/3) & -\cos(\omega t - \pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{ab} \\ e_{ca} \end{bmatrix}$$

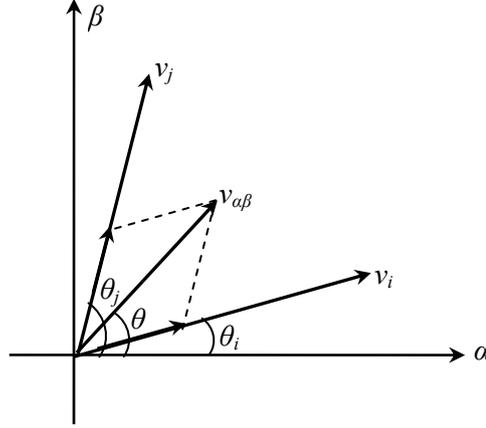
Annexe D :

Implémentation de l'algorithme de la MLI vectorielle (SVM)

Afin de faciliter l'implémentation de l'algorithme de la SVM, nous devons établir des formules de calcul communes, valables pour tous les secteurs, permettant de déterminer le temps d'application des différents vecteurs. Pour cela, nous traitons dans cette annexe le cas le plus général. Considérant un vecteur de référence, $v_{\alpha\beta}$, situé dans un secteur quelconque, i , délimité par les deux vecteurs adjacents v_i et v_j . Les trois vecteurs $v_{\alpha\beta}$, v_i et v_j sont décalés, respectivement, par rapport à l'axe α des angles suivants :

$$\theta : \text{Pour } v_{\alpha\beta}, \theta_i = (i-1) \cdot \frac{\pi}{3} : \text{Pour } v_i, \theta_j = i \cdot \frac{\pi}{3} : \text{Pour } v_j$$

La figure ci-dessous illustre cette représentation vectorielle.



Le rôle de la SVM est de reconstituer le vecteur de référence par la combinaison linéaire suivante :

$$\vec{v}_{\alpha\beta} = \frac{T_i}{T_s} \cdot \vec{v}_i + \frac{T_j}{T_s} \cdot \vec{v}_j$$

La projection des trois vecteurs sur les axes α et β , permet de tirer les relations suivantes :

$$\begin{cases} v_\alpha = \frac{T_i}{T_s} \cdot v_{i\alpha} + \frac{T_j}{T_s} \cdot v_{j\alpha} \\ v_\beta = \frac{T_i}{T_s} \cdot v_{i\beta} + \frac{T_j}{T_s} \cdot v_{j\beta} \end{cases}$$

Avec :

$$\begin{cases} v_\alpha = \|v_{\alpha\beta}\| \cdot \cos(\theta) \\ v_\beta = \|v_{\alpha\beta}\| \cdot \sin(\theta) \end{cases}, \begin{cases} v_{i\alpha} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot v_{dc} \cdot \cos\left((i-1) \frac{\pi}{3}\right) \\ v_{i\beta} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot v_{dc} \cdot \sin\left((i-1) \frac{\pi}{3}\right) \end{cases}, \begin{cases} v_{j\alpha} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot v_{dc} \cdot \cos\left(i \cdot \frac{\pi}{3}\right) \\ v_{j\beta} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot v_{dc} \cdot \sin\left(i \cdot \frac{\pi}{3}\right) \end{cases}$$

En substituant ces dernières expressions dans le système précédent nous obtenons :

$$\begin{cases} \|v_{\alpha\beta}\| \cdot \cos(\theta) = \frac{T_i}{T_s} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot v_{dc} \cdot \cos\left((i-1) \frac{\pi}{3}\right) + \frac{T_j}{T_s} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot v_{dc} \cdot \cos\left(i \cdot \frac{\pi}{3}\right) \\ \|v_{\alpha\beta}\| \cdot \sin(\theta) = \frac{T_i}{T_s} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot v_{dc} \cdot \sin\left((i-1) \frac{\pi}{3}\right) + \frac{T_j}{T_s} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot v_{dc} \cdot \sin\left(i \cdot \frac{\pi}{3}\right) \end{cases}$$

La résolution de ce système d'équations permet d'établir les rapports cycliques suivants :

$$\begin{cases} \frac{T_i}{T_s} = \sqrt{2} \cdot \frac{\|v_{\alpha\beta}\|}{v_{dc}} \cdot \sin\left(i \cdot \frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ \frac{T_j}{T_s} = \sqrt{2} \cdot \frac{\|v_{\alpha\beta}\|}{v_{dc}} \cdot \sin\left(\theta - (i-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) \end{cases}$$

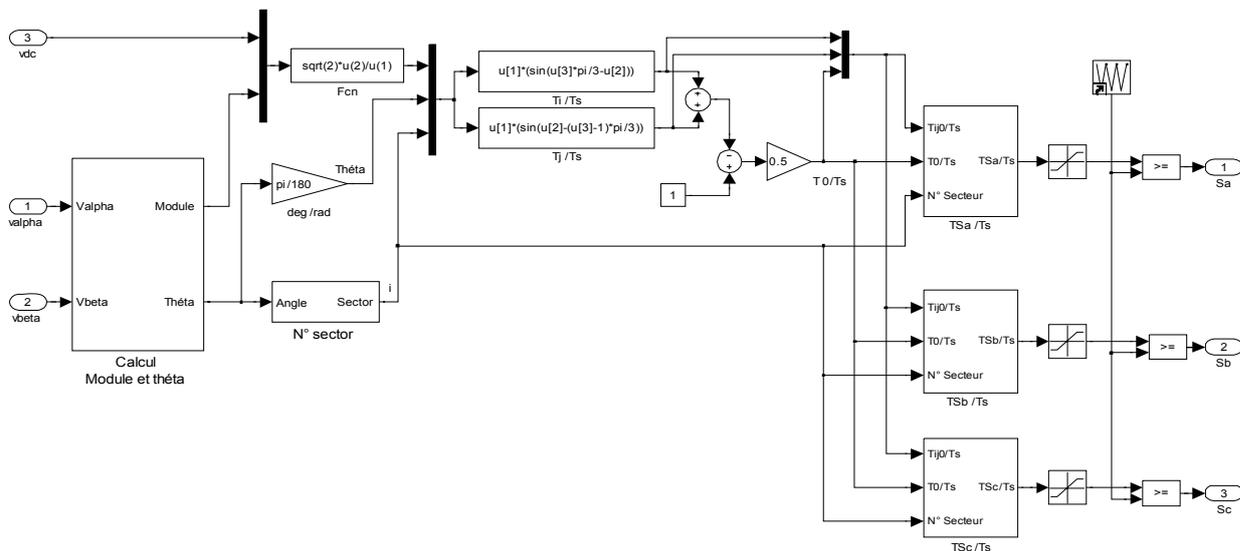
Nous définissons également une troisième variable de temps, T_0 telle que :

$$\frac{T_0}{T_s} = \frac{T_s - (T_i + T_j)}{2 \cdot T_s} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{T_i}{T_s} - \frac{T_j}{T_s} \right)$$

La connaissance de ces trois rapports cycliques, calculés au début de chaque période de commutation, permet de déterminer la largeur de l'impulsion de commande envoyée à chaque bras de l'onduleur. Ce passage s'effectue selon le secteur en cours comme l'indique le tableau récapitulatif suivant :

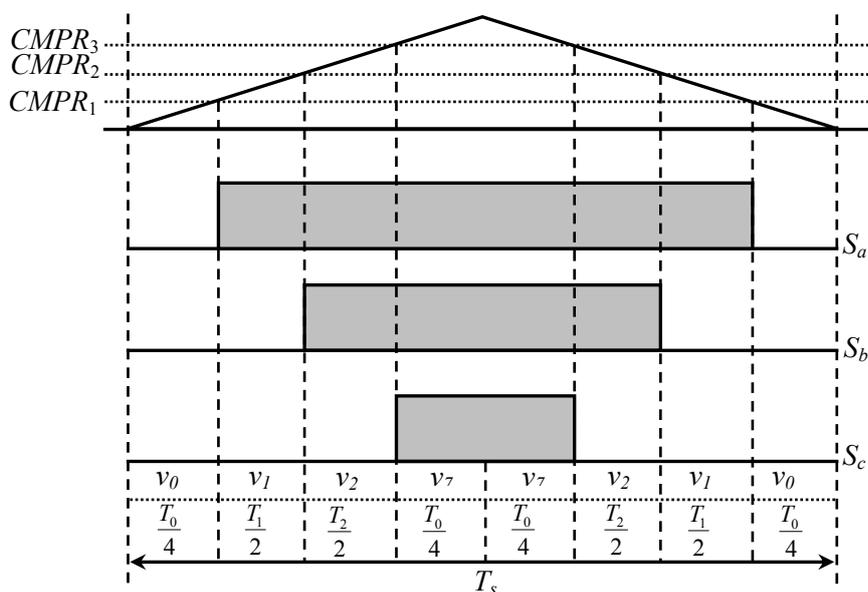
Secteur	I	II	III	IV	V	VI
i, j	1, 2	2, 3	3, 4	4, 5	5, 6	6, 1
T_{Sa}	$T_i + T_j + T_0$	$T_i + T_0$	T_0	T_0	$T_j + T_0$	$T_i + T_j + T_0$
T_{Sb}	$T_j + T_0$	$T_i + T_j + T_0$	$T_i + T_j + T_0$	$T_i + T_0$	T_0	T_0
T_{Sc}	T_0	T_0	$T_j + T_0$	$T_i + T_j + T_0$	$T_i + T_j + T_0$	$T_i + T_0$

Le modèle d'implémentation de la SVM développé dans le cadre de ce travail est le suivant :



➤ Implémentation pratique de la SVM

L'algorithme de la SVM, présenté précédemment, est implanté en pratique sur le système *dSPACE*. A cet effet trois sorties *PWM* de cette dernière sont utilisées pour générer les impulsions S_a , S_b et S_c directement à partir des rapports cycliques calculés (T_{Sa}/T_s , T_{Sb}/T_s , T_{Sc}/T_s). Le principe de conversion de ces rapports cycliques en signaux modulés en durée consiste à les stocker dans des registres, puis les comparer à une porteuse triangulaire de période égale à la période de commutation choisie. La figure suivante illustre ce principe pour le cas du secteur I.



Références Bibliographiques

- [1] **L. Marroyo** : "*Contribution à l'étude des redresseurs triphasés à absorption de courants sinusoïdaux*", Thèse de docteur de l'Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Toulouse, 1999.
- [2] **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.
- [3] **A. Lopez De Heredia Bermeo** : "*Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la puissance basse tension à la montée en tension*", Thèse de docteur de l'Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), Grenoble, 1996.
- [4] **M. Shafiee Koor** : "*Amélioration de la qualité de l'énergie à l'aide de compensateurs actifs : série, parallèle ou conditionneurs unifiés de réseaux électriques*", Thèse de doctorat de l'école Polytechnique de l'université de Nantes, Nantes, 2006.
- [5] **L. Benchaita** : "*Etude, par simulation numérique et expérimentation, d'un filtre actif parallèle à structure courant avec une nouvelle méthode de contrôle - commande*", Thèse de docteur de l'université Henri Poincaré, Nancy 1, 1998.
- [6] **G. Olivier** : "*Electrotechnique*", Presse Internationale Polytechnique, 2^{ème} édition, 1999.
- [7] **Y. Abdelli** : "*Etude et commande de convertisseurs statiques multifonctions en vue de l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique*", Thèse de doctorat de l'université de Nantes, Nantes, 2005.
- [8] **CEI 1000-2-4 (02.1994)**: "*compatibilité électromagnétique (CEM). Partie 2 : environnement. Section 4 : niveaux de compatibilité dans les installations industrielles pour les perturbations conduites à basse fréquence*".
- [9] **IEEE Std 1531. 2003**: "*IEEE Guide for application and specification of harmonic filters*".
- [10] **H. Akagi** : "*Active harmonic filters*", Proceeding of IEEE, vol. 93, no. 12, pp. 2128-2141, Dec. 2005.
- [11] **N. Bruyant** : "*Etude et commande généralisées de filtres actifs parallèles*", Thèse de doctorat de l'université de Nantes, Nantes, 1999.
- [12] **S. Guffon** : "*Modélisation et commandes à structure variable de filtres actifs de puissance*", Thèse de doctorat de l'INPG, Grenoble, 2000.
- [13] **O.C.N. Souto, J.C de Oliveira**: "*Practical proposals to reduce harmonic currents in electrical power systems*", ELECTRIMACS'96, pp. 887-891, 1996.
- [14] **C. Lotto, O. Lapierre, H. Pouliquen et S. Saadate** : "*Filtrage actif des harmoniques en courant et en tension des réseaux électriques: Modélisation, Simulation numérique et expérimentation*", Journal Physique III France, pp. 1433-2457, Dec. 1997.

- [15] **D. Rivas, L. Moran, J. W. Dixon, J. R. Espinoza** : "*Improving passive filter compensation performance with active techniques*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 50, no. 1, pp. 161-170, Feb. 2003.
- [16] **B. M. Bird, J. F. Marsh and P. R. Mclellan**: "*Harmonic reduction in multiple converters by triple-frequency current injection*", IEE Proceeding, vol. 116, no. 10, pp. 1730-1734, 1969.
- [17] **H. Sasaki and T. Machida**: "*A new method to eliminate ac harmonic currents by magnetic compensation – consideration on basic design*", IEEE Trans. on Power Appl. Syst, vol. 90, no. 5, pp. 2009-2019, 1971.
- [18] **N. Mohan, H. A. Peteeson, W. F. Long, G. R. Dreifuerst and J. J. Vithaythil** : "*Active filters for ac harmonic suppression*", IEEE/PES Winter Meeting, 1977.
- [19] **J. Uceda, F. Aldana and P. Martinez**: "*Active filters for static power converters*", IEE Proceeding, vol. 130, no. 5, pp. 347-354, 1983.
- [20] **H. Akagi**: "*Active filters and energy storage systems for power conditioning in Japan*", Proceeding of first international conference on power electronics systems and applications, pp. 79-88, Nov. 2004.
- [21] **D. Graovac, V. Katic, A. Rufer, and J. Knezevic**: "*Unified power quality conditioner based on current source converter topology*", 9th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'2001), Graz, Austria, Aug. 2001.
- [22] **A. Emida, A. Nasiri, S. B. Bekiarov**: "*Uninterruptible power supplies and active filters*", Technology & Engineering, CRC Press 2005.
- [23] **B. Singh, K. Al-Haddad, Chandra**: "*A review of active filters for power quality improvement*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 46, pp. 960-971, Oct. 1999.
- [24] **M. Machmoum, M. Shafiee Khor, Y. Abdelli and J. C. Le Claire**: "*Series active compensator for supply voltage disturbances*", 10th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'2003), Toulouse, France, Sep. 2003.
- [25] **M. Shafiee Khor, M. Machmoum, Y. Abdelli**: "*Using a simple analogical identification method and PID controllers for power quality conditioning*", 11th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'2005), Dresden, Germany, Sep. 2005.
- [26] **M. H. J. Bollen**: "*Voltage sags in three-phase systems*", IEEE Power engineering review, pp.8-12, Sep. 2001.
- [27] **H. Awad, J. Svensson**: "*Charging techniques for energy-storage capacitors of static series compensator*", IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2002), L'Aquila, Italy, pp. 930-935, Jul. 2002.
- [28] **L. Moran, P. Werlinger, J. Dixon, R. Wallace**: "*A series active power filter which compensates current harmonics and voltage unbalance simultaneously*", 36th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'95), Atlanta, USA, vol. 1, pp. 222-227, Jun. 1995.

- [29] **F. Z. Peng, H. Akagi and A. Nabae:** "*A new approach to harmonic compensation in power systems- A combined system of shunt passive and series active filters*", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 26, no. 6, pp. 983-990, Nov./Dec. 1990.
- [30] **S. Srianthumrong, H. Akagi:** "*A medium-voltage transformerless AC/DC power conversion system consisting of a diode rectifier and shunt hybrid filter*", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 39, no. 3, pp. 874-882, May./Jun. 2003.
- [31] **F. Z. Peng, H. Akagi and A. Nabae:** "*A novel harmonic filter*", 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'88), Kyoto, Japan, Apr. 1988.
- [32] **H. Fujita, H. Akagi:** "*A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters*", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 27, no. 6, pp. 1020-1025, Nov./Dec. 1991.
- [33] **M. Rastogi, N. Mohan and A. A. Edris:** "*Filtering of harmonic current and damping of resonances in power systems with a hybrid-active filter*", Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '95), Dallas, USA, pp. 607-612, Mar. 1995.
- [34] **S. Senin, P. Wolfs:** "*Analysis and comparison of new and existing hybrid active filter topologies for current harmonic removal*", AUPEC/EECON'99, Darwin, Australia, Sep. 1999.
- [35] **D. Detjen, J. Jacobd, R. W. De Doncker and H. G. Mall:** "*A new hybrid filter to dampen resonances and compensate harmonic in industrial power systems with power factor correction equipment*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 16, no. 6, pp. 821-827, Nov. 2001.
- [36] **H. Chahalamani :** "*Filtrage actif hybride des perturbations harmoniques produites par des systèmes d'entraînement asynchrones à vitesse variable*", Thèse de doctorat de l'UHP, Nancy, Nov. 2001.
- [37] **J. F. Chen, C. L. Chu:** "*Combination voltage-controlled and current controlled PWM inverters for UPS parallel operation*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 10, no. 5, pp. 547-558, Sep. 1995.
- [38] **P. K. Jain, J. R. Espinoza and H. Jin:** "*Performance of single-stage UPS system for single-phase trapezoidal-shaped AC-voltage supplies*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 13, no.56, pp. 912-923, Sep. 1998.
- [39] **S. Buso, S. Fasolo, P. Mattavilli:** "*Uninterruptible power supply multiloop control employing digital predictive voltage and current regulators*", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 37, no. 6, pp. 1846-1845, Nov./Dec. 2001.
- [40] **N. Vasquez, C. Aguilar, J. Arau, R. O. Caceres, I. Barbi and J. A. Gallegos:** "*A novel uninterruptible power supply system with active power factor correction*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 17, no. 3, pp. 405-412, May. 2002.
- [41] **M. T. Tsai, C. H. Liu:** "*Design and implementation of a cost-effective quasi line-interaction UPS with novel topology*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 18, no. 4, pp. 1002-1011, Jul. 2003.

- [42] **J. H. Choi, J. M. Kwon, J. H. Jung, and B. H. Kwon:** "*High-performance online UPS using three-leg-type converter*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 52, no. 3, pp. 889-897, Jun. 2005.
- [43] **F. S. Pai, S. J. Hung:** "*A novel design of line-interactive uninterruptible power supplies without load current sensors*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 21, no. 1, pp. 202-210, Jan. 2006.
- [44] **E. H. Kim, J. M. Kwon, J. K. Park and B. H. Kwon:** "*Practical control implementation of a three-to single-phase online UPS*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 55, no. 8, pp. 2933-2942, Aug. 2008.
- [45] **N. G. Hingirani:** "*FACTS technology and opportunities*", IEE FACTS Colloquium, pp. 1-10, 1994.
- [46] **N. G. Hingirani, L. Gyugyi:** "*Understanding FACTS: Concept and technology of flexible AC transmission systems*", IEEE Press, New- York, 2000.
- [47] **E. Larsen, F. Sener:** "*FACTS applications*", Technical report 96TP 116-0, IEEE FACTS working group, 1996.
- [48] **S. Gerbex:** "*Métaheuristiques appliqués au placement optimal de dispositifs FACTS dans un réseau électrique*", Thèse de doctorat de l'école polytechnique fédérale de Lausanne, Suisse, 2003.
- [49] **M. Crappe:** "*L'exploitation des réseaux électriques avec l'électronique de puissance*", ISBN 2-7462-1198-X, Lavoisier, 2006.
- [50] **M. Fadel:** "*Lois de commande pour une alimentation AC/DC à absorption de courant sinusoïdal*", 3EI'99, Gif/Yvette, France, Mars 1999.
- [51] **K. De Gusseme, D. M. Van De Sype, A. P. M. Van den Bossche, J. A. Melkebeer:** "*Digitally controlled power-factor-correction converters operating in both continuous and discontinuous conduction mode*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 52, no. 1, pp. 88-97, Feb. 2005.
- [52] **E. Figueres, J. M. Benavent, G. Garcea, M. Pascual:** "*Robust control of power-factor-correction rectifiers with fast dynamic response*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 52, no. 1, pp. 66-76, Feb. 2005.
- [53] **S. Chattopadhyay, V. Ramanarayanan, V. Jayashankar:** "*A predictive switching modulator for current mode control of high power factor boost rectifier*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 18, no. 1, pp. 114-123, Jan. 2003.
- [54] **Z. Yang, P. C. Sen:** "*A novel technique to achieve unity power factor and fast transient response in AC-to-DC converters*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 16, no. 6, pp. 764-775, Nov. 2001.
- [55] **S. H. Li, C. M. Liaw:** "*On the DSP-based switch-mode rectifier with robust varying-band hysteresis PWM scheme*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 19, no. 6, pp. 1417-1425, Nov. 2004.

- [56] **V. M. Rao, A. K. Jain, k. k. Reddy, A. Behal:** "*Experimental comparison of digital implementations of single-phase PFC controllers*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 55, no. 1, pp. 67-87, Nov. 2008.
- [57] **A. A. De Melo Bento, E. R. C. Da Silva:** "*Hybrid one-cycle controller for boost PFC rectifier*", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 45, no. 1, pp. 268-277, Jan./Feb. 2009.
- [58] **M. M. Jovanovic, Y. Jang:** "*State-of-the-art, single-phase, active power-factor-correction techniques for high-power applications-on overview*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 52, no. 3, pp. 701-708, Jun. 2005.
- [59] **H. Y. Kanaan, K. Al-Haddad:** "*Réduction du THD d'un redresseur triphasé par réglage du courant injecté*", RIGE, Éd. Hermès, vol. 11, no. 1, pp. 41-68, 2008.
- [60] **A. I. Maswood, A. K. Yusop, M. A. Rahman:** "*A novel suppressed-link rectifier-inverter topology with unity power factor*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 17, no. 5, pp. 692-700, Sep. 2002.
- [61] **A. M. Cross, A. J. Forsyth:** "*A high power-factor, three-phase isolated AC-DC converter using high-frequency current injection*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 187, no. 4, pp. 1012-1019, Jul. 2003.
- [62] **C. Qiao, K. L. Smedley:** "*Three-phase unity-power-factor star-connected switch (VIENNA) rectifier with unified constant-frequency integration control*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 18, no. 4, pp. 952-957, Jul. 2003.
- [63] **T. Sakkos, V. Sarv:** "*Power factor correction of three-phase diode rectifiers using optimum ripple currents injection*", 11th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'2005), Dresden, Germany, Sep. 2005.
- [64] **N. Vasquez, H. Rodriguez, C. Hernandez, E. Rodriguez and J. Arau:** "*Three-phase rectifier with active current injection and efficiency*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 56, no. 1, pp. 110-119, Jan. 2009.
- [65] **A. I. Maswood, F. Liu:** "*A power-factor converter using the synchronous-reference-frame-based hysteresis current control*", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 43, no. 2, pp. 593-599, Mar./Apr. 2007.
- [66] **J. Fadat, Y. Dorali :** "*Redresseur à absorption de courants sinusoïdaux: commande dans le repère triphasé*", 3EI, no. 52, pp. 46-59, Mars 2008.
- [67] **P. Ladoux, G. Ollé :** "*Compensateur d'harmonique et de puissance réactive*", système didactique, RESELEC 2002.
- [68] **J. D. Gandoy, C. M. Penalver:** "*Dynamic and steady state analysis of a three phase buck rectifier*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 15, no. 6, pp. 953-959, Nov. 2000.
- [69] **S. Iida, T. Kawasaki, S. Masukawa:** "*A simplified PWM control scheme for three-phase current source converter*", 10th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'2003), Toulouse, France, Sep. 2003.

- [70] **B. Wang, J. J. Cathey:** "*DSP controlled, space-vector-PWM, current source converter for STATCOM application*", Electric Power System Research, Éd. Elsevier, vol. 67, no. 2, pp. 123-131, Nov. 2003.
- [71] **S. Rees:** "*New cascaded control system for current-source rectifier*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 52, no. 3, pp. 774-784, Jun. 2005.
- [72] **T. Noguchi, A. Sato, D. Takeuchi:** "*Minimisation of DC reactor and operation characteristics of direct-power-controlled current-source PWM rectifier*", IEEE Industrial Electronics conference (IECON 2006), Paris, France, pp. 2787 – 2792, Nov. 2006.
- [73] **J. R. Espinoza, G. Joos, J. I. Guzman, L. A. Moran, R. P. Burgos:** "*Selective harmonic elimination and current/voltage control in current/voltage-source topologies: a unified approach*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 48, no. 1, pp. 71-81, Feb. 2001.
- [74] **P. Ladoux, M. Metz :** "*Utilisation de l'onduleur de tension MLI pour la correction du facteur de puissance*", Les convertisseurs propres, 3EI, no. 28, pp. 5-15, Mars 2002.
- [75] **P. Vas:** "*Sensorless vector and direct torque control*", Oxford science publications, 1998.
- [76] **R. Wu, S. B. Dewan, G. R. Slemon:** "*Analysis of AC-to- DC voltage source converter using PWM with phase and amplitude control*", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 27, pp. 355-364, Mar./Apr. 1991.
- [77] **H. Akagi :** "*New trends in active filters for power conditioning*", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 32, no. 6, pp. 1312-1322, Nov./Dec. 1996.
- [78] **M. P. Kazmierkowski, L. Malesani:** "*Current control techniques of three-phase voltage-source PWM converters: a survey*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 45, pp. 691-703, Oct. 1998.
- [79] **M. Liserre:** "*Innovative control techniques of power converters for industrial automation*", Thèse de Doctorat, Politecnico Di Bari, Italie, Décembre 2001.
- [80] **A. Dell' Aquila, M. Liserre, C. Cecati, A. Ometto :** "*A fuzzy-logic CC-PWM three-phase AC/DC converter*", Proc. IEEE LAS 2000, pp. 987-992, Oct. 2000.
- [81] **M. Liserre, F. Blaabjerg, S. Hansen:** "*Design and control of an LCL-filter based active rectifier*", Proc. IEEE LAS 2001, pp. 987-992, Sep./Oct. 2001.
- [82] **J. W. Kolar, H. Ertl:** "*Status of the techniques three-phase rectifier systems with low effects en the mains*", Proc. INTELEC'99, vol. 14-1, Jun. 1999.
- [83] **T. M. Jahns, V. Blasko:** "*Recent advances in power electronics technology for industrial and traction machine drives*", Proc. IEEE, vol. 89, no. 6, pp. 963-975, Jun. 2001.
- [84] **E. G. Shahraki:** "*Apport de l'UPFC à l'amélioration de la stabilité transitoire des réseaux électriques*", Thèse de docteur le l'université de Henri Poincaré, Nancy 1, 2003.
- [85] **S. Beaulieu:** "*Etude et mise au point d'un filtre actif d'harmoniques en vue d'améliorer la qualité de l'alimentation électrique*", Mémoire de maîtrise en ingénierie, Université de Québec à Chicoutimi, 2007.

- [86] **M. Kale, E. Ozdemir:** "*An adaptative hysteresis band current controller for shunt active power filter*", Electric Power Systems Research, Éd. Elsevier, vol. 73, no. 2, pp. 113-119, Feb. 2005.
- [87] **L. Malesani, P. Mattavelli, P. Tomasin:** "*High-performance hysteresis modulation technique for active filters*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 12, no. 05, pp. 876-884, Sept. 1997.
- [88] **F. Defay:** "*Commande prédictive directe d'un convertisseur multicellulaire triphasé pour une application de filtrage actif*", Thèse de doctorat de l'université de Toulouse, 2008.
- [89] **S. Buso, S. Fasolo, L. Malesani, et al:** "*A dead-beat adaptive hysteresis current control*", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 36, no. 04, pp. 1174-1180, Jul./Aug. 2000.
- [90] **M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, A. Trzynadlowski:** "*Review and comparative study of control techniques for three-phase PWM rectifiers*", Mathematics and Computers in Simulations, Éd. Elsevier, vol. 63, no. 3-5, pp. 349-361, Nov. 2003.
- [91] **M. P. Kazmierkowski and L. Malesani:** "*Current Control techniques for three-phase voltage-source PWM converter: A survey*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 45, no. 5, pp. 691-703, Oct.1998.
- [92] **S. Saetio, D. A. Torrey:** "*Fuzzy logic control of space-vector PWM current regulator for three-phase power converter*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 13, no. 03, pp. 419-426, May. 1998.
- [93] **C. Cecati, A. Dell'aquila, A. Lecci, M. Liserre:** "*Implementation issues of a fuzzy-logic-based three-phase active rectifier employing only voltage sensors*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 52, no. 2, pp. 378-385, Apr. 2005.
- [94] **D. C. Lee, D. S. Lim:** "*AC voltage and current sensorless for three-phase PWM rectifiers*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 17, no. 6, pp. 883-890, Nov. 2002.
- [95] **M. Liserre, A.Dell'Aquila, F.Baabejerg:** "*Genetic algorithm-based design of the active damping for an LCL-filter three-phase active rectifier*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol.19, no. 1, pp. 76-86, Jan. 2004.
- [96] **M. Malinowski, S. Bernet:** "*A simple voltage sensorless active damping scheme for three-phase PWM converters with LCL filter*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 55, no. 4, pp. 1976-1880, Apr. 2008.
- [97] **J. Dannehl, C. Wessels, F. W. Fuchs:** "*Limitations of voltage-oriented PI current control of grid-connected PWM rectifiers with LCL filters*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 56, no. 2, pp. 380-388, Feb. 2009.
- [98] **L. Zadeh:** "*Fuzzy sets*", Information and Control, pp. 338-353, 1965.
- [99] **B. Robyns, F. Berthereau, J. P. Hauter, H. Buyse:** "*A fuzzy –logic-based multimodel field orientation in an indirect foc of induction motor*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 47, no. 2, pp. 380-388, Apr. 2000.

- [100] **L. Leclerc, B. Robyns, J. Grave:** "*Control based on fuzzy logic a flywheel energy storage system associated with wind and diesel generators*", Mathematics and Computers in Simulation, Éd. Elsevier, vol. 63, no. 3-5, pp. 271-280, Nov. 2003.
- [101] **A. Rubaai, A. R. Ofoli:** "*Multilayer fuzzy controller for control of power networks*", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 40, no. 6, pp. 1521-1528, Nov./Dec. 2004.
- [102] **J. Faucher:** "*Les plans d'expériences pour le réglage de commandes à base de logique floue*", Thèse de docteur de l'Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Toulouse, 2006.
- [103] **G. Rami :** "*Contribution à l'étude théorique et expérimentale d'un filtre actif parallèle à commande analogique et numérique temps réel*", Thèse de docteur de l'Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), Grenoble, 2006.
- [104] **B. Bouchon :** "*La logique floue et ses applications*", Edition Addison Wesley, France 1994.
- [105] **G. Gateau:** "*Contribution à la commande des convertisseurs statiques multicellulaires série : commande non linéaire et commande floue*", Thèse de docteur de l'Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Toulouse, 1997.
- [106] **B. Bouchon :** "*La logique floue*", P.U.F, 1993.
- [107] **R. Jager:** "*Fuzzy logic in control*", Thèse ISBN90- 9008318- 9, Technishe univerty Delft, 1995.
- [108] **E. Mamdani, S. Assilian:** "*An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller*", International journal of Man-Machine studies, vol. 7, pp. 1-13, 1975.
- [109] **M. Sugeno:** "*An introductory survey of fuzzy control*", Elsevier Sciences, Information Sciences, pp. 59-83, 1985.
- [110] **T. Takahashi, T. Noguchi:** "*A new quick-response and high-efficiency control strategy of induction motor*", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 15-22, no.5, pp. 820-827, Sep./Oct. 1986.
- [111] **V. Manninen:** "*Application of direct torque control modulation technology to a line converter*", 6th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'95), Sevilla, Spain, pp. 1292-1296, Sep. 1995.
- [112] **C. Attaianesi, G. Tomasso, A. Damiano, I. Marongiu, A. Perfetto:** "*Direct torque and flux control of induction motor drives*", International Conference on Power Electronics & Drives Systems (PEDS'97), Singapore, May. 1997.
- [113] **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.
- [114] **M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, f. Blaabjerg, and G. D. Maeques:** "*Virtual flux based direct power control of three phase PWM rectifiers*", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 37, no. 4, pp. 1019-1027, Jul./Aug. 2001.

- [115] **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.
- [116] **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.
- [117] **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.
- [118] **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.
- [119] **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.
- [120] **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.
- [121] **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.
- [122] **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.
- [123] **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.
- [124] **L. A. Serpa, S. Ponnaluri, P .M. Barbosa, J. W. Kolar:** "*A modified direct power control strategy allowing the connection of three-phase inverters to the grid through LCL filters*", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 43, no.5, pp. 1388-1400, Sep./Oct. 2007.
- [125] **R. S. Herrera, P. Salmeron, H. Kim:** "*Instantaneous reactive power theory applied to active power filter compensation: different approaches, assessment, and experimental results*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 55, no. 1, pp. 184-196, Jan. 2008.
- [126] **V. Soares, P. Verdelho, G. D. Marques:** "*An instantaneous active and reactive current component method of active filters*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 15, no. 4, pp. 660-669, Jul. 2000.

- [127] **T. Furuhashi, S. Okuma, and Y. Uchikawa:** "*A study on the theory of instantaneous reactive power*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 37, no. 1, pp. 86-90, Feb. 1990.
- [128] **G. Superti, G. Todeschini:** "*Discussion on instantaneous p-q strategies for control of active filters*", IEEE Trans. Power Electronics, vol. 23, no. 4, pp. 1945-1955, Jul. 2008.
- [129] **P. Cortés, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, J. Rodriguez:** "*Predictive control in power electronics and drives*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 55, no. 12, pp. 4312-4324, Dec. 2008.
- [130] **F. Lydoire:** "*Génération de trajectoires pour la locomotion artificielle et commande à horizon fuyant avec l'arithmétique d'intervalles*", Thèse de docteur de l'Université de Montpellier II, 2004.
- [131] **A. Merabet:** "*Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone*", Thèse de doctorat en ingénierie de l'Université de Québec, Canada, 2007.
- [132] **L. Malesani, P. Mattavelli, S. Buso:** "*Robust dead-beat current control for PWM rectifiers and active filters*", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 35, no.3, pp. 613-620, May./Jun. 1999.
- [133] **R. Ottersten, J. Svensson:** "*Vector current controlled voltage source converter-Deadbeat control and saturation strategies*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 17, no. 2, pp. 279-285, Mar. 2002.
- [134] **P. Mattavelli:** "*An improved deadbeat control for UPS using disturbance observers*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 52, no. 1, pp. 206-212, Feb. 2005.
- [135] **Y. A. I. Mohamed, E. F. El-Saadany:** "*Adaptive discrete-time grid-voltage sensorless interfacing scheme for grid-connected DG-inverters based on neural-network identification and deadbeat current regulation*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 23, no. 1, pp. 308-321, Jan. 2008.
- [136] **R. Pollanen:** "*Converter-flux-based current control of voltage source PWM rectifiers-analysis and implementation*", Thèse de docteur en science, Lappeenranta uiversity of technology, Finland, 2003.
- [137] **C. Combet:** "*Simulation temps-réel des dispositifs d'électronique de puissance dédiés aux réseaux d'énergie électrique*", Thèse de docteur de l'Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), Grenoble, 2005.
- [138] **G. Grellet, G. Clerc :** "*Actionneurs électriques : Principes/Modèles/Commande*", Édition Eyrolles, Paris, 1997.
- [139] **Abdelouahab Bouafia, Jean-Paul Gaubert, Fateh Krim:** "*Analysis and design of new switching table for direct power control of three-phase PWM rectifier*", 13th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-EPESC 2008), Poznan, Poland, Sep. 2008.
- [140] **Abdelouahab Bouafia, Fateh Krim, Jean-Paul Gaubert:** "*Design and implementation of high performance direct power control of three-phase PWM rectifier, via fuzzy and PI*

- controller for output regulation*", Energy Conversion and Management, Éd. Elsevier, vol. 50, no. 1, pp. 6-13, Jan. 2009.
- [141] **Abdelouahab Bouafia, Fateh Krim, Jean-Paul Gaubert**: "*Fuzzy logic-based switching state selection for direct power control of three-phase PWM rectifier*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 56, no. 6, pp. 1984-1992, Jun. 2009.
- [142] **Abdelouahab Bouafia, Jean-Paul Gaubert, Fateh Krim**: "*Predictive direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (SVM)*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 25, no. 1, pp. 228-236, Jan. 2010.
- [143] **F. Z. Peng**: "*Applications issues of active power filters*", IEEE Industry Application Magazine, vol. 4, no. 5, pp. 21-30, Sep./Oct. 1998.
- [144] **T. C. Green, J. H. Marks**: "*Control techniques for active power filters*", IEE Proc-Elect Power Applications, vol. 152, no. 2, pp. 369-381, Mar. 2005.
- [145] **A. Chaoui, J.-P. Gaubert, F. Krim**: "*Power quality improvement using DPC controlled three-phase shunt active filter*", Electric Power Systems Research, Éd. Elsevier, vol. 80, no. 6, pp. 657-666, Jun. 2010.
- [146] **J. Rodriguez, J. S. Lai, F. Z. Peng**: "*Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 49, no. 4, pp. 724-737, Aug. 2002.
- [147] **O. Vodyakho, C. C. Mi**: "*Three-level inverter-based shunt active power filter in three-phase three-wire and four-wire systems*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 24, no. 5, pp. 1350-1363, May. 2009.
- [148] **O. Vodyakho, D. Hackstein, A. Steimel, T. Kim**: "*Novel direct current-space-vector control for shunt active power filters based on the three-level inverter*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 23, no. 4, pp. 1668-1678, Jul. 2008.
- [149] **A. M. Massoud, S. J. Finney, A. J. Cruden, B. W. Williams**: "*Three-phase, three-wire, five-level cascaded shunt active filter for power conditioning, using two different space vector modulation techniques*", IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 22, no. 4, pp. 2349-2361, Oct. 2007.
- [150] **J. D. Barros, J. F. Silva**: "*Optimal predictive control of three-phase NPC multilevel converter for power quality applications*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 55, no. 10, pp. 3670-3681, Oct. 2008.
- [151] **G. Zhou, W. Bin, D. Xu**: "*Direct power control of a multilevel inverter based active power filter*", IEEE International Conference on industrial Technology (ICIT'04), Hammamet, Tunisie, vol. 1, pp. 498-503, Dec. 2004.
- [152] **M. E. Ortuzar, R. E. Carmi, J. W. Dixon, L. Moran**: "*Voltage-source active power filter based on multilevel converter and ultracapacitor DC link*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 53, no. 2, pp. 477-485, Apr. 2006.
- [153] **P. Flores, J. Dixon, M. Ortuzar, R. Carmi, P. Barriuso, L. Moran**: "*Static Var compensator and active power filter with power injection capability, using 27-level*

inverters and photovoltaic cells", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 56, no.1, pp. 130-138, Jan. 2009.

- [154] **Abdelouahab Bouafia, Jean-Paul Gaubert, Fateh Krim:** "Design and implementation of predictive current control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (SVM)", Energy Conversion and Management, Éd. Elsevier, vol. 51, no. 1, pp. 2473-2481, Dec. 2010.

Résumé :

Cette thèse s'inscrit dans les travaux de recherche menés sur les moyens modernes, à base de l'électronique de puissance, de dépollution harmonique du réseau de distribution de l'énergie électrique. Cette pollution constitue actuellement un problème majeur surtout dans l'industrie. Elle est causée principalement par les charges non linéaires, prélevant sur le réseau des courants non sinusoïdaux. Les convertisseurs statiques, surtout les redresseurs à diodes et à thyristors, sont de nature non linéaire et représentent la principale source d'injection de courants harmoniques. Ils requièrent donc une attention particulière afin de réduire leurs taux d'harmonique en courant. Dans ce contexte, les solutions modernes préventives adoptées, en plus du filtrage actif qui représente une solution curative, consiste à remplacer les redresseurs classiques par de nouvelles structures de convertisseurs *AC/DC* non polluants, dont le comportement vis-à-vis du réseau est de nature résistive. Ce travail apporte une contribution à la commande du redresseur de tension à *MLI* à absorption de courant sinusoïdal. En effet, différentes stratégies de commande ont été développées, simulées et validées sur un banc d'essai expérimental dont le but commun est d'obtenir un réglage performant de la tension du bus continu et un prélèvement de courants sinusoïdaux. Ces stratégies sont basées soit sur le contrôle direct des courants absorbés soit sur le contrôle direct des puissances instantanées (*DPC*). De plus, elles sont combinées avec des commandes dites avancées, comme les approches floue et prédictive appliquées aux deux techniques de contrôle énoncées précédemment. La simulation de ces méthodes a été mise en œuvre à l'aide du logiciel *Matlab/SimulinkTM* et l'implantation en temps réel a été élaborée grâce à une carte contrôleur du système *dSPACE 1104*.

Abstract:

This work deals with harmonic elimination in electrical energy distribution networks. In fact, harmonic pollution has become a major field of concern in modern industry. It is usually caused by non linear loads, which draw non sinusoidal current from the network. Current harmonics are mainly caused by static converters, especially diode and thyristor rectifiers, because they have a non linear behaviour and represent the main source of currents harmonics injection. Therefore, some measures must be taken in order to reduce current harmonic distortion caused by this equipment. In this field, the advanced preventive solutions adopted, other than active filters which are curative method, is to substitute the conventional rectifiers with new structures of *AC / DC* non-polluting converters, which have resistive behaviour towards the network. This research work contributes to the control of *PWM* rectifier with sinusoidal current absorption. That is why, various control strategies have been developed for this converter in order to obtain an efficient control of the *DC* bus voltage and nearly sinusoidal input current waveforms. These strategies are based either on direct control of input currents or direct power control (*DPC*). Moreover, they are combined with advanced controls like approaches with fuzzy logic and predictive control applied to the two preceding methods. Simulations presented in this work are performed with *Matlab/SimulinkTM* tools, and practical implementation in real time has been done through a system controller board *dSPACE 1104*.
