

THESE

Présentée à la

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Pour l'Obtention du Diplôme de

Doctorat en Sciences

Option : Machines Electriques et leurs Commandes

Par

BELHAOUCHET NOURI

Thème

Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des
Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de
Commande Avancées

Application : Amélioration de la Qualité de l'Energie

Soutenue le : 06/07/2011 devant la commission d'examen composée de

Pr. Mohamed MOSTEFAI	Président	Université de Sétif
Pr. Lazhar RAHMANI	Directeur de thèse	Université de Sétif
Pr. Toufik REKIOUA	Examineur	Université de Bejaia
Pr. Nacer eddine NAIT SAID	Examineur	Université de Batna
Dr. Tahar BAH	Examineur	Université de Annaba

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans cette thèse s'inscrit dans le cadre des travaux de recherche du Laboratoire d'Automatique Sétif (*LAS*) de l'Université Ferhat Abbas Sétif, Algérie.

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

Tout d'abord, Je tiens à remercier très chaleureusement mon directeur de thèse, Monsieur **Lazhar RAHMANI**, Professeur à l'Université de Sétif, pour son encadrement, son suivi permanent et ses précieux conseils.

Je tiens également à remercier vivement les membres de jury pour avoir accepté d'évaluer ce travail et cette thèse :

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

Messieurs **Toufik REKIOUA**, Professeur à l'Université de Bejaia, **Nacer eddine NAIT SAID**, Professeur à l'Université de Batna et **Tahar BAH**I, Maître de conférences à l'Université de Annaba pour m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être les examinateurs de cette thèse.

Je suis très reconnaissant au directeur du Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle (*LAI*I), l'Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Poitiers, Université de Poitiers, France, Professeur **Gérard CHAMPENOIS**, pour l'accueil chaleureux et pour m'avoir donné l'opportunité de réaliser la partie expérimentale du filtre actif de puissance au sein de son laboratoire.

Un grand remerciement à Monsieur **Jean-Paul GAUBERT**, Maître de Conférences à l'Université de Poitiers, pour son aide, ses conseils et ses orientations pendant la durée des essais pratiques effectués sur le filtre actif de puissance au sein du Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle (*LAI*I).

RÉSUMÉ

La technique de commande en courant par hystérésis est largement utilisée dans le domaine de l'électronique de puissance, dont ses principaux avantages sont la très grande simplicité, la robustesse et la rapidité. Cependant, elle souffre du problème majeur qui réside dans l'absence de contrôle de la fréquence de commutation qui présente de forte variation surtout dans le cas des systèmes triphasés à neutre isolé où les interactions entre les phases apparaissent lors du fonctionnement.

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse visent à développer des techniques de commande avancées qui permettent d'améliorer les caractéristiques de la technique de commande par hystérésis en terme de fonctionnement à fréquence de commutation constante, ce qui conduit à des améliorations apportées sur la qualité des formes d'ondes des courants contrôlés d'une variété de convertisseurs de puissance. Notre étude porte d'une part sur les moyens de dépollution modernes des réseaux électriques, dont les solutions préventives adoptées sont le filtre actif parallèle et les convertisseurs AC/DC non polluants ; notamment le redresseur *MLI* triphasé de tension et le redresseur triphasé à trois niveaux de tension, et d'autre part sur le hacheur AC monophasé alimentant un moteur universel.

Les meilleures performances offertes par les différentes techniques de commande avancées développées dans le cadre de ce travail sont vérifiées par voie de simulation à l'aide du logiciel Matlab/Simulink. En plus, l'efficacité d'une technique de commande avancée à bande adaptative appliquée au filtre actif parallèle est validée par implémentation pratique sur la carte dSPACE 1104.

Mots-clés : *Commande par hystérésis, Fréquence de commutation, Techniques de commande avancées, Filtre actif parallèle triphasé, Redresseur MLI triphasé de tension, Redresseur à trois niveaux triphasé de tension, Hacheur AC.*



Sommaire

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE 1	
Pollution Harmonique des Réseaux Electriques :	
Causes et Remèdes	
1.1. INTRODUCTION	5
1.2. PROBLEMATIQUE DES HARMONIQUES	6
1.2.1. Notion des Charges	7
1.2.2. Exemples de Charges Non-linéaires	7
1.2.3. Décomposition d'un Courant Distordu Périodique en Série de Fourier	9
1.2.4. Effets des Harmoniques sur le Réseau Electrique	10
1.2.5. Caractérisation des Harmoniques	11
1.2.5.1. Taux Harmonique de Rang n	11
1.2.5.2. Taux Global de Distorsion Harmonique (Total Harmonic Distortion)	12
1.2.5.3. Facteur de puissance (Power Factor)	12
1.2.5.4. Facteur de Crête (Crest Factor)	14
1.2.6. Pollution Harmonique due aux Redresseurs à Commutation Naturelle	14
1.3. NORMES STANDARDS POUR LIMITER LES HARMONIQUES	16
1.4. SOLUTIONS AUX PERTURBATIONS HARMONIQUES	17
1.4.1. Solutions Traditionnelles de Dépollution	17
1.4.2. Solutions Modernes de Dépollution	18
1.4.2.1. Filtres Actifs	18
1.4.2.1.1. Le Filtre Actif Parallèle (FAP)	19
1.4.2.1.2. Le Filtre Actif Série (FAS)	19
1.4.2.1.3. La Combinaison Parallèle-Série Actifs (UPQC)	20
1.4.2.1.4. Filtre Actif Hybride	20
1.4.2.2. Les Convertisseurs à Prélèvement Sinusoïdal	21
1.4.2.2.1. Structure de Redresseur Utilisant un Hacheur BOOST	21
1.4.2.2.2. Structures de Redresseurs à Injection de Courant	22
1.4.2.2.3. Redresseurs <i>MLI</i>	23

1.4.2.2.4. Redresseurs de Vienne	24
1.5. CONCLUSION	26

CHAPITRE 2

Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante d'un Système de Filtrage Actif

2.1. INTRODUCTION	27
2.2. STRUCTURE GENERALE DU SYSTEME	29
2.2.1. Étude de l'Influence de la Charge Non-linéaire sur le Réseau	29
2.2.2. Structure du FAP Triphasé	31
2.2.2.1. L'onduleur Triphasé	31
2.2.2.2. Système de Stockage d'Energie	32
2.2.2.3. Inductance de Couplage	33
2.3. ETUDE DE LA PARTIE COMMANDE DU FAP TRIPHASE	34
2.3.1. Détermination des Courants Harmoniques de Référence	34
2.3.2. Estimation du Courant de Référence de Source et Régulation de la Tension du Bus Continu	35
2.3.2.1. Régulateur Proportionnel-Intégral PI	36
2.3.2.2. Régulateur Flou	38
2.3.3. Commande par Hystérésis Classique de l'Onduleur du FAP	41
2.3.3.1. Structure avec Neutre du Réseau Connecté au Point Milieu du Bus Continu	44
2.3.3.2. Structure avec Neutre du Réseau Isolé du Point Milieu du Bus Continu	45
2.3.3.3. Expression de la Fréquence de Commutation	46
2.3.3.4. Résultats de Simulation	46
2.4. CONTROLE PROPOSE POUR LA REGULATION DE LA FREQUENCE DE MODULATION DE L'ONDULEUR DU FAP	51
2.4.1. Régulation de la Fréquence de Modulation à l'Aide d'une Loi Simple	51
2.4.1.1. Résultats de Simulation	52
2.4.1.2. Description du Banc d'Essais Expérimental	53
2.4.1.2.1. Partie Puissance	53
2.4.1.2.2. Partie Commande Numérique	57

2.4.1.2.3. Instruments de Mesures et de Visualisations	61
2.4.1.3. Implémentation Pratique et Résultats Expérimentaux	62
2.4.1.3.1. Résultats Obtenus Avant le Filtrage	66
2.4.1.3.2. Résultats Obtenus Après le Filtrage à l'Aide de la Commande par Hystérésis à Bande Fixe	67
2.4.1.3.3. Résultats Obtenus Après le Filtrage à l'Aide de la Commande par Hystérésis à Bande Variable	68
2.4.2. Régulation par Dead-Beat à hystérésis de la Fréquence de Modulation	73
2.4.2.1. Résultats de Simulation	76
2.4.2.1.1. Etude du Comportement du FAP en Régime Permanent	76
2.4.2.1.2. Influence de la Tension du Bus Continu du FAP	77
2.4.2.1.3. Etude du Comportement du FAP en Régime Transitoire	79
2.5. CONCLUSION	82

CHAPITRE 3

Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs AC/DC Non-Polluants

Partie A

Redresseur *MLI* Triphasé de Tension

3.1. INTRODUCTION	84
3.2. PRINCIPE DU REDRESSEUR <i>MLI</i> TRIPHASE DE TENSION	86
3.2.1. Schéma de la Partie Puissance du Redresseur <i>MLI</i> Triphasé de Tension	86
3.2.2. Notes sur le Choix des Eléments Passifs de Filtrage	87
3.2.3. Systèmes d'Equations	88
3.3. CONTROLE CLASSIQUE DIRECT DU COURANT DE SOURCE	91
3.3.1. Structure Globale du Contrôle par Hystérésis Classique	93
3.3.2. Boucle de Régulation de la Tension du Bus Continu	94
3.3.3. Contrôle par Hystérésis Classique	96
3.3.3.1. Analyse Mathématique	96
3.3.3.2. Résultats de Simulation	98
3.4. FONCTIONNEMENT A FREQUENCE DE COMMUTATION FIXE	100
3.4.1. Fonctionnement à Fréquence Fixe à l'Aide de la Technique Dead-Beat	101

3.4.1.1. Fonctionnement en Régime Permanent (Normal)	101
3.4.1.2. Fonctionnement Perturbé	103
3.4.2. Fonctionnement à Fréquence Fixe à l'Aide de la Technique Floue	106
3.4.2.1. Principe de la Technique Proposée	106
3.4.2.2. Résultats de Simulation	109
3.5. CONCLUSION	111

Partie B

Redresseur Triphasé à Trois Niveaux de Tension

3.6. INTRODUCTION	112
3.7. EVALUATION DU REDRESSEUR TRIPHASE A TROIS NIVEAUX	113
3.8. DESCRIPTION DE LA STRUCTURE ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT	114
3.8.1. Schéma de la Partie Puissance du Redresseur Triphasé à Trois Niveaux	114
3.8.2. Principe de Fonctionnement du Redresseur Triphasé à Trois Niveaux	115
3.9. CONTROLE DIRECT DU COURANT A FREQUENCE CONSTANTE	118
3.10. RESULTATS DE SIMULATION	121
3.10.1. Résultats de Simulation du Contrôle par Hystérésis à Bande Fixe	122
3.10.2. Résultats de Simulation du Contrôle par Hystérésis à Bande Adaptative	124
3.11. CONCLUSION	126

CHAPITRE 4

Convertisseurs AC/AC Directs

4.1. INTRODUCTION	128
4.2. CONVERTISSEURS AC/AC A COMMUTATION NATURELLE	129
4.2.1. Structure de Conversion Monophasée	129
4.2.2. Techniques de Commande du Gradateur Monophasé	130
4.2.2.1. Gradateur à Commande par Train d'Ondes (ON-OFF)	130
4.2.2.1.1. Caractéristiques du Fonctionnement avec la Commande par Train d'Ondes	131
4.2.2.2. Gradateur à Commande par Angle de Phase	133
4.2.2.2.1. Caractéristiques du Fonctionnement avec la Commande par Angle de Phase	134
4.2.3. Quelques Structures du Gradateur Monophasé	138

4.2.3.1. Gradateur à Commande Unidirectionnelle	138
4.2.3.2. Gradateur à Commande Bidirectionnelle à Cathode Commune	138
4.2.3.3. Gradateur à Commande Bidirectionnelle en Pont	138
4.2.4. Quelques Structures du Gradateur Triphasé	139
4.3. CONVERTISSEURS AC/AC A COMMUTATION DURE	140
4.3.1. Structure de Conversion Monophasée	140
4.3.2. Représentation de Fourier de la Sortie du Hacheur AC	143
4.3.3. Avantages de la Structure du Hacheur AC	144
4.3.4. Choix des Interrupteurs de Puissance	145
4.3.5. Quelques Structures du Hacheur AC Monophasé	147
4.3.6. Quelques Structures du Hacheur AC Triphasé	148
4.3.6.1. Groupement en Etoile de Trois Hacheurs Monophasés	148
4.3.6.2. Groupement en Triangle de Trois Hacheurs Monophasés	149
4.3.6.3. Hacheur AC Triphasé avec Charge en Etoile	149
4.3.7. Techniques de Commande <i>MLI</i> des Hacheurs AC	150
4.3.7.1. Commande Directe sans Retour d'Etat	151
4.3.7.1.1. Commandes Directes Analogiques (Implicites)	151
4.3.7.1.2. Commandes Directes Numériques (Explicites)	155
4.3.7.2. Commande par Retour d'Etat Instantané	157
4.4. CONCLUSION	159

CHAPITRE 5

Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante d'un Hacheur AC

5.1. INTRODUCTION	161
5.2. CONTROLE PAR HYSTERESIS CLASSIQUE DU HACHEUR AC	161
5.2.1. Association "Hacheur AC-Moteur Universel"	161
5.2.2. Analyse et Information sur la Fréquence de Commutation	164
5.2.3. Résultats de Simulation	165
5.3. FONCTIONNEMENT A FREQUENCE DE COMMUTATION FIXE	167
5.3.1. Technique de Commande par Hystérésis à Bande Variable	167
5.3.1.1. Résultats de Simulation	168
5.3.2. Technique de Commande par hystérésis Modulée	171

5.3.2.1. Résultats de Simulation	173
5.3.3. Caractéristiques en Fonctionnement à Fréquence Constante	175
5.4. CONCLUSION	177
CONCLUSION GENERALE	178
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	

Intoduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

Ces dernières années, le domaine de l'électronique de puissance s'est développé considérablement et offre un potentiel énorme pour la conversion d'énergie électrique. La recherche dans ce domaine considère plusieurs aspects, notamment les topologies des convertisseurs, les structures et les performances des interrupteurs de puissance et ainsi que les techniques de commande [1].

La technique de commande par hystérésis est très utilisée dans le domaine de l'électronique de puissance, elle consiste à élaborer le signal de modulation de largeur d'impulsions *MLI* directement à partir de la grandeur à contrôler, par des décisions de type tout ou rien. Cette technique de commande est utilisée plus souvent pour le contrôle direct de courant, son principe consiste à établir dans un premier temps le signal d'erreur, différence entre le courant de référence et le courant réel. Cette erreur est ensuite comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis afin de fixer les ordres de commande des interrupteurs du convertisseur de puissance. Les avantages sont la très grande simplicité, la robustesse et le temps de réponse minimal aux perturbations, ce qui explique la grande utilisation de ce genre de commande dans divers domaines d'applications. Cependant, l'inconvénient majeur est l'absence de contrôle de la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance qui présente une forte variation surtout dans le cas des systèmes triphasés accompagnés des interactions entre les phases. Cet inconvénient dégrade la qualité de l'énergie et rend le filtrage difficile à réaliser. Afin de pallier à ces problèmes, récemment cette technique de commande trouve un grand essor et constitue une voie de recherche de plusieurs travaux dans diverses applications [2-11].

A ce stade, les travaux présentés dans cette thèse de doctorat visent à développer des techniques de commande avancées qui permettent de surmonter les inconvénients inhérents à cette technique de commande afin d'avoir de bonnes performances d'une variété de convertisseurs de puissance. Ces travaux sont orientés vers deux champs d'applications, dont le contrôle direct du courant constitue un thème clé dans cette thèse.

Dans le cadre du premier champ d'applications, on s'intéresse à l'utilisation de différents moyens de dépollution modernes pour l'amélioration du facteur de puissance du réseau électrique qui débite sur une charge de comportement non-linéaire, plus

particulièrement le convertisseur AC/DC (pont redresseur à diodes). L'idée conductrice de notre intérêt pour la conversion AC/DC à facteur de puissance unitaire est liée principalement au problème de la qualité de l'énergie électrique qui constitue actuellement l'une des préoccupations majeures des fournisseurs de l'énergie et des organismes spécialisés en qualité d'énergie. Pour remplir cette tâche et assurer un fonctionnement adéquat de ces moyens de dépollution, les formes d'ondes des courants du réseau électrique doivent être sinusoïdales de bonne qualité et en phase avec les formes d'ondes des tensions de celui-ci, et la tension du bus continu doit aussi avoir un bon réglage à sa valeur désirée.

Le deuxième champ d'applications se porte sur un actionneur électrique à vitesse variable qui se compose principalement d'un convertisseur statique assurant la conversion AC/AC directe de type hacheur AC, d'une électronique de commande en boucle fermée et d'une machine électrique tournante de type alternatif. L'idée qui nous a conduit à nous intéresser au hacheur AC est d'une part, la relative supériorité de ses performances par rapport au convertisseur AC-AC de type gradateur à commutation naturelle par le réseau d'alimentation, due en autres à la minimisation des harmoniques et à l'amélioration du facteur de puissance à la source, et d'autre part à l'absence de travaux sur ce thème aussi bien dans le domaine académique que dans les applications industrielles.

De façon à atteindre les objectifs de nos recherches, le travail de cette thèse est divisé en cinq chapitres, dont, le travail présenté dans le cadre du premier champ d'applications se déroule dans les trois premiers chapitres et celui présenté dans le cadre du deuxième champ d'applications occupe les deux derniers chapitres.

Dans le premier chapitre, nous présentons au début la problématique des harmoniques, leur origine, leur caractérisation et leurs conséquences néfastes sur le réseau de distribution. Ensuite, nous exposons la perturbation harmonique produite par les redresseurs à diodes, ainsi que les normes et réglementations en termes de pollution harmonique. On termine ce chapitre par la présentation des différentes solutions, traditionnelles et modernes de dépollution harmonique.

Le second chapitre propose une solution moderne à base d'un filtre actif parallèle (FAP) afin de lutter contre la pollution harmonique provoquée par les redresseurs à diodes et limiter leur propagation dans le réseau. Dans ce contexte, une étude théorique détaillée est développée à propos de la structure du FAP triphasé et de son principe de fonctionnement. En premier lieu, le principe de réglage de la tension du bus continu du FAP triphasé par un

régulateur Proportionnel-Intégral PI classique et un régulateur flou est présenté. Ensuite, les problèmes posés par la technique de commande par hystérésis classique sont discutés et ses effets sont illustrés par des résultats de simulation numérique à l'aide du logiciel Matlab/Simulink. Afin d'améliorer les performances du système de filtrage actif en fixant la fréquence de commutation, deux techniques de commande avancées sont développées dans ce cadre. La première est basée sur l'adaptation de la bande d'hystérésis à l'aide d'une expression simple et efficace. Les bonnes performances de cette technique sont vérifiées par simulation numérique et par aspect pratique à l'aide d'une implémentation numérique sur la carte dSPACE 1104 pour un banc d'essai expérimental du laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle LAII (Poitiers-France). La seconde est basée sur un raisonnement prédictif Dead-Beat qui offre les propriétés de la grande robustesse et ses meilleures performances sont justifiées par simulation numérique.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude de deux convertisseurs AC/DC non-polluants fonctionnant à fréquence de commutation constante ; le redresseur *MLI* triphasé de tension et le redresseur triphasé à trois niveaux de tension. Nous nous intéressons dans la première partie de ce chapitre au redresseur *MLI* triphasé de tension. L'étude présentée dans cette partie est consacrée en premier lieu à une analyse détaillée de son fonctionnement avec un réglage de la tension du bus continu effectué par PI classique et avec un contrôle direct de courant à l'aide de la technique de commande par hystérésis classique. Dans le but d'assurer une fréquence de commutation constante et améliorer les performances du redresseur *MLI* triphasé de tension, nous appliquons deux techniques de commande intelligentes. La première est basée sur le raisonnement Dead-Beat telle que celle développée et appliquée au FAP triphasé. La seconde s'appuie sur la théorie mathématique des règles floues. Les résultats de simulation qui montrent l'efficacité de ces deux techniques sont présentés et commentés. La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à l'étude du redresseur triphasé à trois interrupteurs et à trois niveaux de tension. En premier lieu, l'étude propose un bref rappel sur les domaines d'applications de ce type de redresseurs et les avantages qu'il offre. Ensuite, nous présentons la description de sa structure de puissance et son analyse fonctionnelle en mode de conduction continue avec un réglage de la tension du bus continu réalisé par PI classique et avec un contrôle direct de courant à l'aide de la technique de commande par hystérésis classique. A la fin de cette partie, nous mettons l'accent sur le développement d'une technique de commande par hystérésis à bande variable simple assurant une fréquence

de commutation constante. Les résultats de simulation obtenus dans le cas de l'application de cette technique sont présentés et commentés.

Dans le cadre du deuxième champ d'application et afin de signaler les avantages du hacheur AC par rapport au gradateur classique, nous avons choisi de présenter de manière séquentielle, dans le quatrième chapitre, une étude théorique détaillée sur les convertisseurs AC-AC directs à commutation naturelle de type gradateur et à commutation dure de type hacheur AC.

Le dernier chapitre de cette thèse est consacré à l'étude du hacheur AC associé à un moteur universel. Le principe de fonctionnement de l'ensemble "Hacheur AC-Moteur Universel" avec la commande par hystérésis classique à retour d'état instantané est exposé en premier lieu. Ensuite, nous proposons deux techniques de commande permettant le fonctionnement à fréquence de commutation constante du hacheur AC. La première est basée sur l'adaptation de la bande d'hystérésis et la deuxième qui est communément connue sous le nom « hystérésis modulée » sert à imposer la fréquence de commutation des interrupteurs du hacheur AC en ajoutant au courant de référence sinusoïdal un signal triangulaire. Les résultats de simulation obtenus sont présentés et commentés pour ces deux techniques.

Enfin, on termine cette thèse par une conclusion générale.

CHAPITRE

1

Pollution Harmonique des Réseaux Electriques : Causes et Remèdes

CHAPITRE 1

Pollution Harmonique des Réseaux Electriques : Causes et Remèdes

1.1. INTRODUCTION

Depuis les dernières décennies, il y a une forte augmentation des charges non-linéaires connectées au réseau électrique telles que les : ordinateurs, télécopieurs, lampes à décharge, fours à arc, chargeurs de batterie, systèmes de l'électronique de puissance, alimentations électroniques [12,13].

Les conséquences sur les systèmes d'alimentation électrique deviennent préoccupantes du fait de l'utilisation croissante de ces équipements, mais aussi de l'utilisation des composants de l'électronique dans presque toutes les charges électriques. En effet, une charge non-linéaire impose au réseau un courant discontinu, déformé avec une amplitude très importante et son fondamental est déphasé par rapport à la tension du réseau. Cette discontinuité s'accompagne de deux inconvénients perturbant le réseau d'alimentation :

- ✓ La consommation de l'énergie réactive,
- ✓ L'injection sur le réseau de courants harmoniques.

Ce qui se traduit par un facteur de puissance très faible de l'installation globale.

La présence de ces harmoniques génère des effets négatifs sur la quasi totalité des composants du système électrique, en créant de nouvelles contraintes diélectriques, thermiques et/ou mécaniques ainsi que des perturbations électromagnétiques et acoustiques importantes [12-15].

L'objectif de ce chapitre introductif est de présenter une étude non exhaustive sur la pollution harmonique dans le réseau électrique et les différents moyens de dépollution. Nous exposons dans un premier temps les bases techniques et théoriques permettant d'effectuer une étude des harmoniques et des générateurs de grandeurs électriques harmoniques surtout celles produites par les redresseurs classiques à commutation naturelle. Pour cela, nous parlons de problématique des harmoniques, de leurs conséquences et des limites tolérées et imposées par les normes internationales des perturbations. Nous présentons ensuite les différentes solutions possibles face à la problématique des harmoniques dans les réseaux électriques et nous

évoquons aussi l'utilité et le rôle primordial de l'électronique de puissance dans la constitution et la mise en œuvre des structures modernes de compensations.

1.2. PROBLEMATIQUE DES HARMONIQUES

La problématique des harmoniques, 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 dans le courant, et donc dans la tension, ce qui peut entraîner un mauvais fonctionnement des dispositifs raccordés au réseau. D'où, l'intérêt d'éliminer ou repousser ces harmoniques vers les fréquences les plus élevées [16].

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 [17].

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 [16].

Un signal déformé est la résultante de la superposition des différents rangs d'harmoniques (figure 1.1).

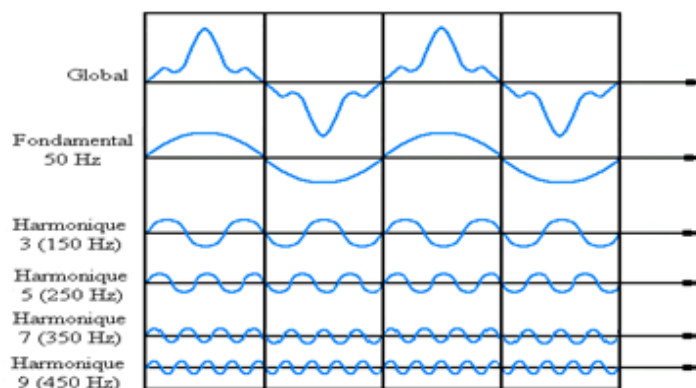


Figure 1.1. Exemple d'un courant distordu et sa décomposition en composantes harmoniques de rang 1 (fondamental), 3, 5, 7 et 9.

1.2.1. Notion des Charges

Les récepteurs peuvent être classés en deux familles principales [12-20] :

- ✓ les récepteurs linéaires (ou charges linéaires) ;
- ✓ les récepteurs non-linéaires (ou charges non-linéaires).

Une charge est dite linéaire si, alimentée par une tension sinusoïdale, elle consomme un courant sinusoïdal (résistances, capacités et inductances). Cependant, le courant et la tension peuvent être déphasés (figure 1.2).

Une charge est dite non-linéaire lorsque la relation entre la tension et le courant n'est plus linéaire. Un tel récepteur alimenté par une tension sinusoïdale, consomme un courant non-sinusoïdal. Typiquement, les charges utilisant l'électronique de puissance sont non-linéaires. Or, elles sont de plus en plus nombreuses et leur part dans la consommation d'électricité ne cesse de croître (figure 1.3).

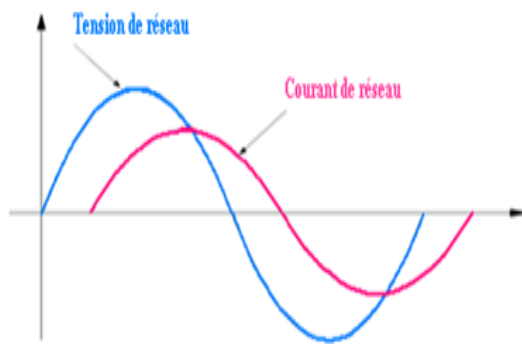


Figure 1.2. Charge linéaire.

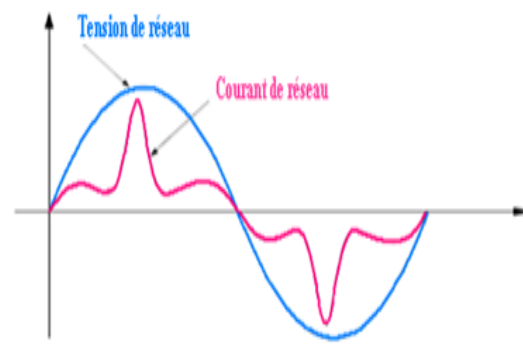


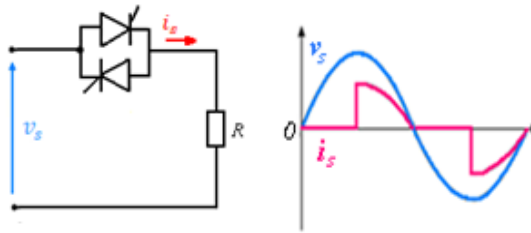
Figure 1.3. Charge non-linéaire.

1.2.2. Exemples de Charges Non-linéaires

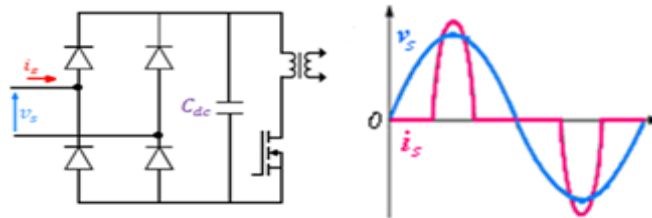
Les principales sources des harmoniques sont :

- ▶ Les équipements industriels (machines à souder, fours à arc, fours à induction, redresseurs,...) ;
- ▶ Les variateurs de vitesse pour moteurs asynchrones ou moteurs à courant continu ;
- ▶ Les appareils de bureautique (ordinateurs, photocopieurs, fax, ...) ;
- ▶ Les appareils domestiques (TV, fours micro-onde, éclairage néon, ...) ;
- ▶ Les onduleurs.

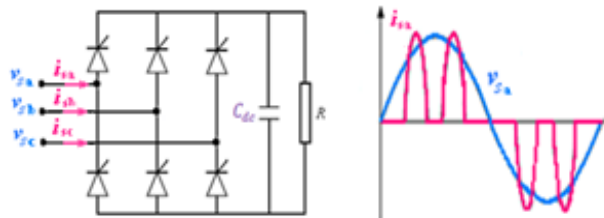
Tous ces systèmes contribuent à la pollution harmonique du réseau auquel ils sont connectés. La figure 1.4 montre les principaux convertisseurs statiques qui provoquent la pollution harmonique des réseaux électriques.



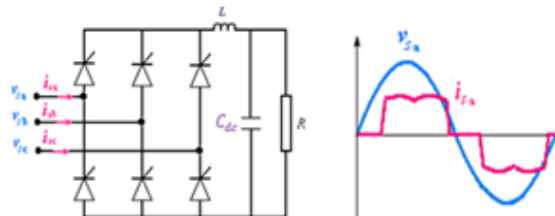
(a). Gradateur de lumière ou de chauffage.



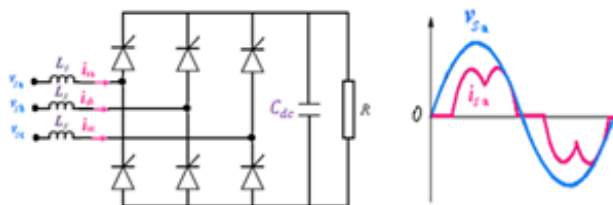
(b). Redresseur d'alimentation à découpage, par exemple: ordinateur, électroménager.



(c). Redresseur triphasé avec condensateur en tête, par exemple: variateur de vitesse pour moteur asynchrone.



(d). Redresseur triphasé avec inductance de filtrage en côté continu, par exemple: chargeur de batterie.



(e). Redresseur triphasé avec inductance de lissage en côté alternatif, par exemple: ASI de forte puissance.

Figure 1.4. Les principaux convertisseurs statiques qui absorbent des courants non-sinusoïdaux.

1.2.3. Décomposition d'un Courant Distordu Périodique en Série de Fourier

Avec les charges non-linéaires, les courants ne sont pas sinusoïdaux et peuvent être considérés comme la somme d'un courant sinusoïdal de 50/60Hz appelé fondamental et d'une série de courants sinusoïdaux de fréquences multiples de la fréquence fondamentale appelés harmoniques. Le passage de ces courants harmoniques dans les impédances du réseau électrique peut entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordement et alors polluer les consommateurs alimentés par le même réseau électrique. Le courant alternatif périodique déformé absorbé par une charge non-linéaire peut être décomposé en série de Fourier comme :

$$i(\omega t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)) \quad (1.1)$$

Avec : a_0, a_n, b_n sont les coefficients de l'analyse de Fourier.

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) d\omega t \quad (1.2)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \sin(n\omega t) d\omega t \quad (1.3)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \cos(n\omega t) d\omega t \quad (1.4)$$

L'expression du courant d'une charge non-linéaire est :

$$i(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (1.5)$$

Où : n est un nombre entier.

φ_n est le déphasage de la composante harmonique à l'instant initial ($t = 0$).

D'une autre manière :

$$i(\omega t) = I_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (1.6)$$

$$I_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad \text{et} \quad \varphi_n = \text{Arctg}\left(\frac{b_n}{a_n}\right)$$

Les harmoniques se distinguent par leur rang, de type pair ou impair. Les harmoniques de rang pair (2, 4, 6, 8...), très souvent négligeables en milieu industriel, s'annulent en raison de la symétrie du signal. Ils n'existent qu'en présence d'une composante continue. Par contre, les harmoniques de rang impair (3, 5, 7, 9...) sont fréquemment rencontrés sur le réseau électrique.

Dans le cas où il y a des variations périodiques ou aléatoires de la puissance absorbée par certains récepteurs, on notera qu'il existe d'autres composantes harmoniques :

Inter-harmoniques : Ce sont des composantes sinusoïdales qui ne sont pas à des fréquences multiples de celle du fondamental : 130 Hz, 170 Hz, 220 Hz.

Infra-harmoniques : Ce sont des composantes sinusoïdales qui sont à des fréquences inférieures à celle du fondamental : 10 Hz, 20 Hz.

La répartition d'inter-harmoniques et d'infra-harmoniques est illustrée sur la figure 1.5. La présence de ce genre d'harmoniques est due à des variations périodiques ou aléatoires de la puissance absorbée par certains récepteurs. Dans ce cas, le signal n'est pas périodique à T (T période du fondamental), ce qui explique l'apparition de composantes supplémentaires à celles du développement en série de Fourier. Ces variations sont provoquées par des machines telles que : fours à arc, cyclo-convertisseurs et les variateurs de vitesse.

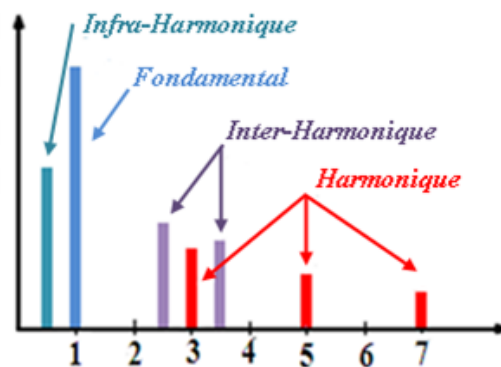


Figure 1.5. Représentation d'inter-harmoniques et d'infra-harmoniques.

1.2.4. Effets des Harmoniques sur le Réseau Electrique

La présence d'harmoniques de courant ou de tension conduit à des effets néfastes sur le réseau de distribution qui sont résumés par les points suivants [14] :

- ✓ L'échauffement des conducteurs, des câbles, des condensateurs et des machines dû aux pertes cuivre et fer supplémentaires ;
- ✓ L'interférence avec les réseaux de télécommunication, causée par le couplage électromagnétique entre les réseaux électriques et les réseaux de télécommunication qui peut induire dans ces derniers des bruits importants ;
- ✓ Le dysfonctionnement de certains équipements électriques comme les dispositifs de commande et de régulation. En présence d'harmoniques, le courant et la tension peuvent

changer plusieurs fois de signe au cours d'une demi-période. Par conséquent, les équipements sensibles au passage par zéro de ces grandeurs électriques sont perturbés ;

- ✓ Des phénomènes de résonance. Les fréquences de résonance des circuits formés par les inductances du transformateur et les capacités des câbles sont normalement assez élevées, mais celles-ci peuvent coïncider avec la fréquence d'un harmonique. Dans ce cas, il y aura une amplification importante qui peut détruire les équipements raccordés au réseau ;
- ✓ La dégradation de la précision des appareils de mesure ;
- ✓ Des perturbations induites sur les lignes de communication, notamment de rayonnement électromagnétique.

1.2.5. Caractérisation des Harmoniques

Différentes grandeurs sont définies pour quantifier les perturbations harmoniques. Parmi celles-ci les plus utilisées sont :

1.2.5.1. Taux Harmonique de Rang n

Le taux harmonique (tension ou courant) est défini par le rapport entre l'amplitude de la composante harmonique d'ordre n et l'amplitude de la composante du terme fondamental.

$$S_n = \frac{C_n}{C_1} \quad (1.7)$$

Où : C_n : représente la composante harmonique de rang n,

C_1 : représente la composante fondamentale.

En général, la valeur de chaque harmonique est exprimée par son taux individuel (en pourcentage du fondamental) comme le montre la figure 1.6.

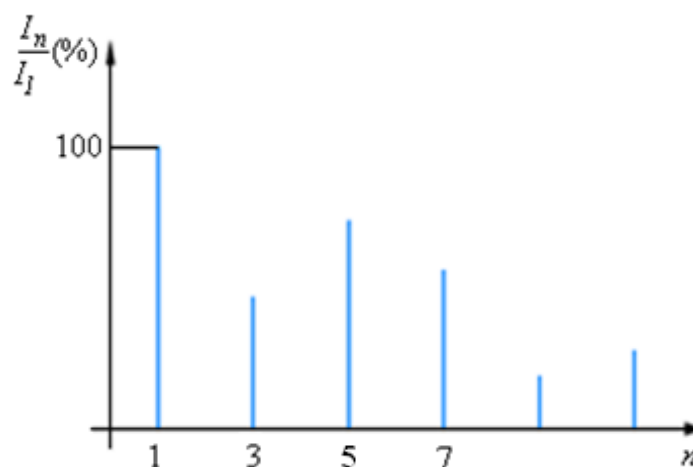


Figure 1.6. Spectre de fréquences d'un courant non-sinusoïdal.

1.2.5.2. Taux Global de Distorsion Harmonique (Total Harmonic Distortion)

Le taux global de distorsion harmonique (Total Harmonic Distortion *THD*) représente le rapport de la valeur efficace des harmoniques à la valeur efficace du fondamental. Lorsque le *THD* est égal à zéro, on peut conclure qu'il n'y a pas d'harmoniques sur le réseau. Il est défini par la relation :

$$THD = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{X_n}{X_1} \right)^2} \quad (1.8)$$

Avec X : soit un courant ou une tension.

1.2.5.3. Facteur de Puissance (Power Factor)

Normalement, pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance est donné par le rapport entre la puissance active P et la puissance apparente S , $F_p = P^2 / (P^2 + Q^2)$. Les générateurs, les transformateurs, les lignes de transport et les appareils de contrôle et de mesure sont dimensionnés pour la tension et le courant nominaux. Une faible valeur du facteur de puissance se traduit par une mauvaise utilisation de ces équipements [13].

Il est donc possible de caractériser les harmoniques par leur participation dans la puissance apparente. Nous utilisons alors la notion de puissance déformante D , d'où la puissance apparente dans le cas d'un réseau triphasé équilibré sera exprimée sous la formule suivante :

$$S = 3 \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \cdot \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} = 3V \cdot I \quad (1.9)$$

La puissance active P , la puissance réactive Q et la puissance déformante D sont données par les relations suivantes :

$$P = 3 \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos \varphi_n \quad (1.10)$$

$$Q = 3 \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \sin \varphi_n \quad (1.11)$$

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (1.12)$$

Le facteur de puissance F_p est exprimé par l'expression suivante :

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos \varphi_n}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \cdot \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} \quad (1.13)$$

D'après le diagramme de Fresnel des puissances représentées sur la figure 1.7, le facteur de puissance peut être écrit sous une autre forme :

$$F_p = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} = \cos \theta' \cdot \cos \varphi_1 \quad (1.14)$$

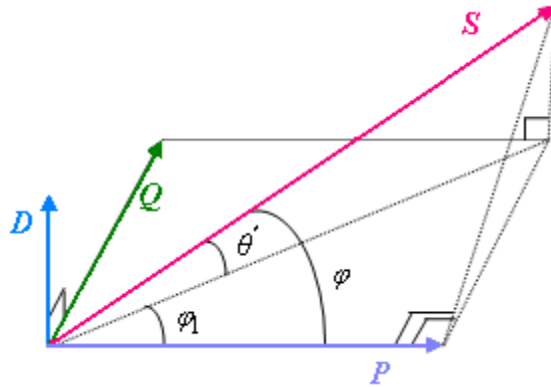


Figure 1.7. Diagramme de Fresnel des puissances pour le cas d'une charge non-linéaire.

Le cas particulier, où la source de tension est considérée comme parfaitement sinusoïdale (réseau de distribution idéal) conduit à une simplification des écritures. En effet, les nouvelles expressions des puissances sont :

$$P = 3VI_1 \cos \varphi_1 \quad (1.15)$$

$$Q = 3VI_1 \sin \varphi_1 \quad (1.16)$$

En ce qui concerne le facteur de puissance, il devient :

$$F_{Ps} = \frac{I_1 \cos \varphi_1}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} = \frac{\cos \varphi_1}{\sqrt{1 + THD_i^2}} = F_d \cos \varphi_1 \quad (1.17)$$

L'équation (1.17) montre que le facteur de puissance à la source se compose de deux termes:

- ✓ Le premier terme F_d désigné sous le nom facteur de distorsion qui qualifie la qualité du courant de source ;
- ✓ Le deuxième terme $\cos \varphi_1$ représente le facteur de déplacement qui donne une image sur la puissance réactive consommée.

On constate que la dégradation du facteur de puissance est due à la consommation de l'énergie réactive et l'injection des harmoniques sur le réseau.

1.2.5.4. Facteur de Crête (Crest Factor)

Le facteur de crête est le rapport entre la valeur de crête du courant ou de la tension et la valeur efficace.

$$F_c = \frac{X_{\max}}{X_{\text{eff}}} \quad (1.18)$$

Pour un signal sinusoïdal, ce facteur est donc égal à $\sqrt{2}$.

Pour un signal non sinusoïdal, il peut être soit inférieur, soit supérieur à $\sqrt{2}$.

Ce facteur est plus particulièrement utile pour attirer l'attention sur la présence de valeurs de crête exceptionnelles par rapport à la valeur efficace. Un facteur de crête très élevé signifie des surintensités ponctuelles importantes. Ces surintensités, détectées par les dispositifs de protections, peuvent être à l'origine de déclenchements intempestifs.

1.2.6. Pollution Harmonique due aux 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 [21]. 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 :

a) *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).

b) *Ponts de Thyristors* : même rôle que le pont à diodes avec la possibilité de contrôler le niveau de tension continu en sortie et l'ajout de la réversibilité du flux d'énergie.

La figure 1.8 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.

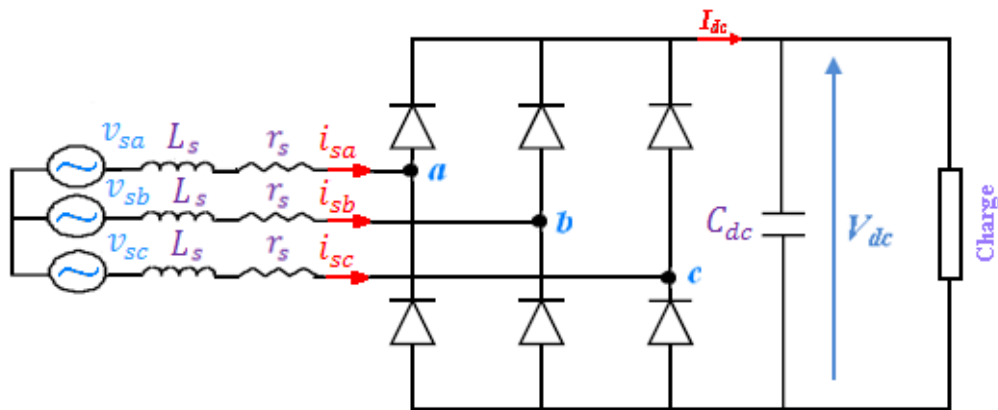


Figure 1.8. Pont redresseur triphasé non contrôlé avec capacité de lissage de la tension continue.

Le redresseur en pont de part sa structure représente une charge non-linéaire. A cause de la non linéarité de cette charge, le courant absorbé de la source ne sera pas sinusoïdal même si la source de tension est parfaite. Il contient donc une composante fondamentale et des composantes harmoniques. Ces harmoniques de courant circulent dans la source de tension, en même temps qu'ils parcourent la charge. En ce qui concerne le réseau électrique, ces courants harmoniques vont engendrer une détérioration de l'onde de tension au point de raccordement de la charge au réseau.

La figure 1.9 illustre le diagramme vectoriel et les formes d'ondes des courants non sinusoïdaux absorbés par un pont redresseur triphasé à diodes. Le pont de redressement débite sur une charge R-L sans utiliser une capacité de lissage en sortie. Ces résultats sont obtenus lors d'un essai pratique. On constate que les courants possèdent un taux de distorsion élevé ($THD_i=21.2\%$) et que leurs termes fondamentaux sont déphasés par rapport aux tensions d'un

angle de 18° , ce qui signifie que le pont redresseur consomme de la puissance réactive à la fréquence fondamentale.

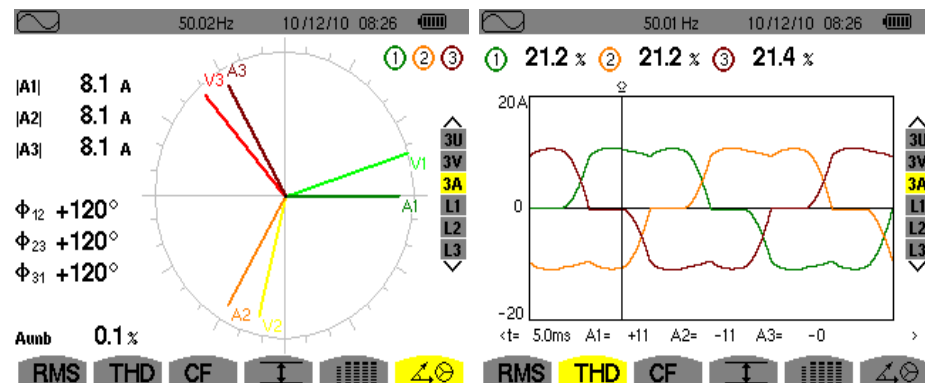


Figure 1.9. Diagramme vectoriel et formes d'ondes des courants absorbés par un pont redresseur à diodes.

1.3. NORMES STANDARDS POUR LIMITER LES HARMONIQUES

Afin de garantir un niveau de qualité de l'énergie satisfaisant en limitant les effets des perturbations harmoniques. Les distributeurs d'énergie et les utilisateurs sont amenés à respecter des normes standards des harmoniques qui ont été établies par des institutions internationales pour limiter les niveaux des harmoniques de courant en vue d'une bonne qualité de l'énergie. Ces normes harmoniques et pratiques indiquent les limites sur les niveaux de distorsion des harmoniques de courant et de tension aux différentes fréquences harmoniques. Parmi les principales normes, on cite [19,20] :

- **EN50 006** : "Limitation des perturbations dans les réseaux électriques causées par des appareils domestiques et semblables équipés de dispositifs électroniques" norme européenne du Comité Européen de Normalisation Electronique (*CENELEC*).
- **Norme IEC555-3** : préparée par la Commission Electrotechnique Internationale (*CEI*).
- **Normes allemandes** :
 - ▶ VDE 0838 : pour les appareils électroménagers ;
 - ▶ VDE 0160 : pour les convertisseurs ;
 - ▶ VDE 0712 : pour les ballasts de lampes fluorescentes.
- **Norme IEEE** : L'IEEE définit les exigences et les recommandations pratiques pour le contrôle des harmoniques dans les systèmes électriques de puissance. Cette norme s'applique aussi bien aux fournisseurs qu'aux utilisateurs et couvrent toutes les plages de puissance. Dans ce standard, les limites sont données par rapport au quotient des courants de court-

circuit au point de raccordement du réseau et du courant de charge fondamental. La norme IEEE 519-1992 recommande notamment une distorsion harmonique totale de tension inférieure à 5% pour les systèmes de moins de 69 kV et une distorsion harmonique individuelle de tension inférieure à 3%.

- **BSI-5406(UK)** : Ces normes indiquent les limites strictes de distorsion de courant, très difficiles à respecter pour les industriels de garantir une bonne qualité de puissance.

Alternativement, la limite maximale permise pour les différents harmoniques dominants est également parfois employée comme mesure de la qualité de l'énergie, une limite pratique de moins de 5% du *THD* doit être utilisée par tous les concepteurs de système et/ou les utilisateurs pour assurer la conformité aux normes établies.

1.4. SOLUTIONS AUX PERTURBATIONS HARMONIQUES

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

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

Deux groupes de solutions de dépollution pour compenser toutes les perturbations peuvent être distingués : les solutions traditionnelles et les solutions modernes.

1.4.1. Solutions Traditionnelles de Dépollution

Il s'agit notamment de mettre en œuvre les moyens 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 ;
 - ▶ Augmentation de l'indice de modulation ;
 - ▶ Les filtres passifs qui sont utilisés pour empêcher les courants harmoniques de se propager dans les réseaux électriques. Ils peuvent aussi être utilisés pour compenser la puissance réactive. Malgré leur large utilisation dans l'industrie, ces dispositifs peuvent présenter certains inconvénients :
- ✓ Manque de souplesse à s'adapter aux variations du réseau et de la charge ;

- ✓ Équipements volumineux ;
- ✓ Problèmes de résonance avec l'impédance du réseau.

1.4.2. Solutions Modernes de Dépollution

L'exploitation de la bonne qualité d'énergie électrique avec un faible coût a fait l'objet d'une demande croissante de la part des industriels. Le but principal des chercheurs dans le domaine de l'électronique de puissance est de satisfaire les industriels par l'utilisation des solutions plus efficaces et économiques. 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 [21]. Parmi ces moyens modernes, nous pouvons citer :

- ▶ Les alimentations sans interruption ou de secours (ou *ASI*, ou en anglais *UPS*, *Uninterruptible Power Supply*) ;
- ▶ Les systèmes de transmission en courant alternatif flexibles "*Flexible Alternating Current Transmission Systems (FACTS)*" ;
- ▶ Les filtres actifs de puissance "*Active Power Filters (APF)*" ;
- ▶ Les convertisseurs à prélèvement sinusoïdal.

Du fait de leur importance, dans cette thèse, on va traiter uniquement les deux derniers points.

1.4.2.1. Filtres Actifs

Les solutions traditionnelles de dépollution ne répondant plus à l'évolution des réseaux électriques et des charges à protéger. Pour fournir aux consommateurs une bonne qualité de l'énergie électrique, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les filtres actifs de puissance (Active Power Filters) sont proposés comme des solutions avancées de dépollution des réseaux électriques. En effet, ces solutions peuvent s'adapter aux évolutions de la charge et du réseau électrique et ceci sans toucher aux installations du fournisseur d'énergie et du consommateur [12]. En fonction de leur mode de connexion au réseau, on distingue :

1.4.2.1.1. Le Filtre Actif Parallèle (FAP)

Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau comme le montre la figure 1.10 est le plus souvent commandé comme un générateur de courant. Il injecte dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci. Le courant du côté réseau est alors sinusoïdal. Ainsi l'objectif du FAP consiste à empêcher les courants perturbateurs (harmoniques, réactifs et déséquilibrés) produits par des charges polluantes de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif.

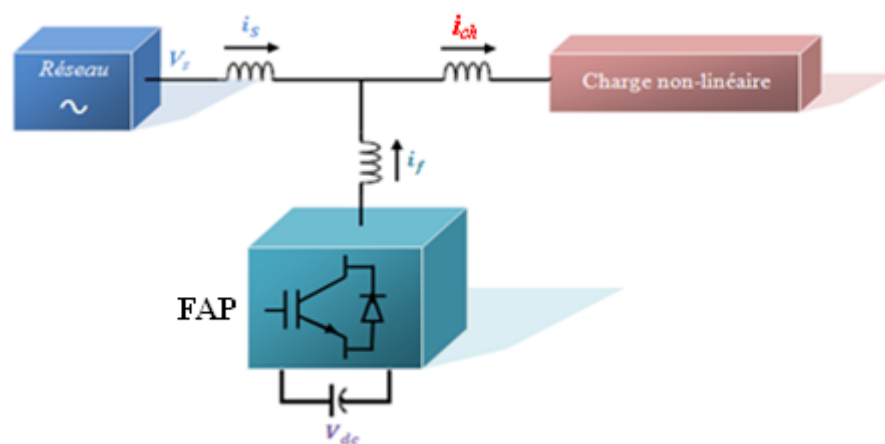


Figure 1.10. Filtre actif parallèle.

Ce filtre peut être utilisé selon deux modes de fonctionnement [12] :

► Filtre dédié

C'est le cas où les harmoniques à filtrer sont déjà connus, comme l'exemple de la suppression des premiers harmoniques du courant absorbé par un redresseur alimentant une charge fortement inductive. Dans ce cas, les harmoniques peuvent être approximativement estimés à partir de l'amplitude et de la phase du courant fondamental.

► Filtre adaptatif

Ce filtre permet d'identifier lui-même les harmoniques et il s'adapte automatiquement à leur éventuelle évolution, sa commande lui permet de générer en temps réel des courants harmoniques en opposition de phase.

1.4.2.1.2. Le Filtre Actif Série (FAS)

Dans cette configuration, le filtre est placé en série sur le réseau comme le montre la figure 1.11. Il se comporte comme une source de tension qui s'oppose aux tensions

perturbatrices (creux, déséquilibre, harmonique) venant de la source et également à celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Ainsi la tension aux bornes de la charge à protéger est purement sinusoïdale [13].

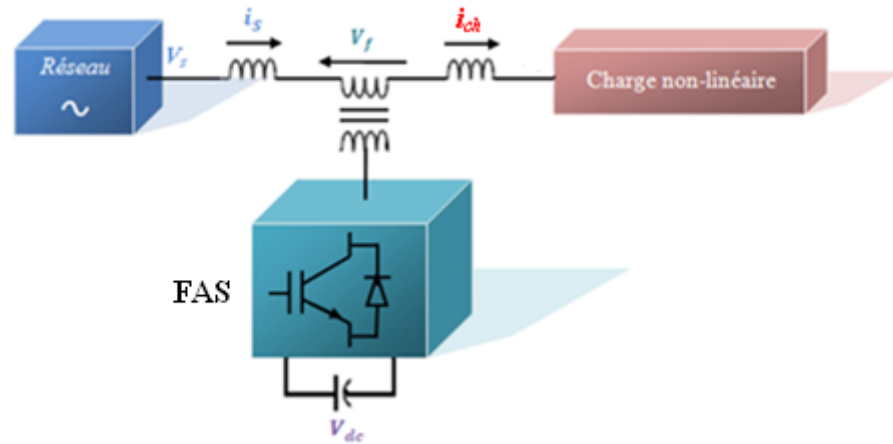


Figure 1.11. Filtre actif série.

1.4.2.1.3. La Combinaison Parallèle-Série Actifs (UPQC)

La figure 1.12 schématise la configuration de la combinaison parallèle-série actifs qui s'appelle aussi (Unified Power Quality Conditionner *UPQC*), elle résulte de l'association des deux filtres actifs de puissance parallèle et série. Cette structure bénéficie des avantages de deux types de filtres actifs série et parallèle et elle permet d'assurer simultanément un courant sinusoïdal et une tension du réseau électrique également sinusoïdale [12].

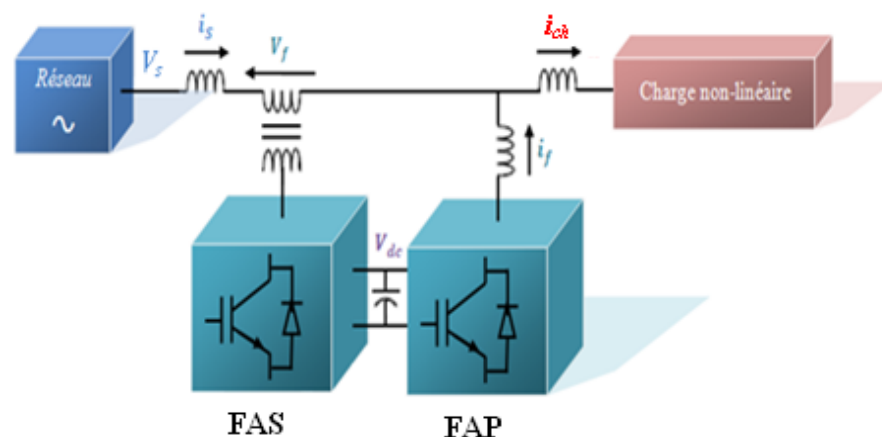


Figure 1.12. Combinaison parallèle-série des filtres actifs.

1.4.2.1.4. Filtre Actif Hybride

Le filtre actif hybride est une topologie de filtre qui combine les avantages des filtres passifs et des filtres actifs. Pour cette raison, il est considéré comme l'une des meilleures

solutions pour filtrer les harmoniques de courant des réseaux de distribution. Une des principales raisons de l'utilisation du filtre actif hybride est liée au développement des semi-conducteur de puissance tels que les transistors de puissance de types *MOSFET* ou *IGBT*. De plus, du point de vue économique, le filtre hybride présente un atout majeur, il permet de réduire le coût du filtre actif, qui est actuellement l'obstacle majeur à l'utilisation de ce type de filtres. On peut distinguer trois configurations du filtre actif hybride [18,19] :

- ✓ Combinaison du filtre actif série et du filtre passif parallèle ;
- ✓ Combinaison du filtre actif parallèle et du filtre passif parallèle ;
- ✓ Filtre actif parallèle connecté en série avec un filtre passif.

1.4.2.2. Les Convertisseurs à Prélèvement Sinusoïdal

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. Les techniques de prélèvement sinusoïdal s'appliquent aux structures monophasées et triphasées. Dans ce contexte, plusieurs structures ont été développées et présentées dans la littérature, ayant pour objectif d'assurer un facteur de puissance unitaire.

1.4.2.2.1. Structure de Redresseur Utilisant un Hacheur BOOST

Cette structure utilise un hacheur élévateur de type *BOOST* en cascade avec un redresseur monophasé à diodes, reconnue par l'acronyme *PFC* (Power Factor Correction). 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 1.13. 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 bicommandable et une diode de puissance. 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 boucle à verrouillage de phase (phase-locked-loop 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 [22-24].

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.

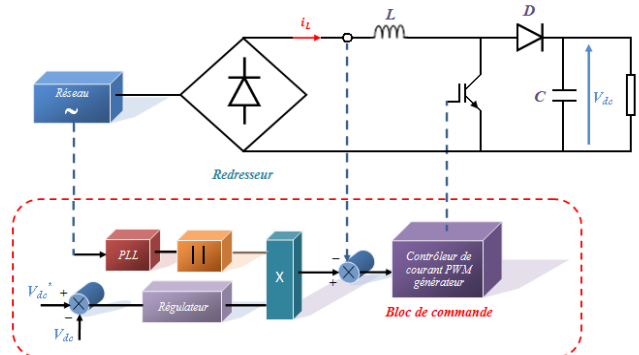


Figure 1.13. Structure du PFC.

1.4.2.2.2. Structures de Redresseurs à Injection de Courant

Les structures à injection de courant sont apparues au début des années 1990, suite à des tentatives d'améliorer les performances des convertisseurs AC/DC déjà présents. La structure à injection de courant dans le réseau est constituée d'un redresseur triphasé à diodes et de deux circuits auxiliaires, de modulation et de distribution. Le schéma synoptique de cette structure est représenté sur la figure 1.14. 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 [25,26].

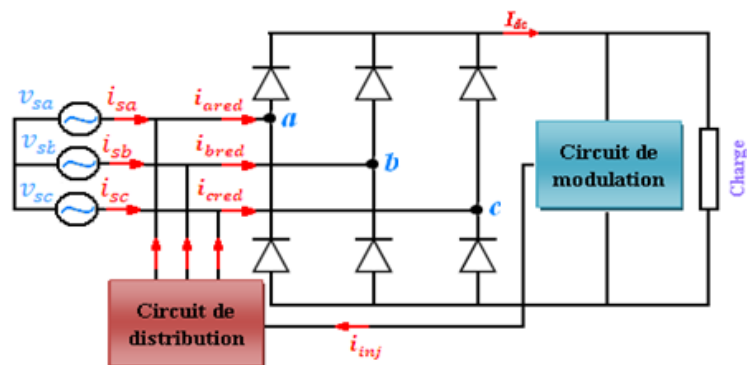


Figure 1.14. Schéma synoptique d'un convertisseur AC/DC triphasé à injection de courant.

1.4.2.2.3. Redresseurs *MLI*

Cette structure fait appel à un onduleur à *MLI* fonctionnant en redresseur, désigné sous le nom redresseur à modulation de largeur d'impulsion (*MLI*) également appelé redresseur à *PWM* (Pulse Width Modulation). 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 *MLI* [17] :

- ▶ Redresseur *MLI* de courant ;
- ▶ Redresseur *MLI* de tension.

a) Redresseur *MLI* de Courant

La figure 1.15 illustre la topologie du redresseur *MLI* de courant. 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 côté alternatif ayant une pollution harmonique contrôlée. Cette structure est souvent dotée d'un filtre de second ordre *LC* du côté alternatif.

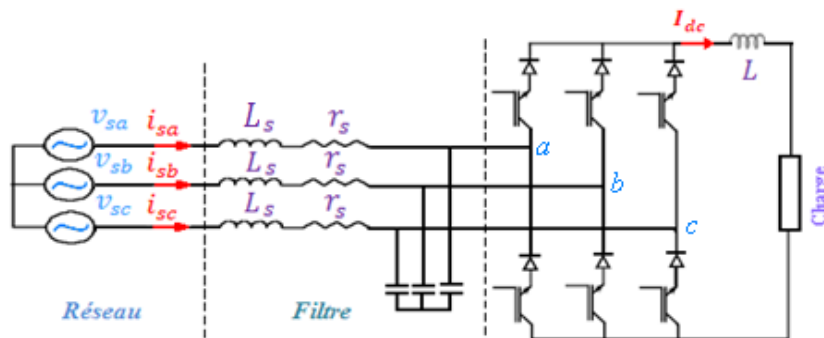


Figure 1.15. Topologie d'un redresseur *MLI* triphasé de courant.

b) Redresseur *MLI* de Tension

La topologie d'un redresseur *MLI* triphasé de tension est représentée sur la figure 1.16. Chaque interrupteur est constitué d'un composant semi-conducteur de puissance bicommandable 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. 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 du

réseau correspondante. Ce redresseur *MLI* permet d'atteindre un facteur de puissance très proche de l'unité et de régler, via la commande, la direction du flux de l'énergie réactive : absorbée ou fournie.

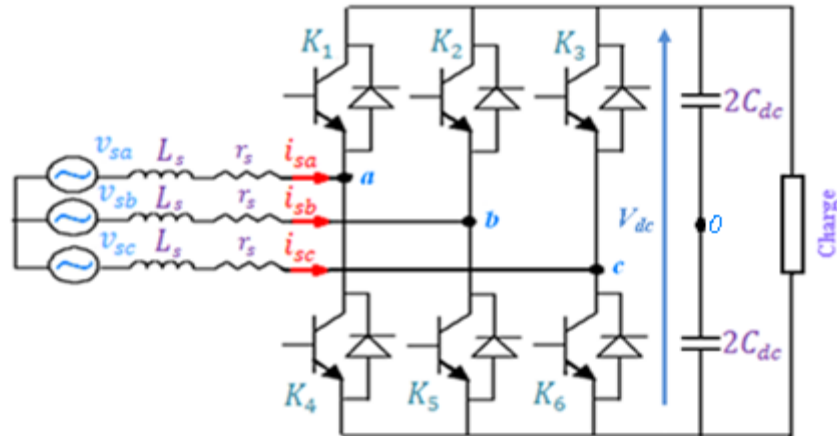


Figure 1.16. Topologie d'un redresseur *MLI* triphasé de tension.

1.4.2.2.4. Redresseur de Vienne

Basé sur la combinaison d'un pont de diodes triphasé et d'un hacheur élévateur, le redresseur triphasé trois niveaux à trois interrupteurs a été développé à l'université technique de Vienne en 1992, par professeur Johann W. Kolar et son équipe de la section d'électronique de puissance, d'où l'appellation "redresseur de Vienne". Le redresseur est généralement présenté dans la littérature dans sa structure de la figure 1.17.b.

Cependant, l'arrangement des interrupteurs bidirectionnels tel que dans la configuration de la figure 1.17.a permet de diminuer les pertes par conduction et d'améliorer ainsi le rendement du convertisseur. L'insertion des interrupteurs actifs dans chaque bras du pont triphasé permet d'éviter l'apparition des harmoniques basses fréquences de courants, typiques au redressement unidirectionnel. A cette caractéristique s'ajoutent de nombreux autres avantages, dont principalement [27] :

- La possibilité de mise en forme sinusoïdale du courant pour un déphasage courant - tension situé entre $\pm 30^\circ$, ce qui rend ce circuit très souhaitable pour la correction du facteur de puissance ;
- La présence de trois niveaux de tension à l'entrée du convertisseur $\{+V_{dc}/2, 0, -V_{dc}/2\}$. En comparaison avec les convertisseurs à deux niveaux, ceci réduit significativement le niveau d'harmoniques de courants, et par suite la taille des filtres et les interférences électromagnétiques (*EMI*) ;

- La réduction des tailles des éléments réactifs (inductances et capacités), d'où une meilleure densité de puissance et/ou un meilleur rendement massique du convertisseur ;
- L'obtention de deux sources de tensions continues et réglables ;
- La réduction des tensions de blocage à la moitié grâce à la présence du point milieu capacitif «0», ainsi réduisant les pertes par commutation et permettant d'utiliser des *IGBTs* ou des *MOSFETs* à faibles tensions de blocage ;
- L'augmentation du rendement énergétique du circuit comme conséquence directe de la réduction des pertes ;
- La configuration du circuit lui acquière une haute fiabilité contre les erreurs de commande et les risques de court-circuits ;
- La réduction relative de la complexité de commande, grâce au nombre réduit d'éléments commandables dans le circuit.

Le redresseur présente également les inconvénients suivants :

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

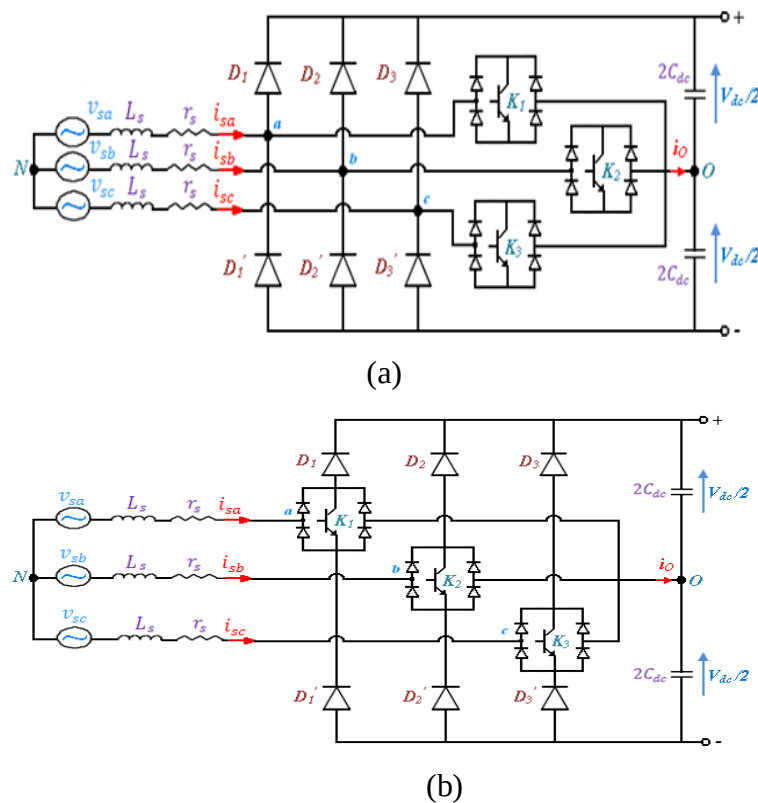


Figure 1.17. Topologies du redresseur triphasé de Vienne.

1.5. CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre les divers problèmes de pollution du réseau électrique engendrés par les charges polluantes (non-linéaires) et les différents moyens de dépollution.

En premier lieu, nous avons exposé les problèmes de pollution du réseau qui influent négativement sur la qualité de l'énergie du réseau 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).

Afin d'améliorer la qualité de l'énergie du réseau électrique tout en respectant les limites imposées par les normes standards, nous avons présenté deux types de solutions, la première solution se base sur l'utilisation des moyens traditionnels introduisant dans la plus part des cas les filtres passifs qui ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et aux charges polluantes. Cette solution est souvent pénalisée en termes d'encombrement et de résonance. En effet, grâce aux progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance (particulièrement, les composants semi-conducteurs) et des outils de commande, nous avons exposé la seconde solution qui inclut la contribution de l'électronique de puissance dans la lutte contre les harmoniques et l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique. Dans ce contexte, nous avons mis en évidence l'importance de différentes structures des filtres actifs de puissance et des convertisseurs à prélèvement sinusoïdal. Ces topologies peu encombrantes n'occasionnent aucune résonance avec les éléments passifs du réseau et font preuve d'une grande flexibilité face à l'évolution du réseau électrique et de la charge polluante. Elles peuvent être installées pour compenser toutes les perturbations de courant telles que les harmoniques, les déséquilibres ainsi que pour compenser la puissance réactive.

Parmi les moyens de dépollution harmonique présentés dans ce chapitre, on s'intéressera dans la suite de ce travail au filtre actif de puissance parallèle et aux convertisseurs AC/DC non-polluants (notamment le redresseur *MLI* triphasé de tension et le redresseur triphasé de Vienne). Ces structures constituent donc nos topologies supports pour développer et appliquer des techniques de commande permettant le fonctionnement à facteur de puissance unitaire et à fréquence de modulation stable.

CHAPITRE

2

***Fonctionnement à Fréquence de
Commutation Constante d'un
Système de Filtrage Actif***

CHAPITRE 2

Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante d'un Système de Filtrage Actif

2.1. INTRODUCTION

Pour les besoins domestiques et industriels, le monde moderne a besoin de plus en plus d'énergie électrique continue. L'accroissement de la consommation de l'énergie électrique continue exige l'utilisation des convertisseurs AC/DC et en particulier les redresseurs triphasés à base de diodes pour alimenter certains équipements. L'utilisation de ce type de convertisseurs donne de bons résultats du point de vue industriel et économique vu que les performances des procédés sont nettement améliorées et le coût de fonctionnement des équipements est clairement diminué, ce qui explique la grande utilisation de ces convertisseurs.

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. Ceci est très mauvais pour le réseau électrique, car une dégradation de la qualité du courant et de la forme de tension sera une conséquence directe de l'utilisation de ces convertisseurs [12-18].

Depuis quelques années, grâce à l'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs entièrement commandables, le filtrage actif a fait l'objet de nombreux travaux de recherche afin de compenser les courants harmoniques générés par les charges polluantes connectées aux réseaux électriques [12-16,21,28,29]. Le principe général du filtrage actif est d'injecter dans le réseau un signal harmonique, courant ou tension selon ce qu'on veut compenser, identique à celui existant sur ce dernier mais ayant une phase opposée. Selon la façon dont il est connecté au réseau, on parle alors d'un filtre actif parallèle ou série.

Dans le cadre du travail présenté dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à l'étude du filtre actif parallèle (FAP) triphasé à structure tension. Notre objectif est le développement des techniques de commande performantes qui permettent de montrer le pouvoir en fonctionnement à fréquence de modulation stable du FAP face à un rejet des harmoniques, à une compensation de l'énergie réactive ou au déséquilibre.

Avant d'introduire l'étude concernant le FAP triphasé, nous présentons la structure générale du système, il s'avère nécessaire de connaître les caractéristiques de la charge non-linéaire du point de vue pollution (génération des harmoniques et consommation de la puissance réactive), la charge non-linéaire étudiée est un redresseur triphasé à diodes débitant sur une charge inductive R-L et alimenté par une source de tension triphasée sinusoïdale. Nous présentons ensuite le principe général du FAP triphasé. Dans ce cas, nous exposons les éléments nécessaires constituant la partie puissance du FAP qui sont : l'onduleur triphasé, l'élément de stockage de l'énergie et l'inductance de lissage. Pour sa partie commande, nous montrons, dans un premier temps, comment détecter les harmoniques et calculer les courants de référence de source en se basant sur la régulation de la tension du bus continu par un régulateur proportionnel-intégral PI classique puis un régulateur intelligent flou. Dans un second temps, nous présentons le principe de la commande par hystérésis à bande fixe pour la génération des signaux de commande. Nous parlons donc de ses avantages et de ses inconvénients en présentant un développement mathématique et une étude en simulation numérique à l'aide du logiciel Matlab/Simulink pour un réglage classique PI et flou.

Après la présentation des problèmes posés par la commande par hystérésis classique et dans le but d'améliorer les caractéristiques de cette commande ; en vue d'obtenir des performances supérieures du FAP triphasé, une première partie sera consacrée au développement d'une technique de commande simple et efficace, nécessitant de disposer d'une bonne connaissance des paramètres du système. Cette dernière permet d'adapter la bande d'hystérésis et offre au FAP triphasé une fréquence de modulation stable. Les bonnes performances de cette technique de commande seront confirmées par une étude en simulation numérique et par une implémentation pratique sur la carte dSPACE 1104 pour un banc d'essai expérimental élaboré au sein du Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle LAII (Poitiers- France). En seconde partie, et pour le même objectif, nous développons une méthode avancée à fréquence de modulation stable basée sur un raisonnement prédictif. Le développement théorique de cette technique sera suivi par une étude en simulation numérique qui va nous justifier la présence du FAP avec son fonctionnement à fréquence constante pour l'amélioration de la qualité de l'énergie du réseau électrique. Les résultats de simulation que nous avons obtenus pour ce genre de contrôle seront présentés, comparés et commentés en régimes permanent et transitoire.

2.2. STRUCTURE GENERALE DU SYSTEME

La structure générale du système étudié est décrite à la figure 2.1. On y retrouve :

- Le réseau triphasé d'alimentation ;
- Le pont redresseur à diodes débitant sur une charge de type RL ;
- Le filtre actif parallèle à structure tension.

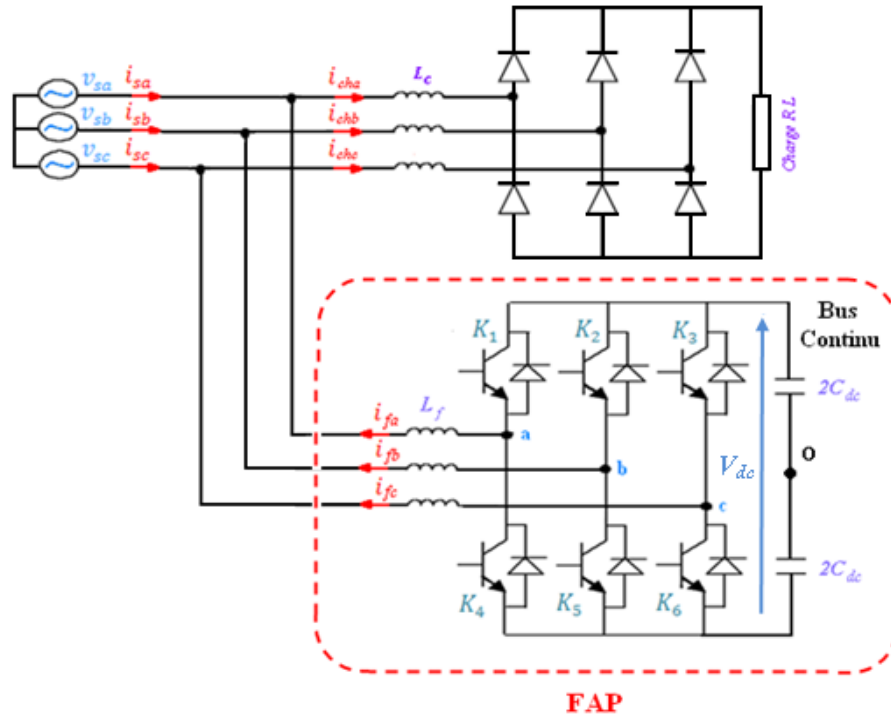


Figure 2.1. FAP triphasé connecté à une charge non-linéaire.

2.2.1. Etude de l'Influence de la Charge Non-linéaire sur le Réseau

Malgré que l'étude de l'influence des redresseurs à commutation naturelle sur les réseaux d'alimentation ait été présentée dans le chapitre 1, nous avons jugé important de la détailler ici en présentant des résultats de simulation.

En plus de détails, les redresseurs triphasés sont des convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent directement la conversion AC/DC, ils sont alimentés par une source de tension alternative triphasée et ils permettent d'alimenter en courant continu les récepteurs branchés à leur sortie.

Le fonctionnement des redresseurs à base de diodes (commutation naturelle) est une conséquence de la nature alternative des tensions d'alimentation. Le courant dans chaque semi- conducteur s'annule de lui-même à la fin de l'intervalle de conduction, ou bien s'annule

automatiquement du fait de l'entrée en conduction du semi-conducteur suivant. Il n'y a pas de possibilité de commander l'ouverture et la fermeture de ces interrupteurs.

Dans ce type de redresseurs à commutation naturelle, on note une déformation de la forme de courant. Donc, le facteur de puissance du réseau d'alimentation se trouve faible en raison de la distorsion harmonique élevée de l'onde de courant [18]. Nous avons simulé sous l'environnement Matlab/Simulink le réseau électrique triphasé et sa charge non-linéaire, sans y connecter le filtre actif. Les paramètres du système simulé sont les suivants :

Tableau 2.1. Paramètres du système.

U_s	f	L_c	R	L
220 V	60 Hz	1 mH	5 Ω	20 mH

Puisque tous les courants de phase (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}) sont d'allures identiques, nous présentons les résultats de simulation pour une seule phase, en l'occurrence la phase « a ».

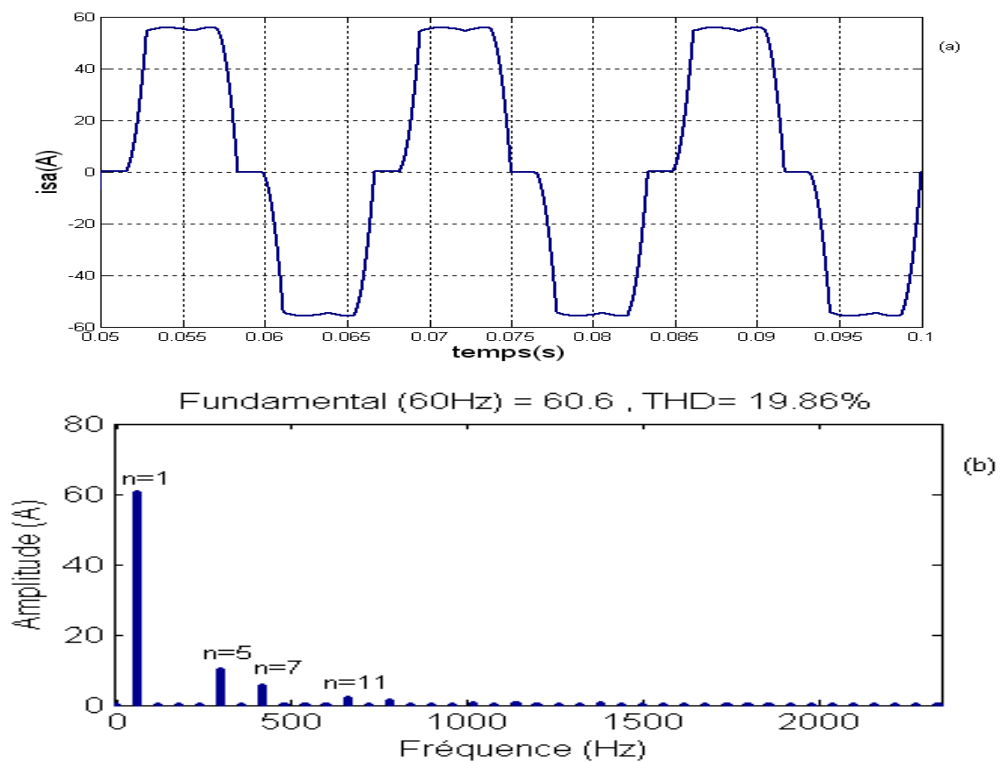


Figure 2.2. Courant de source i_{sa} et son spectre harmonique associé.

La figure 2.2.a illustre la forme de courant absorbé par la charge qui est distordu à cause du comportement non-linéaire de celle-ci. L'analyse spectrale de cette forme (figure 2.2.b) montre l'importance de la distorsion harmonique en courant et l'apparition de la prédominance des harmoniques de rang 5, 7, 11 et 13. Le *THD* en courant pour cette charge

est de 19.86 %. Ce *THD* est calculé pour les quarante premiers harmoniques selon la « norme CEI ».

Les amplitudes des harmoniques prépondérants en pourcentage par rapport au fondamental du courant de source sont présentées dans le tableau 2.2. Nous constatons l'apparition des harmoniques de rang 5, 7, 11 et 13 avec des valeurs relativement très importantes par rapport au fondamental, ce qui montre que ce système est loin de répondre aux normes standards.

Tableau 2.2. Amplitudes des harmoniques par rapport au fondamental.

Rang d'harmoniques	1	5	7	11	13
Amplitude /fondamental (%)	100	16.89	9.46	3.35	2.06

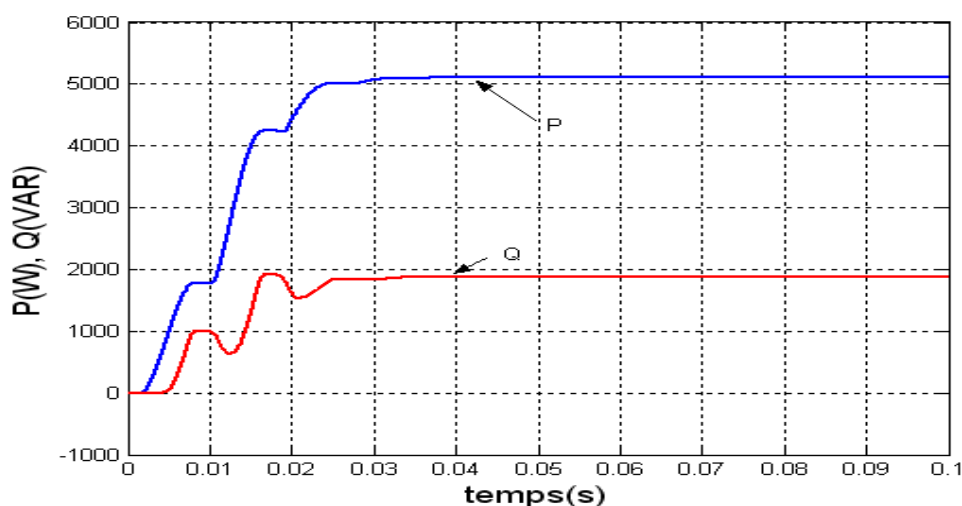


Figure 2.3. Puissances pour une phase, P : active (W), Q : réactive (VAR).

La figure 2.3 montre l'évolution de la puissance active et réactive absorbées par la charge non-linéaire pour une phase. Ce système absorbe une puissance réactive importante.

2.2.2. Structure du FAP Triphasé

En général, le FAP est utilisé pour la dépollution des réseaux basse tension (BT) et moyenne tension (MT). Il est constitué de trois parties principales :

2.2.2.1. L'onduleur Triphasé

L'onduleur triphasé est constitué d'interrupteurs bidirectionnels en courant qui sont réalisés par des semi-conducteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture (de type *IGBT*

dans la majorité des cas) montés en antiparallèle avec une diode. Pour cette structure, on doit respecter les contraintes suivantes :

- A un instant donné, un seul interrupteur d'un même bras doit conduire afin d'éviter tout court-circuit de la source de tension ;
- Le courant de ligne doit toujours trouver un chemin possible d'où la mise en antiparallèle de diodes au niveau des interrupteurs.

En théorie, nous commandons les deux semi-conducteurs d'un même bras de façon complémentaire : la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre. En pratique, les deux semi-conducteurs d'un même bras ne doivent jamais conduire en même temps afin d'éviter de court-circuiter la source de tension ; il faut donc générer un temps d'attente, également appelé temps mort, entre la commande au blocage d'un interrupteur et la commande à l'amorçage de l'autre interrupteur du même bras.

2.2.2.2. Système de Stockage d'Énergie

On estime que pour les fortes puissances, on utilise pour le stockage de l'énergie des bobines supraconductrices. C'est précisément dans ce cas qu'on emploie la structure courant. En revanche, pour les faibles et moyennes puissances, le stockage de l'énergie dans des batteries de condensateurs est moins coûteux et plus efficace. C'est pour cette raison qu'on a recours à la structure tension dans notre travail.

Le système de stockage de l'énergie qui se fait par un condensateur C_{dc} joue le rôle d'une source de tension continue V_{dc} . En générale, on trouve deux condensateurs avec un point milieu 0 entre eux, chacun possède une valeur de $2C_{dc}$. Le choix des paramètres du système de stockage (V_{dc} , C_{dc}) se répercute sur la dynamique et la qualité de compensation du FAP [28-30].

Le système de stockage de l'énergie à l'aide de batterie de condensateurs a deux tâches essentielles :

1. En régime permanent, il maintient la tension du bus continu V_{dc} constante avec des faibles oscillations ;
2. Il sert comme élément de stockage d'énergie pour compenser la différence de la puissance réelle entre la charge et la source lors des périodes transitoires.

En régime permanent, la puissance réelle générée par la source est égale à celle imposée par la charge ajoutée à une petite quantité de puissance pour compenser les pertes dans le FAP. Donc, la tension du bus continu peut être maintenue constante à sa référence.

Lorsque les conditions de fonctionnement de la charge non-linéaire évoluent, l'équilibre en puissance réelle entre celle-ci et la source d'entrée sera perturbé. La différence en puissance engendrée doit être compensée par celle du condensateur. En conséquence ; la valeur de la tension à ses bornes change en s'éloignant de sa référence. Pour un bon fonctionnement du FAP, l'amplitude de la valeur du courant de référence doit être ajustée pour adapter proportionnellement la puissance réelle demandée par la source. Cette puissance réelle, avec un flux positif ou négatif au niveau du condensateur, compense celle consommée par la charge. Si la tension aux bornes du condensateur est rétablie et atteint sa référence, la puissance réelle produite par la source est supposée égale à celle consommée par la charge de nouveau. Alors, de cette manière, l'amplitude du courant de référence peut être effective en régulant la valeur moyenne de la tension du bus continu. Si cette tension V_{dc} est inférieure à sa référence V_{dc}^* , cela se traduit par un manque de puissance réelle produite par la source, donc le courant du réseau doit être augmenté. Au contraire, une valeur de la tension V_{dc} supérieure à la référence V_{dc}^* conduit à une diminution du courant de référence de l'alimentation [29].

2.2.2.3. Inductance de Couplage

Afin de connecter l'onduleur de tension en parallèle avec le réseau et lui faire remplir le rôle de source de courant, il est nécessaire de disposer entre les deux un filtre de raccordement ou dit de sortie de nature inductive. La fonction de ce filtre permet d'une part de convertir le compensateur en un dipôle de courant du point de vue du réseau, et d'autre part à limiter la dynamique du courant, de façon à le rendre plus facile à contrôler.

Dans la plupart des cas, Le filtre utilisé en sortie de l'onduleur est une inductance qui s'appelle inductance de couplage ou inductance de lissage. Cette inductance est un paramètre important parce qu'avec une fréquence de commutation élevée, il faut régler le niveau d'ondulation du courant de compensation à injecter. Pour un filtrage performant, les interrupteurs du convertisseur doivent être commandés parfaitement. Le contrôle de la forme d'onde du courant est limité par la fréquence de commutation du convertisseur et aussi par la tension disponible aux bornes de l'inductance. Pour une fréquence de commutation élevée et une faible puissance, l'inductance doit suffisamment être faible pour être capable de suivre la vitesse de changement du courant de compensation. D'autre part, pour une puissance et une fréquence de commutation faibles, l'inductance doit être de grande valeur pour ralentir la vitesse de changement du courant de compensation. Cette inductance est dimensionnée pour satisfaire la garantie de la dynamique du courant de compensation et empêcher les

composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique [28,29].

2.3. ETUDE DE LA PARTIE COMMANDE DU FAP TRIPHASE

Les performances des filtres actifs dépendent très fortement de plusieurs facteurs :

- L'algorithme de commande utilisé pour identifier les références de courants ou de tensions ;
- Les performances de la boucle de régulation de la tension du réservoir capacitif ;
- Le mode de contrôle utilisé pour la génération des ordres de commande des interrupteurs de puissance.

Puisque, le but étant d'améliorer les caractéristiques du filtrage tout en utilisant une méthode de commande de complexité réduite. Pour ce dernier facteur, la stratégie de commande qui fait l'objet de notre étude sur le FAP triphasé est la commande par hystérésis classique. Pour cela, nous donnons dans cette section un détail approfondi sur cette technique.

2.3.1. Détermination des Courants Harmoniques de Référence

La charge polluante absorbe un courant constitué d'une composante fondamentale et de composantes harmoniques. Le but du filtrage actif est la génération de courants harmoniques de même amplitude mais en opposition de phase avec ceux absorbés par la charge. Ainsi, le courant absorbé au réseau sera sinusoïdal. Il est donc nécessaire d'identifier avec précision les courants harmoniques de la charge polluante.

Le rôle de la commande est la génération de courants harmoniques produits par le FAP afin qu'ils suivent en temps réel leurs références harmoniques. Dans un premier temps, il faut donc déterminer ces courants harmoniques de référence. Pour extraire le courant ou la tension harmonique à partir des ondes déformées correspondantes, on distingue deux stratégies [30-32] :

1. Stratégie de détection harmonique dans le domaine fréquentiel :

Cette stratégie est basée sur l'analyse de Fourier du courant ou de la tension. L'application *on-line* de la transformée de Fourier (système d'équations non-linéaires) est un calcul encombrant ; il en résulte un temps de réponse relativement lent.

2. Stratégie de détection harmonique dans le domaine temporel :

Cette stratégie est basée sur la dérivation instantanée du signal correspondant aux composantes harmoniques du courant ou de la tension de la charge non-linéaire.

Dans ce domaine, la commande du FAP dépend de la méthode de détection utilisée, on peut distinguer trois méthodes :

1. Détection du courant de charge et de compensation du filtre actif ;

2. Détection du courant de source ;

3. Détection de la tension.

Les deux premières méthodes sont les plus utilisées. Dans notre cas, nous avons choisi la première méthode. Dans cette méthode, comme le montre la figure 2.4, on détecte le courant de charge et on le compare avec une référence sinusoïdale pour obtenir le courant de compensation harmonique de référence. Ensuite, ce courant de compensation harmonique de référence sera comparé avec le courant de compensation réel injecté par le FAP et le résultat de comparaison sera envoyé à un contrôleur afin de générer les impulsions des gâchettes de l'onduleur du FAP. Le point le plus important ici est que le courant injecté par le FAP est surveillé et commandé pour suivre son courant de compensation harmonique de référence.

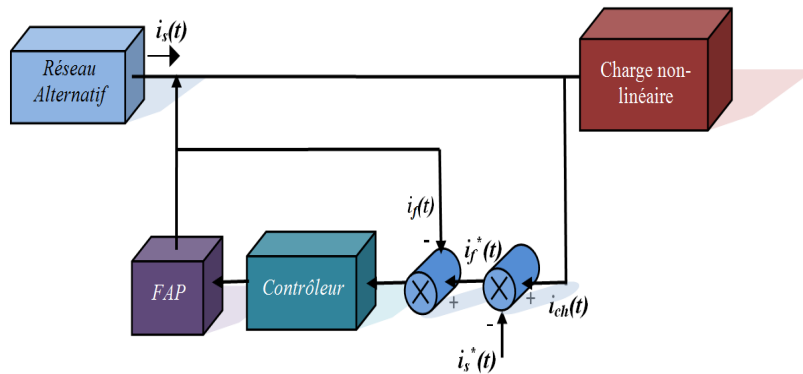


Figure 2.4. Schéma de détection du courant de charge et de compensation du FAP.

2.3.2. Estimation du Courant de Référence de Source et Régulation de la Tension du Bus Continu

Diverses méthodes ont été proposées par les auteurs pour déterminer les courants de source de référence. Dans notre travail, la méthode utilisée consiste à employer un détecteur de crête. L'amplitude des courants de source est générée par une boucle de régulation de la tension du bus continu du FAP en utilisant deux régulateurs (PI et Flou).

Les courants de référence instantanés i_{sa}^* , i_{sb}^* , i_{sc}^* sont calculés à partir de la multiplication de trois sinus unitaires ($1\sin(\omega t)$, $1\sin(\omega t + 2\pi/3)$, $1\sin(\omega t + 4\pi/3)$) par la valeur crête de courant de référence de la source I_{sm} . Les trois sinus unitaires sont obtenus à partir de la division de trois tensions du réseau par leur amplitude V_{sm} . A partir de la méthode de détecteur de crête, V_{sm} est obtenue à l'aide de cette équation :

$$V_{sm} = \sqrt{(2/3).(v_{sa}^2 + v_{sb}^2 + v_{sc}^2)} \quad (2.1)$$

En effet, cette méthode de détecteur de crête exige que la tension du réseau doit être saine (sinusoïdale et équilibrée), sinon elle n'est pas applicable. Puisque la tension du réseau est souvent perturbée et/ou déformée, et afin de généraliser l'application de cette méthode d'identification que nous avons adoptée à tout type de tension, l'utilisation de la boucle à verrouillage de phase (phase-locked-loop PLL) est indispensable pour la synthèse des trois sinus unitaires [13].

La détermination des courants de référence sinusoïdaux du réseau nécessite une régulation de la tension du bus continu du FAP, non seulement pour générer l'amplitude des courants de référence mais aussi bien pour :

- Maintenir cette tension à un niveau fixe tout en assurant une compensation des pertes dans le filtre actif ;
- Limiter ses variations en régime dynamique afin de ne pas détériorer les performances du filtre actif.

2.3.2.1. Régulateur Proportionnel-Intégral PI

Le Régulateur Proportionnel-Intégral PI est beaucoup utilisé en raison de sa simplicité d'implémentation et sa possibilité d'obtenir une bonne réponse dynamique, quand ses paramètres sont bien réglés.

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. La tension du bus continu V_{dc} est détectée et comparée à une tension de référence V_{dc}^* , le résultat de cette comparaison (l'erreur) est appliqué à ce régulateur PI pour obtenir l'amplitude des trois courants de référence de la source I_{sm} . Ensuite cette amplitude sera multipliée par trois signaux sinusoïdaux d'amplitude égale à l'unité pour l'obtention des trois courants de référence instantanés de source i_{sa}^* , i_{sb}^* , i_{sc}^* . Pour une source saine, le courant de source de référence instantané unitaire est obtenu à partir des trois tensions à travers un détecteur de crête comme montré à la figure 2.5.

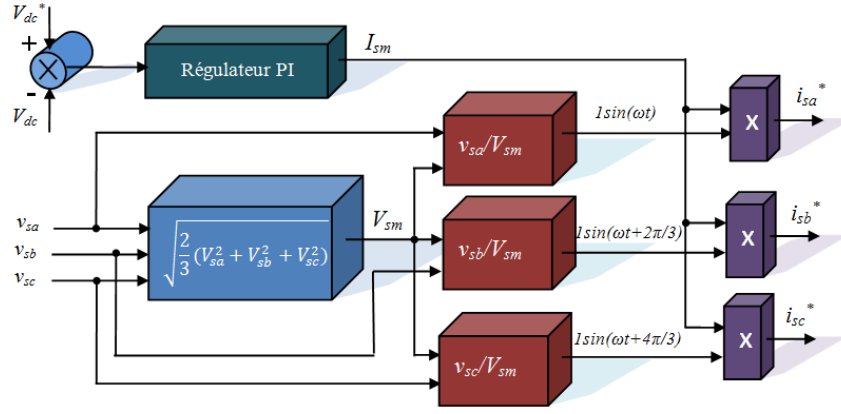


Figure 2.5. Schéma de calcul des courants de référence de source avec régulateur PI.

Pour déterminer les paramètres du régulateur PI, on suit le développement mathématique suivant :

La relation entre la puissance absorbée par le condensateur et la tension aux bornes de celui-ci s'écrit [33] :

$$P_f = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \right) = C_{dc} V_{dc}^* \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (2.2)$$

En négligeant les pertes dans l'onduleur et en éliminant la perturbation due au courant de charge, la relation entre la puissance instantanée à l'entrée du filtre et la puissance absorbée par le condensateur est donnée par :

$$P_f = \frac{3}{2} V_{sm} I_{sm} = V_{dc} V_{dc}^* C_{dc} S \quad (2.3)$$

La fonction de transfert du régulateur PI peut être exprimée par :

$$k_p + \frac{k_i}{S} = \frac{1 + \tau_i S}{T_i S} \quad (2.4)$$

Le schéma de régulation de la tension du bus continu du FAP à l'aide de régulateur PI est montré sur la figure 2.6 :

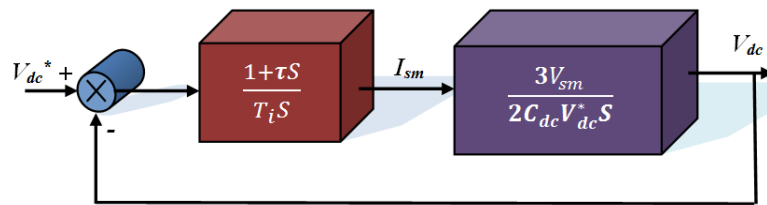


Figure 2.6. Schéma fonctionnel de régulation de la tension du bus continu du FAP avec régulateur PI.

Après un calcul, la fonction de transfert en boucle fermée du système de la figure 2.6 est de la forme :

$$F(S) = \frac{\omega_n^2 + 2\omega_n\xi S}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad (2.5)$$

$$\text{Avec : } \omega_n = \sqrt{\frac{3V_{sm}}{2C_{dc}T_iV_{dc}^*}} \text{ et } \xi = \frac{3\tau V_{sm}}{4\omega_n T_i C_{dc} V_{dc}^*}, \quad k_p = \tau / T_i, \quad k_i = 1 / T_i$$

Pour réaliser un bon compromis entre les performances dynamique et statique, nous choisirons une valeur du coefficient d'amortissement critique ξ_c comprise entre 0.4 et 0.8. La qualité de régulation dépendra aussi du choix de la pulsation de coupure. Celle-ci doit être assez élevée pour assurer une bonne dynamique en régime transitoire.

2.3.2.2. Régulateur Flou

Depuis une vingtaine d'années, la commande floue connaît un intérêt croissant. L'un des principaux intérêts de ces commandes à base de logique floue consiste à pouvoir faire relativement passer 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.

Du point de vue historique, les prémisses de la logique floue, visant à traiter la notion d'incertitude, datent des années 30. Il faudra cependant attendre que Zadeh introduise le concept de sous-ensembles flous, en 1965, pour assister aux premières grandes avancées dans le domaine. Par la suite, en 1974, Mamdani introduisait la commande floue pour la régulation de processus industriel. Enfin, dans les années 80, la commande floue connaît un essor considérable au Japon, notamment grâce aux travaux de Sugeno pour se répandre ensuite dans le monde entier [34].

La structure d'une commande floue représentée sur la figure 2.7 peut être décomposée en trois grands modules.

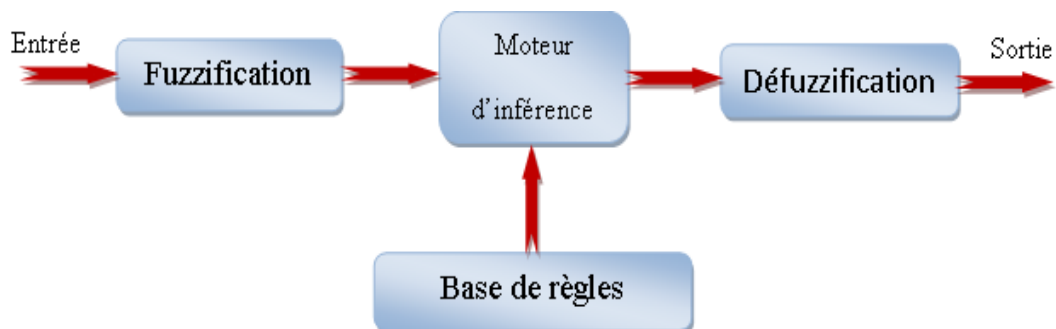


Figure 2.7. Structure générale d'une commande floue.

Le premier de ces modules traite les entrées du système : c'est la fuzzification. Il permet d'associer à chacune des entrées réelles, par le biais de fonctions d'appartenances, un degré d'appartenance pour chacun des sous-ensembles flous définis sur l'ensemble du discours.

Le deuxième module est constitué du moteur d'inférence et de la base de règles. Celle-ci est constituée de règles de type: «Si..., Alors...» et va permettre de passer des degrés d'appartenance des grandeurs d'entrées aux degrés d'appartenance aux sous-ensembles flous de la grandeur de commande. Le moteur d'inférence, lui, va permettre de générer 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.

Enfin, le dernier module, l'interface de défuzzification, va permettre de transformer les degrés d'appartenance des sous-ensembles flous de commande en grandeur numérique. C'est la transformation inverse du module de fuzzification.

Dans notre travail, le principe de la régulation de la tension du bus continu du FAP est le même que celui du régulateur PI, mais cette fois-ci, l'erreur ($V_{dc}^* - V_{dc}$) et sa variation sont appliquées à un régulateur intelligent basé sur un système à logique floue pour obtenir l'amplitude des trois courants de référence de source I_{sm} [17,35-37]. La figure 2.8 montre le schéma de calcul des courants de référence en utilisant le régulateur flou pour la régulation de la tension du bus continu du FAP.

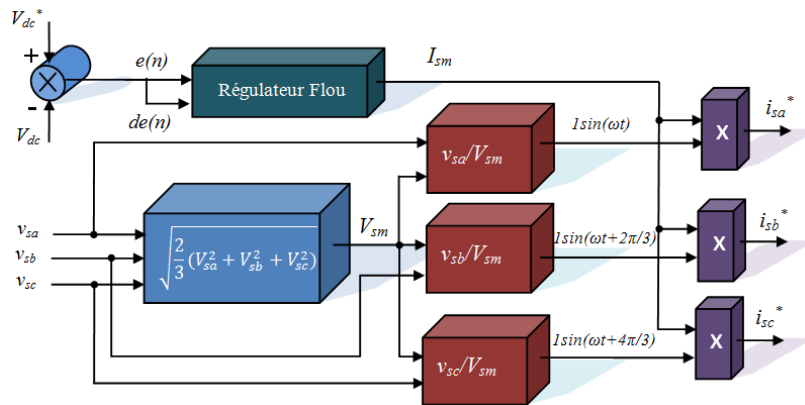


Figure 2.8. Schéma de calcul des courants de référence de source avec régulateur flou.

Le régulateur flou permet la régulation de la tension du bus continu et de générer l'amplitude des courants de référence. L'erreur de la tension du bus continu et sa variation sont utilisées comme des entrées du processus flou. Ces deux grandeurs d'entrée sont discrétisées avec une période d'échantillonnage T_e et normalisées à l'aide des 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 :

$$e = V_{dc}^* - V_{dc} \quad (2.6)$$

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

$$de(n) = e(n) - e(n-1) \quad (2.7)$$

La sortie du régulateur flou est considérée comme la variation de l'amplitude des courants de référence $\Delta I_{sm}(n)$.

L'amplitude des courants de référence pour le $n^{\text{ième}}$ échantillon $I_{sm}(n)$ est obtenue en additionnant l'amplitude $I_{sm}(n-1)$ avec la variation $\Delta I_{sm}(n)$ comme le montre l'équation suivante :

$$I_{sm}(n) = I_{sm}(n-1) + \Delta I_{sm}(n) \quad (2.8)$$

Les caractéristiques principales de ce régulateur flou sont les suivantes :

- Sept ensembles flous pour $e(n)$, $de(n)$, $\Delta I_{sm}(n)$;
- Les fonctions d'appartenance sont triangulaires ;
- Pour la fuzzification, nous utilisons l'univers de discours continu ;
- Pour l'implication, nous utilisons l'opérateur minimum de Mamdani ;
- Pour la défuzzification, nous utilisons la méthode de centre de gravité (centroid).

La structure interne du régulateur flou utilisé est montrée sur la figure 2.9 :

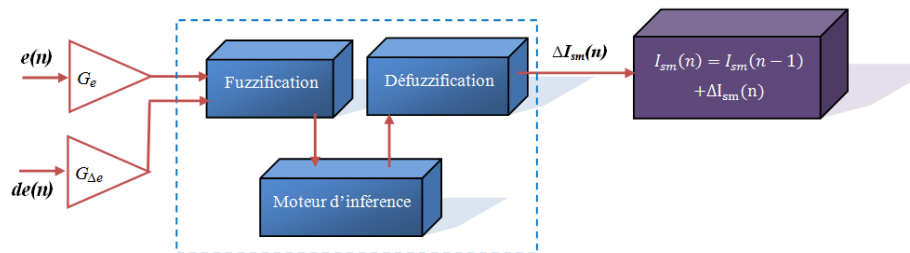
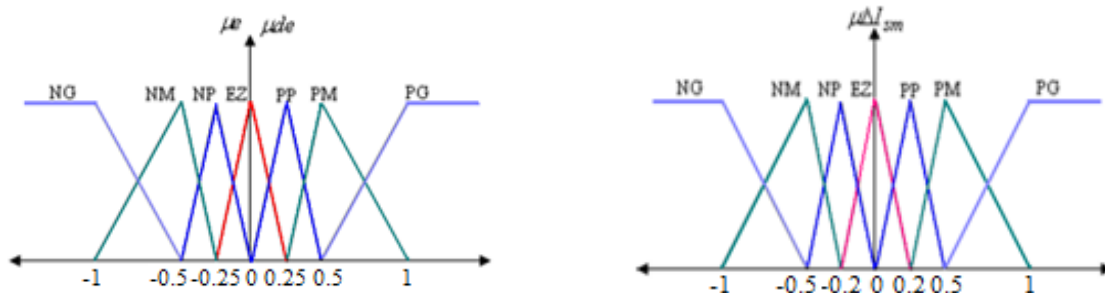


Figure 2.9. Structure interne du régulateur flou.

Pour la fuzzification, nous avons utilisé des fonctions d'appartenance triangulaires pour l'erreur $e(n)$, sa variation $de(n)$ et la sortie $\Delta I_{sm}(n)$, et nous avons choisi les sept ensembles flous: NG (Négative grande), NM (Négative moyenne), NP (Négative petite), EZ (nulle), PP (Positive petite), PM (Positive moyenne) et PG (Positive grande). La figure 2.10

montre les fonctions d'appartenance des variables d'entrée $e(n)$ et $de(n)$ et de la variable de sortie $\Delta I_{sm}(n)$.



(a). l'erreur « e » et sa variation « de ».

(b). Variation de l'amplitude des courants de référence « ΔI_{sm} ».

Figure 2.10. Fonctions d'appartenance utilisées dans la fuzzification.

Pour l'inférence, les règles que nous avons établies se résument dans le tableau suivant:

Tableau 2.3. Les règles du régulateur flou.

		L'erreur (e)						
		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
Variation de l'erreur (de)	NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
	NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
	NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
	EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
	PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
	PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

2.3.3. Commande par Hystérésis Classique de l'Onduleur du FAP

Les travaux de recherche concernant les filtres actifs ont connu une croissance rapide au cours de ces dernières années. Ces filtres actifs 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 sur le réseau d'alimentation, et la possibilité de fonctionnement avec un facteur de puissance proche de l'unité.

Les performances du FAP et notamment la diminution du *THD* du courant de source sont certes liées aux performances de la génération des références de courants harmoniques, mais dépendent également de la stratégie de commande de l'onduleur de tension (poursuite des références de courant). Deux types de commandes des convertisseurs statiques sont principalement mis en œuvre [14] :

- La commande par *MLI* ;
- La commande par hystérésis.

Dans ce paragraphe, nous étudions la commande par hystérésis, puisqu'elle est couramment utilisée. Ce contrôle du courant par hystérésis 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.

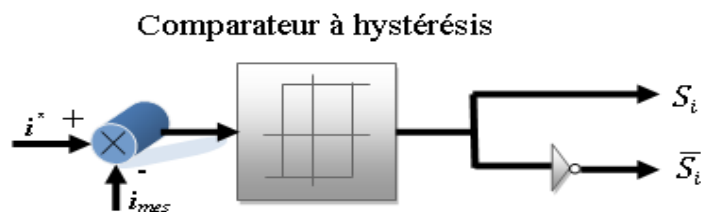


Figure 2.11. Principe de contrôle du courant par hystérésis.

Cette technique de commande fait partie des commandes non-linéaires parce qu'elle fonctionne en tout ou rien. Elle est bien connue et présente de nombreux 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 [2-11,36-45]. 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.

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. Cette technique de commande par hystérésis montre des performances tout à fait remarquables pour les FAP afin de maintenir le courant de compensation autour de sa référence à travers une fourchette bien définie. Le principal

inconvenient 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.

Pour l'analyse du principe de la commande par hystérésis classique à bande fixe appliquée aux structures du FAP ; avec point milieu relié et isolé du neutre de réseau d'alimentation, nous traitons les points essentiels :

- Présentation de l'intérêt du choix de la structure à neutre isolé ;
- Présentation de l'inconvénient de la structure à neutre isolé qui réside dans l'apparition du phénomène d'interférence entre les phases ; dégradant les performances de la commande et rendant la fréquence de commutation difficile à maîtriser ;
- Présentation de l'intérêt de découplage de l'erreur de courant au niveau de la commande pour la compensation des interactions entre les phases de la structure du FAP à neutre isolé.

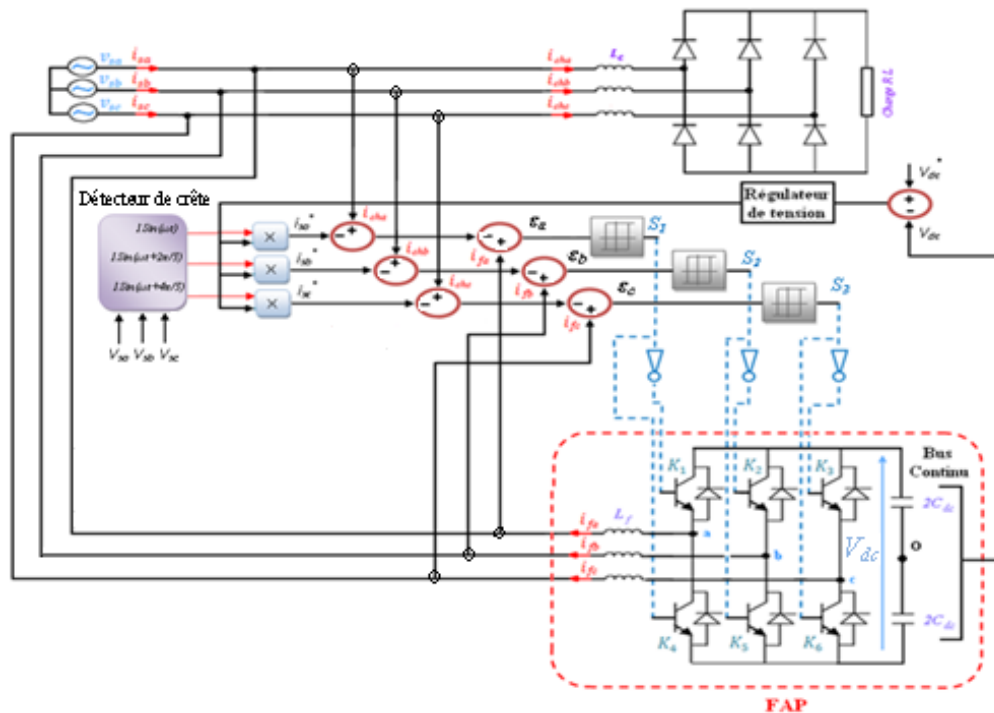


Figure 2.12. Structure de contrôle par hystérésis à bande fixe du FAP.

La structure globale de contrôle par hystérésis du FAP triphasé est illustrée sur la figure 2.12. Les trois courants de compensation de référence sont comparés avec les courants injectés par le FAP; le résultat de comparaison est envoyé à un contrôleur d'hystérésis à bande fixe pour générer les impulsions de commande des interrupteurs de puissance. Suivant l'état de l'erreur de courant à l'intérieure de la bande d'hystérésis, la tension de sortie du FAP prend

$+V_{dc}/2$ ou $-V_{dc}/2$ et les courants injectés par le FAP sont forcés à poursuivre leurs courants de compensation de référence avec l'hystérésis désirée.

D'après le montage de la figure 2.12, le neutre du réseau peut être relié ou isolé du point milieu du bus continu du FAP. L'analyse de cette technique de commande par hystérésis sera considérée donc pour ces deux cas.

2.3.3.1. Structure avec Neutre du Réseau Connecté au Point Milieu du Bus Continu

Dans ce cas, il n'y a pas de tension entre le neutre du réseau et le point milieu du bus continu du FAP.

Pour un courant réel injecté par le FAP, on a la formule suivante :

$$L_f \frac{di_{fa}}{dt} + v_{sa} = v_a \quad (2.9)$$

Où : v_a , i_{fa} et v_{sa} : représentent respectivement la tension de sortie du FAP, le courant injecté par le FAP et la tension du réseau de la phase « a ».

Pour un courant de compensation de référence, on a la formule suivante :

$$L_f \frac{di_{fa}^*}{dt} + v_{sa} = v_a^* \quad (2.10)$$

Où : v_a^* est la tension de référence qu'il faut appliquer pour faire circuler le courant de compensation de référence i_{fa}^* .

L'erreur entre le courant réel et le courant de compensation de référence peut être définie comme suit :

$$\varepsilon_a = i_{fa} - i_{fa}^* \quad (2.11)$$

Si on soustrait (2.10) de (2.9) et à l'aide de (2.11), on trouve :

$$L_f \frac{d\varepsilon_a}{dt} = v_a - v_a^* \quad (2.12)$$

De (2.12), le terme $v_a - v_a^*$ peut être considéré constant durant une période de commutation, donc l'erreur $\varepsilon_a(t)$ varie de façon triangulaire dans la bande d'hystérésis β_a , possédant un signe qui dépend de la différence $v_a - v_a^*$ comme le montre la figure 2.13.

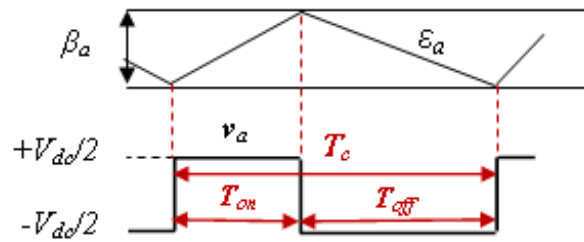


Figure 2.13. Erreur de courant dans une bande fixe et la tension de sortie du FAP pour un bras.

2.3.3.2. Structure avec Neutre du Réseau Isolé du Point Milieu du Bus Continu

Dans ce cas, il y a une tension entre le neutre du réseau et le point milieu du bus continu du FAP qui doit être prise en considération dans le développement [37,43].

Pour un courant réel généré par le FAP, la formule (2.9) est modifiée :

$$L_f \frac{di_{fa}}{dt} + v_{sa} = v_a - v_0 \quad (2.13)$$

Où v_0 est la tension du neutre par rapport au point milieu « 0 », son expression est de la forme suivante :

$$v_0 = \frac{(v_a + v_b + v_c)}{3} \quad (2.14)$$

L'équation qui permet de donner l'erreur de courant est modifiée comme suit :

$$L_f \frac{d\varepsilon_a}{dt} = v_a - v_a^* - v_0 \quad (2.15)$$

A cause de la présence de v_0 , l'erreur de courant durant une période de commutation n'est plus triangulaire, parce que les tensions de phases agissent l'une sur l'autre et la tension à la sortie du FAP est différente de $V_{dc}/2$. Ce phénomène est appelé phénomène d'interférence entre les phases, il permet les excursions des courants qui peuvent atteindre jusqu'au double de la bande d'hystérésis. Pour éviter ce phénomène, un découplage de l'erreur de courant doit être effectué comme suit :

$$\varepsilon_a = i_{fa} - i_{fa}^* = \zeta_a + \gamma_a \quad (2.16)$$

ζ_a : représente l'erreur de courant découplée ;

γ_a : représente l'erreur de découplage.

En remplaçant (2.16) en (2.15), on obtient :

$$L_f \frac{d\varepsilon_a}{dt} = L_f \frac{d\zeta_a}{dt} + L_f \frac{d\gamma_a}{dt} = v_a - v_a^* - v_0 \quad (2.17)$$

Puisque l'erreur de découplage γ_a dépend de l'état de toutes les phases à travers v_0 et l'erreur découplée ζ_a dépend uniquement de la tension correspondante v_a . Dans ce cas, L'équation (2.17) peut être décomposée en deux parties comme suit :

$$v_a - v_a^* = L_f \frac{d\zeta_a}{dt} \quad (2.18)$$

$$-v_0 = L_f \frac{d\gamma_a}{dt} \quad (2.19)$$

Pour déterminer ζ_a , il est nécessaire de déterminer γ_a qui dépend de v_o . Cependant la tension v_o peut être déterminée par les trois tensions des bras du FAP. On peut dire que les trois termes de découplages sont égaux ($\gamma_a = \gamma_b = \gamma_c$).

Après le découplage de l'erreur de courant, l'erreur de courant découplée $\zeta_a(t)$ varie triangulairement dans la bande d'hystérésis β_a comme le montre la figure 2.14.

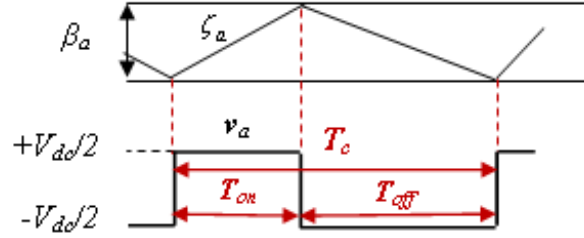


Figure 2.14. Erreur de courant découplée dans une bande fixe et la tension de sortie du FAP pour un bras.

2.3.3.3. Expression de la Fréquence de Commutation

Si on prend le cas du neutre isolé qui est le plus utilisé, donc à l'aide de l'équation (2.18) et à partir de la figure 2.14, on peut écrire :

Pour $0 \leq t \leq T_{on}$, nous avons :

$$\frac{V_{dc}}{2} - v_a^* = L_f \cdot \frac{\Delta \zeta_a}{\Delta t} = L_f \cdot \frac{\zeta_a(T_{on}) - \zeta_a(0)}{T_{on} - 0} = L_f \cdot \frac{\beta_a}{T_{on}} \quad (2.20)$$

Pour $T_{on} \leq t \leq T_c$, nous avons :

$$-\frac{V_{dc}}{2} - v_a^* = L_f \cdot \frac{\Delta \zeta_a}{\Delta t} = L_f \cdot \frac{\zeta_a(T_c) - \zeta_a(T_{on})}{T_c - T_{on}} = -L_f \cdot \frac{\beta_a}{T_c - T_{on}} \quad (2.21)$$

De (2.20) et (2.21), l'expression de la période de commutation s'écrit comme suit :

$$T_c = \frac{4 \cdot L_f \cdot \beta_a}{V_{dc} (1 - v_{na}^2)} \quad (2.22)$$

Où v_{na} représente la tension normalisée de la phase «a» exprimée sous la forme :

$$v_{na} = v_a^* / (V_{dc} / 2) \quad (2.23)$$

De (2.22), nous constatons bien que pour β_a constante, alors la période de commutation T_c est variable.

2.3.3.4. Résultats de Simulation

Dans cette section, nous allons présenter les différents résultats de simulation obtenus en régime permanent dans le cas de la commande par hystérésis à bande fixe du FAP triphasé.

En premier lieu, nous exposons un test de simulation pour les deux structures du FAP à neutre relié et isolé. Ce test justifiera notre choix de la structure du FAP à neutre isolé au lieu de la structure à neutre relié. En second lieu, nous montrons clairement l'avantage de découplage de l'erreur de courant pour la structure choisie (FAP à neutre isolé) en présentant des résultats relevés en régime permanent et dans les deux cas de réglage de la tension du bus continu (à l'aide de régulateurs PI et flou).

Les paramètres du système simulé sont indiqués sur le tableau 2.4.

Tableau 2.4. Paramètres du système simulé.

U_s	f	V_{dc}	L_c	L_f	C_{dc}	R	L	β	K_p	K_i
220 V	60 Hz	600 V	1 mH	1 mH	1.5 mF	5 Ω	20 mH	10 A	0.85	500

a) Présentation de l'Avantage de la Structure du FAP à Neutre Isolé

La figure 2.15 montre les allures du courant traversant le conducteur neutre du réseau pour les deux cas : neutre relié et isolé. On remarque qu'il y a un courant important circulant dans le conducteur neutre dans le cas du neutre relié au point milieu du bus continu. Tandis que pour la structure à neutre isolé, le courant qui traverse le conducteur neutre est nul, ce qui explique l'avantage de la structure à neutre isolé.

La figure 2.16 montre les allures de l'erreur de courant pour les deux cas: neutre relié et isolé. Dans le cas où le neutre est relié, la forme de l'erreur de courant reste à l'intérieur de la bande d'hystérésis choisie. Tandis que pour le cas où le neutre est isolé, l'erreur de courant varie aléatoirement dans la bande d'hystérésis et peut atteindre deux fois la bande choisie. Ceci est dû à la présence des interactions entre les phases.

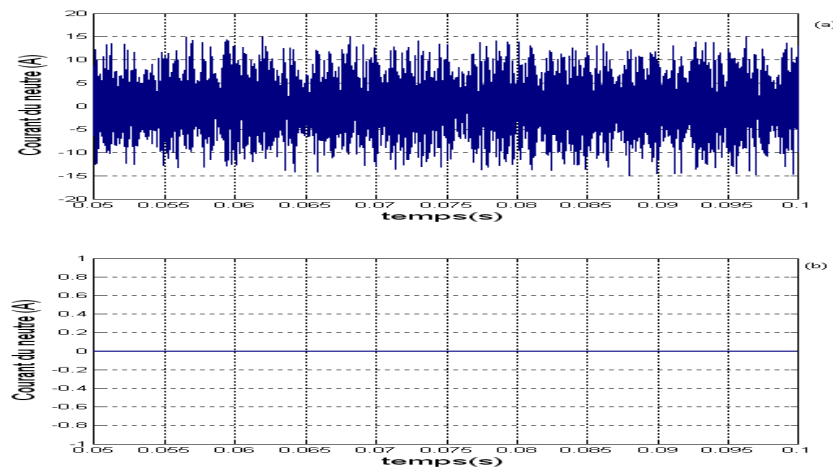


Figure 2.15. Courant du neutre, (a).neutre relié, (b).neutre isolé.

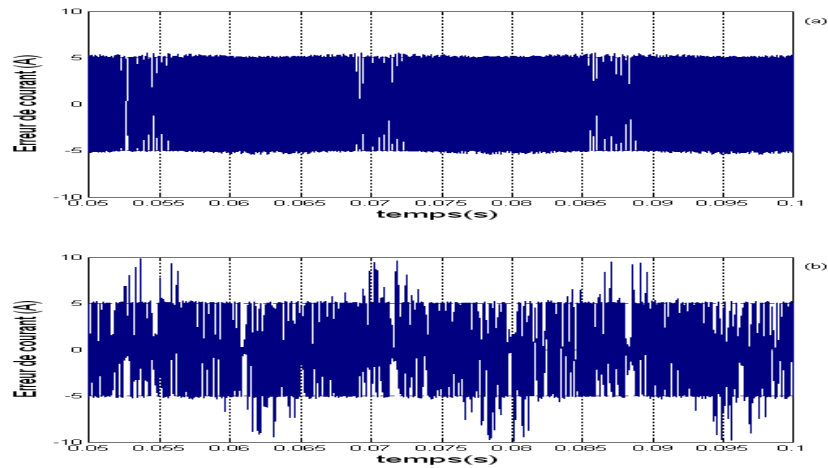
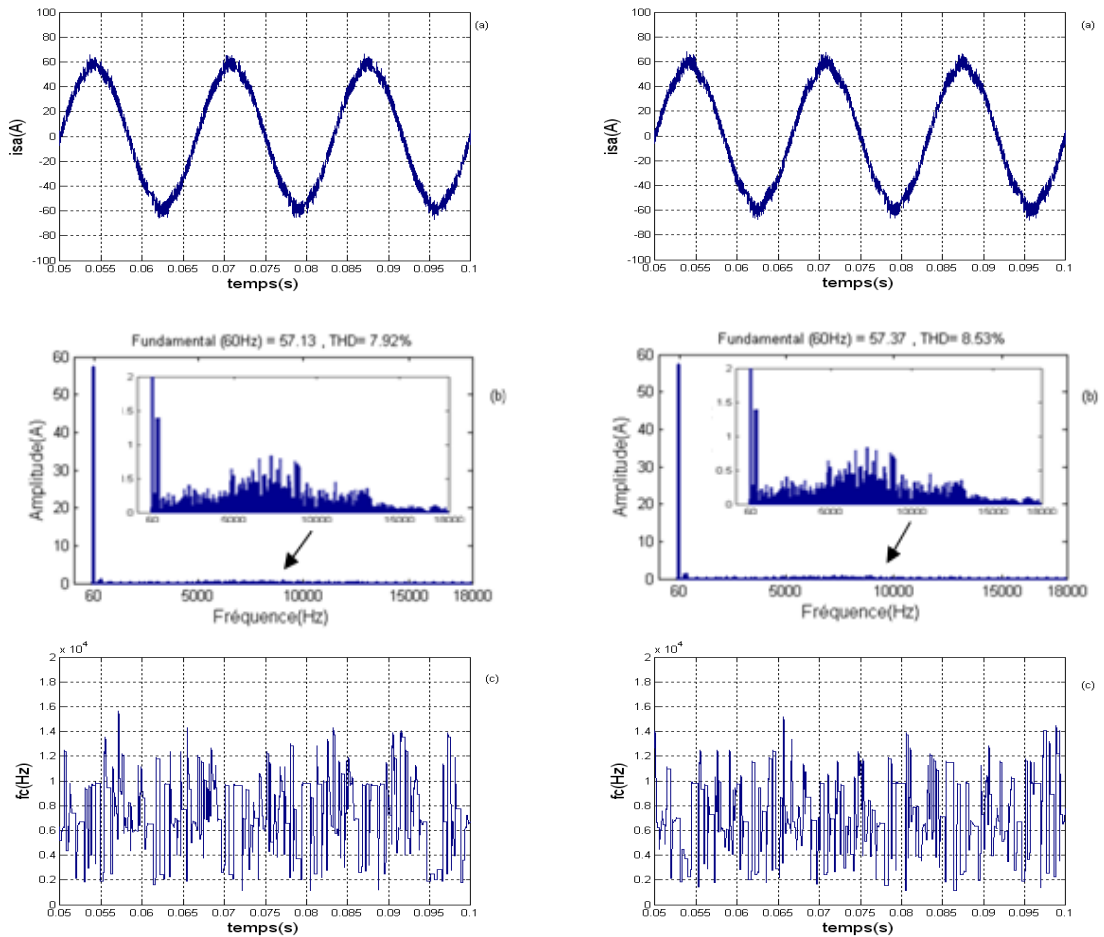


Figure 2.16. Erreur de courant, (a).neutre relié, (b).neutre isolé.

b) Présentation de l'Avantage de Découplage de l'Erreur de Courant



Régulateur PI.

Régulateur Flou.

Figure 2.17. Résultats de simulation du système en régime permanent sans découplage de l'erreur de courant : (a). Courant de source i_{sa} , (b). Spectre harmonique associé à i_{sa} . (c). Fréquence de commutation f_c .

Les formes d'ondes du courant de source filtré i_{sa} , de son spectre harmonique associé et de la fréquence de commutation sont présentées sur la figure 2.17 dans le cas du contrôle par hystérésis à bande fixe avant le découplage de l'erreur de courant pour le régulateur PI et le régulateur flou. D'après ces résultats, on constate que le FAP permet la réduction des harmoniques de courant de source. Concernant l'analyse spectrale de celui-ci, nous avons pris une plage de rang=300 pour observer la distribution des harmoniques pour différents cas afin de pouvoir comparer les résultats obtenus. Après filtrage, pour un rang=40, nous avons obtenu un THD_{isa} de 2.4 % (régulateur PI) et de 2.5% (régulateur flou) et pour un rang=300, sa valeur est de 7.92% (régulateur PI) et de 8.53 % (régulateur flou). Il est à noter aussi que pour cette commande, la fréquence de commutation subit une variation indésirable, ce qui engendre une distribution aléatoire des harmoniques du courant de source.

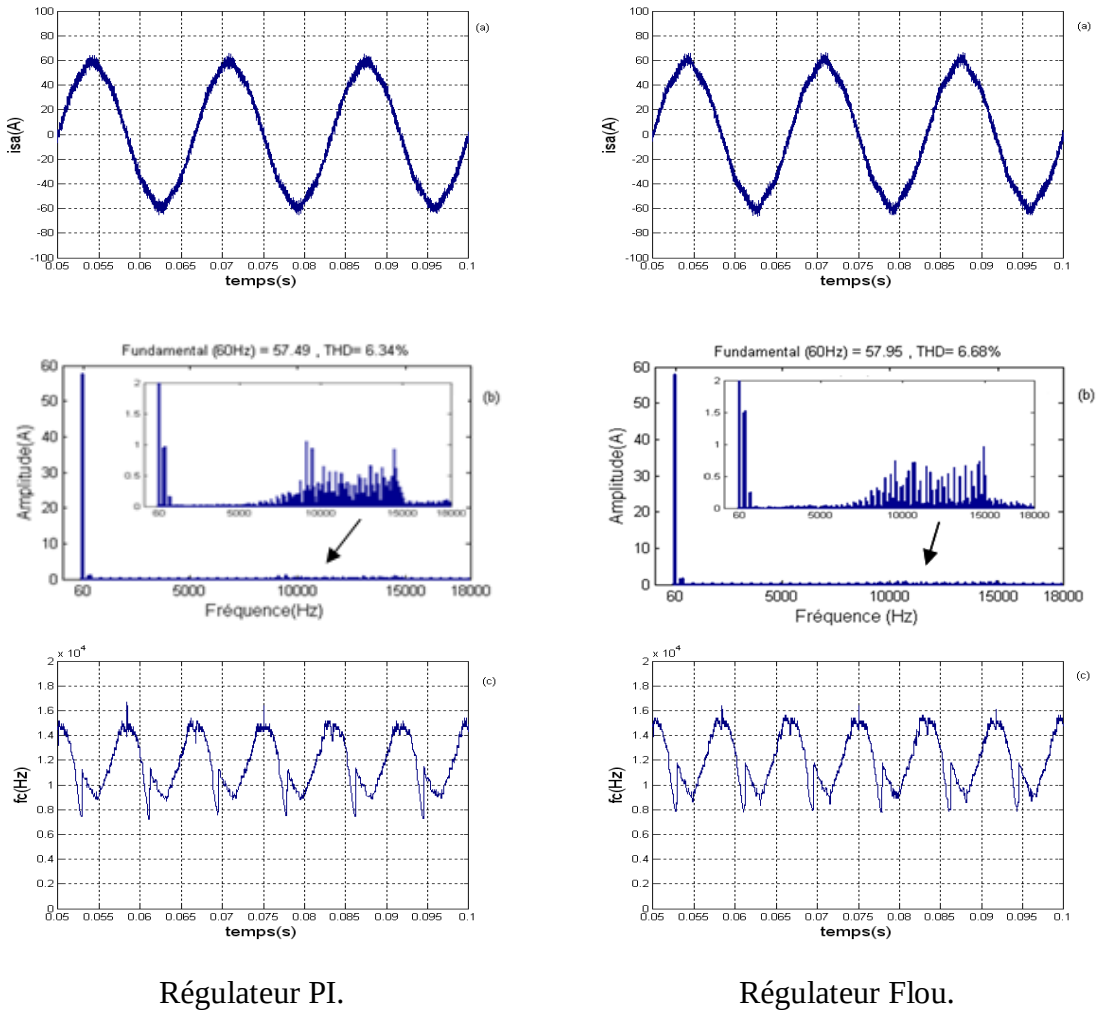


Figure 2.18. Résultats de simulation du système en régime permanent avec découplage de l'erreur de courant : (a). Courant de source i_{sa} , (b). Spectre harmonique associé à i_{sa} . (c). Fréquence de commutation f_c .

La figure 2.18 illustre les formes d'ondes du courant de source filtré i_{sa} , de son spectre harmonique associé et de la fréquence de commutation pour les régulateurs PI et flou. Ces formes d'ondes sont obtenues dans le cas de la commande par hystérésis à bande fixe et avec un découplage de l'erreur de courant introduit pour supprimer les interactions entre les phases. Comme on peut l'observer, la qualité de la forme du courant de source présente une légère amélioration. Pour un rang=40, le THD_{isa} est réduit à 1,45 % (régulateur PI) et à 1.8% (régulateur flou) et pour un rang=300, la zone de la distribution des harmoniques est limitée entre 8 kHz et 15 kHz, le THD_{isa} est réduit à 6.34% (régulateur PI) et à 6.68 % (régulateur flou). Le découplage de l'erreur de courant nous a permis d'observer que la variation aléatoire de la fréquence de commutation est disparue, bien que cette dernière reste variable, elle varie entre une valeur maximale de 15 kHz et une valeur minimale de presque 8 kHz.

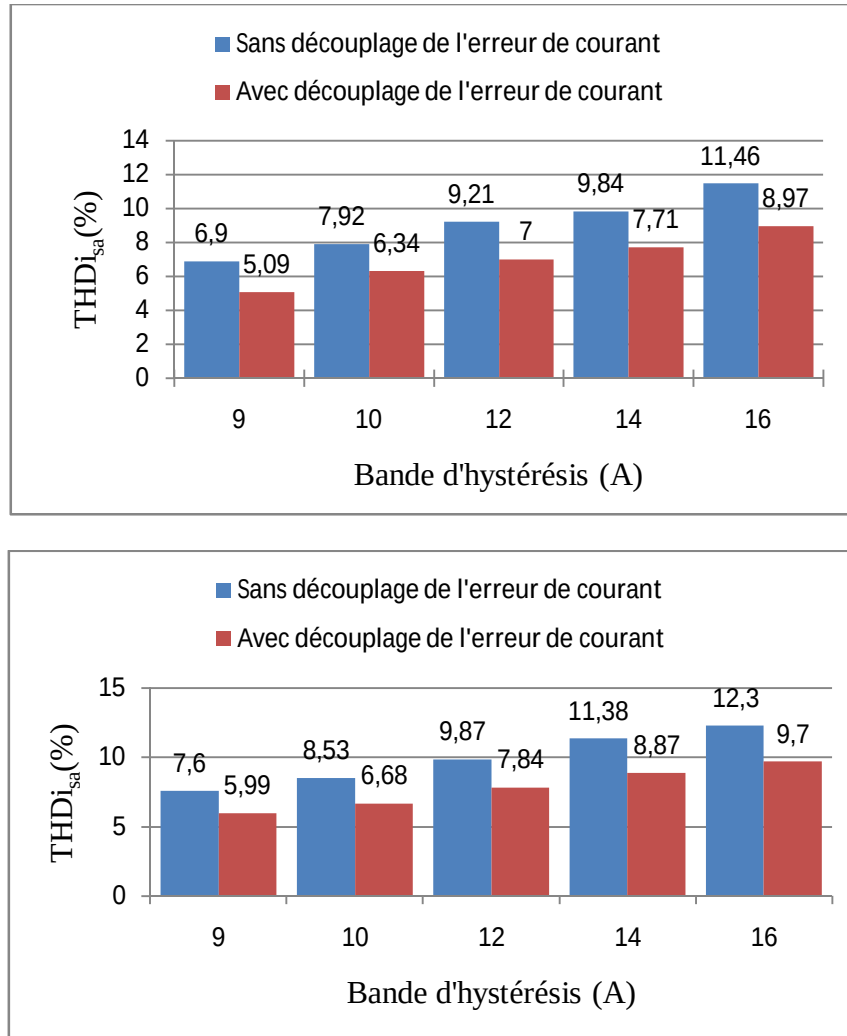


Figure 2.19. THD du courant de source en fonction de la bande d'hystérésis.
de haut en bas: régulateur PI, régulateur flou.

La figure 2.19 montre la variation du THD du courant de source après le filtrage en fonction de la bande d'hystérésis dans les deux cas : sans découplage de l'erreur de courant et avec découplage. Pour chaque bande d'hystérésis, le THD est calculé pour un rang de 300. On remarque que l'augmentation de la bande d'hystérésis offre l'augmentation de la distorsion en courant pour la source, et le découplage de l'erreur de courant offre la diminution de cette distorsion. On peut noter aussi que pour chaque bande d'hystérésis, la structure avec régulateur PI présente un THD_{isa} meilleur que la structure avec régulateur flou.

2.4. CONTROLE PROPOSE POUR LA REGULATION DE LA FREQUENCE DE MODULATION DE L'ONDULEUR DU FAP

Dans le paragraphe précédent, nous avons effectué une analyse détaillée du contrôle par hystérésis classique à fréquence de commutation variable, où on a mis en évidence l'importance de la structure du FAP à neutre isolé au niveau du circuit de puissance et le découplage de l'erreur de courant au niveau du circuit de commande.

Pour réaliser un contrôle plus performant à base de la technique de commande par hystérésis tout en conservant ses avantages et en éliminant ses inconvénients. Dans ce paragraphe, nous introduisons deux techniques de commande avancées qui permettent l'adaptation de la bande d'hystérésis. La première sert à fixer la fréquence de modulation à l'aide d'une expression simple exigeant la connaissance des paramètres du système. Les performances de cette technique sont évaluées par un aspect de simulation numérique et par un aspect pratique. La seconde sert à fixer la fréquence de modulation à l'aide d'une philosophie de contrôle prédictif. Un intérêt particulier est ajouté par cette technique est le contrôle de la position des impulsions de commande. Les performances de cette technique sont évaluées en présentant des résultats de simulation en régimes permanent et transitoire.

2.4.1. Régulation de la Fréquence de Modulation à l'Aide d'une Loi Simple

De l'équation (2.22), pour maintenir la fréquence de commutation constante, la bande d'hystérésis peut être modifiée dynamiquement selon cette expression.

$$\beta_a = \frac{V_{dc}(1-v_{na}^2)}{4.L_f} T_d \quad (2.24)$$

Où: T_d est la période de commutation désirée.

De (2.10), (2.23) et (2.24), on obtient :

$$\beta_a = \frac{V_{dc}}{4.L_f.f_d} \left[1 - \frac{4.L_f^2}{V_{dc}^2} \left(\frac{v_{sa}}{L_f} + di_{fa}^* / dt \right)^2 \right] \quad (2.25)$$

L'équation (2.25) montre que la bande d'hystérésis varie en fonction de la tension du réseau v_{sa} et de la dérivée du courant de compensation de référence du FAP di_{fa}^* . Cette adaptation se réalise par une loi de commande simple qui offre le fonctionnement à fréquence de commutation constante et améliore les performances du FAP. Le seul inconvénient de cette loi de commande réside dans la nécessité de disposer d'une bonne connaissance des paramètres du système. Le schéma de l'implémentation de cette loi de commande est le suivant :

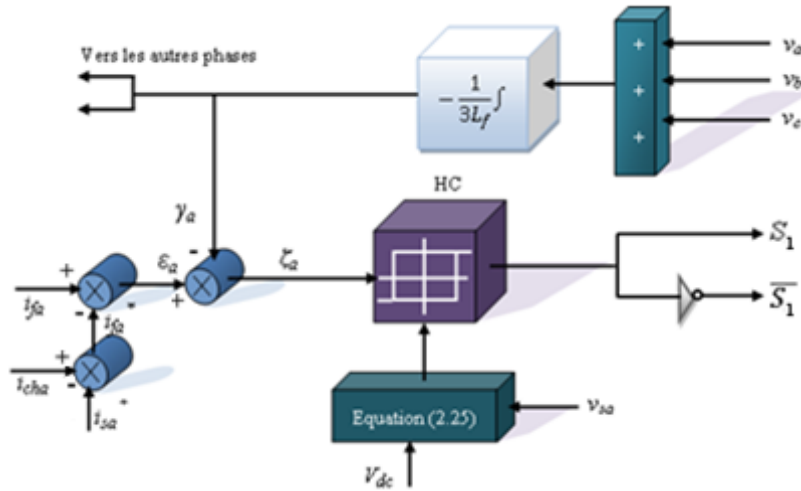
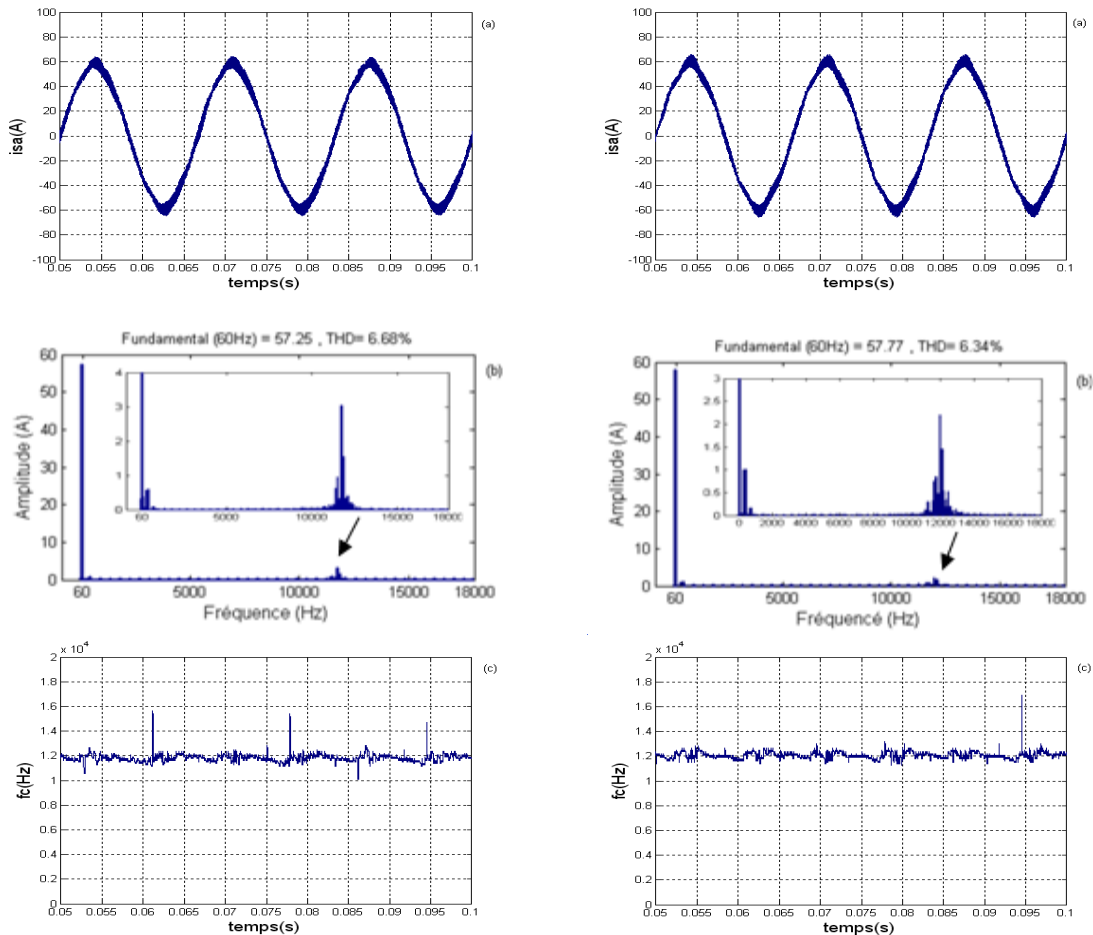


Figure 2.20. Schéma de la commande par hystérésis à bande adaptative pour la phase «a».

2.4.1.1. Résultats de Simulation

Les formes d'ondes du courant de source filtré i_{sa} , de son spectre harmonique associé et de la fréquence de commutation sont illustrées sur la figure 2.21. On constate que la technique par hystérésis à bande adaptative offre une fréquence de commutation constante et des ondulations réduites du courant de source. Pour un rang=40, nous avons obtenu un THD_{isa} de 1,4 % (cas: régulateur PI) et de 1.7% (cas: régulateur flou). Pour un rang=300, le THD_{isa} est réduit à 6.68 % (cas: régulateur PI) et à 6.34% (cas: régulateur flou) et nous constatons bien la concentration des harmoniques autour de la fréquence désirée choisie 12 kHz.



Régulateur PI.

Régulateur Flou.

Figure 2.21. Résultats de simulation du système en régime permanent : (a). Courant de source i_{sa} , (b). Spectre harmonique associé à i_{sa} , (c). Fréquence de commutation f_c .

2.4.1.2. Description du Banc d'Essais Expérimental

Dans ce paragraphe, nous allons détailler les différentes parties constituant le banc d'essais expérimental du FAP triphasé.

2.4.1.2.1. Partie Puissance

La figure 2.22 montre une photographie du circuit de puissance du banc d'essai expérimental constituant un FAP triphasé, réalisé au sein du Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle *LAI* (Poitiers, France). Cette plateforme expérimentale est utilisée pour implanter et valider la loi de commande à fréquence de commutation constante du FAP triphasé développé dans ce travail.

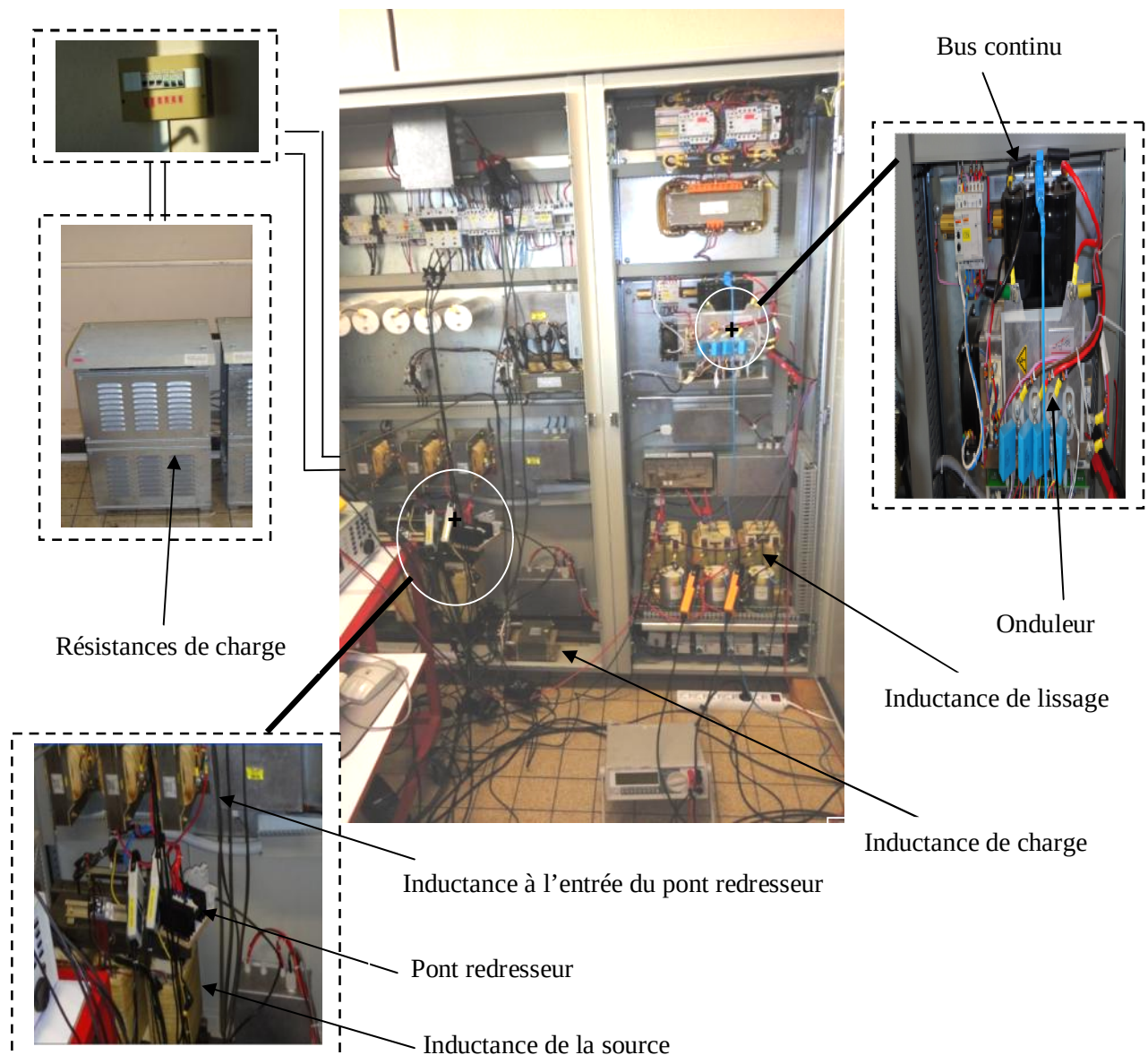


Figure 2.22. Structure de puissance de la plateforme expérimentale.

La figure 2.23 montre le schéma électrique de la structure de puissance (la partie puissance de la plateforme expérimentale).

La structure de puissance de la plateforme expérimentale possède deux parties :

a) Première partie

La première partie du schéma de puissance représente l'ensemble Réseau-Pont redresseur –charge RL. A partir du réseau électrique triphasé (400 V, 50 Hz), la charge non-linéaire, constituée d'un pont PD3 débitant sur une charge passive (inductance L en série avec des résistances R), est alimentée par l'intermédiaire d'un transformateur de puissance triphasé

et d'une inductance de ligne en série avec le pont PD3. Les caractéristiques techniques de la source d'alimentation et la charge non-linéaire sont résumées sur le tableau 2.5 :

Tableau 2.5. Caractéristiques techniques du système Réseau-charge non-linéaire.

Désignation	Caractéristiques
Transformateur triphasé d'alimentation	-Puissance : 20 KVA -Primaire : 400 V - 50 Hz -Secondaire : 240 V -Montage : Dyn11 -Ucc % : 6 %.
Inductance (à l'entrée du pont PD3)	-$L_c = 566 \mu\text{H} \pm 5\%$ -Courant efficace : 50 A -Facteur de qualité (parallèle) : ≥ 80 -Fréquence : 50 Hz -Tension entre phases : 240 V.
Pont redresseur triphasé	-Constructeur : SEMIKRON -Référence : SKD 51/14 -$I_D = 50 \text{ A}$ -$V_{in(max)} = 3 \times 380 \text{ V}$.
Résistances de charge (à la sortie du pont)	-R_1 (35 Ω, 10 A, 450 V)[deux en parallèle] -R_2 (70 Ω, 5 A, 450 V) [deux en parallèle] -R_3 (105 Ω, 5 A, 450 V) [deux en parallèle] -Branchement : (R_1, R_2, R_3) en parallèle
Inductance de charge (à la sortie du pont)	-$L = 1 \text{ mH} \pm 5\%$ -Prises intermédiaires : 800 μH et 600 μH -$I_{eff} = 56 \text{ A}$ -Ondulation crête à crête : 10 A à 300 Hz -Courant continu : 55 A -Facteur de qualité (parallèle) : ≥ 80 -Fréquence : 50 Hz -Tension continue maximale : 350 V.

b) Deuxième partie

La deuxième partie représente le FAP triphasé. Elle est constituée d'un filtre inductif de couplage au réseau et d'un onduleur de tension triphasé avec deux capacités du bus continu. Les trois bras d'onduleur sont constitués chacun d'un module de deux IGBT avec en antiparallèle des diodes rapides (SKM 50 GB 123 D). L'ensemble est monté sur un dissipateur. Le rendement de l'onduleur au point nominal est estimé à 95% avec des pertes de 500 W (45% de conduction et 55% de commutation). De ce fait, un radiateur d'une résistance thermique de 0.1°C/W de type PE 16, de longueur 340 mm et refroidi par ventilation forcée (4m/s) a été ajouté. Le condensateur du bus continu est mis en parallèle avec des résistances de décharges.

Sur ce banc, il est possible aussi de constituer un filtre de sortie de type LC , pour cela trois condensateurs sont disponibles. Il est à noter que des résistances d'amortissement sont mises ($R_{am1,2,3}$) en série avec ces condensateurs. Par ailleurs, pour limiter les courants du réseau lors du transitoire à la mise en service du FAP, un ensemble de résistances triphasées temporisé est mis en série avec le filtre de sortie (module temporisations doubles). Ces résistances sont ensuite court-circuitées après la phase de démarrage. Les caractéristiques techniques du FAP triphasé sont résumées sur le tableau 2.6 :

Tableau 2.6. Caractéristiques techniques du système de filtrage actif de puissance.

Désignation	Caractéristiques
Onduleur triphasé (SEMIKRON)	3 modules SKM50GB123 D - $V_{CE}=1200$ V - $I_C=50$ A - $V_{GE}=15$ V - $V_{in(max)}=3 \times 380$ V - T° dissipation= 80° .
Condensateur de stockage (C_{dc})	SKC 2M2 40A-1 50 -Electrolytique 2 X (2200 μ F/400 V) - $C_{eq}=1100$ μ F/800 V - $V_{DCmax}=750$ V
Inductance de lissage (L_f)	- $L_f=1$ mH $\pm 5\%$ - $I_{eff}=20$ A - $I_{crête}=32$ A - $I_{crête-crête}$ (10 KHz)= 4 A -Facteur de qualité (parallèle) : ≥ 80 -Fréquence : 50 Hz -Tension entre phases : créniaux de tension continue ± 450 V -Prises intermédiaires : 600 μ H, 800 μ H -Circuit magnétique : ferrites
Module temporisations doubles	- $R_{T1}=22 \Omega \pm 1\%$, 300 W, Réf : 284-HS 300-22 F - $R_{T2}=10 \Omega \pm 1\%$, 300 W, Réf : 284-HS 300-10 F 1°- Etat initial : $R_{TOT}=32 \Omega$ 2°- 1 ^{ière} temporisation : R_{T1} court-circuitée, $R_{TOT}=10 \Omega$ 3°- 2 ^{ième} temporisation : R_{T2} court-circuitée, $R_{TOT}=0 \Omega$
Résistance d'amortissement (R_{am})	- $R_{am1}=10 \Omega \pm 1\%$, 200 W, Réf : 284-HS 200-10 F - $R_{am2}=4.7 \Omega \pm 1\%$, 200 W, Réf : 284-HS 200- 4.7 F - $R_{am3}=0.47 \Omega \pm 5\%$, 200 W, Réf : 284-HS 200- 0.47 F
Condensateur du filtre de sortie (C_f)	- $C_f=50$ μ F $\pm 10\%$ - $I_{eff}=10$ A -Fréquence : 50 Hz - $V_{eff}=300$ V - $V_{eff(Fond)}=240$ V



La commande du FAP triphasé est réalisée numériquement à l'aide d'une plateforme de type dSPACE, mettant en œuvre une carte de prototypage DS1104. Le système DS1104 se compose des éléments suivants [46] :

1. La carte mère DS1104, montée dans l'ordinateur. Elle gère le fonctionnement global du système et exécute le programme principal. Cette carte est plus précisément décrite à la figure 2.24 ;

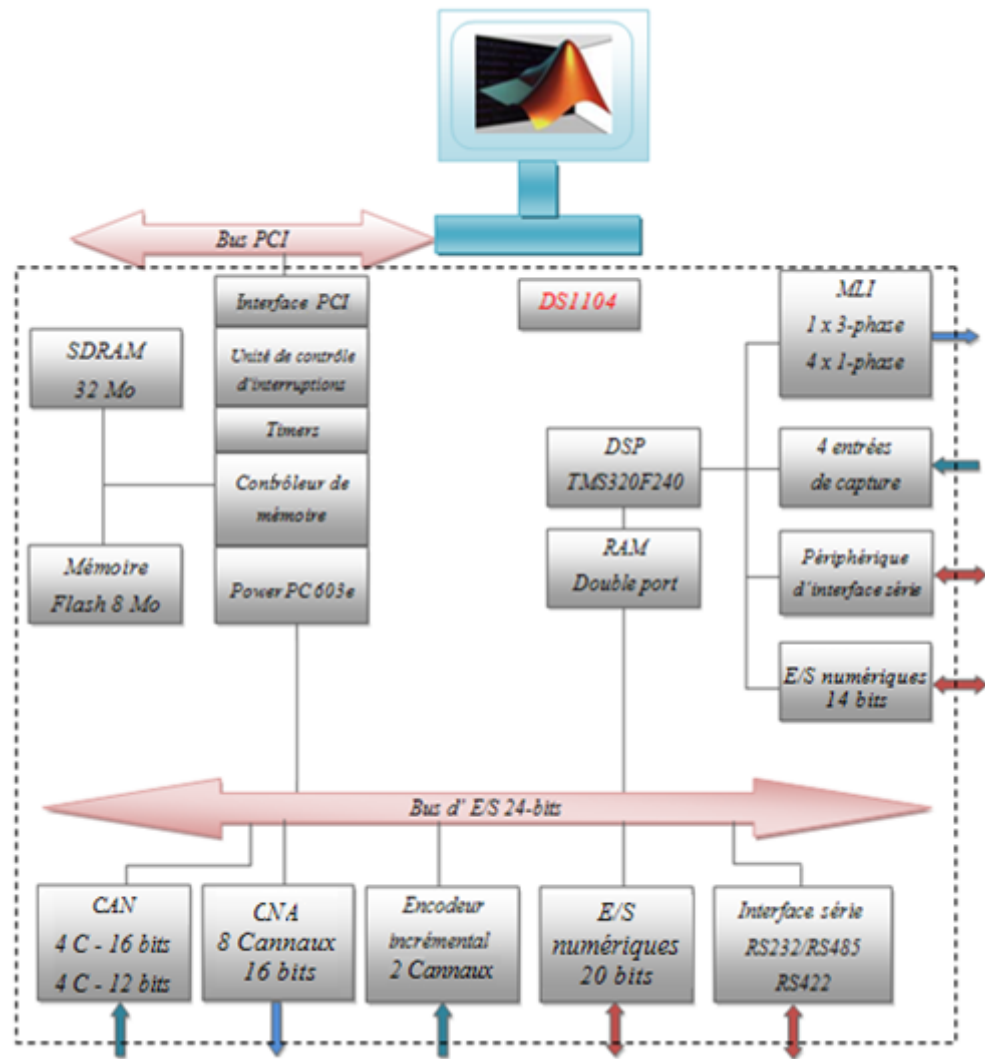


Figure 2.24. Architecture de la carte DS1104.

- 2- Des entrées/sorties numériques 20 bits ;
- 3- Des entrées/sorties numériques 14 bits ;
- 4- Une carte DSP de la société Texas Instrument portant la référence TMS320F240 ;
- 5- Quatre sorties *MLI* monophasées plus une sortie *MLI* triphasée ;
- 6- Deux encodeurs incrémentaux ;
- 7- Un panneau de connexion multi-entrées, multi-sorties qui assure la liaison entre les différentes sorties des capteurs et la carte DS1104 (PC). Ce panneau est composé des éléments suivants :
 - Deux groupes de quatre entrées BNC liées à la carte de conversion analogique-numérique. Il faut noter que les signaux d'entrées doivent être multipliés par 10 car les convertisseurs (CAN) divisent automatiquement les entrées par 10.

- Deux groupes de quatre sorties BNC liées à la carte de conversion numérique-analogique. De même, il faut diviser les signaux de sorties par 10 car les convertisseurs (CNA) multiplient automatiquement les sorties par 10. Les sorties sont comprises dans la plage ± 10 V.

L'avantage principal de ce système de commande numérique est qu'à l'aide de logiciels adéquats, il est possible de traduire automatiquement en code assembleur, de compiler et de charger dans le DSP les commandes réalisées avec les modèles classiques de Simulink®. Ainsi, il est possible de tester des lois de commande en simulation sous Simulink® puis de traduire celles-ci en langage codé et les transférer automatiquement dans le contrôleur. Un autre avantage du système de commande réside dans le logiciel d'expérimentation (Control Desk). Il autorise la visualisation en temps réel, le stockage des différentes grandeurs du système et la modification des paramètres de la commande.

Les différents outils logiciels composant ce système de développement sont les suivants (figure 2.25) :

► *Matlab/Simulink* : il permet de transcrire la modélisation du système physique et des lois de commande associées. Les algorithmes de contrôle sont développés et testés en simulation avant de les implémenter sur le banc d'essais.

► *RTI (Real Time Interface)* : logiciel d'implémentation constitué d'une librairie sous Simulink qui permet de rendre la commande développée directement implémentable dans le DSP. Ses blocs spéciaux servent d'interface entre les entrées/sorties de la commande avec leurs homologues physiques du DSP. En fonction du contrôleur utilisé, la librairie est différente et la constitution des blocs aussi.

► *RTW (Real Time Workshop)* : ce programme compile les fichiers Simulink et génère automatiquement un code en langage C. Toutes les spécifications pour convertir le modèle Simulink dans un fichier en langage C, comme par exemple les priorités entre interruptions, peuvent être contrôlées par l'utilisateur.

► *Control Desk* : c'est le logiciel d'expérimentation. Il permet la construction aisée d'une interface graphique. Ainsi, il est possible de visualiser en temps réel les grandeurs physiques mesurées, de stocker des données pour ensuite les traiter dans l'environnement Matlab. Il pilote les instants de démarrage ou d'arrêt du programme et les changements des paramètres de la commande en temps réel (consignes, paramètres de contrôle ...etc.).

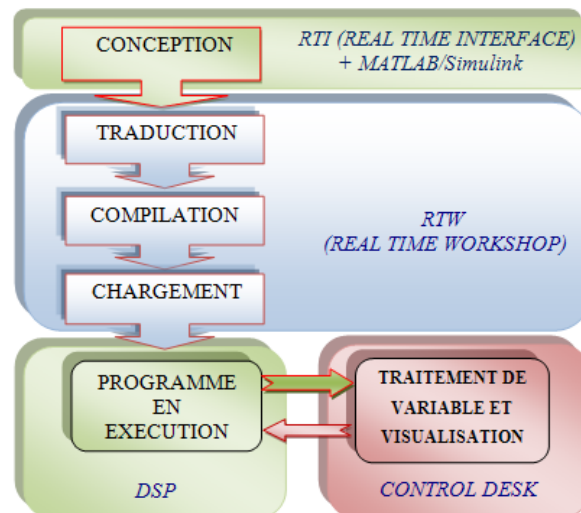


Figure 2.25. Etapes de l'implantation des algorithmes sur la carte DSP.

La figure 2.26 montre une photographie de la partie commande numérique du banc d'essai expérimental. La commande du montage du FAP triphasé 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/Power System*.

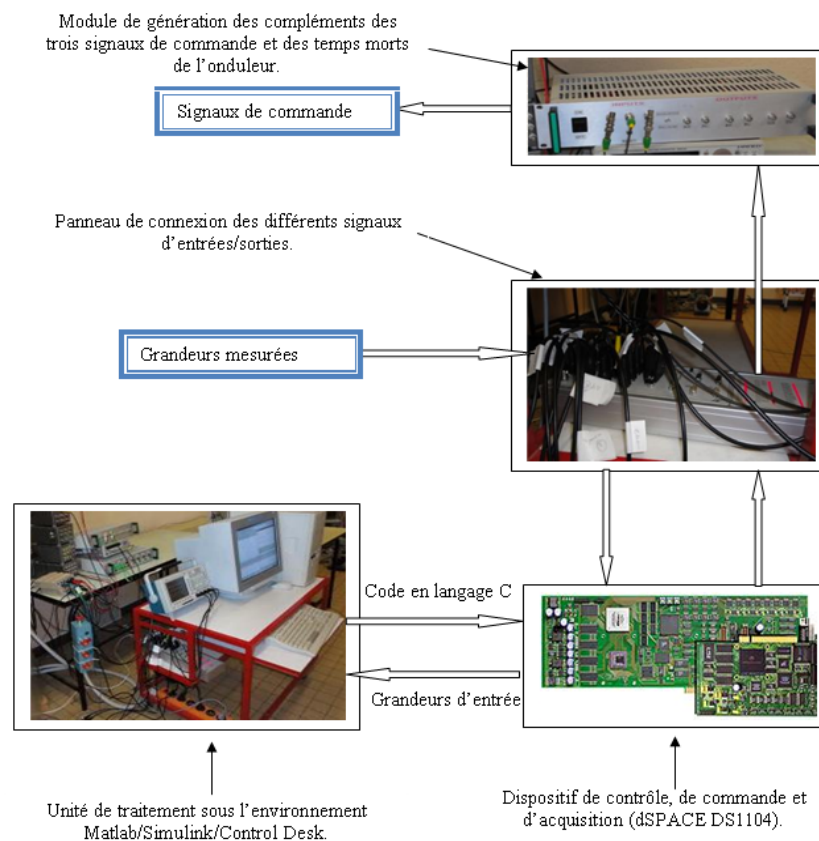


Figure 2.26. Partie commande numérique du banc d'essai expérimental.

2.4.1.2.3. Instruments de Mesures et de Visualisations

Au cours des essais réalisés, nous avons utilisé les instruments suivants (figure 2.27) :

- Un analyseur de qualité de l'énergie (*Chauvin Arnoux*) est utilisé pour évaluer la qualité de l'énergie sur le réseau (*THD*, spectre harmonique et diagramme vectoriel de tensions et courants), mesurer les puissances active et réactive et calculer le facteur de puissance et de déplacement ;
- Deux multimètres numériques sont également utilisés pour mesurer la tension du bus continu et la valeur efficace de la tension du réseau ;
- Un oscilloscope numérique est utilisé pour visualiser les différents signaux ;
- Quatre capteurs de tensions et quatre capteurs de courants à effet Hall sont utilisés pour les algorithmes de commande du FAP et constituent l'interface avec la partie puissance ;
- Deux sondes différentielles sont utilisées pour réduire les valeurs de tensions captées, elles constituent l'interface entre les capteurs de tensions et l'entrée du panneau de connexion de la carte dSPACE 1104.



(a). Multimètre numérique.



(b). Analyseur de la qualité de l'énergie.



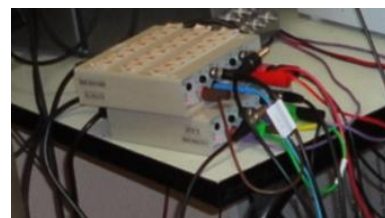
(c). Oscilloscope numérique.



(d). Capteurs de courants (pinces Ampéremétriques).



(e). Capteurs de tensions.



(f). Sondes différentielles.

Figure 2.27. Images de différents appareils utilisés.

2.4.1.3. Implémentation Pratique et Résultats Expérimentaux

Dans cette section, nous présentons l'implémentation pratique et les résultats expérimentaux relevés lors des essais effectués sur le FAP triphasé en utilisant la technique de commande par hystérésis classique à bande fixe et la technique de commande par hystérésis à fréquence de commutation stable exprimée par l'équation (2.25). Le régulateur de la tension du bus continu est un PI classique et le système de commande global (régulation de la tension du bus continu, génération des trois références de courant et génération des signaux de commande du FAP) est effectuée à l'aide d'un outil purement numérique (dSPACE).

Au cours de cette implémentation pratique, nous avons suivi les étapes suivantes :

Etape 1 : Afin d'obtenir une analyse objective et concrète des résultats de simulation et de se rapprocher du comportement du système physique (banc d'essais), nous avons effectué la simulation du système global (source, charge, FAP) sous l'environnement *Matlab/Simulink*, où toute la partie puissance a été programmée en exploitant les modules *Sim Power Systems* et en les paramétrant avec les mêmes valeurs caractérisant les composants réels. Lors de l'implémentation pratique, nous avons utilisé les paramètres présentés sur le tableau 2.7 :

Tableau 2.7. Paramètres du système utilisés lors de l'implémentation pratique.

Système	Désignation	Valeurs
Source d'alimentation	➤ La tension simple efficace	➤ $V_s=50$ V
	➤ La fréquence	➤ $f=50$ Hz
	➤ Inductance interne	➤ $L_s=0.1$ mH
Charge non-linéaire	➤ PD3 alimentant une charge R-L	➤ $R=9.54$ Ω
		➤ $L=1$ mH
	➤ Inductance de filtrage à l'entrée du PD3	➤ $r_c=0.01$ Ω ➤ $L_c=0.566$ mH
Filtre actif	➤ Capacité de stockage	➤ $C_{dc}=1.1$ mH
	➤ Inductance de lissage	➤ $L_f=1$ mH
	➤ Tension de référence	➤ $V_{dc}^*=160$ V
	➤ Paramètres du régulateur PI	➤ $K_p=0.2$, $K_i=5$

Etape 2 : Pendant la seconde étape, une implantation des algorithmes de commande à fréquences de modulation variable et constante a été faite avec les blocs de dSPACE 1104 afin de commander le FAP triphasé pour compenser les harmoniques générés par la charge non-linéaire connectée à la source. Après la bonne compilation de ces algorithmes en dSPACE 1104, un câblage de tout le système a été effectué.

Etape 3 : Avant la mise en marche du FAP triphasé, nous avons relevé les résultats représentant les caractéristiques de la charge non-linéaire utilisée du banc d'essais.

Etape 4 : Afin de mettre en route le FAP, on a commencé par charger le bus continu de l'onduleur sans avoir envoyé d'ordres de commande aux interrupteurs. Dans ce cas, les IGBTs sont bloqués et le courant limité par l'inductance L_f , circule au travers des diodes montées en antiparallèle et vient charger l'élément de stockage. La mise sous tension du réseau s'effectue progressivement de façon à éviter les gradients de courants trop importants dans les diodes. Après le chargement du réservoir capacitif ($V_{dc}=117$ V), nous avons lancé la mise en marche du FAP triphasé sous le contrôle par hystérésis classique numérique. Nous avons ensuite relevé les résultats de filtrage pour ce genre de contrôle en régime permanent.

Etape 5 : Dans la dernière étape, nous avons lancé la mise en marche du FAP triphasé avec son contrôle par hystérésis à bande variable. Plusieurs résultats ont été relevés justifiant les performances de ce genre de contrôle pour différents tests effectués en régimes permanent et transitoire.

Avant de présenter les résultats expérimentaux obtenus lors de ces essais, nous présentons les schémas de l'implantation des algorithmes numériques à fréquences de commutation variable et constante.

Le schéma de commande par hystérésis numérique à bande fixe est illustré sur la figure 2.28. Après acquisition des signaux de différentes tensions (v_{sa} , v_{sb} , V_{dc}) et de différents courants (i_{cha} , i_{chb} , i_{fa} et i_{fb}). Ces derniers, après le passage au travers des CANs vont être exploités par l'algorithme de commande entièrement numérique implanté sur la carte DS1104. Ainsi, à partir du régulateur PI classique et des sinusoïdes unitaires issues de la PLL, nous obtenons les trois courants de référence. Les courants de charge non-linéaire vont être comparés à ces derniers pour l'obtention des trois courants de référence de compensation. La comparaison de ces trois courants de référence de compensation avec les courants injectés par le FAP via des comparateurs à hystérésis à bande fixe nous permet de générer les signaux de commande numériques à partir du port Digital I/O situé sur le connecteur de la carte DS1104.

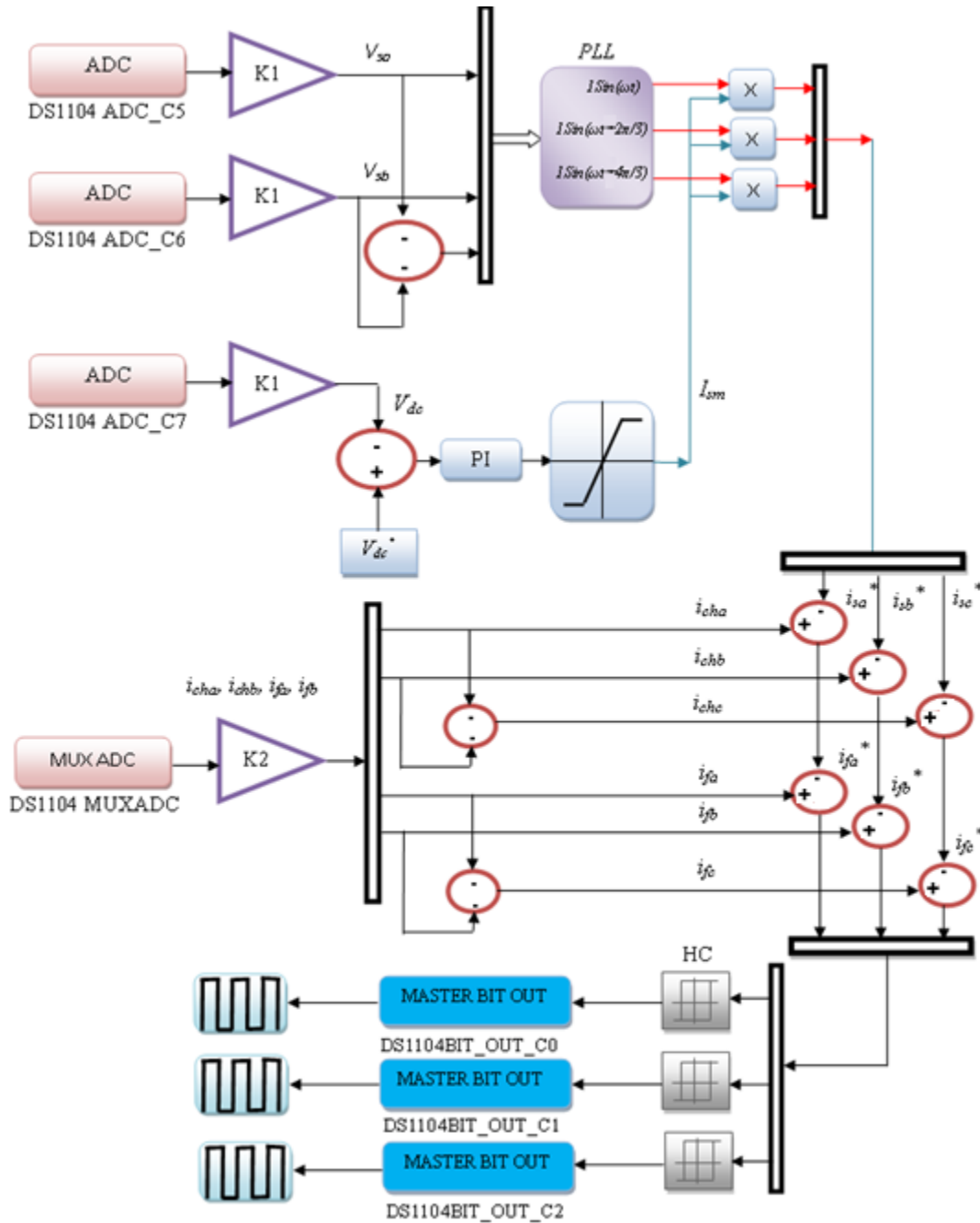


Figure 2.28. Schéma bloc de la commande par hystérésis numérique à bande fixe.

La figure 2.29 schématise la structure de la commande par hystérésis numérique à bande variable qui est presque analogue à celle de la commande par hystérésis numérique à bande fixe présentée sur la figure 2.28. La différence réside dans la capture du signal de la tension v_o entre le neutre du réseau et le point milieu du bus continu afin de réaliser le découplage de l'erreur de courant, ainsi que dans le remplacement du comparateur à hystérésis à bande fixe par un nouveau contrôleur d'hystérésis à enveloppe variable permettant d'extraire des signaux de commande de fréquence fixe.

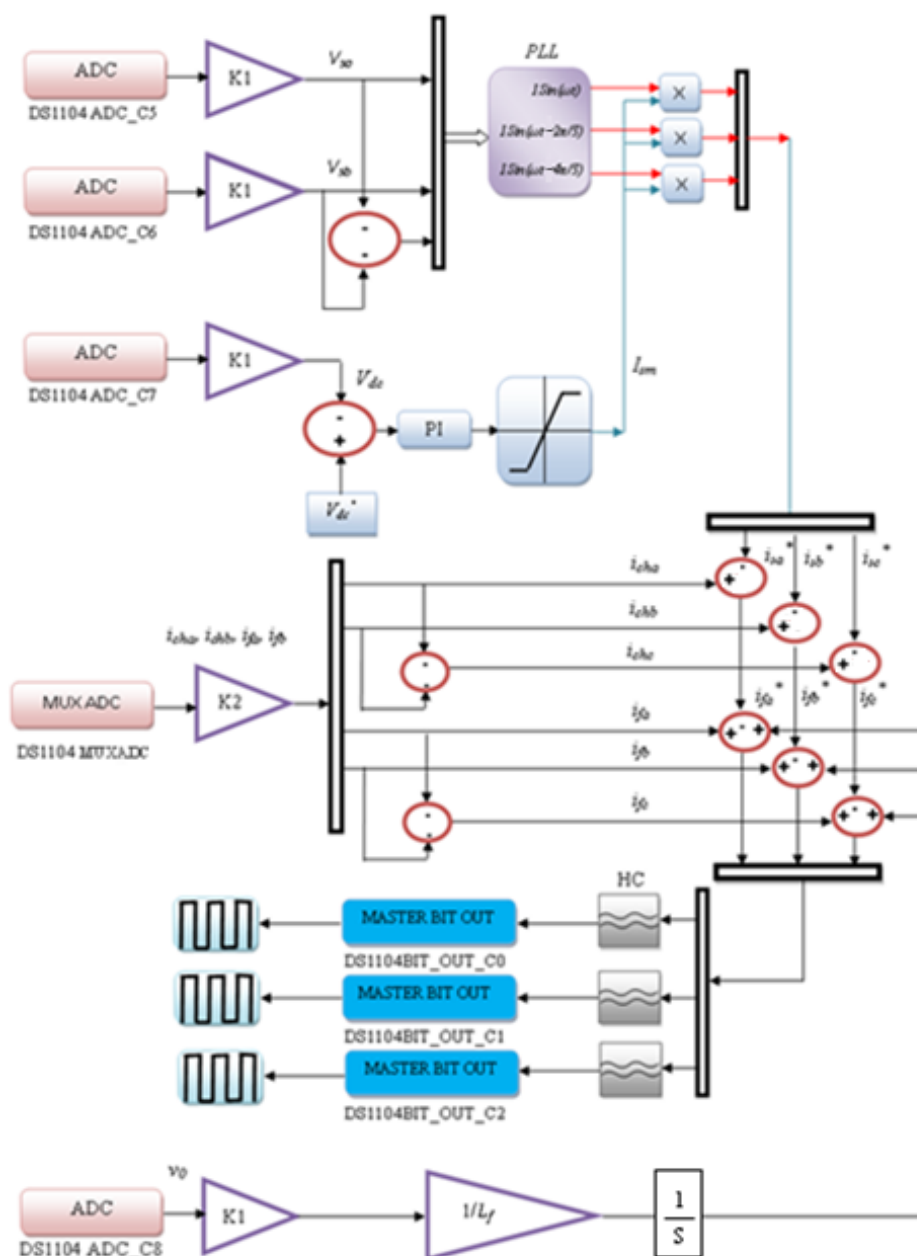


Figure 2.29. Schéma bloc de la commande par hystérésis numérique à bande variable.

En ce qui concerne les résultats expérimentaux relevés lors des essais réalisés. En premier lieu, nous présentons les résultats représentant les caractéristiques de la charge non-linéaire utilisée du banc d'essais et nous analysons l'influence de cette dernière sur la source d'alimentation. Ensuite, nous exposons les résultats obtenus après le filtrage à l'aide de la commande par hystérésis numérique à bande fixe. Pour terminer, nous présentons les résultats de la commande par hystérésis numérique à bande variable en régime permanent et en régime transitoire lors d'une variation de la consigne de la tension du bus continu du FAP et d'une variation de la charge.

2.4.1.3.1. Résultats Obtenus Avant le Filtrage

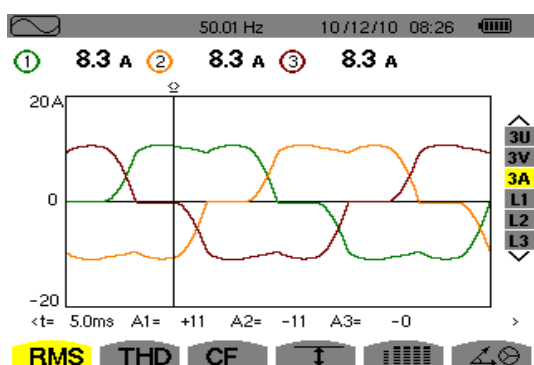


Figure 2.30. Courants de source.

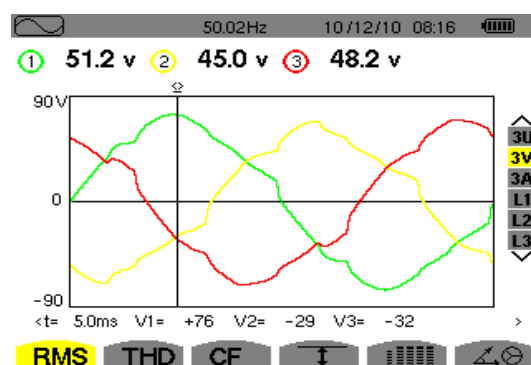


Figure 2.31. Tensions simples de source.

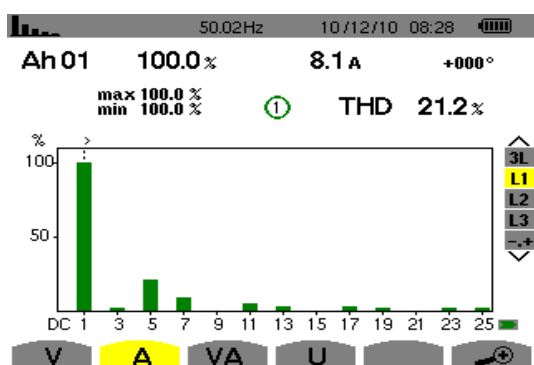
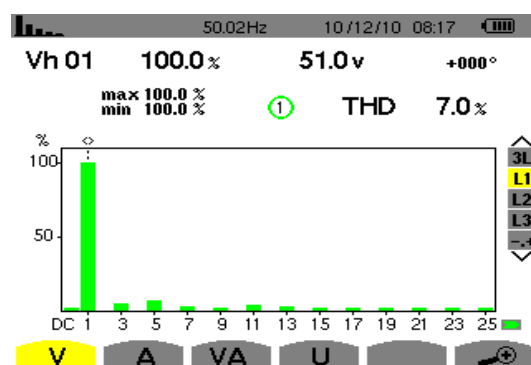
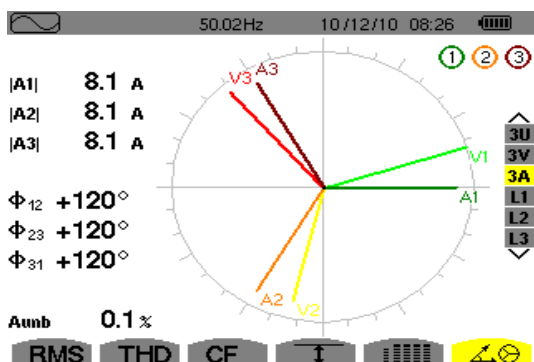
Figure 2.32. Spectre harmonique associé au courant de source i_{sa} .Figure 2.33. Spectre harmonique associé à la tension de source v_{sa} .

Figure 2.34. Diagramme vectoriel des tensions et des courants de la charge non-linéaire.

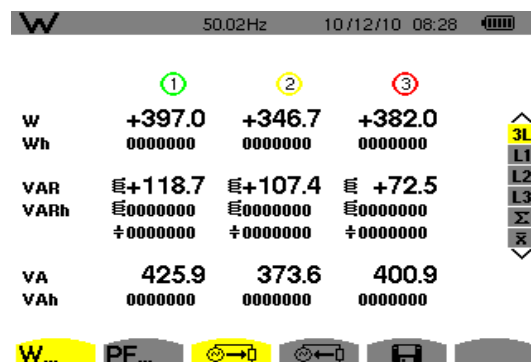


Figure 2.35. Bilan des puissances de la charge non-linéaire avant le filtrage.

Les figures 2.30 et 2.31 montrent respectivement les courants et les tensions de source. On constate que les formes d'ondes des courants de source sont distordus et influent négativement sur les allures des tensions, car la source possède une impédance interne non négligeable. L'analyse spectrale (avec une plage de 1250 Hz) montre bien la présence des harmoniques d'ordre impair (figures 2.32 et 2.33) avec des taux de distorsion importants ($THD_{isa} = 21.2\%$, $THD_{vsa} = 7\%$).

La figure 2.34 présente le déphasage entre les deux systèmes de tension et de courant. On constate que les termes fondamentaux des courants de source sont déphasés par rapport aux tensions d'un angle de 18° , ce qui signifie que le pont redresseur consomme de la puissance réactive à la fréquence fondamentale. Cette consommation de la puissance réactive est bien montrée dans le bilan des puissances consommées par la charge non-linéaire (figure 2.35).

2.4.1.3.2. Résultats Obtenus Après le Filtrage à l'Aide de la Commande par Hystérésis à Bande Fixe

Dans ce paragraphe, on présente les résultats expérimentaux obtenus lors de la mise en service du FAP en parallèle avec le système (réseau et charge non-linéaire). La commande par hystérésis numérique à bande fixe est appliquée avec une bande 2 A pour avoir une fréquence de modulation maximale $f_c = 20 \text{ kHz}$.

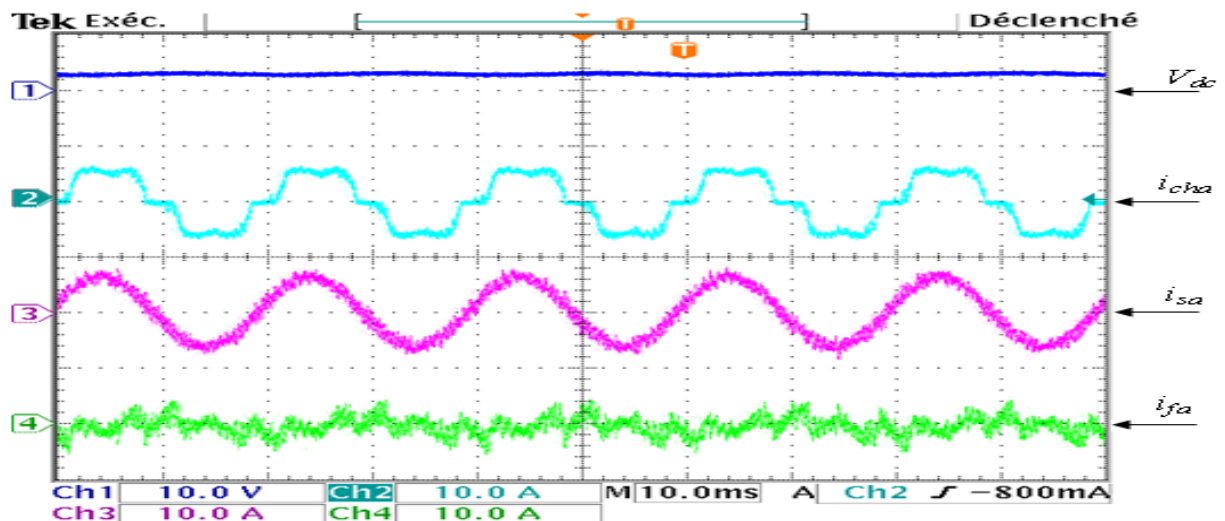


Figure 2.36. De haut en bas : Allures de V_{dc} , i_{cha} , i_{sa} et i_{fa} .

Echelles : $\{V_{dc} (50 \times 10 \text{ V/div}), i_{cha} (2 \times 10 \text{ A/div}), i_{sa} (2 \times 10 \text{ A/div}), i_{fa} (2 \times 10 \text{ A/div})\}$.

Les résultats illustrés sur les figures (2.36 à 2.42) sont obtenus après le filtrage et en régime permanent pour le cas de la commande par hystérésis à bande fixe, dont la bande d'hystérésis est fixée à 2 A. La régulation de la tension du bus continu du FAP est implantée numériquement dans le système dSPACE, réalisée à l'aide d'un régulateur PI. La tension du bus continu est arrivée à la valeur imposée par la consigne de la régulation de tension (tension de référence égale à 160 V). La commande par hystérésis à bande fixe permet de réduire les harmoniques des courants de source et de minimiser le déphasage entre le terme fondamental du courant de source et la tension. Le *THD* du courant de source est de 8.3% et la forme de

celui-ci présente des ondulations importantes, ce qui détériore un peu la forme de la tension ($THD_{v_{sa}}=10.2\%$).

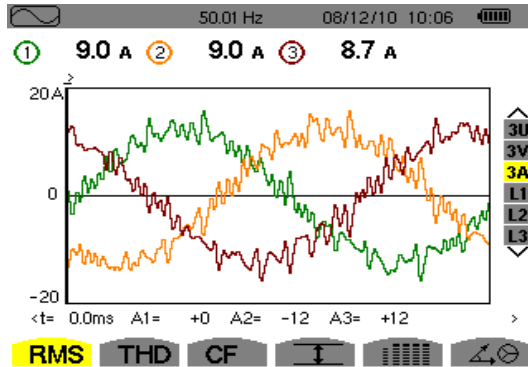


Figure 2.37. Courants de source.

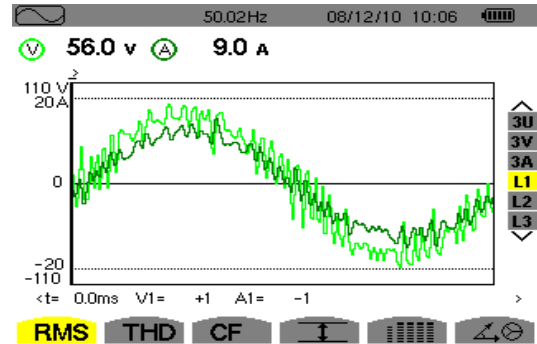


Figure 2.38. Tension simple et courant de source de la phase a.

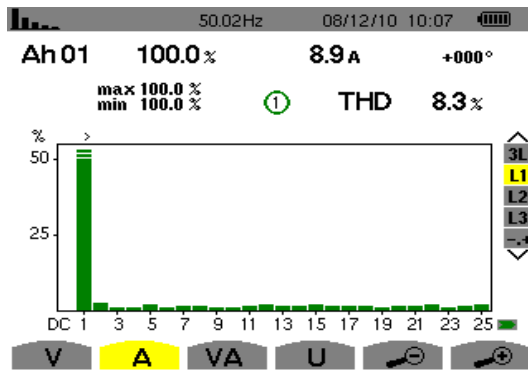


Figure 2.39. Spectre harmonique associé au courant de source i_{sa} .

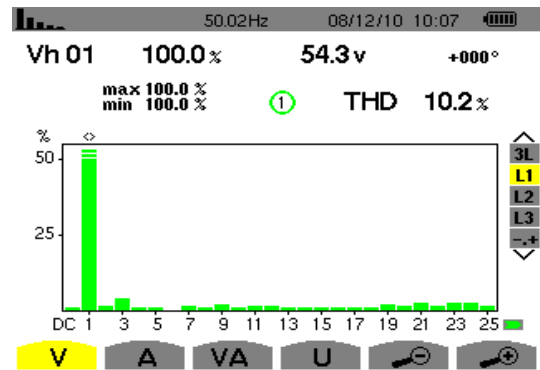


Figure 2.40. Spectre harmonique associé à la tension de source v_{sa} .

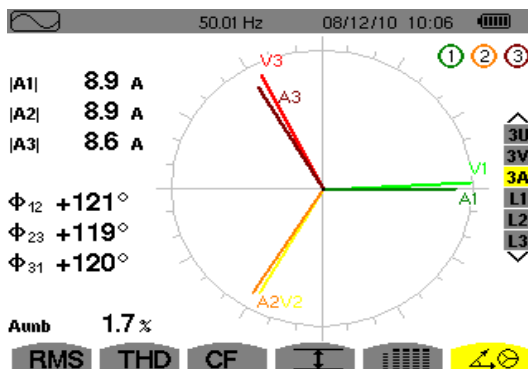


Figure 2.41. Diagramme vectoriel des tensions et des courants de la charge non-linéaire.

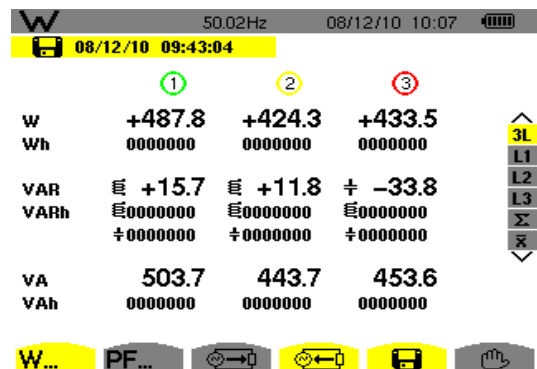


Figure 2.42. Bilan des puissances de la charge non-linéaire après le filtrage.

2.4.1.3.3. Résultats Obtenus Après le Filtrage à l'Aide de la Commande par Hystérésis à Bande Variable

La fréquence de modulation désirée est fixée à $f_d=20$ kHz, et la bande d'hystérésis varie selon l'expression (2.25).

a) Résultats Obtenus en Régime Permanent

Les résultats illustrés sur les figures (2.43 à 2.50) sont obtenus après le filtrage dans le cas de la commande par hystérésis à bande variable en régime permanent, dont la fréquence désirée est fixée à 20 kHz. On remarque que la commande par hystérésis à bande variable permet d'améliorer les performances du système de filtrage. Les ondulations du courant de source sont réduites par rapport au cas de la commande par hystérésis à bande fixe. Le *THD* de celui-ci est de 5.2 % et celui de la tension est de 7.5%.

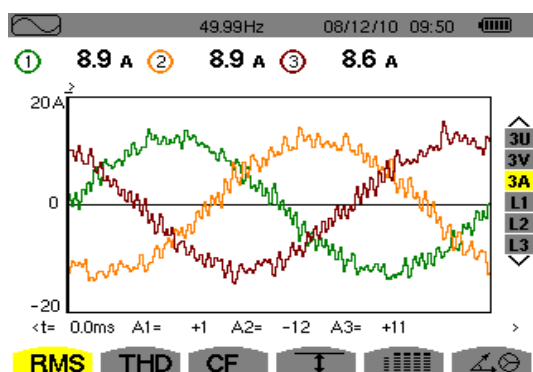


Figure 2.43. Courants de source.

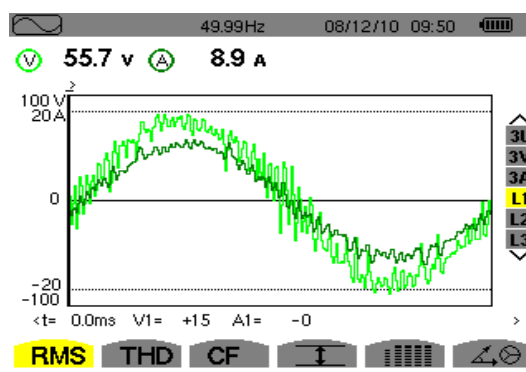


Figure 2.44. Tension simple et courant de source de la phase a.

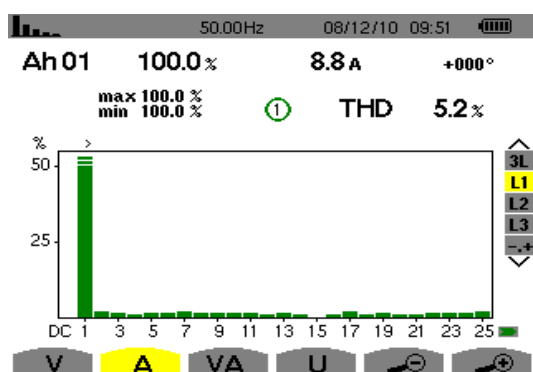


Figure 2.45. Spectre harmonique associé au courant de source i_{sa} .

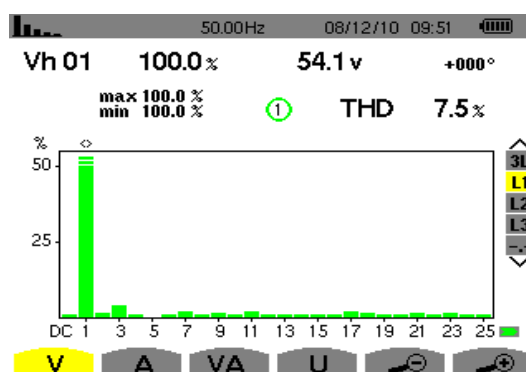


Figure 2.46. Spectre harmonique associé à la tension de source v_{sa} .

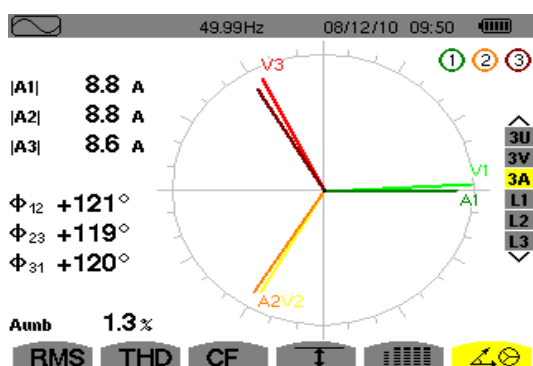


Figure 2.47. Diagramme vectoriel des tensions et des courants de la charge non-linéaire.

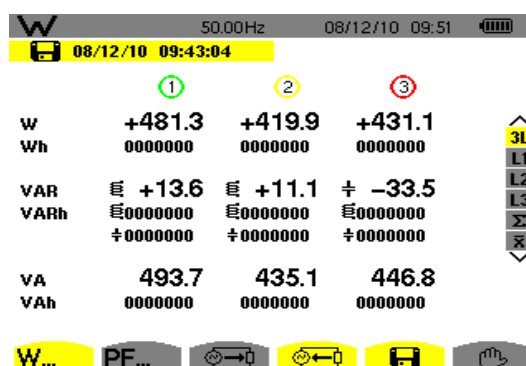


Figure 2.48. Bilan des puissances de la charge non-linéaire après le filtrage.

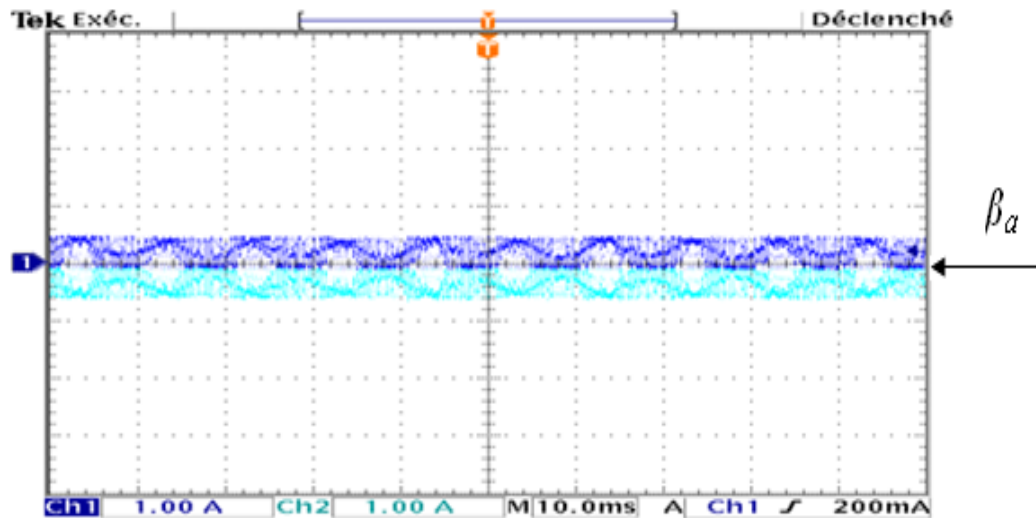


Figure 2.49. Allure de la bande d'hystérésis de la phase « a ».

Echelles : $\{\beta_a (2 \times 1A/div)\}$.

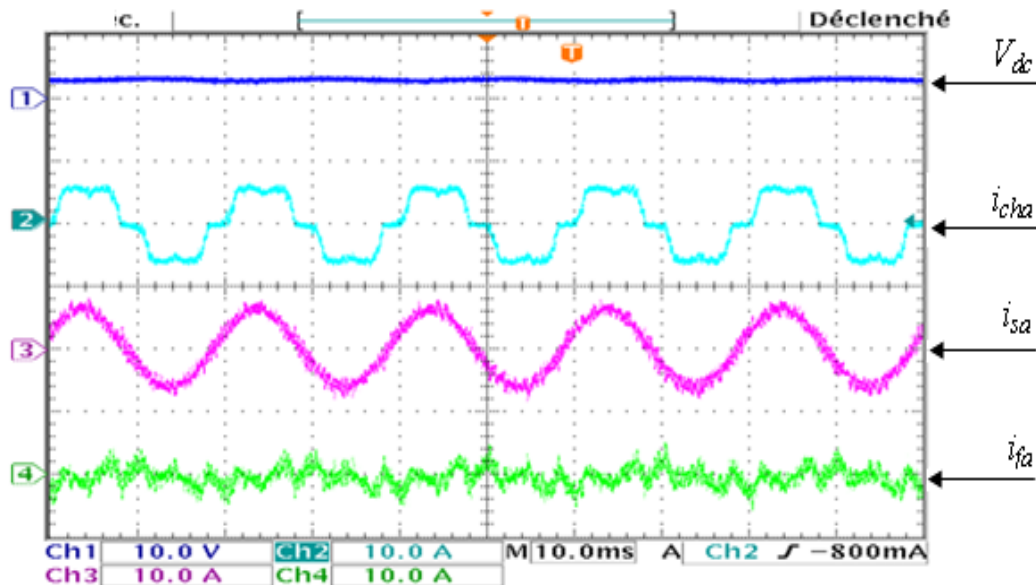


Figure 2.50. De haut en bas : Allures de V_{dc} , i_{cha} , i_{sa} et i_{fa} .

Echelles : $\{V_{dc} (50 \times 10V/div), i_{cha} (2 \times 10A/div), i_{sa} (2 \times 10A/div), i_{fa} (2 \times 10A/div)\}$.

b) Résultats Obtenus en Régime Transitoire

1) Test de la Variation de la Tension de Référence du Bus Continu

Dans ce test expérimental, la référence de la tension du bus continu est diminuée de 160 à 150 V. Ce test est effectué pour un réglage classique à base d'un régulateur *PI*. Les formes d'ondes obtenues sont illustrées sur la figure 2.51. On remarque que la tension du bus continu suit sa nouvelle référence avec une grande rapidité et la commande par hystérésis à bande variable implantée assure un courant sinusoïdal pour la source même lors du changement de la tension de référence du bus continu du FAP.

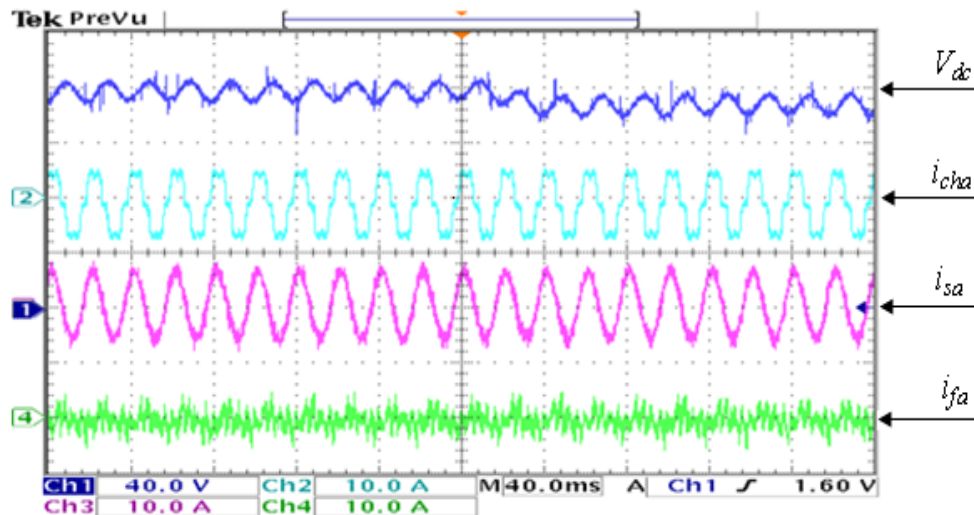


Figure 2.51. De haut en bas : Allures de V_{dc} , i_{cha} , i_{sa} et i_{fa} .
Echelles : $\{V_{dc} (1 \times 40V/div), i_{cha} (2 \times 10A/div), i_{sa} (2 \times 10A/div), i_{fa} (2 \times 10A/div)\}$.

2) Test de la Variation de la Charge

Les résultats des tests de la variation de la charge sont indiqués sur la figure 2.52 pour une augmentation de la résistance de charge de 9.54Ω à 21Ω , et sur la figure 2.53 pour une diminution de la résistance de charge de 21Ω à 9.54Ω .

On remarque que la commande par hystérésis à bande variable assure un courant sinusoïdal pour la source même lors du changement de la charge. Concernant la tension V_{dc} du bus continu, elle subit une légère augmentation avant de décroître et de se stabiliser lors de l'augmentation de la résistance de charge et une légère diminution avant de croître et de se stabiliser lors de la diminution de la résistance de charge. Ces résultats montrent que le FAP est influencé instantanément par le changement de la charge mais il est capable de retourner rapidement son efficacité.

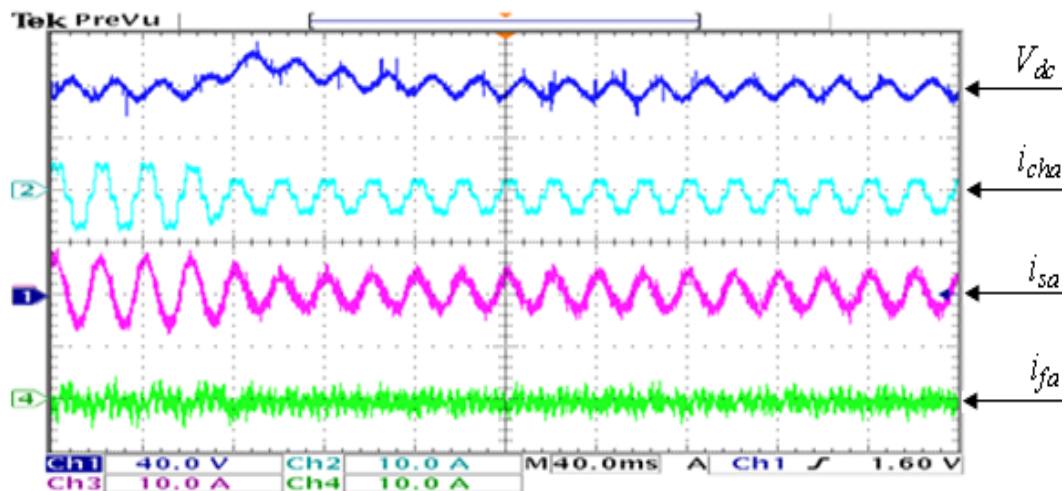


Figure 2.52. De haut en bas : Allures de V_{dc} , i_{cha} , i_{sa} et i_{fa} .
Echelles : $\{V_{dc} (1 \times 40V/div), i_{cha} (2 \times 10A/div), i_{sa} (2 \times 10A/div), i_{fa} (2 \times 10A/div)\}$.

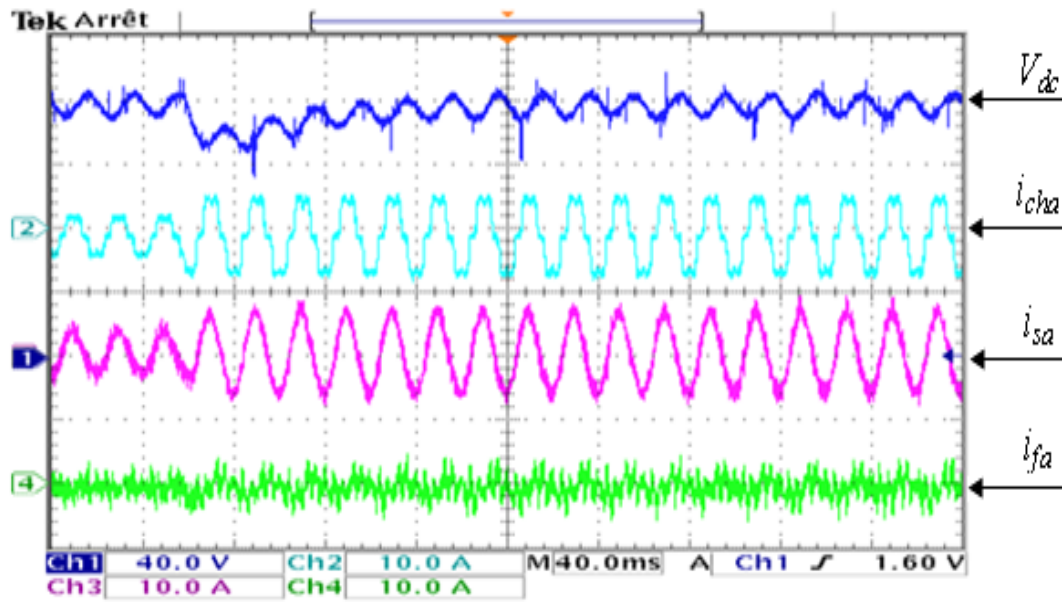


Figure 2.53. De haut en bas : Allures de V_{dc} , i_{cha} , i_{sa} et i_{fa} .

Echelles : $\{V_{dc} (1 \times 40V/div), i_{cha} (2 \times 10A/div), i_{sa} (2 \times 10A/div), i_{fa} (2 \times 10A/div)\}$.

D'après les résultats qu'on a présentés, nous constatons une bonne concordance entre les résultats de simulation et d'expérimentation. Pour le même type de contrôle, les résultats obtenus sont proches et donc satisfaisants, ce qui valide les simulations effectuées et ce qui valide aussi l'efficacité de la commande proposée dans notre travail.

Nous signalons que l'implantation du contrôle par hystérésis à bande variable proposé dans ce travail nous permet d'obtenir de bonnes performances par rapport au contrôle par hystérésis classique pour les mêmes conditions de fonctionnement. Les résultats obtenus peuvent être améliorés lorsqu'on augmente l'inductance de lissage du FAP, car d'après l'expression de la loi de commande implantée donnée par l'équation (2.25), nous constatons que l'inductance de lissage du FAP possède une grande influence. L'augmentation de cette inductance va nous permettre de diminuer la variation rapide de l'erreur de courant, de diminuer la largeur de la bande d'hystérésis et donc de réduire les ondulations de courant de source. On peut aussi améliorer les performances de contrôle proposé par la diminution de la période d'échantillonnage du système dSPACE qui va nous permettre d'augmenter le nombre d'échantillons par période du signal du réseau, ce qui améliore encore les performances expérimentales du FAP.

2.4.2. Régulation par Dead-Beat à Hystérésis de la Fréquence de Modulation

Afin d'avoir un contrôle plus efficace, robuste et ne demande aucune information sur les paramètres du système, nous développons une méthode qui permet d'adapter la bande d'hystérésis selon un raisonnement prédictif [43].

La figure suivante montre l'adaptation de la bande d'hystérésis pour deux périodes de commutation successives.

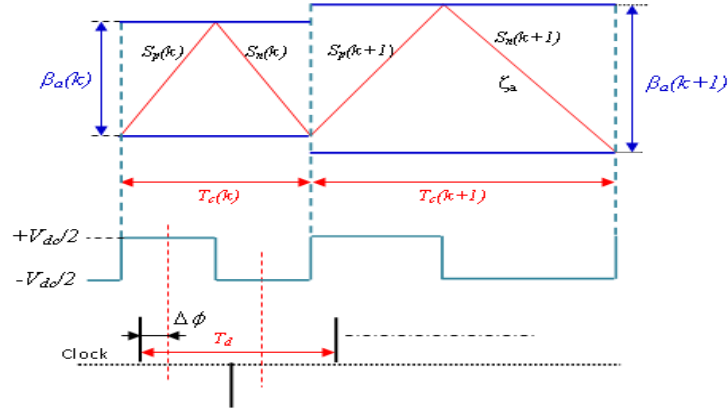


Figure 2.54. Contrôle Dead-Beat du premier ordre.

A partir de la figure 2.54, on déduit les équations suivantes :

$$\begin{cases} \beta_a = S_p \cdot T_{on} = S_n \cdot T_{off} \\ T_c = T_{on} + T_{off} \end{cases} \quad (2.26)$$

Où : S_p et S_n sont respectivement les pentes positives et négatives de l'erreur de courant ζ_a dans la période de modulation.

Pour une période de commutation correspondant à k , nous avons :

$$T_c(k) = \beta_a(k) \cdot \frac{S_p(k) + S_n(k)}{S_p(k) \cdot S_n(k)} \quad (2.27)$$

Pour une période de commutation correspondant à $k+1$, nous avons :

$$T_c(k+1) = \beta_a(k+1) \cdot \frac{S_p(k+1) + S_n(k+1)}{S_p(k+1) \cdot S_n(k+1)} \quad (2.28)$$

Pour deux périodes de commutation successives, nous avons l'hypothèse simplificatrice suivante :

$$\begin{aligned} S_p(k) &= S_p(k+1) \\ S_n(k) &= S_n(k+1) \end{aligned} \quad (2.29)$$

De (2.27), (2.28) et (2.29), on déduit l'équation de contrôle :

$$\beta_a(k+1) = \beta_a(k) \cdot \frac{T_c(k+1)}{T_c(k)} \quad (2.30)$$

Le principe de contrôle donné par (2.30) est de maintenir la période de modulation constante, dont $T_c(k+1)$ est la période de modulation qu'on veut imposer et $T_c(k)$ est la période mesurée (réelle). C'est-à-dire pour définir la période $T_c(k+1)$, on prévoit à l'instant k la largeur de bande d'hystérésis $\beta_a(k+1)$. En effet, ce raisonnement sert à calculer la meilleure largeur de bande pour garder l'erreur entre la période de modulation réelle et la période de modulation désirée égale à zéro.

Ce raisonnement conduit à une loi de contrôle prédictif (Dead-Beat) du premier ordre. Cette loi de commande est simple, elle est capable d'assurer une bonne régulation de la fréquence de commutation sans aucune information demandée sur les paramètres du système, mais elle ne peut pas contrôler la position des impulsions de commande, ce qui conduit à une distribution aléatoire des impulsions de modulation.

La loi Dead-Beat du premier ordre exprimée par l'équation (2.30) assure uniquement une fréquence de commutation constante, la position des impulsions de commande n'est plus contrôlée. Différents travaux ont été réalisés sur la commande par hystérésis à fréquence fixe. Différentes méthodes ont été notamment étudiées pour assurer la synchronisation, parmi lesquelles un algorithme Dead-Beat du deuxième ordre a été réalisé par [10], son principe est de modifier séparément les deux bandes d'hystérésis, l'entrée est l'intervalle du temps entre le passage à zéro de l'erreur de courant et un signal de synchronisation externe.

Maintenant, on introduit une amélioration additionnelle en apportant une modification à l'équation (2.30), dont l'erreur de phase entre une horloge externe et le signal de contrôle est introduite pour assurer une bonne régulation de la position des impulsions de commande. La solution est d'implémenter la PLL qui est généralement une solution efficace pour synchroniser deux signaux si les conditions de stabilité sont respectées.

La PLL est un dispositif qui consiste à synchroniser deux signaux [47,48], elle maintient le signal de sortie synchronisé à une référence d'entrée en fréquence et aussi bien en phase. De plus, la PLL est simplement un cerveau système, qui contrôle la phase de son signal de sortie de telle façon que l'erreur de phase entre la phase de sortie et la phase de référence se réduit au minimum. Le schéma bloc de base de la PLL comporte un détecteur de phase, un filtre de la boucle et un oscillateur contrôlé en tension (Voltage Controlled Oscillator (VCO)) [48]. Dans notre cas, le schéma bloc de la PLL utilisé pour modifier l'équation (2.30) est

représenté sur la figure 2.55 qui comporte un détecteur de phase pour détecter l'erreur de phase entre l'horloge de référence avec fréquence f_d et le signal de commutation avec fréquence f_c , un filtre PI et un comparateur à hystérésis (HC) utilisé comme oscillateur contrôlé en tension (VCO).

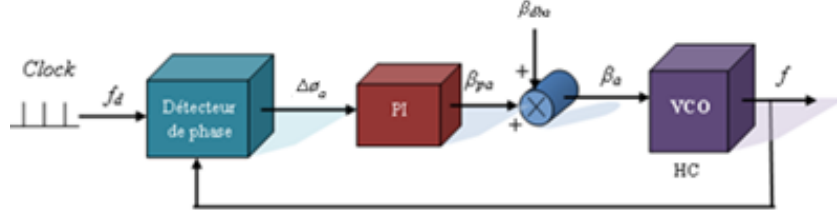


Figure 2.55. Schéma bloc de la PLL.

La PLL est un système asservi, qui assure non seulement une fréquence de modulation constante, mais minimise également le déplacement de phase $\Delta\phi_a$ entre le signal de référence externe (signal de synchronisation) et le signal réel du système avec une précision limitée par le gain de la boucle. Le déplacement de phase $\Delta\phi_a$ est détecté entre le centre de l'impulsion de commande et l'horloge externe, ce qui correspond au passage à zéro de l'erreur de courant afin de garantir une réduction optimale des ondulations du courant [6]. Le schéma bloc de l'implantation de la commande par hystérésis à bande adaptative à base de Dead-Beat de la phase « a » est représenté sur la figure 2.56.

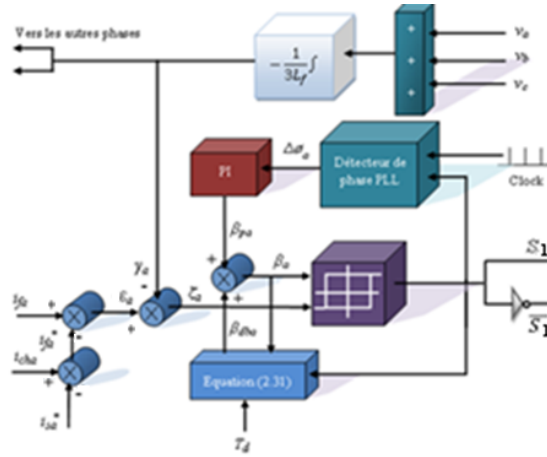


Figure 2.56. Schéma bloc de la commande Dead-Beat à hystérésis de la phase « a ».

Finalement l'équation de contrôle (2.30) devient :

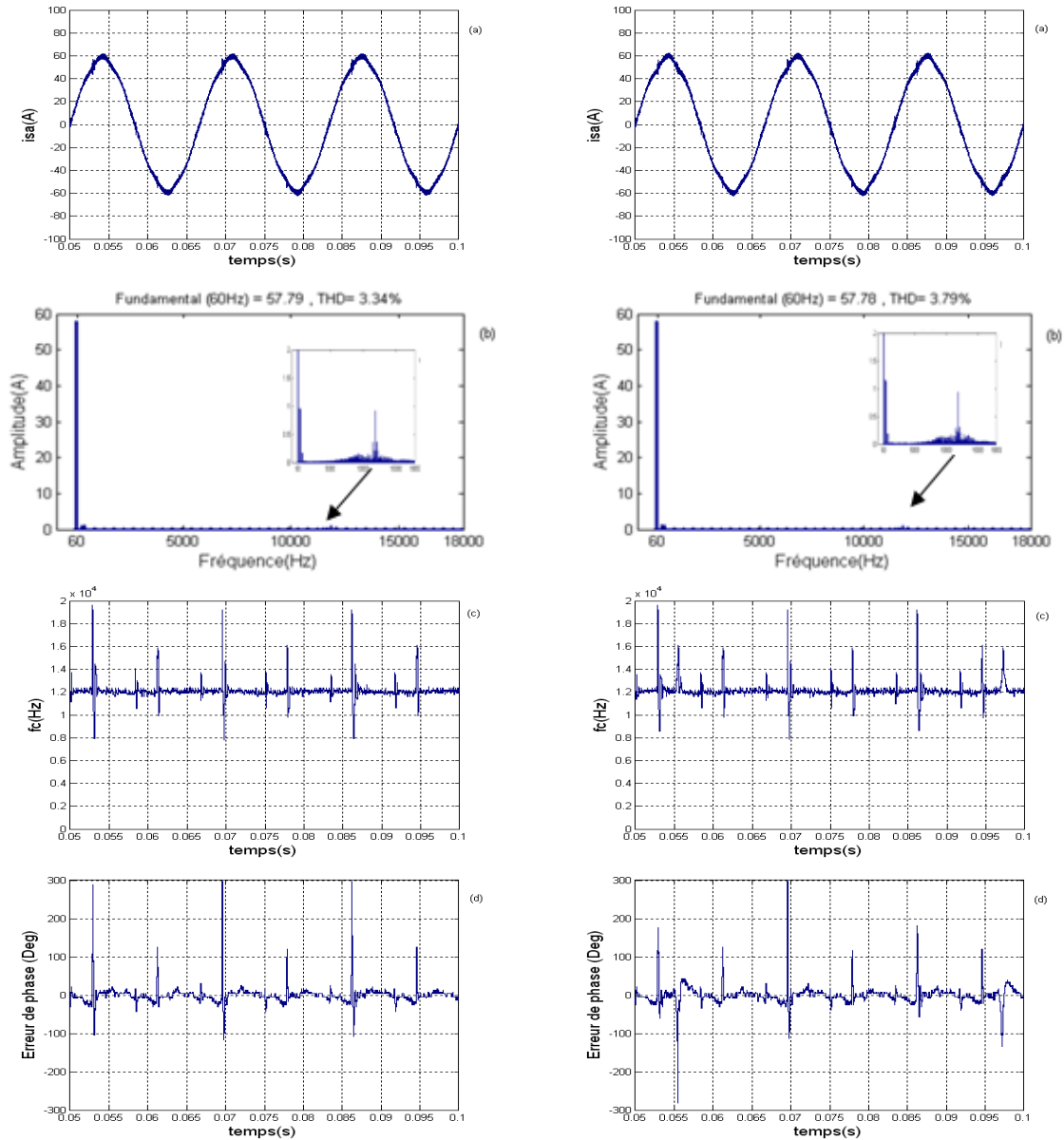
$$\beta_{dba}(k+1) = \left(1 + \frac{K_i + SK_p}{S} \cdot \frac{\Delta\phi_a}{T_d}\right) \cdot \frac{T_d}{T_c(k)} \cdot \beta_a(k) \quad (2.31)$$

La même expression de la bande d'hystérésis peut être écrite pour les autres phases b et c.

2.4.2.1. Résultats de Simulation

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les résultats de simulation concernant la commande Dead-Beat à hystérésis du FAP triphasé. Cette étude justifiera les bonnes performances de cette technique en régime permanent et en régime transitoire lors du changement brusque de la charge pour les deux types de régulateurs de la tension du bus continu PI et Flou. La fréquence de commutation choisie est de 12 kHz.

2.4.2.1.1. Etude du Comportement du FAP en Régime Permanent



Régulateur PI.

Régulateur Flou.

Figure 2.57. Résultats de simulation du système en régime permanent : (a). Courant de source i_{sa} , (b). Spectre harmonique associé à i_{sa} , (c). Fréquence de commutation f_c , (d). Erreur de phase $\Delta\theta$.

Pour une fréquence de commutation choisie 12 kHz et pour les deux types de régulateurs PI et flou, nous avons présenté sur la figure 2.57 les différentes formes d'ondes : le courant de source i_{sa} et son spectre harmonique, la fréquence de commutation et l'erreur de phase. On remarque que la commande Dead-Beat à hystérésis est capable de fixer la fréquence de modulation à la fréquence choisie et de synchroniser les impulsions de commande (l'erreur de phase varie autour de zéro, entre $+30^\circ$ et -30°). On peut noter aussi que les ondulations du courant de source sont réduites, ce qui montre que son THD est inférieur à 5% pour un rang=300.

2.4.2.1.2. Influence de la Tension du Bus Continu du FAP

La tension du bus continu du FAP V_{dc} est un paramètre très important, car ce terme dépend de la tension normalisée (équation 2.23) et par conséquent du gain de la boucle de régulation de la fréquence. La diminution de V_{dc} provoque l'augmentation de la tension normalisée et l'augmentation considérable de la tension normalisée peut provoquer l'instabilité du système et peut dégrader les performances du FAP.

Nous avons fixé la fréquence de commutation à 12 kHz. L'influence de la tension V_{dc} sur le THD du courant de source est représentée sur la figure 2.58 pour un rang=40 et sur la figure 2.59 pour un rang=300. On remarque que l'augmentation de V_{dc} conduit dans un premier temps à une diminution effective du THD_{isa} , mais après une certaine valeur (de l'ordre de 600 V) la diminution du THD_{isa} est très lente et peu significative. Il est à noter aussi que la structure avec régulateur PI présente un THD_{isa} meilleur que la structure avec régulateur flou.

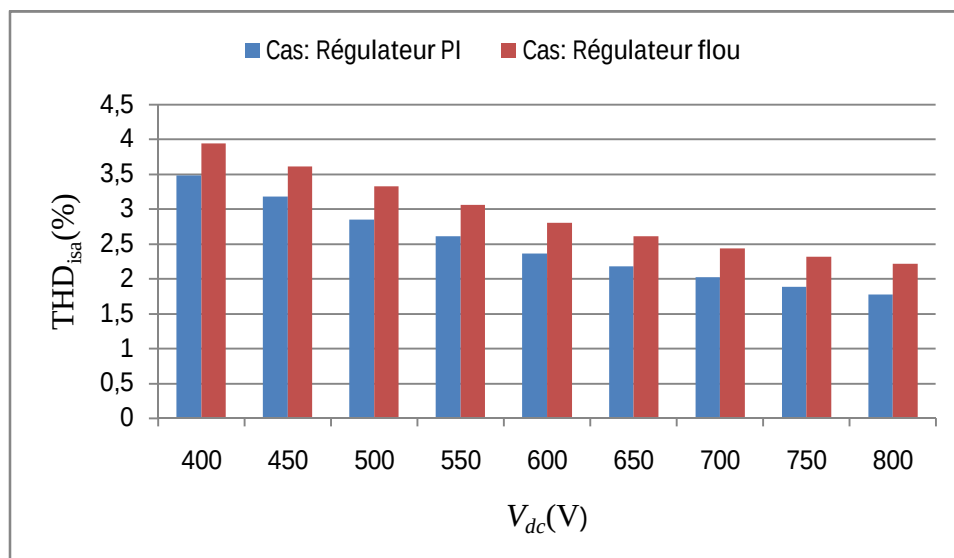


Figure 2.58. THD du courant de source en fonction de V_{dc} pour un rang= 40.

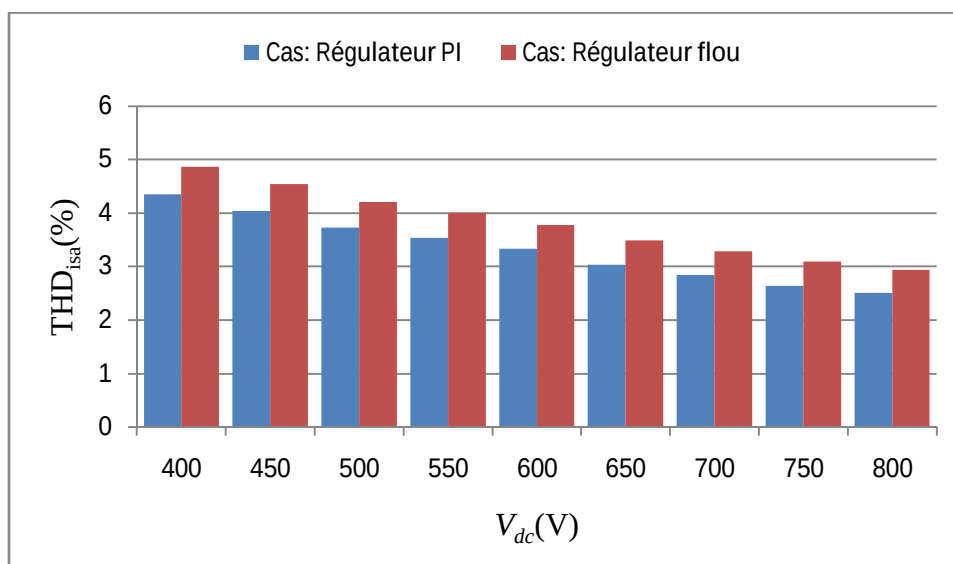


Figure 2.59. THD du courant de source en fonction de V_{dc} pour un rang= 300.

Pour les différentes valeurs de V_{dc} , nous avons déduit les valeurs maximales de la tension normalisée correspondantes qui sont indiquées sur le tableau suivant :

Tableau 2.8. Variation de la tension normalisée maximale en fonction de la tension du bus continu.

V_{dc}	400	450	500	550	600	650	700	750	800
v_{nmax}	0.98	0.94	0.85	0.78	0.7	0.65	0.6	0.56	0.52

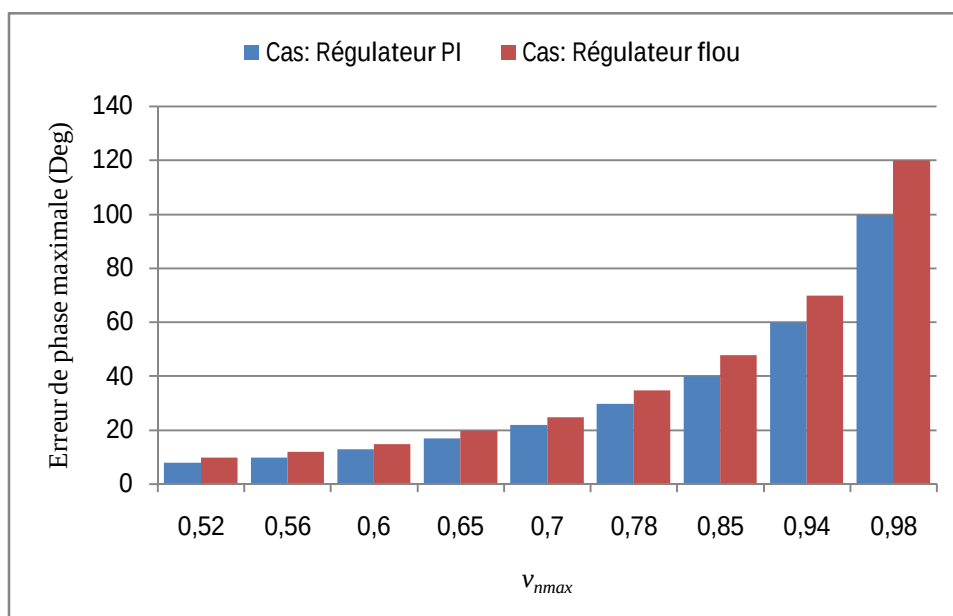


Figure 2.60. Erreur de phase maximale en fonction de la tension normalisée maximale.

La figure 2.60 montre l'influence de la tension normalisée sur l'erreur de phase. On remarque que l'erreur de phase augmente avec l'augmentation de la tension normalisée et peut atteindre de grandes valeurs quand la tension normalisée s'approche de l'unité, car la PLL peut perdre la synchronisation des impulsions de modulation pour ces grandes valeurs de la tension normalisée et par conséquent le système peut perdre sa stabilité. On peut aussi observer que la structure du FAP avec le régulateur PI présente une erreur de phase inférieure à celle présentée par la structure à régulateur flou surtout pour une tension normalisée proche de l'unité.

2.4.2.1.3. Etude du Comportement du FAP en Régime Transitoire

Nous allons étudier dans ce paragraphe les performances et le comportement du FAP lors d'un régime transitoire de la charge polluante. Pour cela nous avons effectué une augmentation brusque de la résistance de la charge du pont à diodes de $5\ \Omega$ à $8\ \Omega$ à l'instant 0.01 s , puis une diminution de $8\ \Omega$ à $5\ \Omega$ à l'instant 0.15 s .

Les figures 2.61 et 2.62 montrent respectivement la réponse du FAP lors de variation de la charge pour un régulateur PI et un régulateur flou. Comme on le constate, la commande Dead-Beat à hystérésis réagit bien au changement de charge et le FAP assure un courant sinusoïdal pour la source même lors de ce changement. Concernant la tension V_{dc} du bus continu, elle subit une légère augmentation avant de décroître et de se stabiliser lors de l'augmentation de la résistance de charge et une légère diminution avant de croître et de se stabiliser lors de la diminution de la résistance de charge, avec un temps de réponse de 20 ms pour le régulateur PI et de 10 ms pour le régulateur flou.

Ces résultats montrent que le FAP est influencé instantanément par le changement de la charge mais il est capable de retourner rapidement à son état stable. En plus le régulateur 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.

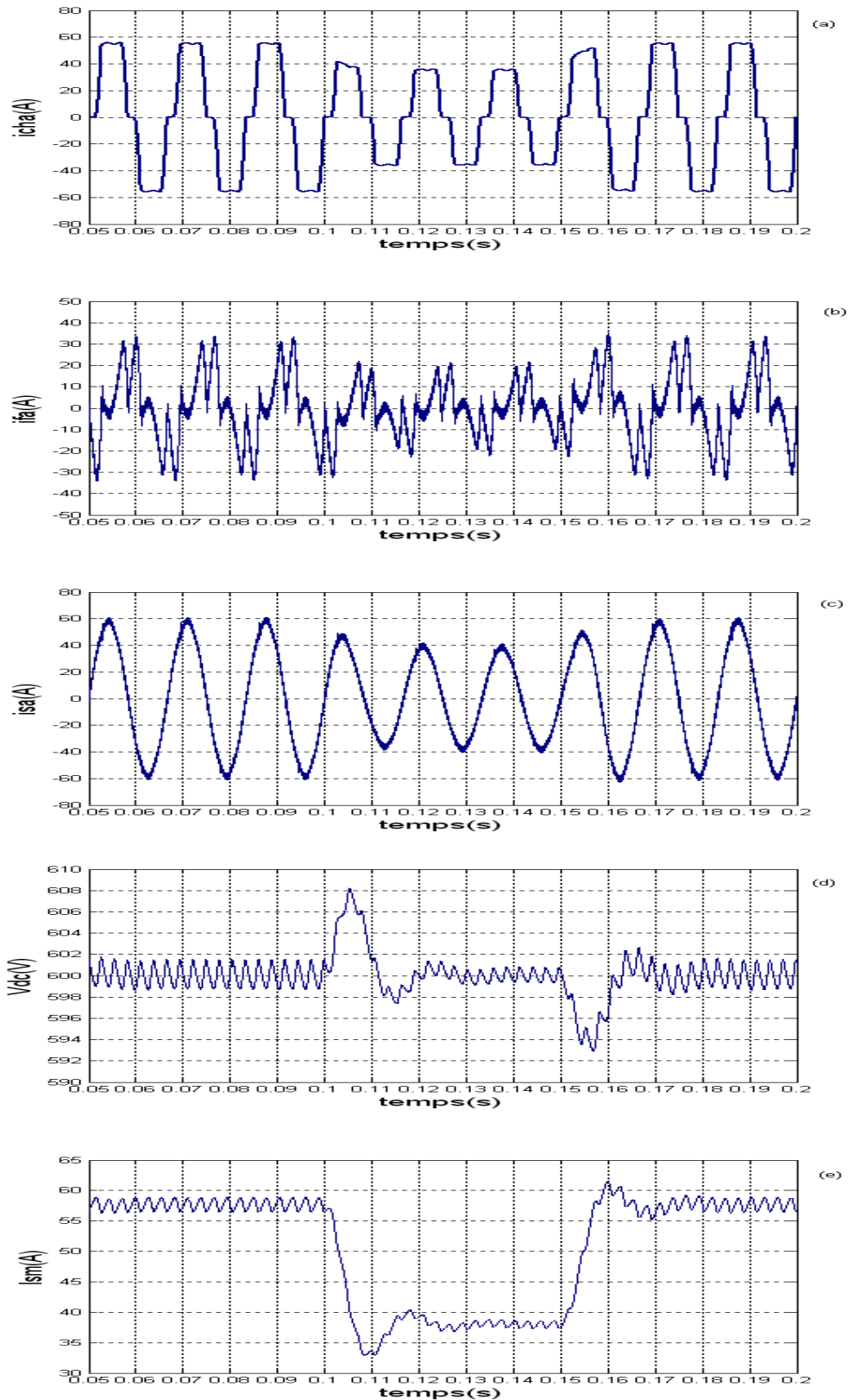


Figure 2.61. Résultats de simulation du système pour un régime transitoire de la charge polluante avec régulateur PI. (a). Courant de charge i_{cha} , (b). Courant fourni par le filtre i_{fa} , (c). Courant de source i_{sa} , (d). Tension du bus continu V_{dc} , (e). Amplitude des courants de référence I_{sm} .

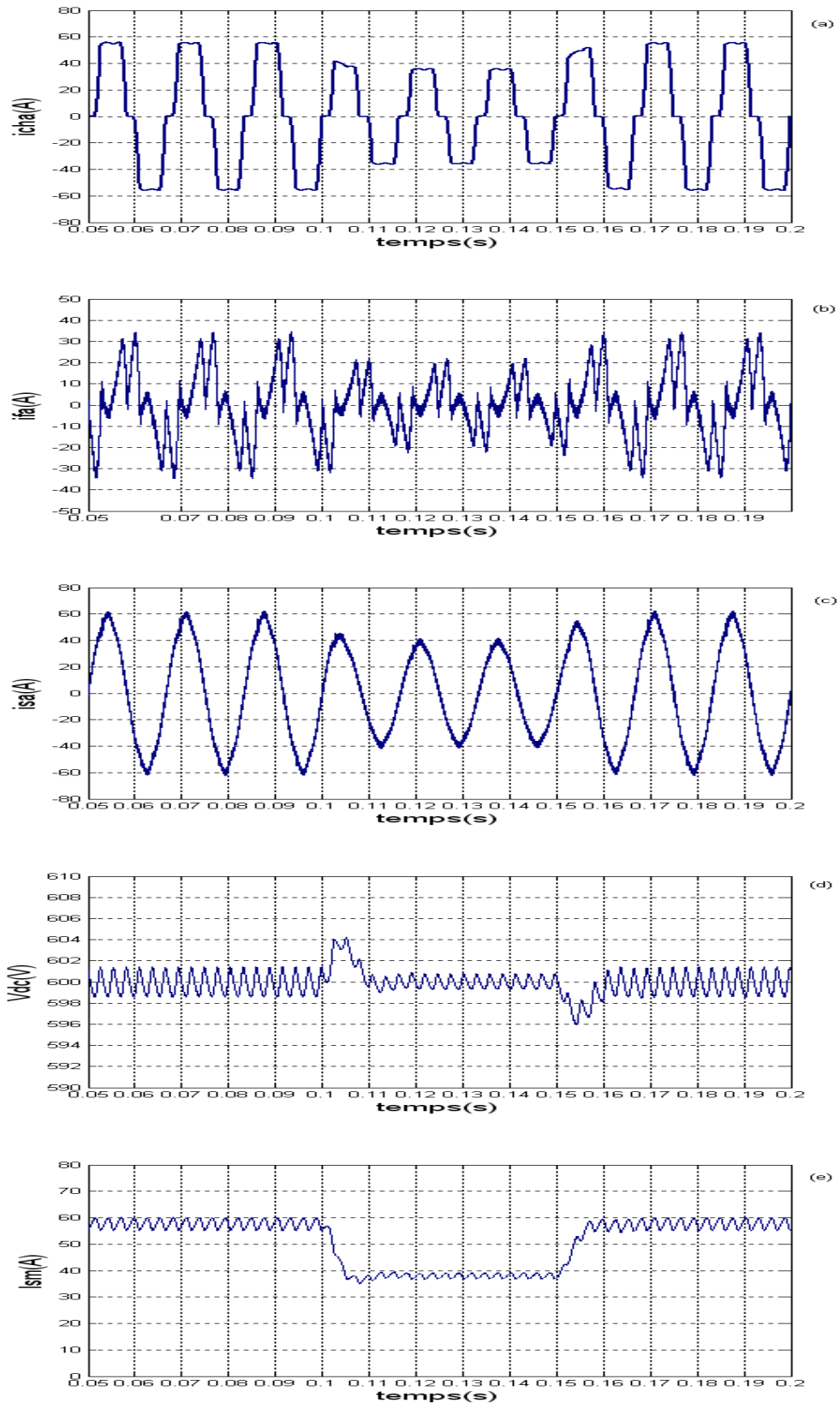


Figure 2.62. Résultats de simulation du système pour un régime transitoire de la charge polluante avec régulateur flou. (a). Courant de charge i_{cha} , (b). Courant fourni par le filtre i_{fa} , (c). Courant de source i_{sa} , (d). Tension du bus continu V_{dc} , (e). Amplitude des courants de référence I_{sm} .

2.5. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons développé deux techniques de commande à hystérésis permettant le fonctionnement à fréquence de commutation constante du FAP triphasé à structure tension ; connecté en parallèle sur le réseau afin d'éliminer la pollution harmonique de la charge non-linéaire.

En premier lieu, nous avons présenté le principe de fonctionnement du FAP triphasé commandé par la technique de commande par hystérésis conventionnelle à bande fixe. Les deux structures du FAP à neutre relié et à neutre isolé ont été traitées pour cette commande. La structure qu'on a retenue dans ce travail est celle à neutre isolé. Cette structure présente le problème des interactions entre les phases, dont la fréquence de modulation est fortement variable et difficile à maîtriser. Pour compenser ces interactions entre les phases, un découplage de l'erreur de courant a été réalisé au niveau de la partie commande.

Ensuite, nous avons développé deux techniques de commande par hystérésis avancées ayant pour objectifs de faire varier la bande d'hystérésis et de fixer la fréquence de commutation afin d'avoir des performances supérieures du FAP triphasé.

La première technique est basée sur une expression simple à implanter et exigeant une bonne connaissance des paramètres du système. En vue de tester son efficacité, dans un premier temps, nous avons mis cette technique sous test de simulation avec deux types de régulateurs de la tension du bus continu du FAP : un régulateur PI classique et un régulateur flou. Dans un second temps, nous l'avons mis sous tests expérimentaux à l'aide du système dSPACE 1104. Les résultats obtenus ont montré les bonnes performances de cette technique en régimes permanent et transitoire avec un réglage de type PI classique de la tension du bus continu du FAP. Il est à noter que ces résultats peuvent être améliorés lorsqu'on augmente l'inductance de lissage du FAP et on peut aussi améliorer les performances du contrôle proposé par la diminution de la période d'échantillonnage du système dSPACE.

La seconde technique est basée sur un raisonnement prédictif, elle est robuste, efficace et n'exigeant aucune information sur les paramètres du système. Il est à signaler qu'un autre intérêt est ajouté qui réside dans le contrôle de la position des impulsions de commande de l'onduleur du FAP triphasé. Les tests effectués sous simulation nous ont permis de montrer la bonne efficacité de cette technique en régimes permanent et transitoire pour deux types de régulateurs de la tension du bus continu du FAP triphasé PI et flou.

Une conclusion a été tirée aussi que le régulateur PI assure un *THD* du courant de source plus ou moins meilleur par rapport au régulateur flou, par contre le régulateur flou est caractérisé par un temps de réponse rapide par rapport au régulateur PI dans les régimes transitoires.

L'implémentation pratique de la deuxième technique n'a pas eu lieu dans ce travail, car elle nécessite un temps de calcul relativement long, ce qui nous a provoqué le problème de l'exécution en temps réel sur le système dSPACE 1104. Ce genre de commande peut être implanté sur d'autres systèmes comme FPGA, DSP ...etc.

CHAPITRE

3

***Fonctionnement à Fréquence de
Commutation Constante des
Convertisseurs AC/DC Non-Polluants***

CHAPITRE 3

Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs AC/DC Non-Polluants

Partie A

Redresseur *MLI* Triphasé de Tension

3.1. INTRODUCTION

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 [49].

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 sont répertoriés sous l'appellation de redresseurs à absorption de courant sinusoïdal. Parmi ces structures, les plus répandues et les plus attractives se trouvent le redresseur *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 *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 un redresseur *MLI* triphasé à absorption de courant sinusoïdal, la partie la plus importante et la plus délicate dans le contrôle du système global est la boucle de courant, dont les performances de contrôle du courant déterminent les prestations du système global. Au cours de ces dernières années, un intérêt particulier a été porté à l'étude des stratégies de contrôle qui offrent de bonnes performances en termes de rapidité, de précision et de robustesse. De nombreuses méthodes de contrôle ont été proposées ; la plupart de celles-ci peuvent être classées dans un des trois groupes : contrôle par hystérésis, contrôle indirect, contrôle prédictif [15].

Le contrôle par hystérésis classique est simple et bon marché. Comme caractéristiques avantageuses, il présente une bonne rapidité et une bonne robustesse (sa stabilité ne dépend pas des paramètres du système). Son plus grand inconvénient est que les variations de la fréquence de commutation peuvent produire une augmentation des pertes par commutation (hautes fréquences de commutation) et la non élimination de quelques harmoniques d'ordre bas (basses fréquences de commutation). Diverses modifications ont été proposées pour travailler à fréquence de commutation constante, mais ont pour inconvénients une perte de simplicité et de robustesse ainsi que la nécessité de disposer d'une bonne connaissance des paramètres du système.

Dans le cadre de cette problématique de recherche sur le fonctionnement à fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissance, la première partie de ce chapitre s'attache à étudier deux techniques de commande avancées appliquées au redresseur *MLI* ; ont pour rôle d'apporter une modification sur la bande de contrôle par hystérésis et pour objectif d'assurer une fréquence de commutation stable afin d'améliorer les performances du redresseur *MLI*. A cet effet, après l'exposition du principe de fonctionnement du redresseur *MLI* avec sa commande par hystérésis classique, nous allons introduire dans un premier temps la technique Dead-Beat à hystérésis déjà développée au chapitre 2 pour le FAP et dans un second temps une nouvelle technique basée sur la logique floue. Les performances du

redresseur *MLI* opérant avec facteur de puissance unitaire et fréquence de commutation constante avec ces deux techniques intelligentes seront vérifiées par simulation numérique à l'aide du logiciel Matlab/Simulink.

3.2. PRINCIPE DU REDRESSEUR *MLI* TRIPHASE DE TENSION

3.2.1. Schéma de la Partie Puissance du Redresseur *MLI* Triphasé de Tension

Le redresseur *MLI* est simplement un onduleur de tension utilisé à l'envers permet de produire une tension continue à partir d'un réseau alternatif (comme un redresseur à diodes), mais en absorption sinusoïdale de courant, donc à facteur de puissance unitaire [50]. Il est construit à base des composants semi-conducteurs bidirectionnels (conduisant le courant dans les deux directions grâce aux diodes en antiparallèles) et commandés à l'ouverture et à la fermeture, tels que les *IGBTs* pour de petites puissances et moyennes puissances ou les *GTOs* pour les grandes puissances [51]. 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. 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 [17].

La figure 3.1 montre le schéma du redresseur *MLI* triphasé de tension sur lequel est basée notre étude.

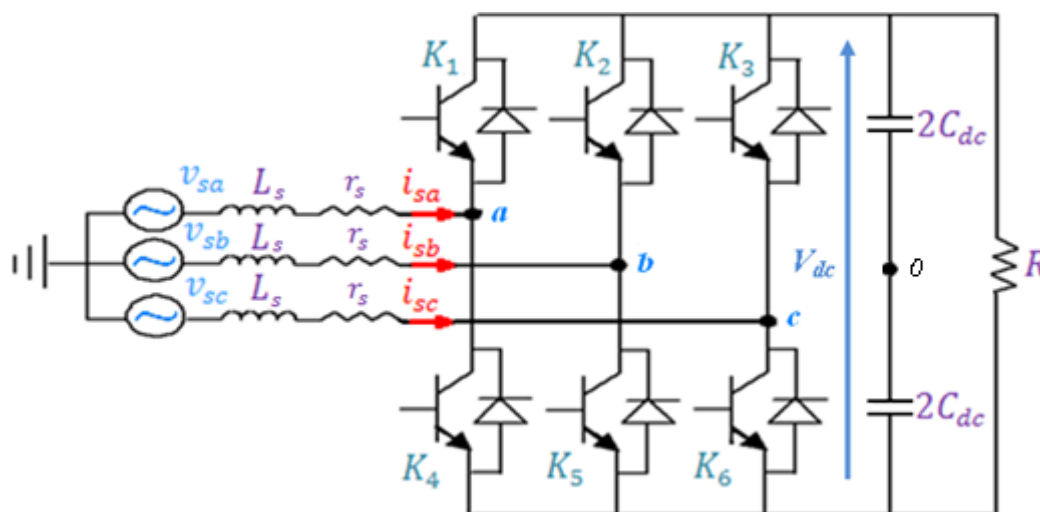


Figure 3.1. Circuit de puissance du redresseur *MLI* triphasé de tension.

Outre l'absorption de courant sinusoïdal et le fonctionnement avec un facteur de puissance proche de l'unité, le redresseur *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 [52]. Pour cette raison, le redresseur *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) [53]. Il est aussi mis en œuvre pour alimenter en tension continue d'autres types de charges.

La seule contrainte du redresseur *MLI* 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 5 kHz 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 [17].

3.2.2. Notes sur le Choix des Eléments Passifs de Filtrage

La réversibilité en courant de l'onduleur de tension autorise son fonctionnement en redresseur *MLI*. La structure de ce dernier associé à un filtre L_s d'entrée, illustrée sur la figure 3.1, est alors celle de l'onduleur de tension où le côté continu constitué de deux condensateurs. 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, quelle que soit la technique utilisée pour générer les ordres de commande (S_1 , S_2 et S_3), le redresseur peut imposer, de manière indirecte, la forme du courant dans ces inductances en contrôlant les tensions v'_a , v'_b , v'_c mesurées par rapport au neutre du réseau. En d'autres termes, la variation du courant prélevé définie par di_s/dt , en considérant la résistance série interne " r_s " négligeable, est imposée par la tension appliquée aux bornes des inductances. Les inductances se comportent aussi comme un filtre passe bas et limitent l'ondulation du courant à la fréquence de commutation.

L'efficacité et les performances du pont redresseur *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_s et le condensateur du bus continu C_{dc} . 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.

► **Inductances de couplage** : les inductances de couplage 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.

► **Condensateur de sortie** : la valeur du condensateur de sortie doit être calculée de façon à limiter les variations de la tension du bus continu. Ces variations peuvent être décomposées en trois catégories:

- *Ondulations à hautes fréquences* : en effet le condensateur doit absorber les harmoniques de courant dus au fonctionnement en commutation du redresseur et éventuellement de la charge.
- *Ondulations à basses fréquences* : des déséquilibres au niveau de la tension d'entrée provoquent une puissance d'entrée fluctuante qui doit être absorbée par le condensateur. L'amplitude de ces ondulations de tension est donc fonction de la valeur du déséquilibre et du condensateur.
- *Transitoires de la charge* : au cours d'une variation brutale de la charge, pendant le temps de réponse de la boucle externe de tension, c'est le condensateur qui doit fournir ou absorber transitoirement l'énergie demandée au prix d'une variation de la tension à ses bornes. Ce dernier critère fait intervenir la bande passante de la boucle de tension qui est au maximum d'une dizaine de Hz pour un réseau 50 Hz ; c'est donc une boucle relativement lente au regard des boucles de courant. Le calcul du condensateur établi selon ce critère s'avère donc contraignant et satisfait indirectement les critères précédents [15].

3.2.3. Systèmes d'Equations

A partir du schéma de la figure 3.1, on peut déduire les équations du système :

$$\begin{aligned} v_{sa} &= r_s i_{sa} + L_s \frac{di_{sa}}{dt} + v_a + v_O \\ v_{sb} &= r_s i_{sb} + L_s \frac{di_{sb}}{dt} + v_b + v_O \\ v_{sc} &= r_s i_{sc} + L_s \frac{di_{sc}}{dt} + v_c + v_O \end{aligned} \quad (3.1)$$

Les tensions de sortie du convertisseur par rapport au point milieu du côté continu peuvent être calculées à partir des fonctions de connexion Y_i de chacun des bras.

$$Y_i = \begin{cases} 1 & \text{Si } K_i \text{ est fermé et } K_{(i+3)} \text{ est ouvert} \\ -1 & \text{Si } K_i \text{ est ouvert et } K_{(i+3)} \text{ est fermé} \end{cases} \quad (3.2)$$

Avec $i = \{1, 2, 3\}$

$$v_a = Y_1 \frac{V_{dc}}{2}, v_b = Y_2 \frac{V_{dc}}{2}, v_c = Y_3 \frac{V_{dc}}{2} \quad (3.3)$$

Dans le cas d'un système triphasé équilibré avec neutre isolé du point milieu du côté continu, on démontre que :

$$v_o = -\frac{(v_a + v_b + v_c)}{3} = -\frac{V_{dc}(Y_1 + Y_2 + Y_3)}{6} \quad (3.4)$$

En remplaçant (3.3) et (3.4) dans le système d'équations (3.1), on obtient :

$$\begin{aligned} v_{sa} &= r_s i_{sa} + L_s \frac{di_{sa}}{dt} + \frac{V_{dc}(2Y_1 - Y_2 - Y_3)}{6} \\ v_{sb} &= r_s i_{sb} + L_s \frac{di_{sb}}{dt} + \frac{V_{dc}(2Y_2 - Y_1 - Y_3)}{6} \\ v_{sc} &= r_s i_{sc} + L_s \frac{di_{sc}}{dt} + \frac{V_{dc}(2Y_3 - Y_2 - Y_1)}{6} \end{aligned} \quad (3.5)$$

Ce système d'équations met en évidence le couplage qui existe entre les trois phases, puisque l'évolution du courant d'une phase dépend de l'état des interrupteurs des trois. Dans le système d'équations (3.1), on voit que l'évolution du courant dans une phase dépend de la tension existante entre le point milieu du côté continu et le neutre du côté alternatif v_o , qui dépend-elle même de l'état des interrupteurs des trois phases (équation (3.4)). Donc, à partir de ces équations, on constate l'importance de la tension entre le neutre et le point milieu du bus continu v_o qui agit comme une perturbation pour le contrôle du courant (figure 3.2).

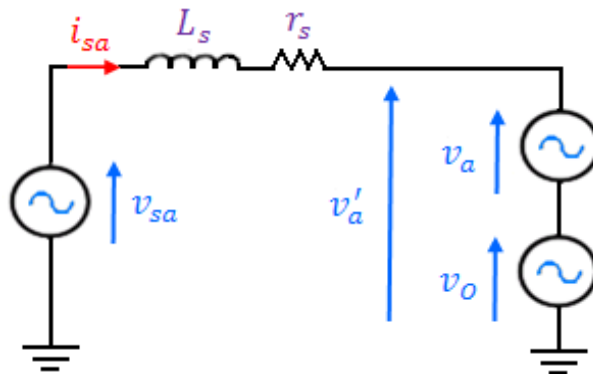


Figure 3.2. Circuit équivalent pour le contrôle du courant absorbé de la phase « a ».

La figure 3.2 montre la perturbation causée par la tension v_o . L'existence d'harmoniques dans cette tension v_o provoque l'apparition d'harmoniques dans les courants de ligne. D'ailleurs, des valeurs importantes de la tension v_o peuvent provoquer la perte de contrôle du courant. Si $|v_{sa} - v_o| \geq V_{dc}/2$, pour n'importe quelle valeur de la fonction de connexion Y_1 , la dérivée du courant est toujours positive, et croît sans qu'on puisse la contrôler.

Avant d'analyser le contrôle proposé du redresseur *MLI*, on introduit le concept de vecteur tension (courant). Cette représentation vectorielle du système triphasé permet d'obtenir des informations sur son comportement global [15].

Les tensions à l'entrée du convertisseur v'_a, v'_b, v'_c étant définies à partir des fonctions de connexion Y_i , on obtient donc huit configurations possibles. Sur le tableau 3.1, on présente les huit configurations possibles avec les valeurs de la tension correspondantes dans chaque phase (v'_a, v'_b, v'_c), ainsi que le vecteur tension correspondant à chaque combinaison.

Tableau 3.1. Valeurs des vecteurs tensions.

Y_1	Y_2	Y_3	v'_a	v'_b	v'_c	Vecteur
-1	-1	-1	0	0	0	$\vec{V}_0$
-1	-1	1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$+2V_{dc}/3$	$\vec{V}_5$
-1	1	-1	$-V_{dc}/3$	$+2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$\vec{V}_3$
-1	1	1	$-2V_{dc}/3$	$+V_{dc}/3$	$+V_{dc}/3$	$\vec{V}_4$
1	-1	-1	$+2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$\vec{V}_1$
1	-1	1	$+V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$+V_{dc}/3$	$\vec{V}_6$
1	1	-1	$+V_{dc}/3$	$+V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$\vec{V}_2$
1	1	1	0	0	0	$\vec{V}_7$

Les tensions v'_a, v'_b, v'_c peuvent prendre cinq valeurs différentes. Dans le tableau 3.1, on peut remarquer aussi l'existence de deux états particuliers ($\vec{V}_0$ et $\vec{V}_7$), où les phases du réseau sont court-circuitées.

Le vecteur $\vec{V}(t)$, correspond aux différentes tensions instantanées phase-neutre à l'entrée du redresseur, peut être exprimé comme :

$$\vec{V}(t) = \frac{2}{3} \left[v'_a(t) + e^{+j\frac{2\pi}{3}} v'_b(t) + e^{+j\frac{4\pi}{3}} v'_c(t) \right] \quad (3.6)$$

Si on connaît le vecteur tension, les tensions originales de chaque phase correspondent à la projection du vecteur tension sur la phase correspondante. Sur la figure 3.3, on représente les vecteurs tension possibles, où les vecteurs ($\vec{V}_0$ et $\vec{V}_7$) correspondent aux états de roue libre

situés à l'origine du plan complexe. Le procédé pour calculer le vecteur courant de ligne est identique à celui suivi dans le cas du vecteur tension.

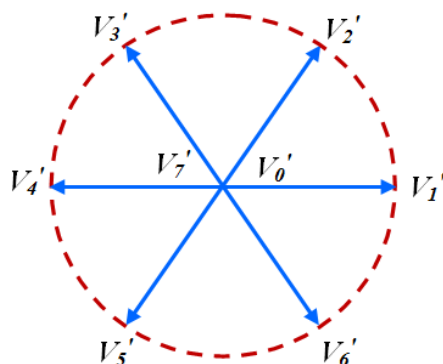


Figure 3.3. Représentation vectorielle de la tension du redresseur.

3.3. CONTROLE CLASSIQUE DIRECT DU COURANT DE SOURCE

Avec l'adoption de nouvelles normes limitant le taux de pollution du réseau électrique de distribution, les onduleurs *MLI* triphasés de tension 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 de contrôler les courants absorbés et la tension du bus continu [52].

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 [54] :

- La bidirectionnalité en courant de sa topologie grâce aux diodes de récupération en antiparallèles ;
- Le stockage d'énergie capacitif est plus aisé et efficace. De plus, le coût et le poids des condensateurs sont moindres.

L'avantage principal du redresseur *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.

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 quelle que soit la nature de la charge connectée en sortie du redresseur, linéaire ou non-linéaire, passive ou active [17].

Le fait que la configuration de l'onduleur de tension 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.

- Le contrôle du courant 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 [55-57]. 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 telles 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.

- Le contrôle de la tension du bus continu reste un thème clé, spécialement pour les filtres actifs et les redresseur *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 [58].

- L'usage d'un filtre d'harmoniques côté alternatif nécessite une procédure de dimensionnement propre et une analyse approfondie de la stabilité [59,60]. Ce filtre peut influencer sur la capacité de poursuite du convertisseur et donc sur l'amélioration des performances du contrôle de courant.

Les techniques de contrôle de courant les plus utilisés sont le contrôle par hystérésis ou le contrôle *MLI*. Ces techniques sont très connues et ont été amplement étudiées dans le domaine de la conversion de l'énergie électrique DC/AC. Dans ce paragraphe, on s'intéresse à l'étude analytique du contrôle de courant par hystérésis.

3.3.1. Structure Globale du Contrôle par Hystérésis Classique

La structure globale du contrôle par hystérésis classique des courants prélevés sur le réseau par un pont redresseur *MLI* triphasé est représentée sur la figure 3.4.

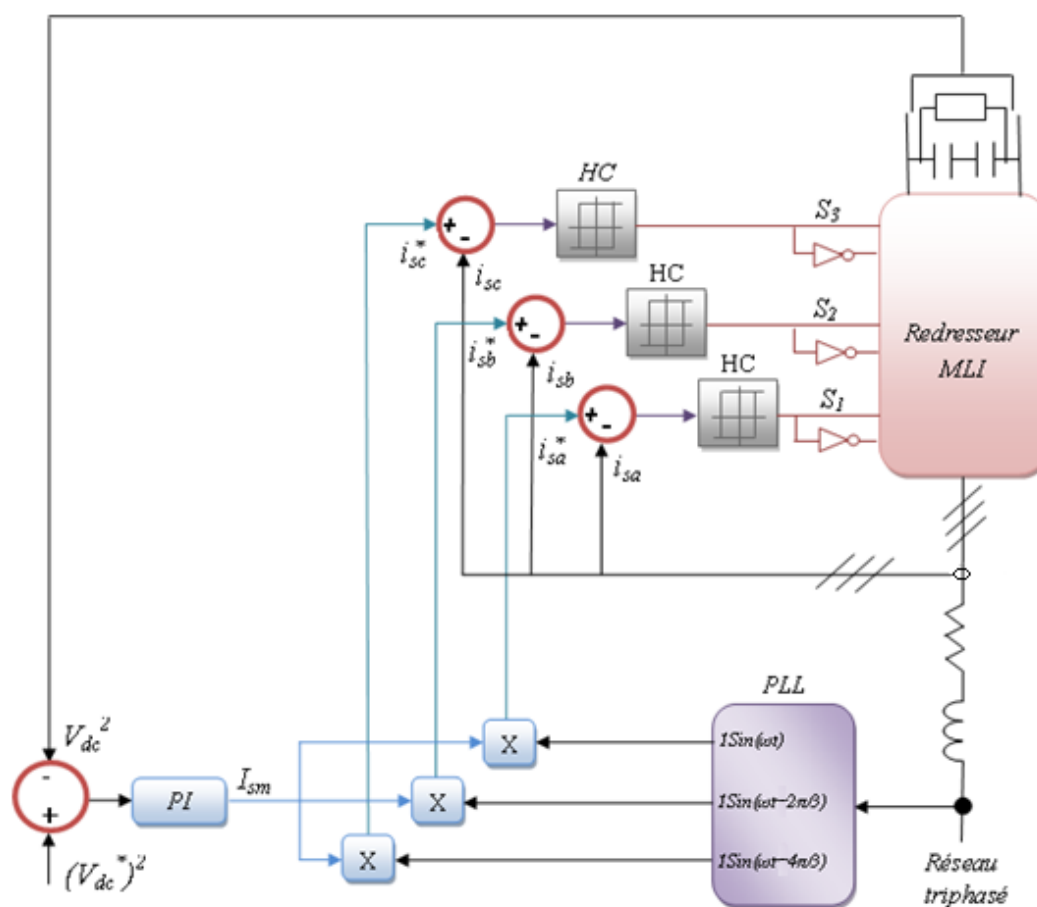


Figure 3.4. Schéma de principe du contrôle direct des courants prélevés sur le réseau.

Comme nous l'avons déjà signalé précédemment, les deux principaux objectifs du redresseur *MLI* résident dans le contrôle des deux côtés : un facteur de puissance unitaire au côté source et une tension parfaitement continue à la sortie. La figure 3.4 schématise ces objectifs souhaités, en effet, on utilise une boucle de régulation de la tension de sortie V_{dc} via un régulateur PI, ce régulateur génère l'amplitude des trois courants de référence I_{sm} et on met en service le module PLL qui fournit les trois sinus unitaires à partir des trois tensions du réseau. Ensuite, la multiplication de l'amplitude I_{sm} par les trois sinus unitaires délivrés par le module PLL permet d'obtenir les trois courants de référence sinusoïdaux, et finalement les résultats de comparaison entre les courants de référence et ceux de la source sont envoyés aux comparateurs à hystérésis. L'ensemble des trois sorties de ces comparateurs détermine les ordres de commande des interrupteurs constituant le pont. Donc, chaque courant de source sera maintenu dans une bande d'hystérésis autour d'une référence sinusoïdale et en phase avec la tension.

3.3.2. Boucle de Régulation de la Tension du Bus Continu

Parmi les principaux objectifs du redresseur *MLI* est évidemment d'obtenir une tension continue contrôlée. 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 [15].

En outre, réguler V_{dc} revient à régler la puissance fournie à la charge. Si l'on veut un réglage linéaire, il faut réguler le carré de la tension continue, puisque la puissance moyenne du côté continu est donnée par :

$$P = \frac{V_{dc}^2}{R} \quad (3.7)$$

La commande en courant impose la puissance moyenne transmise à la charge définie par la relation :

$$P = \frac{3.V_{sm}.I_{sm}}{2} \quad (3.8)$$

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 :

$$P = V_{dc}.I_{dc} = \frac{1}{2}C_{dc} \frac{dV_{dc}^2}{dt} + \frac{V_{dc}^2}{R} \quad (3.9)$$

A partir de (3.9), on déduit la fonction de transfert du premier ordre :

$$\frac{V_{dc}^2(S)}{P(S)} = \frac{R}{1 + \frac{R.C_{dc}}{2}S} \quad (3.10)$$

La fonction de transfert précédente se transforme sous la forme suivante :

$$\frac{V_{dc}^2(S)}{I_{sm}(S)} = \frac{3}{2}.V_{sm} \cdot \frac{R}{1 + \frac{R.C_{dc}}{2}S} \quad (3.11)$$

La fonction de transfert du régulateur PI est donnée par :

$$C(S) = \frac{1 + k_p.T_i.S}{T_i.S} \quad (3.12)$$

Le synoptique de la boucle de régulation du carré de la tension du bus continu est alors représenté sur la figure 3.5.

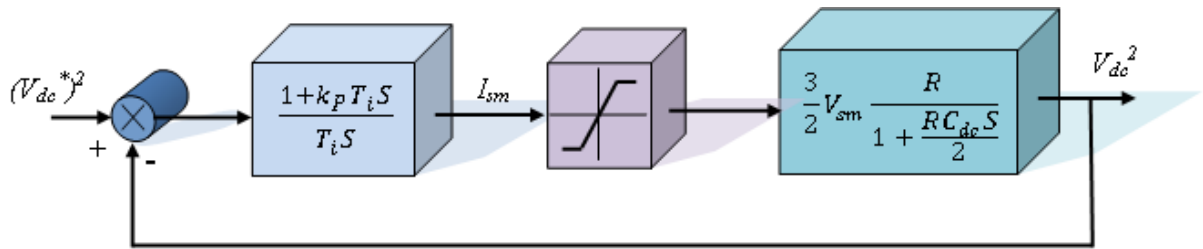


Figure 3.5. Schéma bloc de la boucle de régulation du carré de la tension du bus continu.

La fonction de transfert du système étant identifiée à celle d'un premier ordre. Les paramètres du correcteur PI sont déterminés par la méthode de compensation du pôle dominant avec une fréquence de coupure en boucle fermée f_0 de 10 Hz.

Deux relations élémentaires permettent la connaissance des paramètres de correction, soit le gain proportionnel k_p et la constante de temps d'intégration T_i :

$$\begin{cases} k_p.T_i = \frac{R.C_{dc}}{2} \\ \frac{1}{2.\pi.f_0} = \frac{2.T_i}{3.R.V_{sm}} \end{cases} \quad (3.13)$$

3.3.3. Contrôle par Hystérésis Classique

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.

La partie la plus importante et la plus délicate dans le contrôle du système global est le contrôle des courants. Dans ce cas, ce contrôle devient difficile car le neutre est isolé du pont milieu du bus continu. Dans ce paragraphe, on fait analyser le principe du contrôle de courant par hystérésis classique à bande fixe (Fixed-Band Hysteresis Current Control). Lors de cette analyse, nous présentons le problème principal qui réside dans les interactions entre les phases, influant négativement sur la fréquence de commutation, subséquemment sur la qualité du courant prélevé au réseau. Pour remédier à ce problème, on met en évidence un découplage au niveau de l'erreur de courant lors de la comparaison en vue de fournir les ordres de commande du redresseur *MLI*. A la fin de ce paragraphe, on présente les résultats de simulation obtenus, en mettant en évidence les améliorations apportées par les modifications proposées dans ce travail.

3.3.3.1. Analyse Mathématique

Si on considère trois courants de référence sinusoïdaux fictifs i_{sa}^* , i_{sb}^* , i_{sc}^* fournis par le réseau, ces courants engendrent trois tensions de référence données par :

$$\begin{aligned} v_a^* &= v_{sa} - r_s i_{sa}^* - L_s \frac{di_{sa}^*}{dt} \\ v_b^* &= v_{sb} - r_s i_{sb}^* - L_s \frac{di_{sb}^*}{dt} \\ v_c^* &= v_{sc} - r_s i_{sc}^* - L_s \frac{di_{sc}^*}{dt} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Si on soustrait (3.1) de (3.14) et on néglige l'effet de la résistance r_s , on obtient le système d'équations :

$$\begin{aligned} v_a^* - v_a &= -L_s \frac{d\delta_a}{dt} + v_O \\ v_b^* - v_b &= -L_s \frac{d\delta_b}{dt} + v_O \\ v_c^* - v_c &= -L_s \frac{d\delta_c}{dt} + v_O \end{aligned} \quad (3.15)$$

Avec, δ_a , δ_b , δ_c sont les erreurs des courants des trois phases de la source.

Pour éviter les interactions entre les phases, l'erreur de courant pour chaque phase doit être découplée en deux parties.

$$\begin{aligned} \delta_a &= i_{sa}^* - i_{sa} = \delta_{a1} + \delta_{a2} \\ \delta_b &= i_{sb}^* - i_{sb} = \delta_{b1} + \delta_{b2} \\ \delta_c &= i_{sc}^* - i_{sc} = \delta_{c1} + \delta_{c2} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Donc, le système d'équation (3.15) peut être séparé en deux sections :

Le système d'équations de l'erreur de courant découplée :

$$\begin{aligned} -(v_a^* - v_a) &= L_s \frac{d\delta_{a1}}{dt} \\ -(v_b^* - v_b) &= L_s \frac{d\delta_{b1}}{dt} \\ -(v_c^* - v_c) &= L_s \frac{d\delta_{c1}}{dt} \end{aligned} \quad (3.17)$$

Un seul terme peut assurer le découplage entre les trois phases, il s'écrit sous la formule suivante :

$$L_s \frac{d\delta'}{dt} = v_O = L_s \frac{d\delta_{a2}}{dt} = L_s \frac{d\delta_{b2}}{dt} = L_s \frac{d\delta_{c2}}{dt} \quad (3.18)$$

Sur la figure 3.6, on représente pour la phase « a » l'évolution de l'erreur de courant découplée à l'intérieur de la bande d'hystérésis et la tension du bras du redresseur *MLI*. Cette erreur évolue linéairement, sa croissance et sa décroissance dépendent du signe de la différence $v_a - v_a^*$.

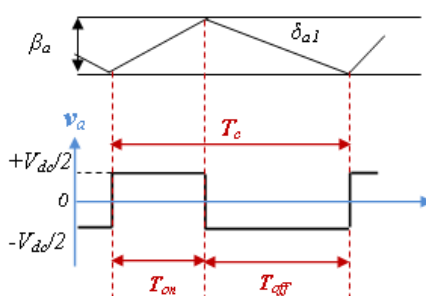


Figure 3.6. Erreur de courant découplée et la tension du bras du redresseur *MLI*.

A partir du système d'équations (3.17) et de la figure 3.6, on peut déduire l'expression de la période de commutation correspondante à la phase « a » qui présente une variation lors du fonctionnement.

$$T_c = \frac{4.L_s.\beta_a}{V_{dc}[1 - (\frac{v_a^*}{(V_{dc}/2)})^2]} \quad (3.19)$$

De (3.19), on déduit la nécessité d'avoir à tout moment $|v_a^*| < V_{dc}/2$ pour pouvoir contrôler le signe de la pente de l'erreur de courant découplée et de cette façon, arriver à la maintenir dans la bande d'hystérésis.

3.3.3.2. Résultats de Simulation

Sur le tableau 3.2, on indique les paramètres du système simulé.

Tableau 3.2. Paramètres du système simulé.

U_s	f	V_{dc}	L_s	r_s	C_{dc}	R	β
147 V	50 Hz	300 V	11.5 mH	0.2 Ω	1 mF	100 Ω	1.3 A

a) Fonctionnement sans Tenir Compte de Découplage de l'Erreur de Courant

A partir des résultats présentés sur la figure 3.7, on constate que le redresseur *MLI* triphasé prélève au réseau un courant quasi sinusoïdal (figure 3.7.a). Le *THD* du courant prélevé est important : 5.6% pour un rang 40 et 10.79 pour un rang 120 (figure 3.7.b). L'importance de la distorsion harmonique en courant vient des interactions entre les phases à cause de couplage crée par la tension entre le neutre et le point milieu du bus continu v_o qui agit comme une perturbation pour le contrôle du courant. Ceci est bien montré à partir de l'allure de l'erreur de courant qui sort de la bande d'hystérésis choisie (figure 3.7.c), de l'allure du vecteur courant qui dépasse l'hexagone imposé par l'hystérésis (figure 3.7.d) et de l'allure de la fréquence de commutation qui présente une variation aléatoire (figure 3.7.e).

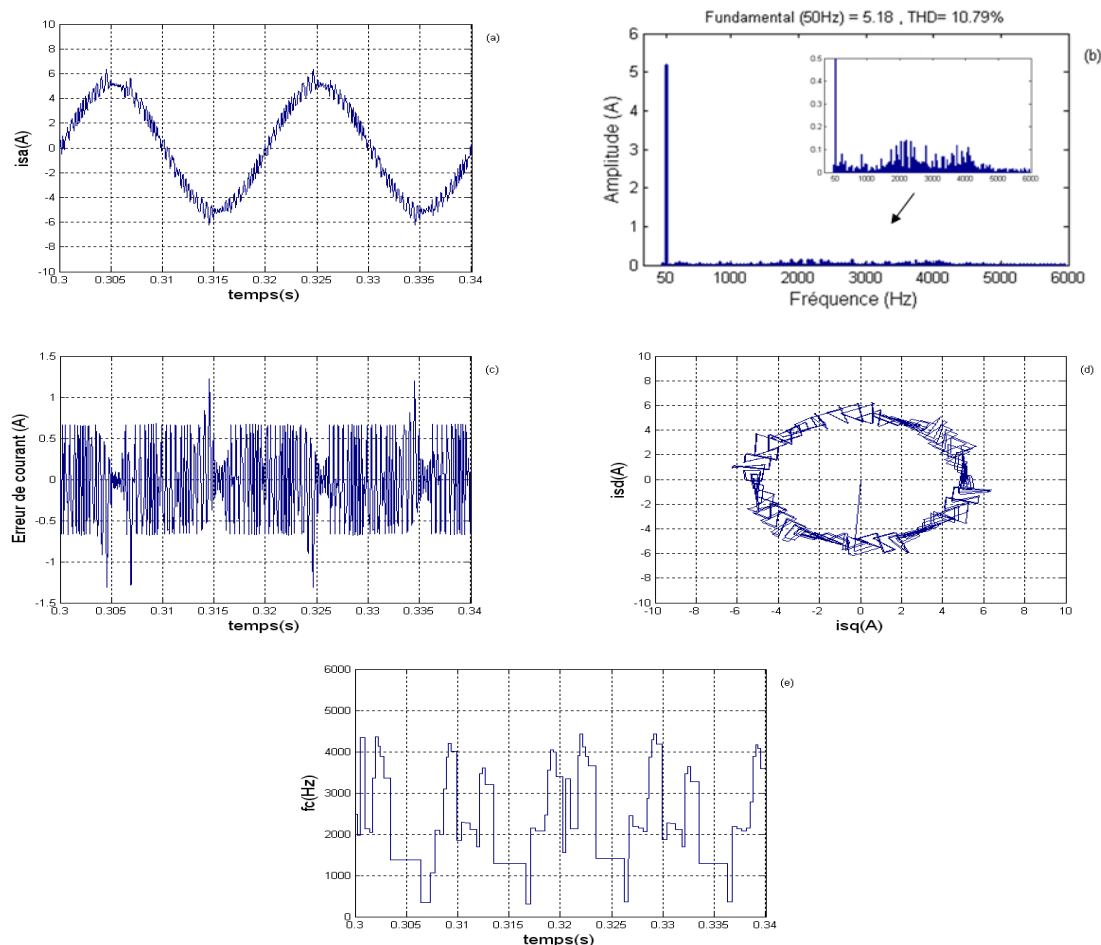


Figure 3.7. Résultats de simulation du système en régime permanent sans découplage de l'erreur de courant: (a). Courant de source i_{sa} , (b). Spectre harmonique associé à i_{sa} . (c). Erreur de courant δ_a , (d). Vecteur courant, (e). Fréquence de commutation f_c .

b) Fonctionnement en Tenant Compte de Découplage de l'Erreur de Courant

La figure 3.8 montre les résultats obtenus dans le cas du contrôle de courant classique en tenant compte de découplage de l'erreur de courant. On constate que le courant prélevé au réseau est sinusoïdal (figure 3.8.a), son THD est de 3.08% pour un rang 40 et 8.22% pour un rang 120 (figure 3.8.b), valeur inférieure à celle obtenue avec le contrôle sans découplage de l'erreur de courant. La diminution de la déformation en courant vient de l'élimination de la perturbation provoquée par la tension v_o pour le contrôle du courant. Comme on peut l'observer aussi, le découplage de l'erreur de courant permet à l'allure de l'erreur de courant découplée de rester à l'intérieur de la bande d'hystérésis choisie (figure 3.8.e) et à l'allure du vecteur courant de ne pas sortir de l'hexagone (figure 3.7.f), ce qui montre que la variation de la fréquence de commutation coïncide avec son expression théorique, la limite maximale de celle-ci est de 5 kHz et la limite minimale est de presque 2 kHz (figure 3.8.g).

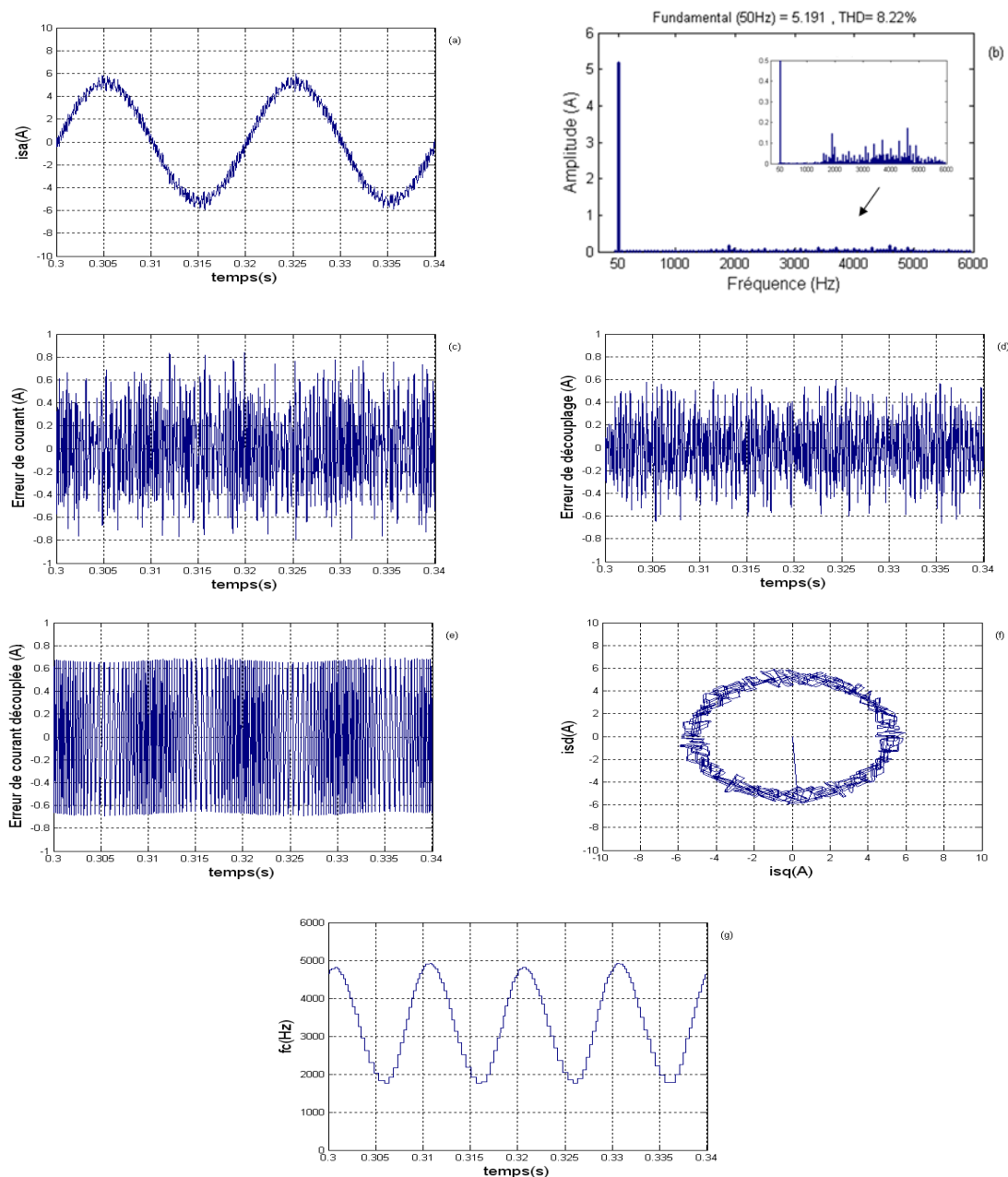


Figure 3.8. Résultats de simulation du système en régime permanent avec découplage de l'erreur de courant : (a). Courant de source i_{sa} , (b). Spectre harmonique associé à i_{sa} . (c). Erreur de courant δ_a , (d). Erreur de découplage δ' , (e). Erreur de courant découplée δ_{a1} , (f). Vecteur courant, (g). Fréquence de commutation f_c .

3.4. FONCTIONNEMENT A FREQUENCE DE COMMUTATION FIXE

Une fois obtenu un fonctionnement semblable à celui du redresseur avec neutre relié, on peut introduire une modification à la bande d'hystérésis pour commuter à fréquence fixe.

D'après l'expression (3.19), on peut calculer la valeur de la bande d'hystérésis à tout instant pour commuter à fréquence fixe.

$$\beta_a = \frac{V_{dc} [1 - (\frac{V_a^*}{(V_{dc}/2)})^2]}{4 \cdot L_s \cdot f_d} \quad (3.20)$$

Cette méthode offre les meilleures prestations, puisqu'elle possède la rapidité du contrôle par hystérésis et ajoute une limitation des variations sur la fréquence de commutation ainsi qu'une plus grande précision. L'inconvénient principal qu'elle possède est la nécessité de disposer d'une bonne connaissance des paramètres du système (notamment l'inductance de ligne) pour assurer son fonctionnement correct.

Pour travailler à fréquence fixe tout en conservant les aspects de la robustesse, la précision et la rapidité, nous introduisons une nouvelle philosophie de contrôle basée sur deux techniques avancées différentes. Du fait de sa grande importance, la première technique exploitée est la technique Dead-Beat à hystérésis déjà développée dans le chapitre précédent qui a montré des performances supérieures pour le système de filtrage actif. La seconde permet de modifier la bande d'hystérésis de façon intelligente à l'aide d'un système à logique floue. Ces deux techniques présentent une solution très intéressante pour le redresseur *MLI*. L'élaboration de ces nouvelles techniques constitue l'objet de ce paragraphe.

3.4.1. Fonctionnement à Fréquence Fixe à l'Aide de la Technique Dead-Beat

Nous rappelons que le principe de ce genre de contrôle est bien détaillé dans le paragraphe 2.4.2 du chapitre 2 pour le filtre actif parallèle. Vue de sa grande efficacité de réguler la fréquence de commutation et de la position des impulsions de commande [42], nous avons jugé intéressant de l'appliquer au redresseur *MLI* triphasé.

A cet effet, nous présentons directement les résultats obtenus par ce contrôle lors des tests en fonctionnement normal et en fonctionnement perturbé. La fréquence de commutation choisie est de 5 kHz; cela correspond à la fréquence maximale dans le cas de la commande par hystérésis à bande fixe.

3.4.1.1. Fonctionnement en Régime Permanent (Normal)

En fonctionnement normal (régime permanent). L'analyse des résultats obtenus par la commande Dead-Beat à hystérésis présentés sur la figure 3.9 nous montre que cette commande offre au redresseur *MLI* une bonne efficacité de fonctionnement. Cette commande permet de réduire les ondulations du courant de source (figure 3.9.a), le *THD* obtenu de celui-ci est très faible (0.22% pour un rang 40 et 3.82% pour un rang 120) et les harmoniques restants sont réunies autour de la fréquence choisie (figure 3.9.b), ce qui facilite beaucoup le

filtrage. Comme on peut l'observer, l'erreur de courant obtenue après l'opération de découplage (figure 3.9.e) oscille dans une enveloppe variable et contrôlée à chaque instant. Le bon contrôle de cette dernière permet au vecteur courant de rester à l'intérieur de l'hexagone (figure 3.9.f) et de fixer la fréquence de commutation à la valeur choisie 5 kHz (figure 3.9.g) avec une bonne synchronisation des impulsions, dont l'erreur de phase varie autour de zéro (figure 3.9.h).

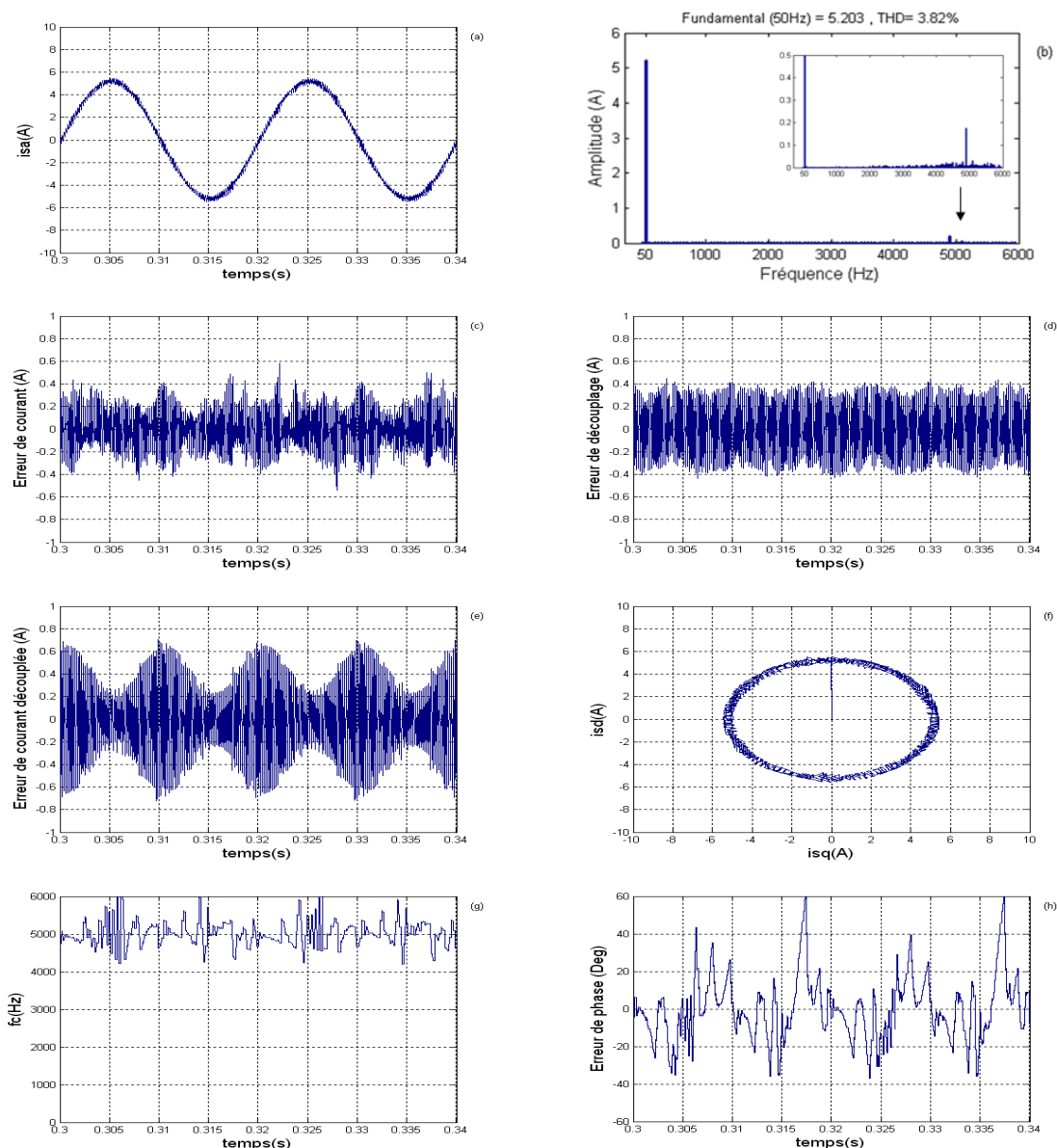


Figure 3.9. Résultats de simulation du système avec le contrôle Dead-Beat à hystérésis en régime permanent: (a). Courant de source i_{sa} , (b). spectre harmonique associé à i_{sa} . (c). Erreur de courant δ_a , (d). Erreur de découplage δ' , (e). Erreur de courant découplée δ_{a1} , (f). Vecteur courant, (g). Fréquence de commutation f_c , (h). Erreur de phase $\Delta\Phi_a$.

3.4.1.2. Fonctionnement Perturbé

a) Comportement du Redresseur *MLI* Lors d'une Perturbation au Côté Source

On suppose dans ce test la présence de l'harmonique d'ordre 5 dans les tensions de la source d'alimentation avec une amplitude de 10% du terme fondamental.

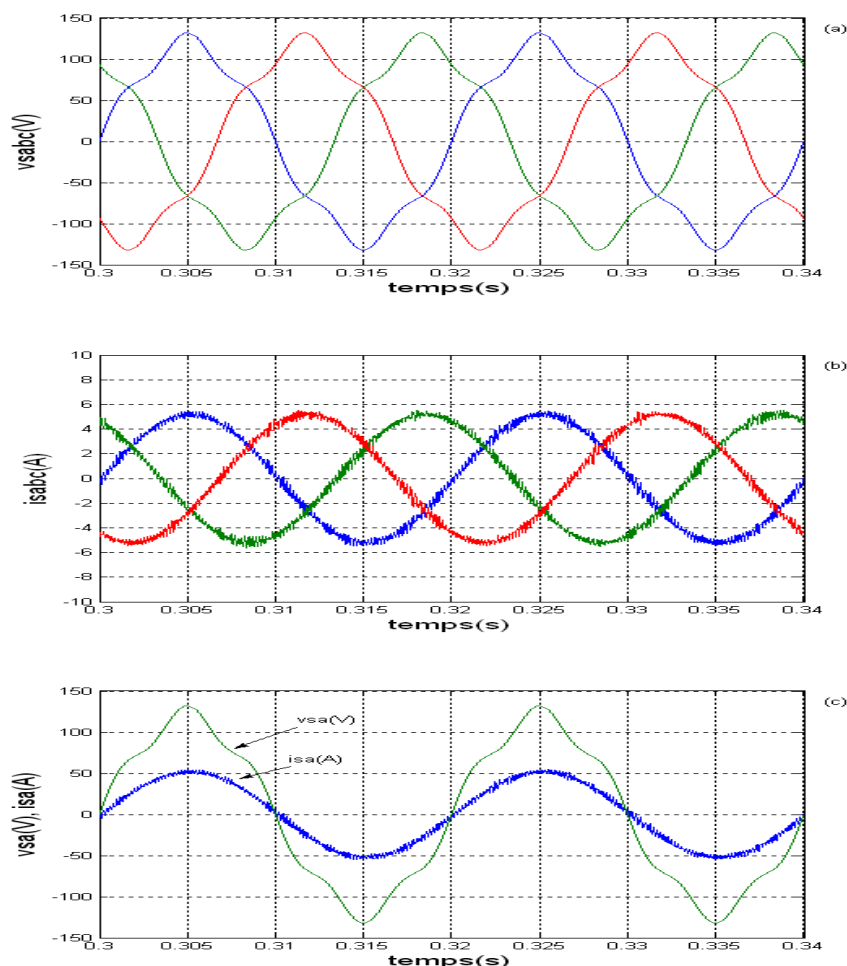


Figure 3.10. Résultats de simulation du système avec le contrôle Dead-Beat à hystérésis lors d'une perturbation au côté source : (a). Tensions de source v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} , (b). Courants de source i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} . (c). Tension et courant d'une phase v_{sa} et i_{sa} (multiplié par un gain=10).

D'après les résultats de ce test (figure 3.10), on remarque que malgré la distorsion des tensions de la source d'alimentation, les courants de celle-ci restent sinusoïdaux. Ceci est dû à la présence du module PLL qui compense les perturbations de la source et délivre trois signaux sinusoïdaux unitaires.

b) Comportement du Redresseur MLI Lors de la Variation de la Consigne du Bus Continu

Les résultats présentés sur la figure 3.11 sont obtenus lors du premier test, dont la référence de la tension du bus continu est augmentée de 300 à 340 V puis diminuée de 340 à 300 V. Tandis que ceux présentés sur la figure 3.12 sont obtenus lors du second test, où la référence de la tension du bus continu est diminuée de 300 à 260 V puis augmentée de 260 à 300 V. On constate que la technique Dead-Beat à hystérésis offre un contrôle persistant lors des perturbations de la tension du bus continu et le temps de réponse du système face à ces transitoires est de 0.05 s (2.5 Cycles).

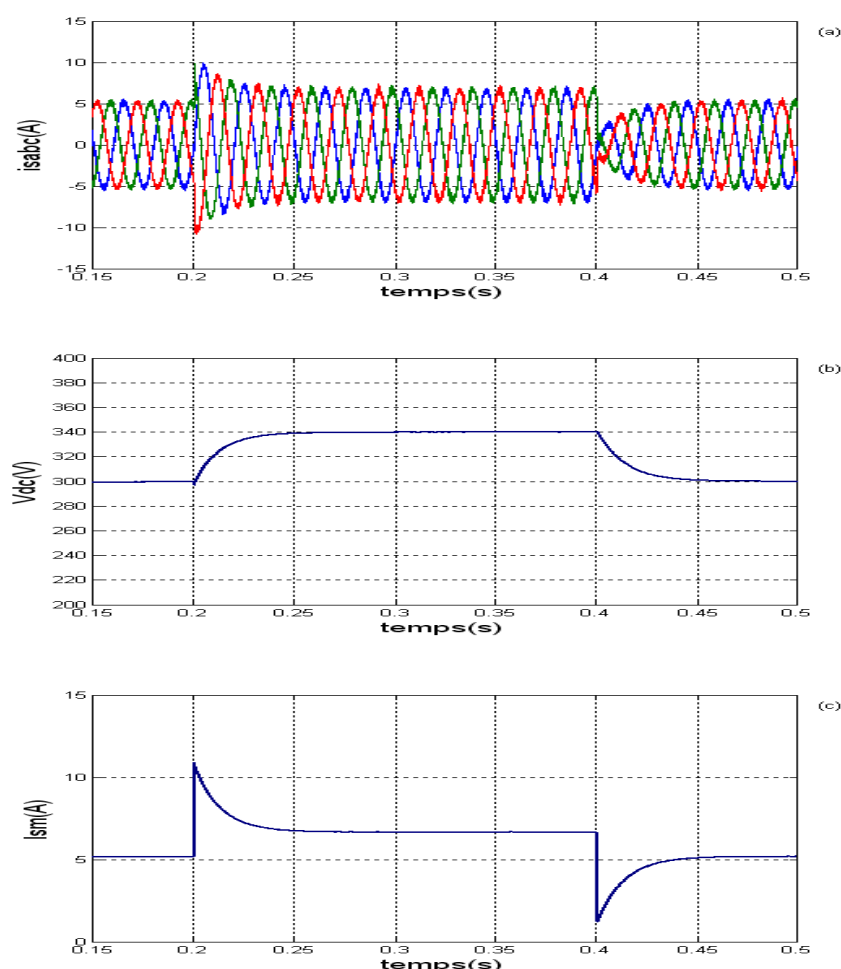


Figure 3.11. Résultats de simulation du système avec le contrôle Dead-Beat à hystérésis lors d'une augmentation de V_{dc}^* de 300 à 340 V et puis d'une diminution de 340 à 300 V : (a). Courants de source i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} . (b). Tension du bus continu V_{dc} , (c). Amplitude des courants de référence I_{sm} .

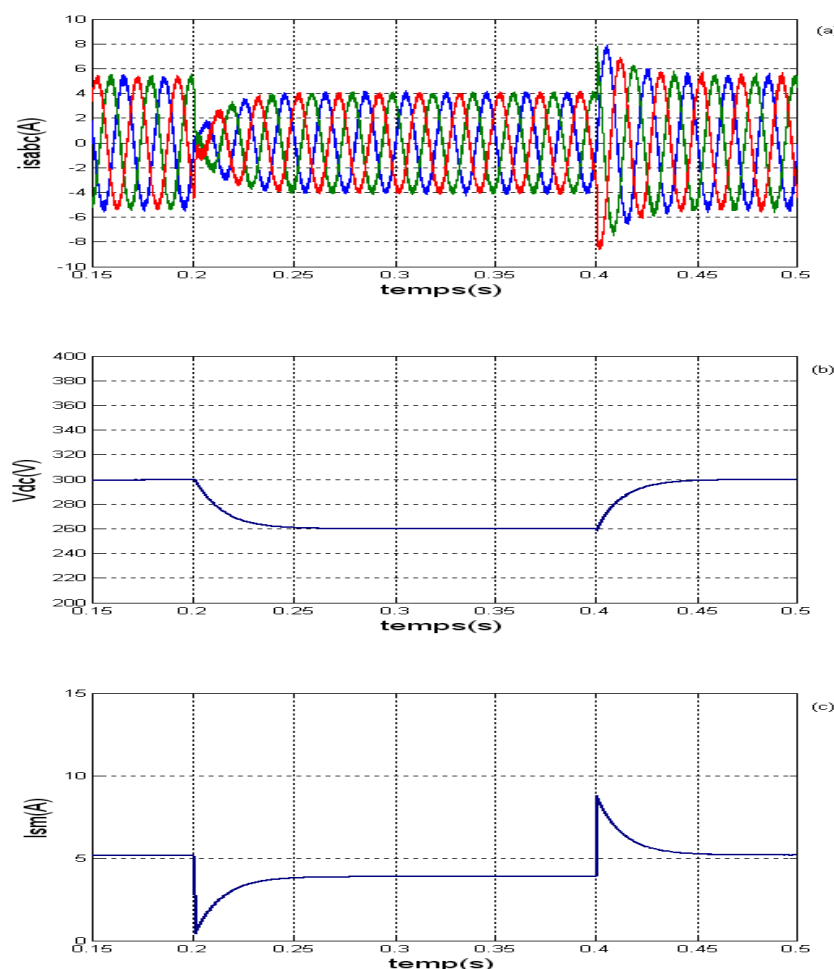
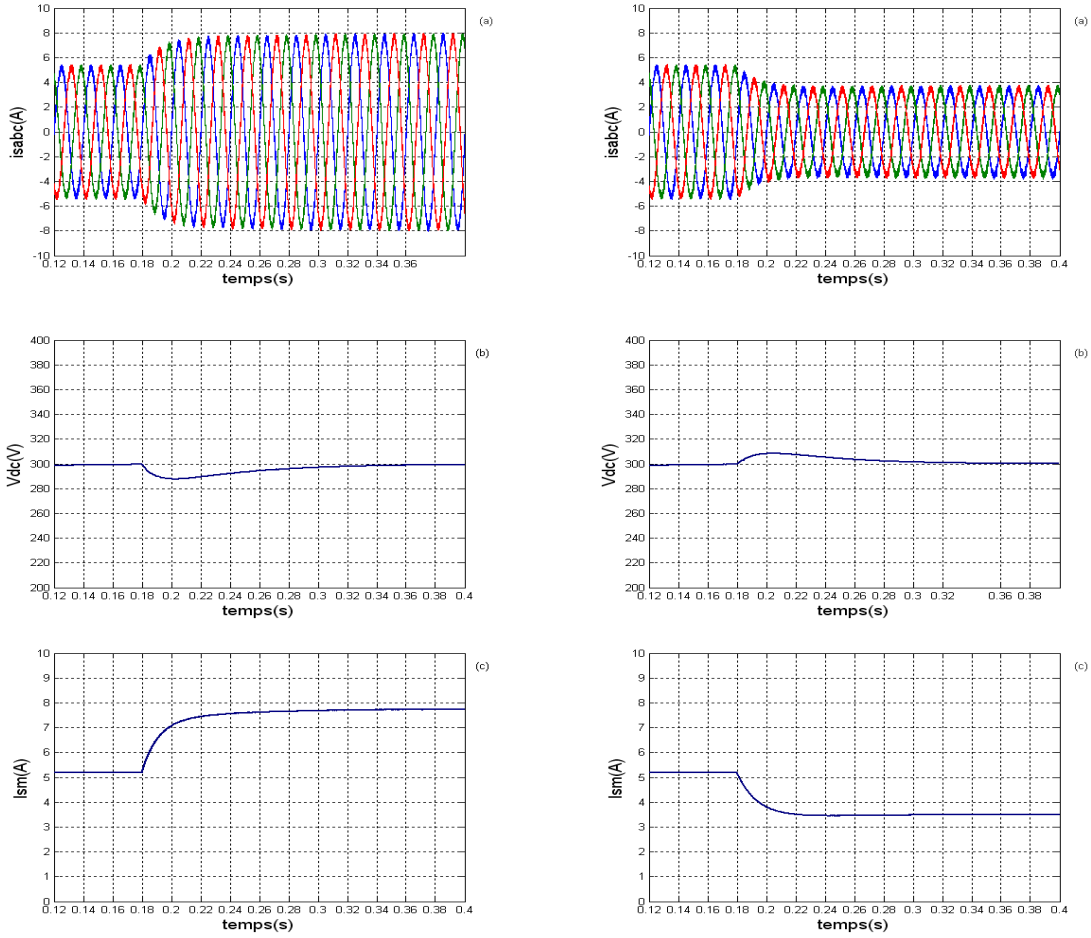


Figure 3.12. Résultats de simulation du système avec le contrôle Dead-Beat à hystérésis lors d'une diminution de V_{dc}^* de 300 à 260 V et puis d'une augmentation de 260 à 300 V : (a). Courants de source i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} , (b). Tension du bus continu V_{dc} , (c). Amplitude des courants de référence I_{sm} .

c) Comportement du Redresseur MLI Lors de la Variation de la Charge

La figure 3.13 montre les résultats obtenus lors d'un régime transitoire de la variation de la charge. Dans ce test, Nous avons provoqué une diminution de la résistance connectée au bus continu de 33.3% puis une augmentation de 50% pour une référence constante $V_{dc}^* = 300$ V. On constate que le contrôle Dead-Beat à hystérésis présente une bonne stabilité face à des variations de la charge. La tension du bus continu présente un dépassement à sa consigne de 10 V pendant l'augmentation de la résistance de charge et une diminution de 10 V pendant la diminution de la résistance de charge et le temps de réponse du système face à ce genre de transitoires est important (0.14 s (7 Cycles)).



Cas : Diminution de la résistance de charge. Cas : Augmentation de la résistance de charge.

Figure 3.13. Résultats de simulation du système avec le contrôle Dead-Beat à hystérésis lors de la variation de la charge: (a). Courants de source i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} , (b). Tension du bus continu V_{dc} , (c). Amplitude des courants de référence I_{sm} .

3.4.2. Fonctionnement à Fréquence Fixe à l'Aide de la Technique Floue

3.4.2.1. Principe de la Technique Proposée

Dans ce paragraphe, la méthodologie de réglage proposée pour fixer la fréquence de commutation repose sur l'utilisation d'une technique de logique floue, dont la loi de commande par hystérésis conventionnelle est remplacée par une série de règles linguistiques de type si (condition) alors (action).

En négligeant la résistance r_s et en remplaçant v_a^* par sa valeur (système d'équations (3.14)) dans l'équation (3.20), on obtient :

$$\beta_a = \frac{V_{dc} \left[1 - \left(\frac{v_{sa} - L_s \cdot di_{sa}^* / dt}{(V_{dc} / 2)} \right)^2 \right]}{4 \cdot L_s \cdot f_d} \quad (3.21)$$

D'après l'équation (3.21), on peut remarquer que pour ajuster la fréquence de commutation f_c à la valeur désirée f_d , il est nécessaire de réguler la bande d'hystérésis β_a suivant les variations des différentes grandeurs constituant l'équation (3.21).

Pour avoir de bonnes performances, la bande d'hystérésis est contrôlée en utilisant un régulateur flou, où la tension du réseau v_{sa} et la dérivée (la pente) du courant de référence di_{sa}^*/dt sont des variables d'entrée et la bande d'hystérésis β_a est une variable de sortie.

On représente sur la figure 3.14, la structure du régulateur flou utilisé pour le calcul de la bande d'hystérésis de la phase « a ». Le bon fonctionnement de ce régulateur nécessite le bon choix des différents gains utilisés dans sa structure.

On utilise des gains de normalisation (G_1 pour la tension du réseau v_{sa} et G_2 pour la dérivée du courant de référence di_{sa}^*/dt). Si on considère que le système triphasé est équilibré, ces gains peuvent être obtenus à l'aide de détecteurs de crêtes de ces variables d'entrée et peuvent être ajustés automatiquement s'il y a des perturbations. Le gain d'ajustement G utilisé à la sortie du régulateur flou est ajusté à la valeur de la bande maximale $\beta_{amax} = V_{dc}/(4.L_s.f_d)$. Son rôle principal est de définir la plage de variation de la bande d'hystérésis. Il est à noter qu'une action de valeur relativement faible " G_p " est additionnée à la sortie du régulateur flou. L'addition de cette action permet de mettre une bande minimale différente de zéro pour éviter l'augmentation considérable de la fréquence de commutation.

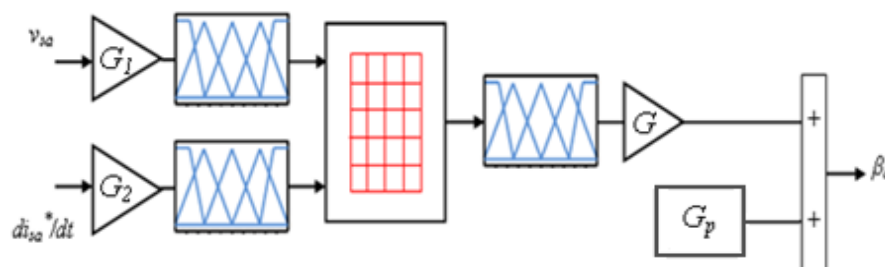


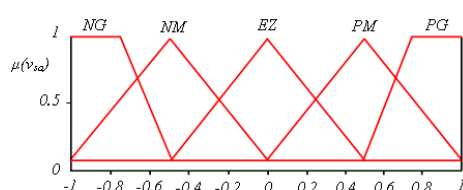
Figure 3.14. Structure de la technique de commande floue à hystérésis de la phase « a ».

Les caractéristiques principales du régulateur flou développé sont les suivantes :

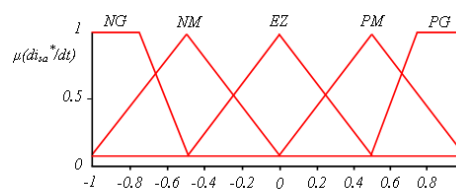
- Cinq ensembles flous pour chaque entrée et chaque sortie ;
- Les fonctions d'appartenance sont de forme triangulaire pour la simplicité (figure 3.15) ;
- La fuzzification avec un univers de discours continu ;
- L'implication utilise l'inférence min-max de E. Mamdani ;
- La défuzzification par centre de gravité.

- Les cinq ensembles flous des variables d'entrée $v_{sa}(n)$, $di_{sa}^*(n)/dt$ sont : **NG** (Négative grande), **NM** (Négative moyenne), **EZ** (Nulle), **PM** (Positive moyenne) et **PG** (Positive grande).
- Les cinq ensembles flous de la variable de sortie $\beta_a(n)$ sont : **PTP** (Positive très petite), **PP** (Positive petite), **PM** (Positive moyenne), **PG** (Positive grande) et **PTG** (Positive très grande).

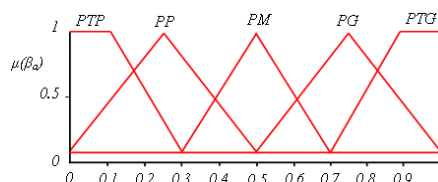
La figure 3.15 montre les fonctions d'appartenance utilisées dans la fuzzification pour ces variables.



(a). Tension de source $v_{sa}(n)$.



(b). Dérivée du courant de référence $di_{sa}^*(n)/dt$.



(c). Bande d'hystérésis $\beta_a(n)$.

Figure 3.15. Répartition des fonctions d'appartenance : (a) et (b) Variables d'entrée, (c). Variable de sortie.

Le tableau ci-dessous donne l'ensemble des règles floues utilisées dans la conception de ce régulateur. Il 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. Le nombre de paramètres à régler ici est 20 paramètres. On a aussi 5 paramètres inexistants; ils sont indiqués par (*), car il y a un déphasage de presque 90° entre les variables d'entrée du régulateur flou.

Tableau 3.3. Règles floues.

		La dérivée du courant de référence di_{sa}^*/dt				
		NG	NM	EZ	PM	PG
La tension v_{sa}	NG	*	PP	PTP	PP	*
	NM	PG	PM	PP	PM	PG
	EZ	PTG	PM	*	PM	PTG
	PM	PG	PM	PP	PM	PG
	PG	*	PP	PTP	PP	*

3.4.2.2. Résultats de Simulation

Pour une fréquence de commutation de 5 kHz, nous présentons respectivement sur la figure 3.16 et la figure 3.17 les résultats obtenus en régime permanent et en régime transitoire lors de la variation de la charge.

a) Fonctionnement en Régime Permanent

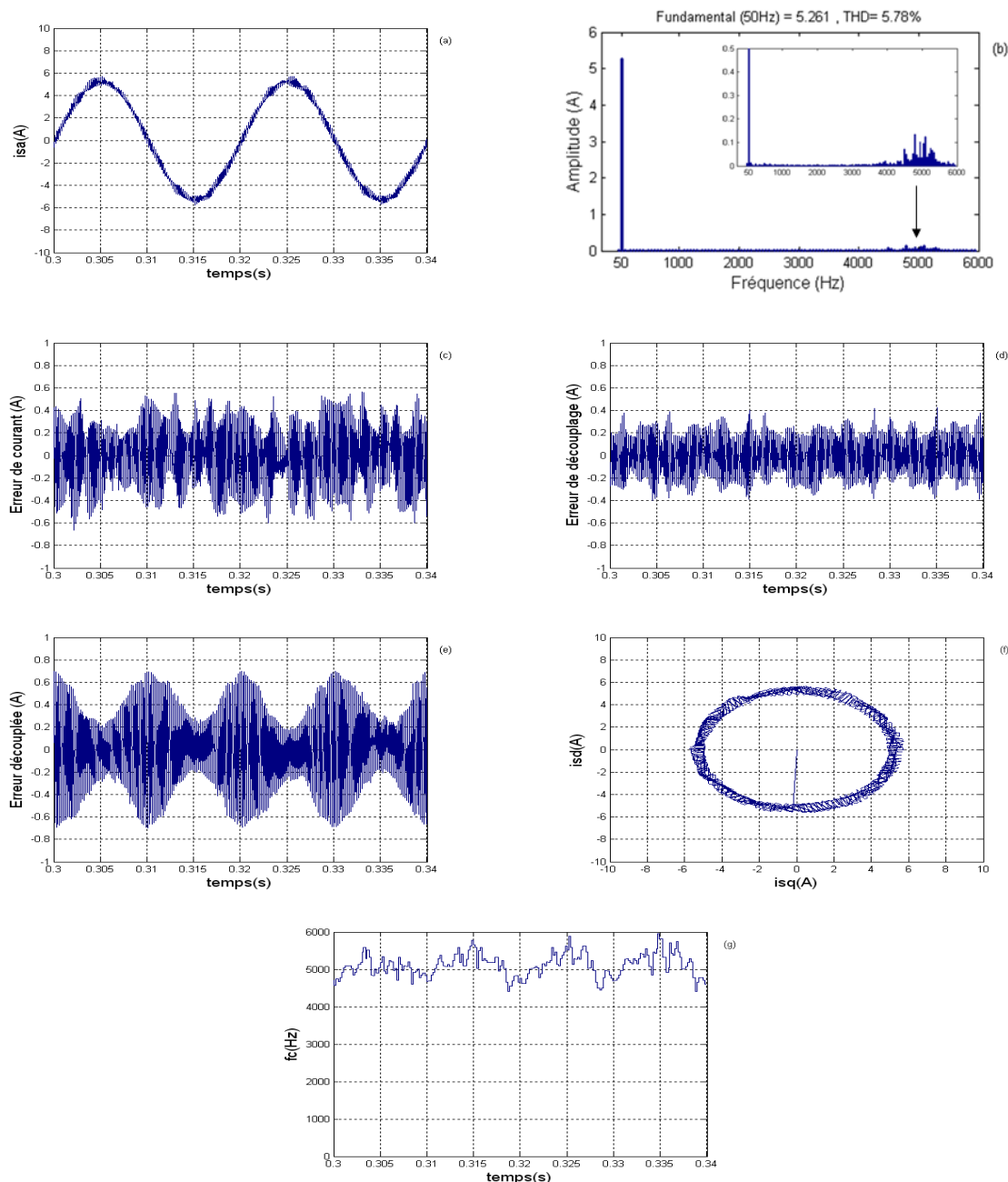


Figure 3.16. Résultats de simulation du système avec le contrôle flou à hystérésis en régime permanent: (a). Courant de source i_{sa} , (b). Spectre harmonique associé à i_{sa} . (c). Erreur de courant δ_a , (d). Erreur de découplage δ' , (e). Erreur de courant découplée δ_{a1} , (f). Vecteur courant, (g). Fréquence de commutation f_c .

La bonne efficacité de fonctionnement du redresseur *MLI* commandé par la technique floue à hystérésis proposée dans ce travail est justifiée par les résultats de simulation présentés sur la figure 3.16. Les améliorations présentées par la technique floue à hystérésis sont semblables à celles présentées par la technique Dead-Beat à hystérésis, dont on peut observer que la fréquence de commutation est bien ajustée à sa valeur désirée 5 kHz et le courant de source présente une meilleure qualité, son *THD* est très faible (0.57% pour un rang 40 et 5.78% pour un rang 120).

b) Fonctionnement en Régime Transitoire Lors d'une Variation de la Charge

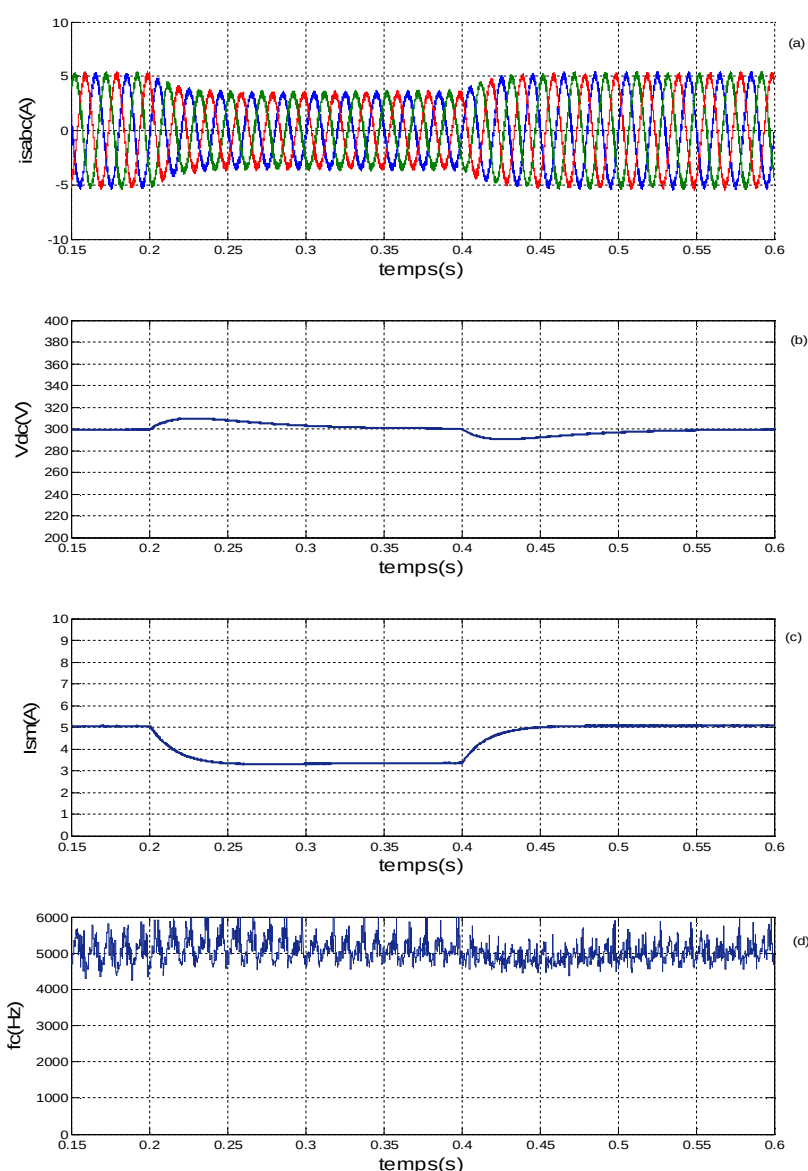


Figure 3.17. Résultats de simulation du système avec le contrôle flou à hystérésis lors de la variation de la charge: (a). Courants de source i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} , (b). Tension du bus continu V_{dc} , (c). Amplitude des courants de référence I_{sm} , (d). Fréquence de commutation f_c .

Les résultats présentés sur la figure 3.17 sont obtenus pour un test de variation de la charge, où la résistance de la charge connectée au bus continu subit une augmentation de 50% à l'instant 0.2 s, puis une diminution de 50% à l'instant 0.4 s pour une référence constante $V_{dc}^* = 300$ V. On constate que le contrôle flou à hystérésis possède un comportement stable lors de la variation de la charge et la tension du bus continu présente une variation à sa consigne de 10 V avec un temps de régime transitoire important 0.14 s (7 Cycles).

3.5. CONCLUSION

Dans cette partie, nous avons présenté, en un premier temps, le principe de fonctionnement du redresseur *MLI* triphasé avec son contrôle direct en courant par hystérésis. Nous avons mis en évidence l'importance de la structure à neutre isolé et nous avons réalisé un découplage au niveau de l'erreur de courant afin de compenser les interactions entre les phases.

Ensuite, nous avons examiné le fonctionnement du redresseur *MLI* commandé par la technique Dead-Beat à hystérésis, où des résultats de simulation ont été présentés pour différents régimes justifiant le bon fonctionnement avec fréquence de commutation stable.

A la fin de cette partie, nous avons proposé une nouvelle technique intégrée dans l'esprit de l'intelligence artificielle, dont la bande d'hystérésis est adaptée en utilisant des règles floues. Les résultats de simulation obtenus ont montré que la technique floue à hystérésis assure un fonctionnement à fréquence de modulation stable lors de régime permanent ou dynamique de la charge. Le seul inconvénient est que cette technique nécessite une bonne estimation du gain de sortie de la bande d'hystérésis qui délimite la bande maximale lors de variation de la consigne du bus continu. L'ajout de la tension du bus continu du redresseur *MLI* comme troisième variable d'entrée du régulateur flou peut améliorer les performances de cette technique. Cependant, ceci peut compliquer le régulateur flou.

Partie B

Redresseur Triphasé à Trois Niveaux de Tension

3.6. INTRODUCTION

Les redresseurs AC/DC à absorption sinusoïdale de courant ont constitué un tournant décisif dans le secteur de la conversion AC/DC, et leur évolution structurelle et fonctionnelle n'a cessé de croître durant ces dernières années. Cette prolifération a été encouragée davantage par l'apparition des nouvelles tendances vers les énergies renouvelables, en début des années 2000. Il existe actuellement sur le marché une large gamme de topologies de plus en plus sophistiquées, permettant de répondre aux exigences accrues des consommateurs et de certaines technologies de pointe telles que la médecine, l'aéronautique, l'aérospatial,...etc.

La commande à fréquence constante des convertisseurs statiques constitue un thème central dans cette thèse. Dans le cadre d'une conversion AC/DC à rendement élevé, notre étude est achevée, à travers une application bien particulière des topologies triphasées non-polluantes. Le redresseur qu'on a choisi d'étudier est le redresseur triphasé à trois interrupteurs et à trois niveaux de tension, communément connu sous le nom "redresseur de Vienne" ou "en anglais : Vienna Rectifier". Ce type de redresseur se présente comme le principal concurrent du redresseur de tension à *MLI* triphasé du point de vue rendement et coûts.

Le fonctionnement adéquat implique la parfaite régulation de la tension du bus continu, l'atténuation des harmoniques de courants, la compensation de l'énergie réactive et la maximisation du rendement énergétique. Tel que mentionné au début du chapitre, le contrôle du courant constitue un thème clé pour les topologies non-polluantes, dont ses performances déterminent les prestations du système global. Dans cette partie, nous introduisons une nouvelle technique de commande par hystérésis qui sert à assurer le contrôle direct du courant avec fréquence constante du redresseur triphasé à trois niveaux et à trois interrupteurs contrôlables de type bidirectionnels en courant et en tension (Vienne), en vue de son utilisation dans des applications de la conversion AC/DC de l'énergie avec faibles répercussions sur le réseau. Pour ce faire, le convertisseur doit fonctionner à facteur de puissance élevé et à faible taux de distorsion harmonique. Il doit également fournir une alimentation continue et réglable à la charge de sortie, ayant une dynamique très rapide. Ces

performances doivent être assurées en régime permanent (normal) et en régime transitoire face à des conditions de perturbations.

Afin de pouvoir étudier adéquatement le redresseur choisi et d'atteindre les objectifs ciblés, en termes de fonctionnement à fréquence de commutation constante et d'une parfaite régulation de la tension du bus continu, nous situons dans un premier temps une brève évaluation montrant la forte évolution de ce type de redresseurs ; grâce à ses avantages apportés par rapport à ses contreparties. Dans un second temps, nous présentons la description de la structure choisie et son principe de fonctionnement. Pour finir, nous exposons l'analyse détaillée du contrôle de courant et sa parfaite amélioration à l'aide d'une technique par hystérésis à fréquence stable.

3.7. EVALUATION DU REDRESSEUR TRIPHASE A TROIS NIVEAUX

Parmi toutes les topologies triphasées non-polluantes, le redresseur triphasé à trois niveaux (Vienne) se présente comme le principal concurrent du redresseur *MLI* à six interrupteurs présenté précédemment (figure 3.1) du point de vue rendement et coûts. Le redresseur de Vienne offre l'avantage de réduire le nombre d'interrupteurs actifs à la moitié, ce qui simplifie significativement la complexité de la commande. Il présente également des taux d'utilisation de diodes et des *IGBTs* plus élevés. Sa structure à point milieu capacitif permet une nette diminution des pertes par commutation. De plus, le dimensionnement des éléments inductifs est réduit de moitié, ainsi offrant des économies supplémentaires dans les coûts de réalisation. D'un point de vue fonctionnel, les performances en régime permanent sont très comparables pour les deux redresseurs, avec des efforts de mesure et complexité de commande moindre pour le redresseur de Vienne [27].

D'autre part, lors d'une évaluation objective dans la catégorie des topologies multi-niveaux unidirectionnels, du point de vue angle de contrôlabilité, ondulation de courant et de tension en mode commun, le redresseur de Vienne se présente comme le meilleur candidat rendement/prix pour les applications de correction du facteur de puissance [61,62].

La topologie de Vienne peut être intégrée dans plusieurs applications intéressantes, dont on cite les modules de télécommunications, les chargeurs de batteries, les moteurs intégrés (IM), les convertisseurs AC/DC/AC utilisés dans les alimentations sans interruption de puissance (UPS), les systèmes d'entraînements de faible dynamique (climatiseurs, fontaines), les systèmes d'électronique médicale, les unités de soudage, les équipements de mesure et de test ...etc. Cette topologie peut également être d'un spécial attrait pour les

applications aéronautiques, où la tendance actuelle est d'utiliser plus d'énergie électrique pour commander des sous-systèmes d'un avion. L'utilisation des convertisseurs AC/DC dans ce cadre a pour objectif d'alimenter divers types de charges continues, à partir d'un bus AC de fréquence variable entre 360 et 800 Hz [27]. De tels convertisseurs doivent donc satisfaire des exigences spécifiques à ce genre d'applications, à savoir un faible volume, un rendement massique élevé, une haute fiabilité et une capacité à compenser les harmoniques de courants. Le redresseur de Vienne semble parfaitement répondre à ces critères.

3.8. DESCRIPTION DE LA STRUCTURE ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

3.8.1. Schéma de la Partie Puissance du Redresseur Triphasé à Trois Niveaux

La topologie du redresseur triphasé à trois niveaux de tension sur laquelle est basée notre étude dans cette partie est illustrée sur la figure 3.18.a.

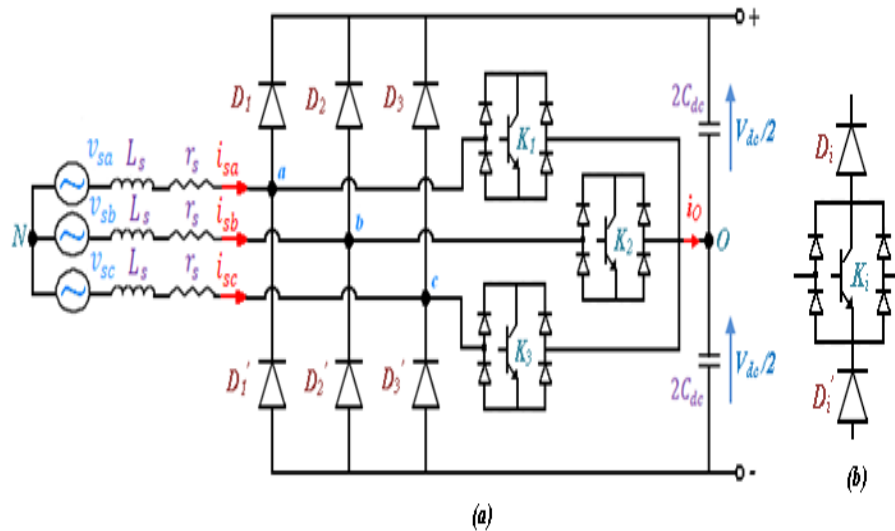


Figure 3.18. (a). Circuit de puissance du redresseur triphasé à trois niveaux de tension, (b). Arrangement de l'interrupteur bidirectionnel.

Comme il est présenté sur la figure 3.18.a, la configuration du redresseur triphasé à trois niveaux de tension est constituée de trois inductances à l'entrée, pont à six diodes, deux capacités à la sortie et trois interrupteurs bidirectionnels. L'interrupteur bidirectionnel utilisé dans cette configuration possède un seul interrupteur bicommandable. On peut trouver d'autres interrupteurs bidirectionnels qui possèdent deux interrupteurs actifs (bicommandables) et réalisent la même tâche [27,63]. Si l'interrupteur bidirectionnel possède un seul interrupteur actif, il existe un autre arrangement pour ce dernier comme montré sur la

figure 3.18.b, qui permet de diminuer les pertes par commutation mais présente des pertes par conduction.

Le bon choix des inductances L_s d'entrée et des capacités C_{dc} de sortie justifie un bon amortissement des oscillations des courants prélevés sur le réseau et une ondulation résiduelle limitée de la tension du bus continu. Ce choix dépend des exigences du cahier de charge, dont la valeur des inductances de lignes doit être dimensionnée pour limiter la fréquence de commutation et l'ondulation du courant alternatif (dans le cas général elle ne doit pas dépasser les 15 % de la valeur pic du courant). Le dimensionnement des capacités doit être effectué de façon à limiter l'ondulation maximale des tensions du bus continu (de l'ordre de 5 % de leur valeur de référence) [27,63,64].

3.8.2. Principe de Fonctionnement du Redresseur Triphasé à Trois Niveaux

La branche d'un convertisseur est constituée d'un interrupteur bidirectionnel commandable K_i , associé à deux diodes de roue libre D_i et D_i' qui assurent la conduction du courant vers la charge quand l'interrupteur est bloqué. La tension aux bornes d'un interrupteur K_i peut prendre trois valeurs différentes selon l'état de l'interrupteur et le signe du courant correspondant, soit $\{0 \text{ ou } \pm V_{dc}/2\}$.

On représente sur la figure 3.19, le schéma équivalent monophasé du redresseur, soit la phase « a ».

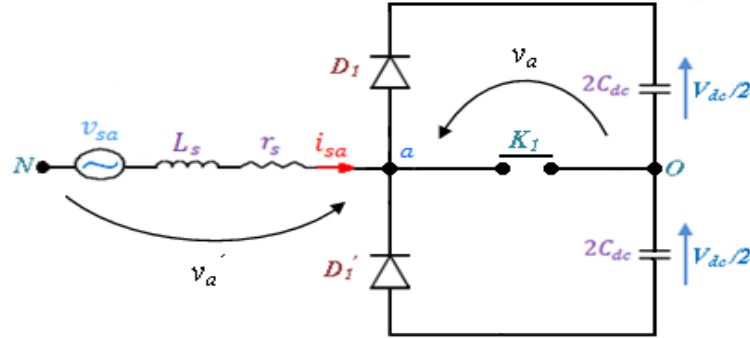


Figure 3.19. Schéma monophasé équivalent du redresseur.

D'après le schéma de la figure 3.19, on peut déduire les équations suivantes :

$$v_a = \begin{cases} 0 & \text{Si } K_1 \text{ est fermé} \\ \frac{V_{dc}}{2} & \text{Si } K_1 \text{ est ouvert et } i_{sa} > 0 \\ -\frac{V_{dc}}{2} & \text{Si } K_1 \text{ est ouvert et } i_{sa} < 0 \end{cases} \quad (3.22)$$

$$v_a = \text{sign}(i_{sa})(1 - S_1) \frac{V_{dc}}{2} \quad (3.23)$$

Avec S_1 désigne l'état de commutation de l'interrupteur K_1 (1 pour K_1 fermé et 0 pour K_1 ouvert).

$$v_a' = v_a + v_O \quad (3.24)$$

Les équations des autres phases « b » et « c » peuvent être déduites de la même manière.

Pour un système triphasé équilibré avec neutre isolé du point milieu du côté continu, nous pouvons aussi déduire l'expression de la tension v_O comme suit :

$$v_O = -\frac{(v_a + v_b + v_c)}{3} \quad (3.25)$$

Les ($2^3=8$) états de conduction possibles des trois interrupteurs résultent en 8 vecteurs spatiaux possibles pour chaque cycle de commutation. Pour chaque état de commutation possible et selon les signes des courants de source, on indique sur le tableau 3.4 les différentes valeurs des tensions aux bornes des interrupteurs K_i (v_a, v_b, v_c), de la tension v_O et des tensions à l'entrée du convertisseur v_a', v_b', v_c' .

Le fonctionnement du redresseur en mode de conduction continue est représenté dans l'espace vectoriel de la figure 3.20. Il consiste en 25 séquences de commutation, représentées par 19 vecteurs tension distincts [27,65-67].

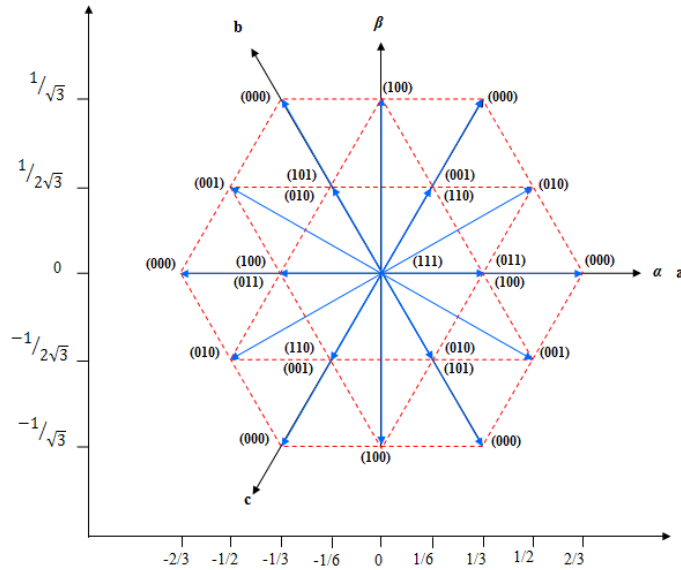


Figure 3.20. Représentation vectorielle des séquences de commutation possibles.

Tableau 3.4. Valeurs de différentes tensions.

S_1, S_2, S_3		000							001						
Conditions															
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}		v_a	v_b	v_c	v_O	v_a'	v_b'	v_c'	v_a	v_b	v_c	v_O	v_a'	v_b'	v_c'
(+) (-) (+)		$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/6$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	0	0	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	0
(+) (-) (-)		$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/6$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	0	0	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	0
(+) (+) (-)		$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/6$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	0	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/6$	$V_{dc}/6$	$-V_{dc}/3$
(-) (+) (-)		$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/6$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	0	0	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	0
(-) (+) (+)		$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/6$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	0	0	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	0
(-) (-) (+)		$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/6$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	0	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/6$	$-V_{dc}/6$	$V_{dc}/3$
S_1, S_2, S_3		010							011						
Conditions															
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}		v_a	v_b	v_c	v_O	v_a'	v_b'	v_c'	v_a	v_b	v_c	v_O	v_a'	v_b'	v_c'
(+) (-) (+)		$V_{dc}/2$	0	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/6$	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/6$	$V_{dc}/2$	0	0	$-V_{dc}/6$	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/6$	$-V_{dc}/6$
(+) (-) (-)		$V_{dc}/2$	0	$-V_{dc}/2$	0	$V_{dc}/2$	0	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	0	0	$-V_{dc}/6$	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/6$	$-V_{dc}/6$
(+) (+) (-)		$V_{dc}/2$	0	$-V_{dc}/2$	0	$V_{dc}/2$	0	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	0	0	$-V_{dc}/6$	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/6$	$-V_{dc}/6$
(-) (+) (-)		$-V_{dc}/2$	0	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/6$	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/6$	$-V_{dc}/2$	0	0	$V_{dc}/6$	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/6$	$V_{dc}/6$
(-) (+) (+)		$-V_{dc}/2$	0	$V_{dc}/2$	0	$-V_{dc}/2$	0	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	0	0	$V_{dc}/6$	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/6$	$V_{dc}/6$
(-) (-) (+)		$-V_{dc}/2$	0	$V_{dc}/2$	0	$-V_{dc}/2$	0	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	0	0	$V_{dc}/6$	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/6$	$V_{dc}/6$
S_1, S_2, S_3		100							101						
Conditions															
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}		v_a	v_b	v_c	v_O	v_a'	v_b'	v_c'	v_a	v_b	v_c	v_O	v_a'	v_b'	v_c'
(+) (-) (+)		0	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	0	0	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	0	$-V_{dc}/2$	0	$V_{dc}/6$	$V_{dc}/6$	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/6$
(+) (-) (-)		0	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/6$	$-V_{dc}/6$	0	$-V_{dc}/2$	0	$V_{dc}/6$	$V_{dc}/6$	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/6$
(+) (+) (-)		0	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	0	0	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	0	$V_{dc}/2$	0	$-V_{dc}/6$	$-V_{dc}/6$	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/6$
(-) (+) (-)		0	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	0	0	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	0	$V_{dc}/2$	0	$-V_{dc}/6$	$-V_{dc}/6$	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/6$
(-) (+) (+)		0	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/6$	$V_{dc}/6$	0	$V_{dc}/2$	0	$-V_{dc}/6$	$-V_{dc}/6$	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/6$
(-) (-) (+)		0	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	0	0	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	0	$-V_{dc}/2$	0	$V_{dc}/6$	$V_{dc}/6$	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/6$
S_1, S_2, S_3		110							111						
Conditions															
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}		v_a	v_b	v_c	v_O	v_a'	v_b'	v_c'	v_a	v_b	v_c	v_O	v_a'	v_b'	v_c'
(+) (-) (+)		0	0	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/6$	$-V_{dc}/6$	$-V_{dc}/6$	$V_{dc}/3$	0	0	0	0	0	0	0
(+) (-) (-)		0	0	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/6$	$V_{dc}/6$	$V_{dc}/6$	$-V_{dc}/3$	0	0	0	0	0	0	0
(+) (+) (-)		0	0	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/6$	$V_{dc}/6$	$V_{dc}/6$	$-V_{dc}/3$	0	0	0	0	0	0	0
(-) (+) (-)		0	0	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/6$	$V_{dc}/6$	$V_{dc}/6$	$-V_{dc}/3$	0	0	0	0	0	0	0
(-) (+) (+)		0	0	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/6$	$-V_{dc}/6$	$-V_{dc}/6$	$V_{dc}/3$	0	0	0	0	0	0	0
(-) (-) (+)		0	0	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/6$	$-V_{dc}/6$	$-V_{dc}/6$	$V_{dc}/3$	0	0	0	0	0	0	0

3.9. CONTROLE DIRECT DU COURANT A FREQUENCE CONSTANTE

Le convertisseur associé à son circuit de réglage est décrit à la figure 3.21. Le convertisseur est réglé par des boucles en cascade. Les boucles internes de courant ont pour rôle principal la mise en forme des courants i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} . La boucle externe de tension doit assurer la stabilisation de la tension de sortie V_{dc} autour d'une valeur désirée. Pour des raisons de stabilité, la boucle de tension doit être en général beaucoup plus lente que les boucles de courant. Ce critère doit être pris en compte lors de la conception du régulateur de tension comme dans le cas des applications effectuées précédemment où un régulateur PI classique est utilisé pour assurer cette tâche.

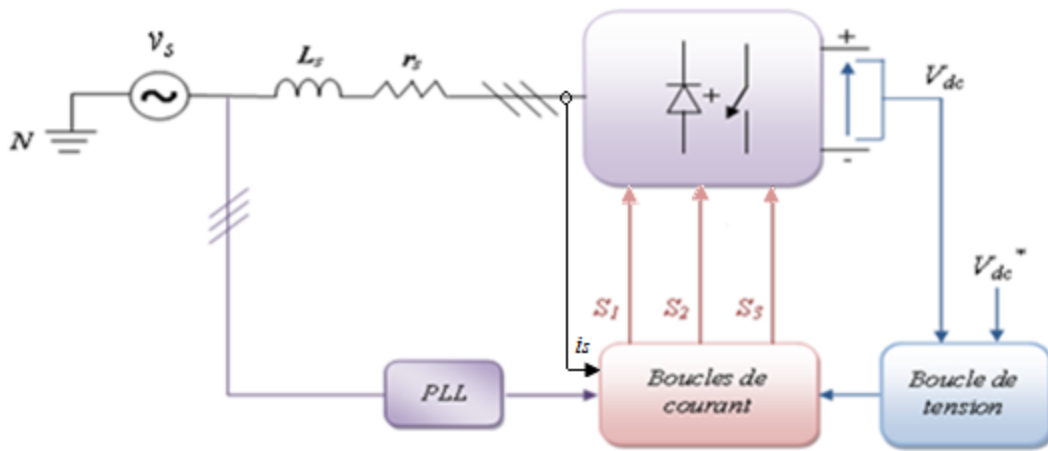


Figure 3.21. Schéma synoptique du redresseur triphasé à trois niveaux avec son circuit de contrôle direct du courant.

Le principe de commande des interrupteurs bidirectionnels est illustré par le schéma de la figure 3.21, dont les comparateurs de type relais à hystérésis sont utilisés pour la mise en forme des courants i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} .

Si on fait analyser le cas idéal d'un redresseur triphasé où les phases sont entièrement découplées et le contrôle du courant n'est pas perturbé par v_o . Le signal de commande S_1 de l'interrupteur bidirectionnel K_1 correspondant à la correction du courant de la phase «a» est donné par :

$$S_1 = \begin{cases} 1 & \text{Si } [i_{sa} > 0 \text{ et } i_{sa} < i_{sa}^* - \beta_a/2] \text{ ou } [i_{sa} < 0 \text{ et } i_{sa} > i_{sa}^* + \beta_a/2] \\ 0 & \text{Si } [i_{sa} > 0 \text{ et } i_{sa} > i_{sa}^* + \beta_a/2] \text{ ou } [i_{sa} < 0 \text{ et } i_{sa} < i_{sa}^* - \beta_a/2] \end{cases} \quad (3.26)$$

Avec ce contrôle de courant, on représente sur la figure 3.22 les états de commutations des interrupteurs correspondants à la phase «a».

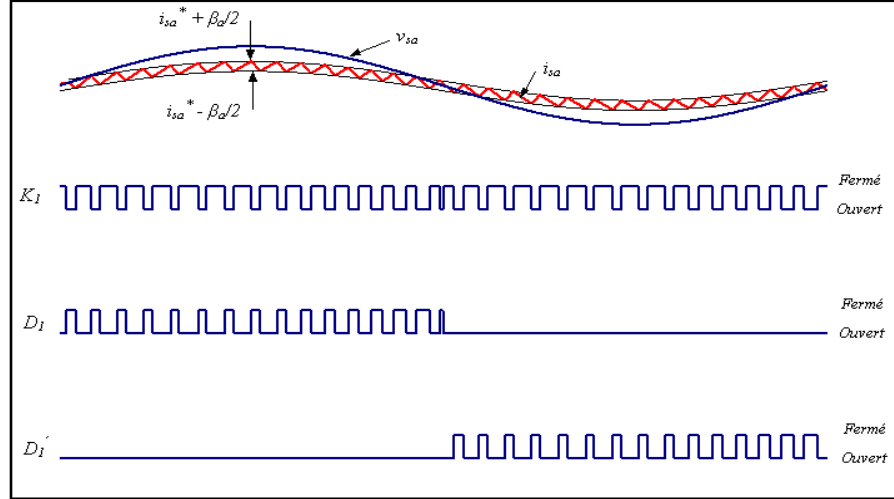


Figure 3.22. Etats de commutations :

Interrupteur bidirectionnel « K_1 », les deux diodes du bras du pont redresseur « D_1 » et « D_1' ».

Tel que mentionné précédemment, notre objectif est destiné à l'amélioration des performances du contrôle de courant tout en assurant une fréquence de commutation constante avec une technique adéquate. Le principe de contrôle de courant est similaire à celui présenté dans les applications utilisant des convertisseurs à deux niveaux (le filtre actif de puissance et le redresseur *MLI*). La seule différence est que dans cette structure un troisième niveau de la tension est ajouté; ceci exige le respect du sens du courant pendant son contrôle.

A partir de la figure 3.18 et avec une tension v_o nulle (neutre relié), nous avons :

$$v_{sa} = r_s i_{sa} + L_s \frac{di_{sa}}{dt} + v_a \quad (3.27)$$

La supposition d'une fourniture fictive du courant de référence sinusoïdal i_{sa}^* conduit à la naissance d'une tension de référence aussi bien fictive donnée par :

$$v_a^* = v_{sa} - r_s i_{sa}^* - L_s \frac{di_{sa}^*}{dt} \quad (3.28)$$

Pour r_s négligée, la soustraction de (3.27) de (3.28) nous donne :

$$L_s \frac{d\delta_a}{dt} = v_a - v_a^* \quad (3.29)$$

En se référant aux conditions de la fermeture et de l'ouverture de l'interrupteur bidirectionnel K_1 données par l'équation (3.26), et à l'aide de l'équation (3.22), on peut résumer sur le tableau 3.5 les états de $(i_{sa}, \delta_a, K_1, v_a)$ lors du fonctionnement sur une période de commutation.

Tableau 3.5. Etats de i_{sa} , δ_a , K_I , v_a dans une période de commutation.

Conditions	i_{sa}	δ_a	K_I	v_a
$i_{sa} > 0$	$\nearrow$	$\searrow$	Fermé	0
	$\searrow$	$\nearrow$	Ouvert	$+V_{dc}/2$
$i_{sa} < 0$	$\searrow$	$\nearrow$	Fermé	0
	$\nearrow$	$\searrow$	Ouvert	$-V_{dc}/2$

Dans ce fonctionnement, On peut noter qu'une excursion en croissance et en décroissance du courant autour de sa référence occupe une durée correspondante à la période de commutation de l'interrupteur bidirectionnel. A l'aide de l'équation (3.29) et à partir du tableau 3.5, on peut déduire facilement l'expression de la bande d'hystérésis :

Pour $i_{sa} > 0$:

$$T_c = \frac{L_s \cdot V_{dc} \cdot \beta_a}{V_{dc} \cdot v_a^* - 2(v_a^*)^2} \quad (3.30)$$

En négligeant r_s et en remplaçant (3.28) en (3.30), on obtient :

$$\beta_a = \frac{V_{dc} \cdot (v_{sa} - L_s \frac{di_{sa}^*}{dt}) - 2(v_{sa} - L_s \frac{di_{sa}^*}{dt})^2}{L_s \cdot V_{dc} \cdot f_d} \quad (3.31)$$

Pour $i_{sa} < 0$:

Une expression similaire à celle de (3.31), s'écrit comme suit :

$$\beta_a = \frac{V_{dc} \cdot (-v_{sa} + L_s \frac{di_{sa}^*}{dt}) - 2(v_{sa} - L_s \frac{di_{sa}^*}{dt})^2}{L_s \cdot V_{dc} \cdot f_d} \quad (3.32)$$

Puisque le courant de référence i_{sa}^* est en phase avec la tension de source v_{sa} , donc l'expression de la bande d'hystérésis pour une période de fonctionnement peut être écrite sous la forme suivante:

$$\beta_a = \frac{V_{dc} \cdot (|v_{sa}| - L_s \frac{d|i_{sa}^*|}{dt}) - 2(|v_{sa}| - L_s \frac{d|i_{sa}^*|}{dt})^2}{L_s \cdot V_{dc} \cdot f_d} \quad (3.33)$$

Les mêmes expressions peuvent être déduites pour les autres phases « b » et « c ».

L'expression (3.33) offre une loi de commande apportant une adaptation en permanence de la valeur la bande d'hystérésis en fonction de l'évolution de la tension d'alimentation et de la dérivée du courant de source de référence. Cette dernière présente une précision efficace pour le fonctionnement du convertisseur à trois niveaux, car il assure une enveloppe très serrée de la bande d'hystérésis lors du passage à zéro de la tension de source. Le seul inconvénient qu'elle possède est la nécessité de disposer d'une bonne connaissance des paramètres du système (notamment l'inductance de ligne) pour son fonctionnement correct.

Parmi les objectifs ciblés dans ce travail est le bon fonctionnement du redresseur triphasé à trois niveaux quand le neutre de la source est isolé du point milieu du côté continu. Dans ce cas, on doit découpler l'erreur de courant pour éviter la perturbation du contrôle de courant due à la présence de v_O .

La non-liaison du neutre avec le point milieu du bus continu conduit à la prise en considération de la tension v_O dans le développement mathématique précédent. Le terme de découplage qui peut participer dans la commande des trois phases est donné donc par la formule suivante :

$$\frac{d\delta'}{dt} = v_O / L_s \quad (3.34)$$

3.10. RESULTATS DE SIMULATION

La bonne amélioration effectuée par le contrôle à fréquence constante du redresseur triphasé à trois niveaux de tension à neutre isolé est montrée par les résultats obtenus par simulation présentés dans ce paragraphe. Tout d'abord, on présente les résultats obtenus par le contrôle par hystérésis classique à bande fixe en régime permanent, puis ceux obtenus par le contrôle par hystérésis à bande variable en régimes de fonctionnement normal et perturbé. Sur le tableau 3.6, on indique les paramètres du système simulé.

Tableau 3.6. Paramètres du système simulé.

U_s	f	V_{dc}	L_s	r_s	C_{dc}	R	β	f_d
220 V	50 Hz	370 V	5 mH	0.4 Ω	0.5 mF	137 Ω	1 A	8 kHz

3.10.1. Résultats de Simulation du Contrôle par Hystérésis à Bande Fixe

Les résultats de simulation obtenus dans le cas du contrôle par hystérésis classique sans tenir compte de découplage de l'erreur de courant sont montrés sur la figure 3.23. Les résultats correspondants au même genre de contrôle et avec la prise en considération de découplage de l'erreur de courant sont montrés sur la figure 3.24. D'après ces résultats obtenus pour les deux cas, on constate clairement l'intérêt apporté par le terme de découplage introduit au niveau de la commande, en vue d'obtenir un prélèvement sinusoïdal sans interactions entre les phases.

a) Fonctionnement sans Tenir Compte de Découplage de l'Erreur de Courant

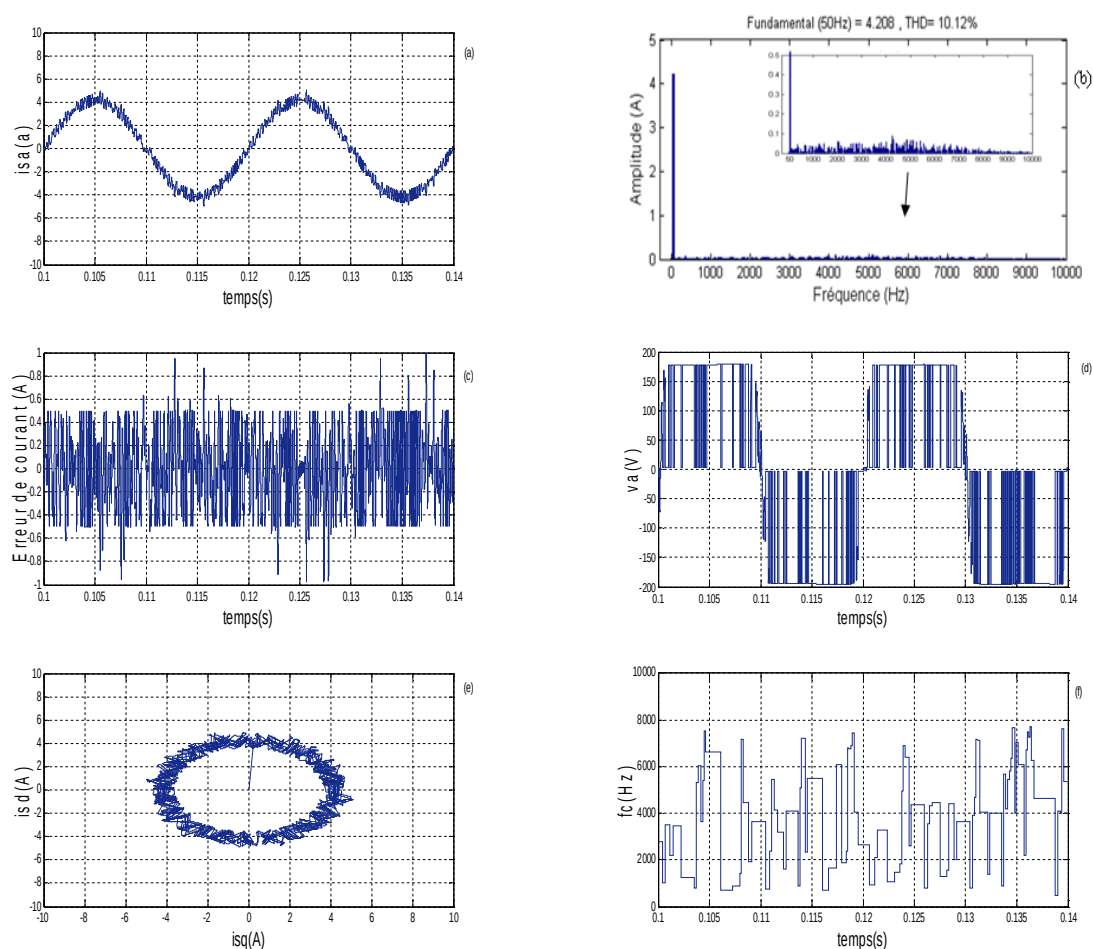


Figure 3.23. Résultats de simulation du système en régime permanent sans découplage de l'erreur de courant : (a). Courant de source i_{sa} , (b). Spectre harmonique associé à i_{sa} . (c). Erreur de courant δ_a , (d). Tension aux bornes de l'interrupteur « K_1 » v_a . (e). Vecteur courant, (f). Fréquence de commutation f_c .

b) Fonctionnement en Tenant Compte de Découplage de l'Erreur de Courant.

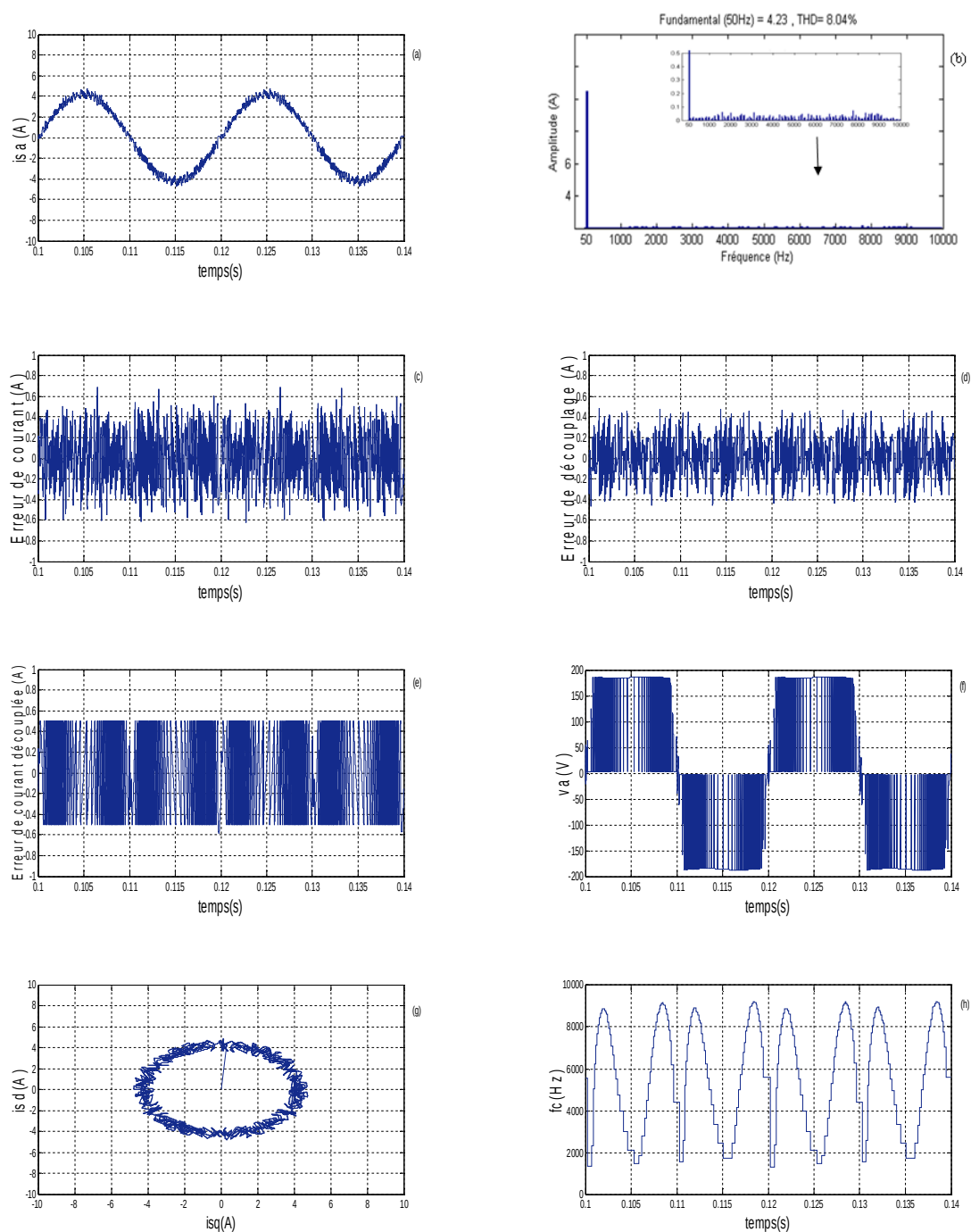


Figure 3.24. Résultats de simulation du système en régime permanent avec découplage de l'erreur de courant : (a). Courant de source i_{sa} , (b). Spectre harmonique associé à i_{sa} . (c). Erreur de courant δ_a , (d). Erreur de découplage δ' , (e). Erreur de courant découplée δ_{a1} , (f). Tension aux bornes de l'interrupteur « K_1 » v_a . (g). Vecteur courant, (h). Fréquence de commutation f_c .

3.10.2. Résultats de Simulation du Contrôle par Hystérésis à Bande Adaptative

a) Fonctionnement en Régime Permanent (normal)

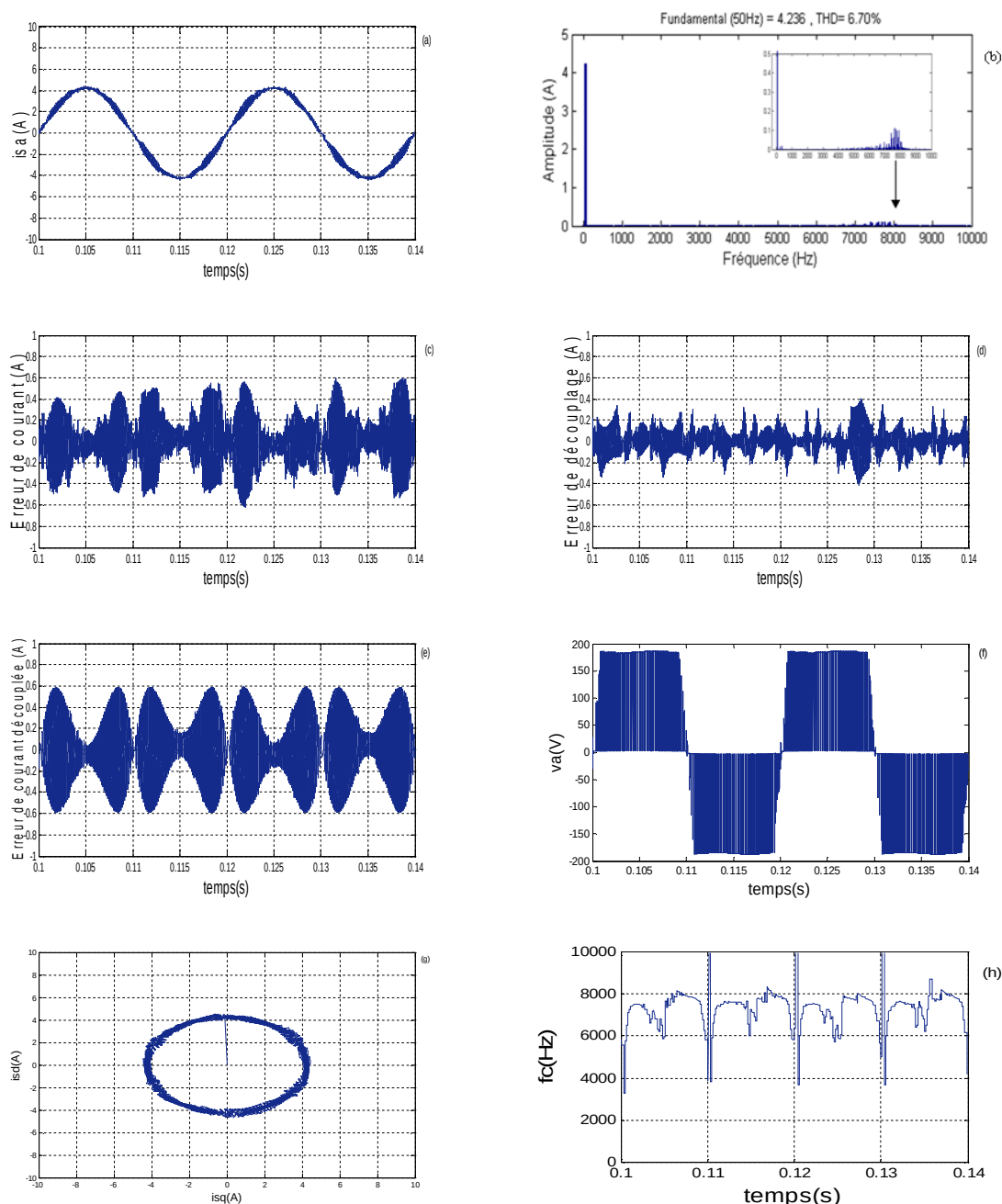


Figure 3.25. Résultats de simulation du système avec le contrôle par hystérésis à bande adaptative en régime permanent: (a). Courant de source i_{sa} , (b). spectre harmonique associé à i_{sa} . (c). Erreur de courant δ_a , (d). Erreur de découplage δ_d , (e). Erreur de courant découplée δ_{a1} , (f). Tension aux bornes de l'interrupteur « K_1 » v_a . (g). Vecteur courant, (h). Fréquence de commutation f_c .

Les résultats de simulation obtenus dans le cas du contrôle par hystérésis à bande adaptative sont montrés sur la figure 3.25. Ces résultats nous permettent d'observer la bonne amélioration en terme de fonctionnement à fréquence stable autour d'une valeur désirée 8 kHz. La caractéristique de l'absorption sinusoïdale subit une nette amélioration par rapport au contrôle classique, dont les ondulations du courant prélevé au réseau sont réduites au maximum et son *THD* est inférieur à 5% pour un rang=40.

b) Comportement du Redresseur Lors d'un déséquilibre des Tensions de la Source

On suppose que dans ce test la source d'alimentation délivre trois tensions sinusoïdales d'amplitudes différentes. L'amplitude de la tension v_{sa} présente une diminution de 10% et celle de v_{sc} présente une augmentation de 10%. Les résultats obtenus pour ce test sont montrés sur la figure 3.26. On constate que malgré le déséquilibre en tension de la source d'alimentation, le contrôle par hystérésis à fréquence stable permet d'assurer une nette absorption sinusoïdale pour le redresseur triphasé à trois niveaux.

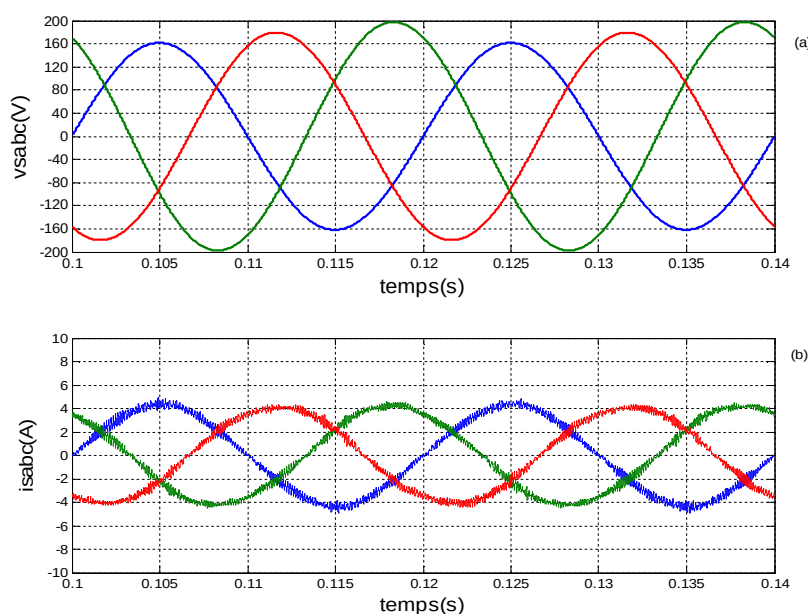


Figure 3.26. Résultats de simulation du système avec le contrôle par hystérésis à bande adaptative lors d'un déséquilibre des tensions de la source : (a). Tensions de source v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} , (b). Courants de source i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} .

c) Comportement du Redresseur Triphasé à Trois Niveaux Lors de la Variation de la Charge

La figure 3.27 montre les résultats obtenus lors d'un régime transitoire de la charge. Dans ce test, pour une référence constante $V_{dc}^* = 370$ V, la résistance de la charge connectée au bus continu présente une variation brusque de 50% pour une augmentation à l'instant 0.1 s puis une diminution à l'instant 0.2 s. Face à ces variations de la charge, on constate la bonne efficacité de poursuite du contrôle par hystérésis à fréquence constante pour la correction des formes d'ondes des courants de source. La tension du bus continu est influencée par ces variations, elle présente une légère augmentation (10 V) pendant l'augmentation de la charge et aussi bien une légère diminution de même valeur (10 V) pendant la diminution de la charge. Dans les deux cas, cette tension revient à son état stable après le passage du régime transitoire avec une durée de 0.05 s (2.5 Cycles).

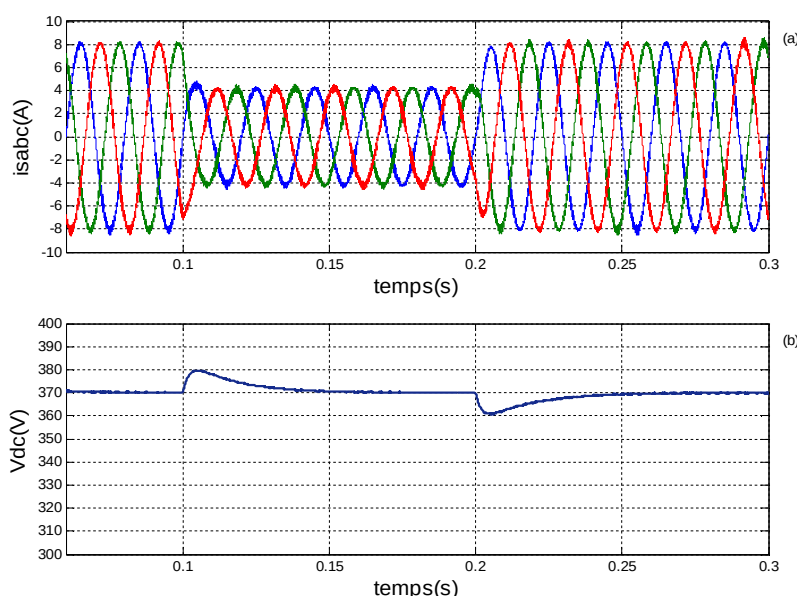


Figure 3.27. Résultats de simulation du système avec le contrôle par hystérésis à bande adaptative lors de la variation de la charge :

(a). Courants de source i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} , (b). Tension du bus continu.

3.11. CONCLUSION

Dans le cadre du fonctionnement à fréquence constante ; en vue d'obtenir une conversion AC/DC à haut rendement énergétique et faible taux de distorsion harmonique, notre étude est achevée dans cette partie, à travers une application au redresseur triphasé à trois interrupteurs et à trois niveaux de tension. En effet, au début de cette partie, nous avons indiqué une brève évaluation du redresseur triphasé à trois niveaux montrant sa forte évolution dans plusieurs domaines d'applications. Ensuite, nous avons présenté la description

de la structure de puissance et son analyse fonctionnelle en mode de conduction continue. A la fin de cette partie, nous avons mis l'accent sur le bon contrôle direct du courant de source avec la parfaite régulation de la tension du bus continu autour d'une référence pour la structure du redresseur à neutre isolé. Ce bon fonctionnement est assuré à l'aide d'une technique de commande par hystérésis à bande variable qui a l'aptitude de limiter la variation de la fréquence de commutation autour d'une valeur choisie et de suivre l'évolution du courant pour les trois niveaux de la tension. En guise de conclusion sur les résultats de simulation obtenus, on peut dire que la technique de commande par hystérésis à bande variable nous a permis d'atteindre les objectifs visés, avec des performances en régime permanent très satisfaisantes. D'autre part, elle permet d'améliorer nettement les transitoires du convertisseur suite à de fortes perturbations.

CHAPITRE

4

Convertisseurs AC/AC Directs

CHAPITRE 4

Convertisseurs AC/AC Directs

4.1. INTRODUCTION

Les convertisseurs statiques qui sont basés sur l'utilisation des semi-conducteurs jouant le rôle d'interrupteurs qui s'ouvrent et se ferment suivant une cadence déterminée. Souvent, il leur est demandé de s'ouvrir alors qu'ils sont conducteurs, autrement dit, d'effectuer des commutations de courant. La commutation d'un courant est son transfert d'une voie à une autre [68]. En pratique, la difficulté d'une commutation est liée à la disparition du courant dans la voie à ouvrir surtout, évidemment, si cette voie est inductive. Aussi, c'est par rapport aux commutations (à l'ouverture) que l'on classe les convertisseurs. On distingue deux types de commutations [69] :

La commutation naturelle : La commutation est naturelle, quand l'extinction du courant dans la voie à ouvrir ne nécessite pas l'action spécifique sur le semi-conducteur fermant cette voie. L'ouverture se passe naturellement :

- Soit parce que le courant s'éteint de lui-même ;
- Soit parce que la phase de fonctionnement suivante provoque automatiquement cette extinction.

La commutation forcée : La commutation est forcée, quand le courant dans un semi-conducteur à fermeture commandée ne s'éteint ni de lui-même, ni du fait du blocage du semi-conducteur suivant. L'extinction nécessite une action spécifique :

- Soit une action sur son électrode de commande, s'il s'agit d'un composant à fermeture et ouverture commandées (*BJT, MOSFET, IGBT, thyristor GTO...etc*) ;
- Soit l'addition d'un circuit auxiliaire de commutation, si le composant ne peut être commandé qu'à la fermeture (thyristor classique). Ce circuit auxiliaire est aussi appelé circuit d'extinction ou circuit de soufflage.

Dans ce contexte, nous présentons dans ce chapitre deux types de convertisseurs réalisant la conversion AC/AC directe. Le premier type est à commutation naturelle, on l'appelle un gradateur classique réalisé à partir de thyristors. Tandis que le second est à commutation forcée (dure), appelé hacheur AC. Cette étude nous permettra d'une part de mieux comprendre et assimiler l'intérêt des convertisseurs AC/AC de type hacheur AC par

rapport aux structures en gradateur à extinction naturelle, et nous permettra de passer à la suite, avec une bonne connaissance sur le hacheur AC.

4.2. CONVERTISSEURS AC/AC A COMMUTATION NATURELLE

Les convertisseurs AC/AC à commutation naturelle sont largement utilisés pour l'obtention d'une tension AC de valeur efficace réglable et de fréquence fixe à partir d'une source de tension AC de fréquence et de valeur efficace fixes. Ils ont été largement employés dans les applications relatives au contrôle de puissance AC, telles que le contrôle de la luminosité, le chauffage industriel, la commande de vitesse et de démarrage des moteurs à induction. Malgré les avantages tels que la simplicité et la possibilité de contrôle de puissances AC importantes, que présentent de tels convertisseurs, ceux-ci possèdent plusieurs limitations dues aux caractéristiques inhérentes à leur commande.

Dans ce paragraphe, nous nous limiterons aux convertisseurs à commutation naturelle assurant directement la conversion AC/AC, c'est-à-dire sans stockage de l'énergie entre le côté entrée et le côté sortie. Leur objectif est le réglage continu de la valeur efficace du courant qu'une source de tension débite dans un récepteur.

4.2.1. Structure de Conversion Monophasée

La structure monophasée est constituée par deux thyristors Th_1 et Th_2 connectés en parallèle inverse, placés entre la source de tension et le récepteur (figure 4.1). Nous considérons que le récepteur du convertisseur possède un caractère passif de type résistif-inductif, ce qui nous permettra d'utiliser comme schéma équivalent une résistance en série avec une bobine. Les indices « s » et « ch » des grandeurs et des paramètres du système correspondent respectivement à l'entrée (Source) et à la sortie (Charge) du convertisseur.

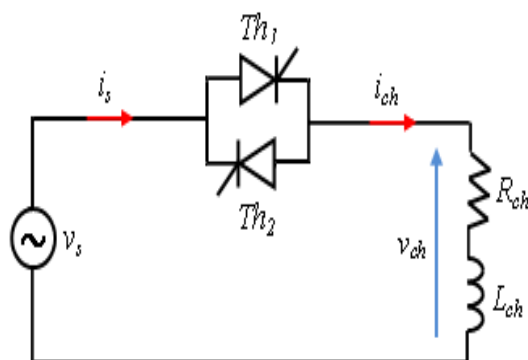


Figure 4.1. Structure du gradateur classique monophasé débitant sur une charge inductive.

4.2.2. Techniques de Commande du Gradateur Monophasé

Pour le transfert de l'énergie, deux types de commande sont habituellement utilisés pour la topologie de la figure 4.1. Ces deux types de commande sont :

1. *La commande par train d'ondes (ON-OFF)* : Dans cette technique, des cycles complets de conduction de la source sont suivis de cycles complets d'extinction.
2. *La commande par angle de phase* : Dans cette technique, les thyristors connectent le récepteur à la source AC pendant une portion de chaque cycle de la tension d'entrée.

4.2.2.1. Gradateur à Commande par Train d'Ondes (ON-OFF)

Le convertisseur connecte la source AC au récepteur pendant un nombre entier de cycles ρ pour qu'elle soit ensuite déconnectée à l'aide d'un système inhibition des impulsions des gâchettes des thyristors pendant ρ' cycles. La période de fonctionnement est donc égale à $2\pi(\rho + \rho')/\omega$. pour la première période de fonctionnement, les thyristors sont amorcés à zéro degré (0°), c'est-à-dire : Th_1 est débloquent pour $\theta=0, 2\pi, \dots(\rho-1).2\pi$ et Th_2 pour $\theta=\pi, 3\pi, \dots(2\rho-1).\pi$ [70].

Les formes d'ondes des tensions d'entrée et de sortie du convertisseur, ainsi que la forme d'onde du courant de sortie et les impulsions de commande des thyristors Th_1 et Th_2 sont représentées sur la figure 4.2.

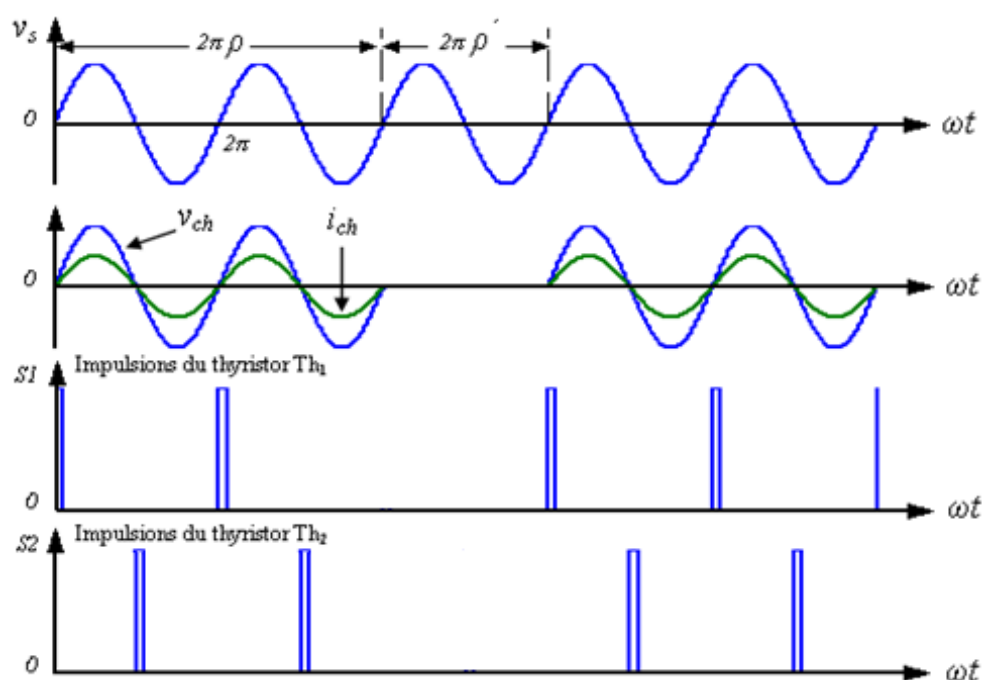


Figure 4.2. Formes d'ondes des tensions et du courant du gradateur monophasé à commande par train d'ondes (charge résistive).

4.2.2.1.1. Caractéristiques du Fonctionnement avec la Commande par Train d'Ondes

Pour une période de fonctionnement $[2\pi.(\rho+\rho')/\omega]$ constante et pour une tension d'entrée sinusoïdale $v_s = V_{sm} \sin(\omega t)$, si la source AC est connectée à la charge pour ρ cycles et est déconnectée pour ρ' cycles. La valeur efficace de la tension de sortie (de la charge) peut être exprimée comme :

$$\begin{aligned} V_{ch} &= \left[\frac{\rho}{2\pi(\rho+\rho')} \int_0^{2\pi} 2V_s^2 (\sin \omega t)^2 d(\omega t) \right]^{1/2} \\ &= V_s \sqrt{\frac{\rho}{\rho+\rho'}} = V_s \sqrt{k} \end{aligned} \quad (4.1)$$

Où $k = \rho / (\rho + \rho')$ est appelé rapport cyclique.

En désignant par I_{s0} , la valeur efficace du courant lorsque le gradateur fonctionne à pleine onde. Donc, la valeur efficace I_{ch} du courant du récepteur est exprimée par :

$$I_{ch} = I_{s0} \cdot \sqrt{k} \quad (4.2)$$

Quand on fait varier ρ avec $(\rho+\rho')$ constant, la valeur efficace I_{ch} du courant du récepteur varie de 0, pour $\rho=0$, à son maximum V_s/R_{ch} , pour $\rho'=0$.

Les différentes puissances et facteur de puissance :

- La puissance apparente fournie au récepteur est donnée par :

$$S_{ch} = V_s \cdot I_s = V_s \cdot I_{ch} \quad (4.3)$$

- La puissance active fournie au récepteur est donnée par :

$$P_{ch} = V_{ch} \cdot I_{ch} = R_{ch} \cdot I_{ch}^2 \quad (4.4)$$

- La puissance réactive Q_{ch} est nulle puisque le fondamental du courant est en phase avec la tension. Donc, la dégradation du facteur de puissance n'est due qu'à la présence des harmoniques.

- La puissance déformante :

$$D_{ch} = \sqrt{S_{ch}^2 - P_{ch}^2} \quad (4.5)$$

- Le facteur de puissance à la source est donné par l'expression suivante :

$$F_{ps} = \frac{P_{ch}}{S_{ch}} = \sqrt{k} \quad (4.6)$$

Si P_{ch0} est la puissance active maximale fournie au récepteur, cela entraîne :

$$\frac{P_{ch}}{P_{ch0}} = k \quad (4.7)$$

Le paramètre k caractérise aussi le réglage de la puissance de sortie.

La figure 4.3 montre les différentes caractéristiques de réglage : P_{ch}/P_{ch0} , F_{ps} , V_{ch}/V_s et I_{ch}/I_{s0} en fonction de k . Pendant le réglage, la variation de ces différentes grandeurs n'est pas continue car le nombre de cycles de conduction ρ ne peut varier que de manière discrète.

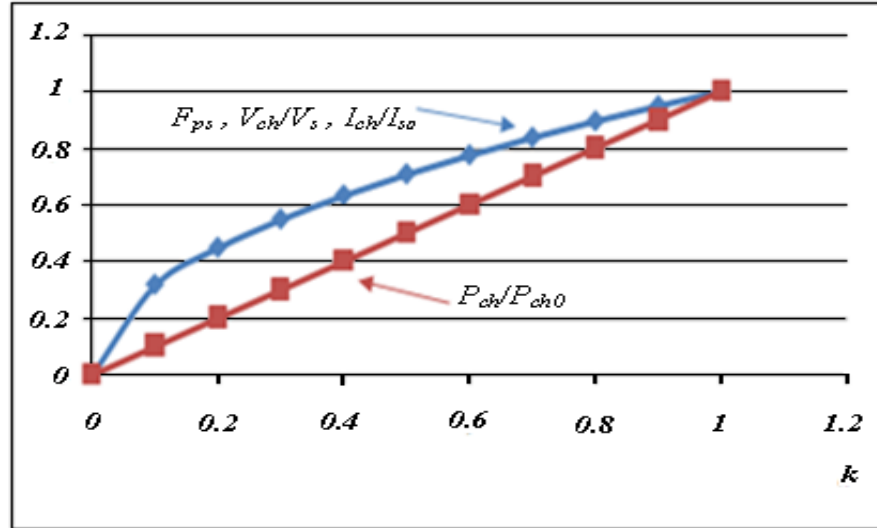


Figure 4.3. Caractéristiques de réglage.

Le taux global de distorsion harmonique du courant de source THD_{is} est donné par :

$$THD_{is} = \frac{I_{chh}}{I_{ch1}} = \sqrt{\frac{1-k}{k}} \quad (4.8)$$

Le THD_{is} ne dépend que du rapport cyclique k , en particulier est indépendant de nombre de cycles global ($\rho + \rho'$). Le choix du nombre de cycles ($\rho + \rho'$) n'intervient pas sur le taux global d'harmoniques et de sous harmoniques (les harmoniques de rang inférieur au nombre global de cycles ($\rho + \rho'$) sont à une fréquence inférieure à celle de la source), mais il intervient évidemment sur le rang et l'amplitude des harmoniques existants [70].

Enfin, on peut conclure que la commande par train d'ondes peut assurer le contrôle de la puissance AC par action sur le rapport cyclique k . On peut noter que la commande par train d'ondes du gradateur entraîne toujours le fonctionnement avec un facteur de déplacement d'entrée unitaire (pas de consommation de l'énergie réactive) et une consommation plus importante de la puissance déformante qui dépend du rapport cyclique k .

4.2.2.2. Gradateur à Commande par Angle de Phase

Pour régler le courant dans le récepteur, on retarde l'amorçage des thyristors. Pour que la valeur moyenne du courant soit nulle, il faut que les signaux de commande soient envoyés successivement sur Th_1 , puis sur Th_2 , toutes les demi-périodes.

Si l'impulsion de commande du thyristor Th_1 est envoyée après un retard angulaire α par rapport à l'annulation par valeur croissante de la tension de source, celle du thyristor Th_2 est alors envoyée après un retard $(\pi + \alpha)$.

Si l'on peut par la commande, choisir l'instant d'enclenchement d'un thyristor, l'instant de son extinction ne dépend que des caractéristiques du récepteur.

Si on considère que la source d'alimentation est parfaite et les thyristors sont aussi supposés parfaits. Pour un récepteur de type inductif (charge R-L), d'après la figure 4.1, si on ferme le thyristor Th_1 à $\theta = \alpha$, le courant i_{ch} est alors régi par l'équation différentielle suivante.

$$R_{ch} i_{ch}(t) + L_{ch} \frac{di_{ch}(t)}{dt} = v_{ch}(t) \quad (4.9)$$

La solution de cette équation différentielle nous donne :

$$i_{ch}(\theta) = \frac{V_{sm}}{Z_{ch}} [\sin(\theta - \varphi_{ch}) + \sin(\varphi_{ch} - \alpha) \cdot \exp\left(\frac{-R_{ch}}{L_{ch}\omega}(\theta - \alpha)\right)] \quad (4.10)$$

$$\text{Avec : } \theta = \omega t, \quad Z_{ch} = \sqrt{R_{ch}^2 + (L_{ch}\omega)^2}, \quad \varphi_{ch} = \text{Arctg}\left(\frac{L_{ch}\omega}{R_{ch}}\right).$$

Selon l'angle d'amorçage des thyristors α et l'angle naturel de la charge φ_{ch} , il existe trois cas possibles pour le fonctionnement du gradateur [71].

- *Cas 1* : Lorsque $\alpha = \varphi_{ch}$, chaque thyristor conduit une demi-période, le gradateur fonctionne à pleine onde.
- *Cas 2* : Lorsque $\alpha > \varphi_{ch}$, le courant qui traverse le premier thyristor devient nul avant la mise en marche du deuxième thyristor. Dans ce cas, en faisant varier α de π à φ_{ch} , on règle V_{ch} de 0 à V_S .
- *Cas 3* : Lorsque $\alpha < \varphi_{ch}$, dans ce cas, deux modes de fonctionnement sont possibles suivant le type de commande choisie, soit :

a) *Une commande au moyen des impulsions uniques de courte durée :*

Pour ce type de commande, si on suppose que Th_1 est le premier thyristor qui reçoit l'impulsion de commande sur sa gâchette et devient conducteur à l'instant α . Donc, à l'instant $\pi + \alpha$ le courant qui le traverse n'est pas encore nul. Dans ce cas Th_2 rate l'amorçage et seul le

thyristor Th_1 peut être amorcé et le montage fonctionne d'une manière anormale. Ce montage ne joue pas le rôle d'un gradateur et il fonctionne en redresseur mono-alternance. Donc, ce mode ne présente aucun intérêt.

b) Une commande au moyen des impulsions de larges durées ou de train d'impulsions :

Dans ce mode, les signaux d'amorçage sont encore appliqués au thyristor Th_2 à l'instant de blocage du thyristor Th_1 ($i_{Th1}=0$). Dans ce cas, on aura un fonctionnement à pleine onde.

Le réglage de courant dans le récepteur n'est donc possible que pour $\alpha > \varphi_{ch}$. Pour cette condition, on représente sur la figure 4.4 les formes d'ondes des tensions de source et de charge et du courant de charge d'un gradateur monophasé débitant sur une charge inductive.

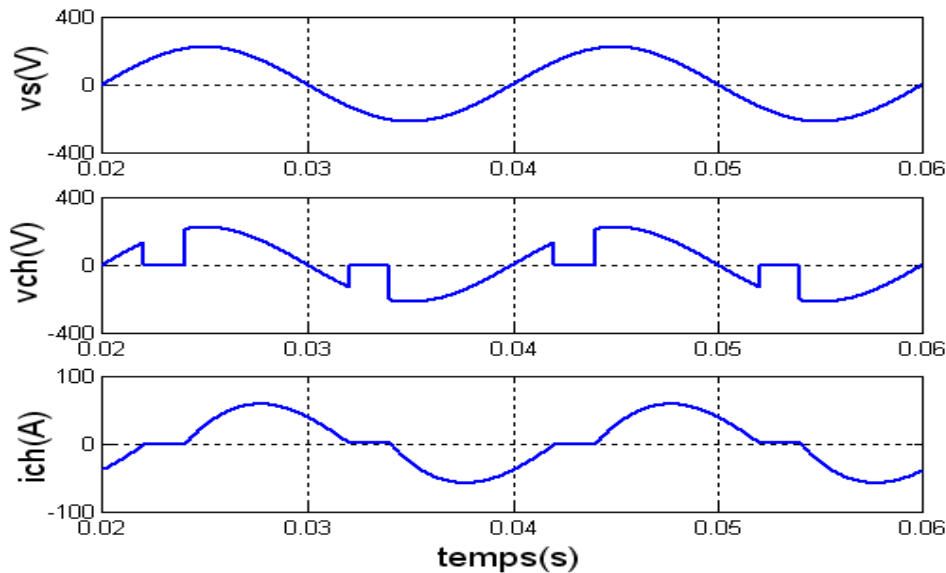


Figure 4.4. Formes d'ondes de $v_s(t)$, $v_{ch}(t)$ et $i_{ch}(t)$.

4.2.2.2.1. Caractéristiques du Fonctionnement avec la Commande par Angle de Phase

La valeur efficace de la tension de sortie peut s'exprimer comme :

$$\begin{aligned}
 V_{ch} &= \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\theta_f} 2V_s^2 (\sin \omega t)^2 d(\omega t) \right]^{1/2} \\
 &= V_s \sqrt{\frac{1}{\pi} (\theta_f - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} - \frac{\sin 2\theta_f}{2})}
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

Avec θ_f est l'angle d'extinction du courant de charge i_{ch} .

La valeur efficace du courant de charge peut être trouvée à partir de l'équation (4.10) :

$$I_{ch} = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\theta_f} i_{ch}^2 d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$= \frac{\sqrt{2}V_s}{Z_{ch}} \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\theta_f} \left(\sin(\omega t - \varphi_{ch}) + \sin(\varphi_{ch} - \alpha) \cdot \exp\left(\frac{-R_{ch}}{L_{ch}\omega}(\theta - \alpha)\right) \right)^2 d(\omega t) \right]^{1/2} \quad (4.12)$$

Le cas de charge résistive est très important. Il correspond à des applications usuelles comme le réglage de puissance des installations de chauffage, la régulation de température des fours ou le réglage des dispositifs d'éclairage. Dans ce cas, les expressions précédentes des valeurs efficaces se simplifient beaucoup :

$$V_{ch} = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} 2V_s^2 (\sin \omega t)^2 d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$= V_s \sqrt{\frac{1}{\pi} (\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2})} \quad (4.13)$$

$$I_{ch} = \frac{V_s}{R_{ch}} \sqrt{\frac{1}{\pi} (\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2})} \quad (4.14)$$

Lorsque le gradateur fonctionne à pleine onde, il délivre une puissance maximale P_{ch0} , donc la relation qui montre le réglage en puissance est la suivante :

$$\frac{P_{ch}}{P_{ch0}} = \frac{R_{ch} I_{ch}^2}{R_{ch} (V_s / R_{ch})^2} = 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha \quad (4.15)$$

La croissance de α provoque la diminution de la puissance absorbée par la charge. Cette diminution de la puissance s'accompagne de deux inconvénients perturbant la source d'alimentation [72,73].

1. La consommation de l'énergie réactive ;
2. L'injection sur la source des courants harmoniques.

On peut évaluer l'importance de ces deux types de perturbations en calculant le facteur de puissance F_{ps} à la source. Ce facteur de puissance est le rapport entre la puissance active absorbée et la puissance apparente.

Compte tenu de la symétrie de la commande, le développement en série de Fourier du courant i_s ne comprend que les harmoniques impairs.

$$i_s(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \sin(n\theta) + b_n \cos(n\theta)), \quad n = 1, 3, 5, \dots \quad (4.16)$$

L'harmonique d'ordre n du courant i_s sera, pour tout n différent de 1, de la forme :

$$i_{sn}(\theta) = a_n \sin(n\theta) + b_n \cos(n\theta) \quad (4.17)$$

De la même manière, pour le fondamental :

$$i_{s1}(\theta) = a_1 \sin(\theta) + b_1 \cos(\theta) \quad (4.18)$$

L'expression du courant de source de (4.16) peut être réécrite comme :

$$i_s(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} (I_{smn} \sin(n\theta + \varphi_{sn})), \quad n = 1, 3, 5, \dots \quad (4.19)$$

Nous pouvons définir l'amplitude et l'angle de déphasage de l'harmonique d'ordre n du courant de source i_s par :

$$I_{smn} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (4.20)$$

$$\varphi_{sn} = \arctg\left(\frac{b_n}{a_n}\right) \quad (4.21)$$

De la même manière, pour le fondamental :

$$I_{sm1} = \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \quad (4.22)$$

$$\varphi_{s1} = \arctg\left(\frac{b_1}{a_1}\right) \quad (4.23)$$

φ_{s1} désigne le déphasage entre le fondamental du courant de source et la tension de source, et $\cos\varphi_{s1}$ est le facteur de déplacement.

Si on désigne par $I_{s3}, I_{s5}, \dots, I_{sn}$, les valeurs efficaces des harmoniques de rang 3, 5, ..., n (où n est un nombre entier impair). La valeur efficace I_s est donnée par :

$$I_s = \sqrt{I_{s1}^2 + I_{s3}^2 + I_{s5}^2 + \dots + I_{sn}^2} \quad (4.24)$$

Puisque l'impédance de la source est supposée nulle et donc la tension de la source est sinusoïdale, quelque soit la forme d'onde du courant débité, la puissance absorbée qui est égale à la valeur moyenne de la puissance instantanée, n'est portée que par le fondamental. Donc, le facteur de puissance peut être exprimé comme suit :

$$\begin{aligned} F_{ps} &= \frac{V_s \cdot I_{s1} \cdot \cos \varphi_{s1}}{V_s \cdot I_s} \\ &= \frac{I_{s1}}{I_s} \cdot \cos \varphi_{s1} \end{aligned} \quad (4.25)$$

Le premier terme de (4.25) représente le facteur de distorsion, donné par :

$$F_{ds} = \frac{I_{s1}}{I_s} \quad (4.26)$$

En remplaçant (4.26) en (4.25), on obtient :

$$F_{ps} = F_{ds} \cdot \cos \varphi_{s1} \quad (4.27)$$

On voit bien que la diminution du facteur de puissance est due à la présence des harmoniques basses fréquences, par l'intermédiaire du facteur de distorsion F_{ds} et à la consommation de l'énergie réactive, par l'intermédiaire du facteur de déplacement $\cos \varphi_{s1}$.

Nous pouvons aussi exprimer le THD_{is} du courant de source comme :

$$THD_{is} = \frac{\sqrt{I_{s3}^2 + I_{s5}^2 + \dots + I_{sn}^2}}{I_{s1}} \quad (4.28)$$

Le facteur de puissance peut être déterminé directement du THD_{is} comme suit :

$$F_{ps} = \frac{\cos \varphi_{s1}}{\sqrt{1 + THD_{is}^2}} \quad (4.29)$$

A titre de conclusion concernant la commande par angle de phase du gradateur, on peut conclure que ce type de commande entraîne deux inconvénients perturbant le réseau électrique et dégradant son facteur de puissance :

- Le montage du gradateur ne peut pas fonctionner avec un facteur de déplacement unitaire, dont ce facteur de déplacement diminue quand la puissance décroît (consommation de l'énergie réactive) ;
- L'injection sur le réseau des courants harmoniques.

4.2.3. Quelques Structures du Gradateur Monophasé

Il existe d'autres types de structures de puissance du gradateur monophasé [74] :

4.2.3.1. Gradateur à Commande Unidirectionnelle

Cette structure est illustrée sur la figure 4.5. La commande est unidirectionnelle car seules les alternances positives sont commandées. Dans cette structure, la diode réduit les intervalles de commande et de variation de la valeur efficace de la tension de sortie.

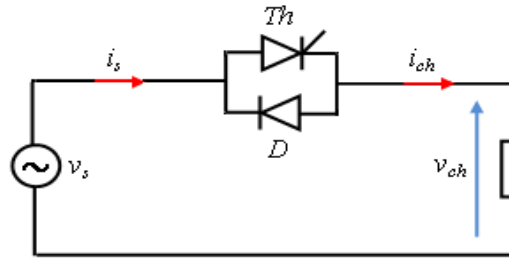


Figure 4.5. Gradateur à commande unidirectionnelle.

4.2.3.2. Gradateur à Commande Bidirectionnelle à Cathode Commune

La structure du gradateur à commande bidirectionnelle à cathode commune est illustrée sur la figure 4.6, où les deux thyristors ayant une cathode commune. Son avantage est que le circuit de commande nécessite un seul isolement. Son inconvénient est dû aux diodes de puissance, c'est-à-dire lors de la conduction simultanée des deux éléments de puissance, les pertes par conduction seront accrues et le rendement diminue.

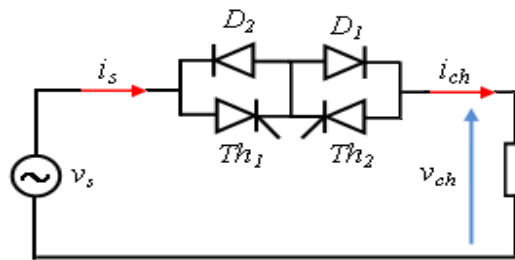


Figure 4.6. Gradateur à commande bidirectionnelle à cathode commune pour Th_1 et Th_2 .

4.2.3.3. Gradateur à Commande Bidirectionnelle en Pont

La structure du gradateur à commande bidirectionnelle peut être implantée avec un montage en pont comme le montre la figure 4.7. Les quatre diodes fonctionnent comme pont de redressement. La tension du thyristor et son courant sont unidirectionnels. Pour une charge résistive, le montage fonctionne en commutation naturelle, tandis que pour une charge inductive, le thyristor peut essentiellement ne pas se désamorcer à chaque alternance de la

tension de source ; ceci peut entraîner des problèmes de commande. Cette structure agit comme un interrupteur bidirectionnel, trois éléments conduisent simultanément; ce qui limite considérablement le rendement du montage.

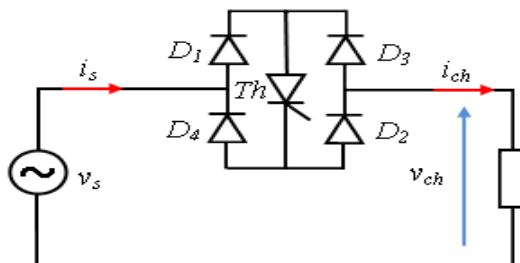


Figure 4.7. Gradateur à commande bidirectionnelle en pont.

4.2.4. Quelques Structures du Gradateur Triphasé

La conversion AC/AC à commutation naturelle peut aussi s'élargir en triphasé surtout pour les applications qui nécessitent une forte puissance. Il existe cependant, une variété de configurations des gradateurs triphasés suivant le branchement des thyristors et du récepteur. On trouve le plus souvent les trois montages possibles [74] :

1. Le gradateur triphasé tout thyristors (figure 4.8);
2. Le groupement en triangle de trois gradateurs monophasés (figure 4.9);
3. Le gradateur mixte à trois thyristors et à trois diodes (figure 4.10).

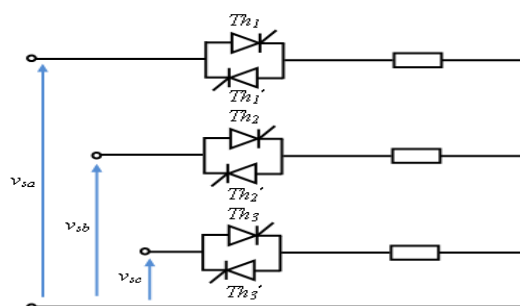


Figure 4.8. Gradateur triphasé tout thyristors.

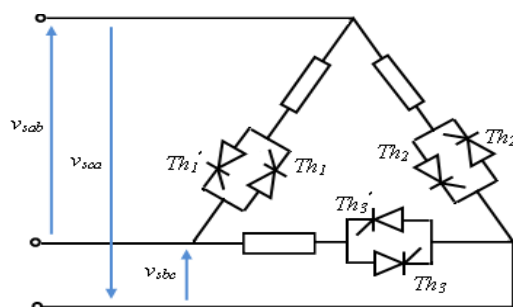


Figure 4.9. Groupement en triangle de trois gradateurs monophasés.

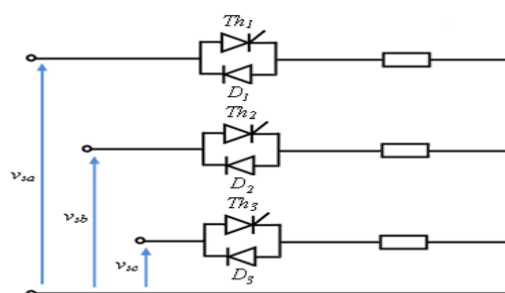


Figure 4.10. Gradateur triphasé mixte.

En ce qui concerne le choix de la structure, pratiquement, il est difficile d'énoncer des règles absolues donnant le type de gradateur à utiliser pour un type d'application déterminé, les caractéristiques données par les différents gradateurs triphasés et leurs variantes permettent de guider assez étroitement le choix du montage à retenir. Ce choix est en fonction du type de la charge à alimenter, de sa puissance et de la profondeur du réglage souhaitée [70].

4.3. CONVERTISSEURS AC/AC A COMMUTATION DURE

Comme nous l'avons déjà vu précédemment, la structure du gradateur classique fonctionnant à commutation naturelle ne permet pas d'améliorer de façon importante la qualité de l'énergie du fait de l'utilisation maximale des degrés de liberté de la commande. La commutation par extinction naturelle rend l'adjonction de degrés de liberté impossible.

L'introduction de la commutation dure permet d'ajouter d'autres degrés de liberté, tels que la réduction des harmoniques côté charge que se soit pour la tension ou le courant et ainsi que côté source et le réglage des grandeurs fondamentales à l'entrée et à la sortie du convertisseur. Il est nécessaire de passer à des structures de convertisseur à commutation dure et utiliser les possibilités offertes par les interrupteurs entièrement commandés afin de pallier les inconvénients apportés par le gradateur classique à la source d'alimentation, et améliorer la qualité du courant prélevé au réseau électrique.

4.3.1. Structure de Conversion Monophasée

Le hacheur alternatif est un convertisseur de puissance direct AC/AC à commutation forcée. Il permet de faire varier le débit d'une source de tension alternative dans un récepteur de courant alternatif. Il est conçu à base d'interrupteurs de puissance bidirectionnels en tension et en courant et commandés à la fermeture et à l'ouverture. La structure choisie du

hacheur AC permettra de supprimer les contraintes de la commutation assistée par le réseau au convertisseur AC/AC de type gradateur [69,70,75,76].

Généralement, le hacheur AC est destiné à l'alimentation des charges passives ou des machines électriques tournantes (moteurs à induction à vitesse variable). Il est capable à être commandé en *MLI*. Le schéma de principe du hacheur AC monophasé est montré sur la figure 4.11. Il est constitué principalement de deux interrupteurs de puissance à commande complémentaire notés B_S (interrupteur placé en série) et B_P (interrupteur placé en parallèle). Il est utilisé pour délivrer en sa sortie une tension alternative réglable à partir de la source alternative d'alimentation.

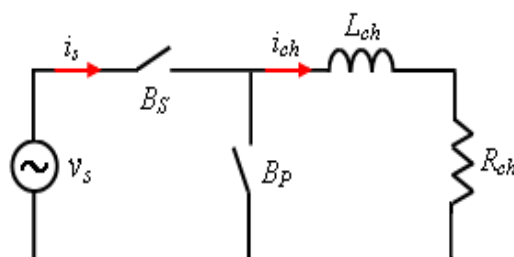


Figure 4.11. Structure du hacheur AC monophasé débitant sur une charge inductive.

La structure du convertisseur présentée en figure 4.11 impose une liaison, à l'aide des interrupteurs bidirectionnels et bicommandables, d'une source pour laquelle la tension et le courant sont réversibles et d'une charge ayant les mêmes caractéristiques.

Nous pouvons décrire de façon élémentaire le fonctionnement du hacheur AC à deux interrupteurs B_S et B_P en supposant quelconques les instants d'ouverture et de fermeture de l'interrupteur B_S par rapport aux instants de passage à zéro de la tension de source $v_s(t)$. Les interrupteurs B_S et B_P ayant à transiter des courants réversibles et à supporter des tensions ayant le même caractère.

En effet, lorsque l'interrupteur B_S est fermé, la charge inductive emmagasine l'énergie transférée de la source vers la sortie. A l'ouverture de B_S , le courant de la bobine doit trouver un chemin de passage, ce chemin est assuré par un circuit de récupération à l'aide d'un autre interrupteur bidirectionnel B_P placé en parallèle avec la charge inductive, par conséquent la fermeture de B_P conduit à la déconnexion de la source à la charge. Les commandes des deux interrupteurs B_S et B_P devront être complémentaires; lorsque l'interrupteur B_S s'ouvre, l'interrupteur B_P se ferme et devra immédiatement assurer le passage du courant i_{ch} . Inversement, lorsque l'interrupteur B_S se ferme, l'interrupteur B_P devra s'ouvrir instantanément sous peine de voir apparaître un court-circuit de la source d'alimentation.

Nous avons donc, deux modes de fonctionnement du hacheur AC :

Lorsque B_S est fermé à $\theta=\alpha_1$, dans ce cas la charge est connectée directement à la source (figure 4.12), on a ($v_{ch}(t)=v_s(t)$, $i_{ch}(t)=i_s(t)$).

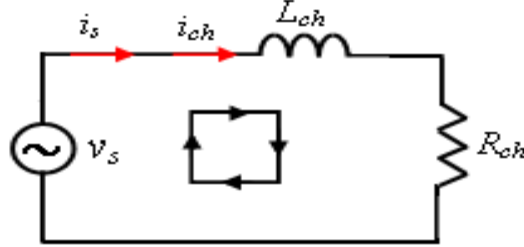


Figure 4.12. Schéma équivalent du mode 1 : B_S fermé et B_P ouvert.

D'après le schéma de la figure 4.12, on a :

$$R_{ch}i_{ch}(\theta) + L_{ch}\omega \frac{di_{ch}(\theta)}{d\theta} = v_{ch}(\theta) = V_{sm} \sin \theta \quad (4.30)$$

La solution de l'équation différentielle (4.30) nous donne l'expression du courant i_{ch} :

$$i_{ch}(\theta) = \frac{V_{sm}}{Z_{ch}} [\sin(\theta - \varphi_{ch}) + \sin(\varphi_{ch} - \alpha_1) \cdot \exp\left(\frac{-R_{ch}}{L_{ch}\omega}(\theta - \alpha_1)\right)] \quad (4.31)$$

Lorsque B_S est ouvert à $\theta=\alpha_2$, B_P est fermé, Dans ce cas la charge est court-circuitée (figure 4.13), on a ($v_{ch}(t)=0$, $i_s(t)=0$).

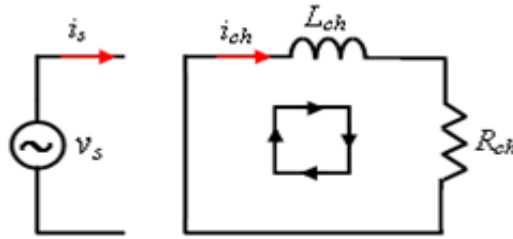


Figure 4.13. Schéma équivalent du mode 2: B_P fermé et B_S ouvert.

D'après le schéma de la figure 4.13, on a :

$$R_{ch}i_{ch}(\theta) + L_{ch}\omega \frac{di_{ch}(\theta)}{d\theta} = 0 \quad (4.32)$$

La solution de l'équation différentielle (4.32) nous donne l'expression du courant i_{ch} :

$$i_{ch}(\theta) = i_{ch}(\alpha_2) \exp\left(\frac{-R_{ch}}{L_{ch}\omega}(\alpha_2 - \theta)\right) \quad (4.33)$$

Où $i_{ch}(\alpha_2)$ est la valeur du courant de charge à l'instant de l'ouverture de B_S ($\theta = \alpha_2$), il est exprimé par :

$$i_{ch}(\alpha_2) = \frac{V_{sm}}{Z_{ch}} [\sin(\alpha_2 - \varphi_{ch}) + \sin(\varphi_{ch} - \alpha_1) \cdot \exp(\frac{-R_{ch}}{L_{ch}\omega}(\alpha_2 - \alpha_1))] \quad (4.34)$$

4.3.2. Représentation de Fourier de la Sortie du Hacheur AC

Lors du fonctionnement du hacheur AC, les relations liant l'entrée et la sortie sont :

$$v_{ch}(\theta) = \alpha_c \cdot v_s(\theta), \quad i_s(\theta) = \alpha_c \cdot i_{ch}(\theta) \quad (4.35)$$

Avec : α_c est la fonction de commutation du signal de commande ($\alpha_c=1$ pour B_S fermé, $\alpha_c=0$ pour B_S ouvert).

La tension de sortie peut être représentée en série de Fourier comme :

$$v_{ch}(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \sin(n\theta) + b_n \cos(n\theta)), \quad n = 1, 3, 5, \dots \quad (4.36)$$

La tension de sortie peut être réécrite comme :

$$v_{ch}(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} V_{chmn} \sin(n\theta + \varphi_{vn}), \quad n = 1, 3, 5, \dots \quad (4.37)$$

$$\text{Avec : } V_{chmn} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \text{ et } \varphi_{vn} = \arctg\left(\frac{b_n}{a_n}\right).$$

Nous pouvons aussi exprimer le courant de charge comme suit :

$$i_{ch}(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{chmn} \sin(n\theta + \varphi_{vn} - \varphi_{chn}), \quad n = 1, 3, 5, \dots \quad (4.38)$$

$$\text{Avec : } I_{chmn} = \frac{V_{chmn}}{\sqrt{R_{ch}^2 + (nL_{ch}\omega)^2}}, \quad \varphi_{chn} = \arctg\left(\frac{nL_{ch}\omega}{R_{ch}}\right).$$

En considérant I_{chn} et I_{ch} les valeurs efficaces de l'harmonique d'ordre n et du courant de charge, le THD_{ich} et le facteur de distorsion F_{dich} du courant de charge sont définis respectivement comme :

$$THD_{ich} = \frac{\sqrt{I_{ch3}^2 + I_{ch5}^2 + \dots + I_{chn}^2}}{I_{ch1}} \quad (4.39)$$

$$F_{dich} = \frac{I_{ch1}}{I_{ch}} \quad (4.40)$$

De la même manière, nous pouvons définir le THD et le F_d de la tension de sortie.

4.3.3. Avantages de la Structure du Hacheur AC

Le facteur de puissance F_{ps} prend en compte simultanément la consommation d'énergie réactive et la génération de courants harmoniques. Pour quantifier les avantages de la structure hacheur AC par rapport à la structure gradateur classique, il est intéressant de déterminer ce facteur de puissance F_{ps} et le comparer avec celui du gradateur [69].

$$F_{ps} = \frac{R_{ch} I_{ch}^2}{V_s I_s} = \frac{I_{ch}}{I_s} \frac{I_{ch}}{I_{ch0}} \cos \varphi_{ch} \quad (4.41)$$

Avec : $\cos \varphi_{ch} = R_{ch} / Z_{ch}$ et $I_{ch0} = V_s / Z_{ch}$.

I_{ch0} est la valeur efficace du courant I_{ch} obtenu à pleine puissance $P_{ch0} = R_{ch} I_{ch0}^2$ c'est-à-dire l'interrupteur B_s est toujours fermé.

Quelle que soit la stratégie de commande choisie, le facteur de puissance est exprimé par :

$$F_{psH} = \frac{I_{ch}}{I_s} \cos \varphi_{ch} \sqrt{\frac{P_{ch}}{P_{ch0}}} \quad (4.42)$$

Dans le cas du gradateur classique à deux thyristors à commutation naturelle $I_{ch} = I_s$, donc l'expression de son facteur de puissance est la suivante :

$$F_{psG} = \cos \varphi_{ch} \sqrt{\frac{P_{ch}}{P_{ch0}}} \quad (4.43)$$

Pour un gradateur classique, la réduction de la puissance fournie au récepteur s'accompagne d'une dégradation du facteur de puissance à l'entrée du convertisseur comme il est montré par l'équation (4.43). Quelque soit la stratégie de commande retenue, train d'ondes ou variation d'angle de phase, à réduction de puissance donnée, le facteur de puissance F_{psG} est toujours le même. Si pour privilégier la réduction de puissance réactive, par exemple, on choisit une commande en train d'ondes, il faut conclure à une augmentation du THD_{is} .

Avec un récepteur purement résistif, l'interrupteur B_p est inutile puisque le récepteur peut supporter des discontinuités de courant. L'utilisation des interrupteurs commandables à la fermeture et à l'ouverture, dans la structure du hacheur, permet la mise en œuvre d'autres commandes. Si on veut toujours faire travailler les interrupteurs à la fréquence de la source et réduire la puissance réactive, on peut faire du recentrage de phase, en centrant l'onde de courant à celle de tension. Si on veut élever le rang des harmoniques pour faciliter le filtrage des courants d'entrée, on peut recourir à la commande *MLI*.

La relation entre les deux facteurs de puissance est donnée par :

$$F_{psH} = \frac{I_{ch}}{I_s} F_{psG} \quad (4.44)$$

Avec un hacheur AC, I_{ch}/I_s est supérieur à l'unité, c'est-à-dire à courant donné dans la charge, la réduction du courant fourni par la source explique l'amélioration du facteur de puissance. Cette amélioration est liée au fonctionnement de l'interrupteur de roue libre B_p .

4.3.4. Choix des Interrupteurs de Puissance

La réversibilité de la source et de la charge impose des interrupteurs pouvant fonctionner dans les quatre quadrants du plan (courant-tension), c'est-à-dire bidirectionnels en courant et en tension. En outre, les interrupteurs considérés devront être commandés à l'ouverture et à la fermeture de manière à pouvoir assurer la commutation forcée, c'est-à-dire des interrupteurs bicommandables. Actuellement il n'existe pas de composant unique bidirectionnel en courant et en tension et bicommandable. Nous ferons donc appel à des associations pour synthétiser cette fonction [70].

Pour obtenir un interrupteur bidirectionnel tel que nous venons de le définir. Il faut satisfaire les conditions suivantes :

L'interrupteur :

- doit avoir une tenue en tension symétrique ;
- doit être bidirectionnel en courant ;
- doit être commandable à l'ouverture et à la fermeture par une électrode spécifique.

Actuellement, nous disposons d'un certain nombre de composants pour pouvoir faire la synthèse d'un interrupteur bidirectionnel et bicommandable.

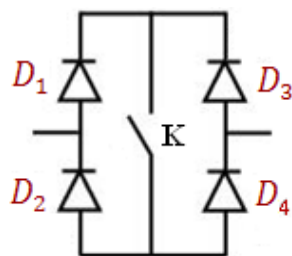
- Le triac est le seul composant satisfaisant le plus près les contraintes imposées, car il offre le fonctionnement quatre quadrants mais il autorise seulement la commande à la fermeture, il est à extinction naturelle.
- Le thyristor a les mêmes caractéristiques au niveau de la commande, par contre, il est bidirectionnel en tension et unidirectionnel en courant.
- Le thyristor *GTO* est bidirectionnel en tension seulement.
- Le *MOSFET* par sa diode interne est bidirectionnel en courant.
- Le transistor bipolaire *BJT* et le transistor bipolaire à grille isolée *IGBT* ne sont pas bidirectionnels en tension et en courant.

Nous nous limiterons à des composants permettant l'ouverture et la fermeture par la commande car la mise en place des circuits de commutation au niveau de la puissance nécessite l'utilisation des circuits auxiliaires qui compliquent la topologie du convertisseur et qui ne se justifient que dans des cas particuliers comme la commutation douce.

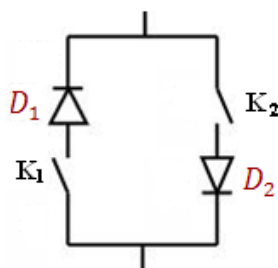
Pour les composants qui ne sont pas bidirectionnels en tension et en courant, il est nécessaire d'utiliser une structure à quatre diodes (figure 4.14.a). Toutefois, la présence de ces diodes entraîne des chutes de tension supplémentaires et dans le cas des transistors bipolaires, la commande en courant de la base nécessite une énergie non négligeable.

Pour les composants bidirectionnels en tension, il est possible de les associer deux en antiparallèle pour obtenir le résultat affirmé (figure 4.14.b).

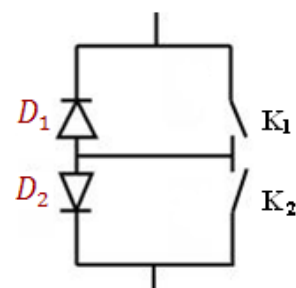
Pour les composants bidirectionnels en courant, l'association en série inverse permet d'obtenir les caractéristiques désirées (figure 4.14.c). L'intérêt de l'association série inverse est qu'elle permet d'avoir une seule électrode de commande pour les deux éléments constitutifs. Du point de vue structure, la solution à *MOSFET* présente l'avantage d'avoir une bonne vitesse de commutation à cause de l'absence de charge stockée et il est commandé par une tension de grille ne nécessitant qu'une faible consommation d'énergie. Le seul inconvénient est que le *MOSFET* possède une tenue en tension limitée et son application est réservée aux puissances commutées de moins de 10 KW par composant (1000V-10A).



(a). Structure pont.



(b). Structure antiparallèle.



(c). Structure série inverse.

Figure 4.14. Différentes topologies d'un interrupteur bidirectionnel.

Récemment, nous signalons que depuis l'an 2000, des recherches ont été effectuées dans la direction de nouveaux composants. Notamment, des recherches ont abouti à la conception d'un nouveau type de composant *MOSFET* appelé *MBS* (Monolithic Bidirectional Switch) [77]. Il s'agit de composants capables de faire circuler un courant dans les deux sens de conduction et de tenir des tensions de blocage dans les deux sens. Parallèlement, de récentes recherches ont abouti à la conception d'autres nouveaux composants à semi-

conducteurs à base de diamant. A condition de maîtriser les propriétés du matériau, celui-ci permettrait un comportement symétrique sur les quatre quadrants par photoconduction et une utilisation aisée à puissance moyenne [78].

4.3.5. Quelques Structures du Hacheur AC Monophasé

Suivant le choix d'interrupteurs bidirectionnels, pratiquement les structures du hacheur AC monophasé les plus utilisées sont [79, 80] :

1. Structures du hacheur AC monophasé à trois niveaux :

Pratiquement, on trouve les deux structures qui sont à trois niveaux et permettent le fonctionnement en deux quadrants du plan (i_{ch} - v_{ch}).

- Structure à quatre interrupteurs (figure 4.15) ;
- Structure à deux interrupteurs (figure 4.16).

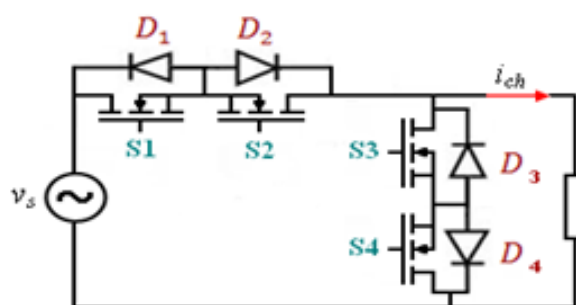


Figure 4.15. Structure d'un hacheur AC monophasé à quatre interrupteurs.

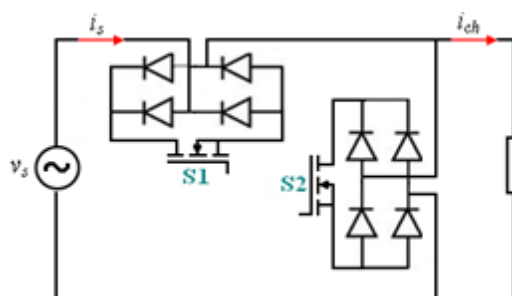


Figure 4.16. Structure d'un hacheur AC monophasé à deux interrupteurs.

2. Structure du hacheur AC monophasé à deux niveaux :

Nous pouvons également, envisager une autre structure à quatre interrupteurs, à deux niveaux qui permet le fonctionnement dans les quatre quadrants du plan (i_{ch} - v_{ch}), comme montré sur la figure 4.17 [81] :

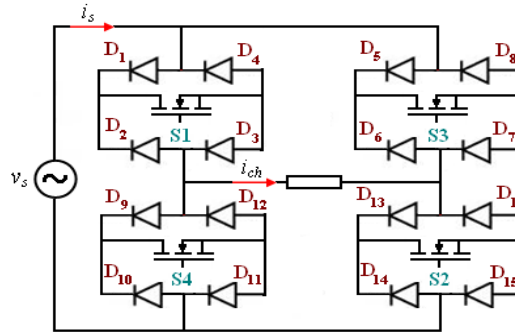


Figure 4.17. Structure d'un hacheur AC monophasé à quatre interrupteurs et à deux niveaux.

4.3.6. Quelques Structures du Hacheur AC Triphasé

Les principes de fonctionnement du hacheur AC monophasé peuvent être étendus à la version triphasée. Avec une alimentation triphasée, plusieurs schémas sont possibles suivant les couplages effectués au niveau de la charge ou des interrupteurs de puissance. Certains sont plus intéressants que d'autres [70,75,76]. Les structures les plus utilisées sont les suivantes :

4.3.6.1. Groupement en Etoile de Trois Hacheurs Monophasés

Ce convertisseur n'est donc que l'association de trois hacheurs alternatifs monophasés alimentés par les tensions simples de la source (figure 4.18). Vu que la tension d'alimentation de chaque phase n'est que la tension simple du réseau, les performances de cette structure sont analogues à celle de la structure monophasée. Pour que les courants dans les trois phases soient identiques, il faut toutefois, caler les commandes de chacun des hacheurs monophasés par rapport aux tensions simples de chaque phase. Le conducteur neutre est traversé par les courants harmoniques de rang multiples de trois généré par chaque hacheur monophasé. Si l'on veut supprimer le conducteur neutre, il faut que les courants soient dépourvus d'harmoniques homopolaires.

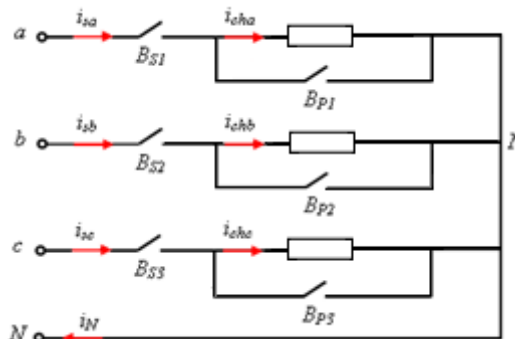


Figure 4.18. Groupement en étoile de trois hacheurs monophasés.

4.3.6.2. Groupement en Triangle de Trois Hacheurs Monophasés

Cette structure n'est donc réalisable que si les six bornes du récepteur sont accessibles (figure 4.19). Chaque phase est alimentée par une tension composée de la source, et comme précédemment les caractéristiques relatives au récepteur sont celles du hacheur AC monophasé. C'est au niveau des courants de ligne que le choix judicieux de la commande permet une amélioration sensible des performances du convertisseur vu de la source.

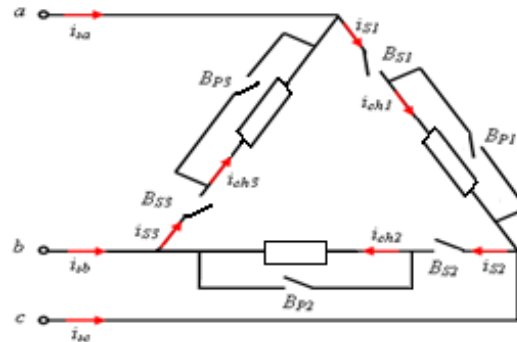


Figure 4.19. Groupement en triangle de trois hacheurs monophasés.

4.3.6.3. Hacheur AC Triphasé avec Charge en Etoile

La façon d'alimenter une charge triphasée couplée en étoile à partir d'un réseau triphasé par l'intermédiaire d'un hacheur AC est représentée sur la figure 4.20.

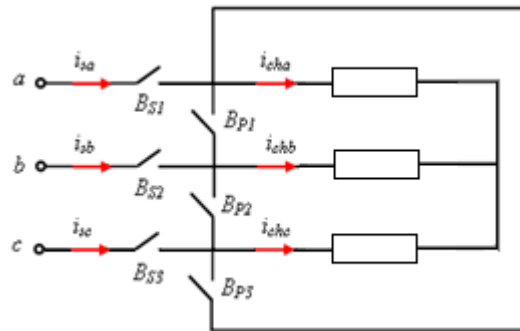


Figure 4.20. Hacheur AC triphasé avec charge en étoile.

Les interrupteurs complémentaires sont $B_{S1}-B_{P1}$, $B_{S2}-B_{P2}$, $B_{S3}-B_{P3}$. Pour que les courants dans les trois phases soient identiques au décalage près d'un tiers de période, les commandes sont calées par rapport aux tensions simples correspondantes de la source.

Pour que la demi-onde positive soit identique au signe près à la demi-onde négative et donc qu'il n'y ait pas d'harmoniques pairs, on choisit le rapport f_c/f pair (avec f est la fréquence de la source d'alimentation). De plus, si ce rapport est un multiple de trois, pendant un tiers de la période $T=1/f$, il y a un nombre entier de périodes $T_c=1/f_c$. Tous les interrupteurs

de ligne sont simultanément dans le même état, fermé ou ouvert. La charge triphasée est donc soit connectée à la source, soit déconnectée de celle-ci et mise en court-circuit.

Quand les interrupteurs de ligne sont fermés, les tensions aux bornes de la charge sont les tensions simples de la source, quand les interrupteurs de roue libre sont fermés les tensions aux bornes de la charge sont égales et de somme nulle, donc chacune des tensions est nulle.

Quand le rapport f_c/f est un multiple de six, tous les harmoniques sont d'ordres impairs et non multiples de trois. Les caractéristiques sont celles d'un hacheur AC monophasé. Cette structure peut admettre d'autres types de commande (f_c/f différent de six) qui présentent également l'avantage d'éliminer tous les harmoniques de courant de rang multiple de trois, puisque la structure est triphasée.

Le choix de la commande à f_c/f multiple de six permet une simplification structurelle intéressante. En effet, le nombre d'interrupteurs peut être réduit à quatre, comme montré sur la figure 4.21.

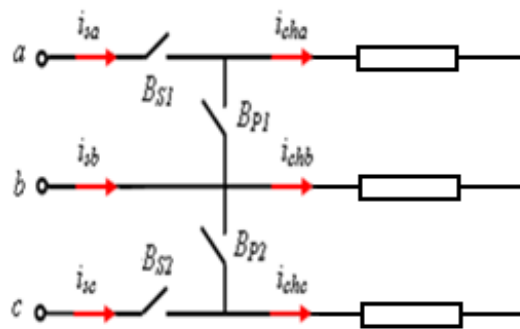


Figure 4.21. Hacheur AC triphasé avec charge en étoile à quatre interrupteurs.

Quand B_{S1} et B_{S2} sont simultanément fermés, les tensions simples de la source sont directement appliquées aux phases réceptrices. Quand B_{P1} et B_{P2} sont fermés, la charge est court-circuitée. Avec ce convertisseur, les performances sont encore celles du hacheur monophasé.

4.3.7. Techniques de Commande *MLI* des Hacheurs AC

Comme nous l'avons déjà signalé, l'introduction de la commutation dure permet d'ajouter d'autres degrés de liberté, telles que la réduction des harmoniques du côté charge et du côté source et le réglage des grandeurs fondamentales à l'entrée et à la sortie du convertisseur. Le montage le plus connu dans le domaine des alimentations alternatives est le convertisseur DC/AC fonctionnant en *MLI* (ou l'onduleur autonome). Ce type de convertisseurs est bien adapté à la commande des machines tournantes de type alternatif,

puisque il permet à la fois la minimisation des harmoniques du côté alternatif et la commande de l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie.

Depuis plusieurs années, de nombreux travaux de recherche ont été publiés dans la littérature pour les convertisseurs DC/AC avec des techniques de commande *MLI* plus performantes. Les travaux sur les convertisseurs AC/AC directs à commutation dure sont beaucoup moins nombreux. Grâce à l'efficacité des techniques *MLI*, qu'elles soient analogiques, numériques ou mixtes, les hacheurs AC à commutation forcée se prêtent également, de part leur structure, à ce genre de techniques.

Toute approche de commande d'un hacheur AC doit prendre en compte les contraintes suivantes, à savoir :

- La réduction du *THD* en régimes permanent et transitoire, de la tension et du courant à la sortie du convertisseur, car ces harmoniques sont nuisibles pour la charge, qu'elle soit passive ou bien constituée par une machine électrique tournante. Dans ce dernier cas, les oscillations de couple, de vitesse, les pertes supplémentaires et les perturbations acoustiques sont autant d'inconvénients que l'utilisateur veut supprimer ;
- L'accès au réglage du fondamental de la tension de sortie à une valeur de référence.

Les techniques *MLI* peuvent être classées en deux grandes catégories :

1. La commande directe sans retour d'état ;
2. La commande par retour d'état instantané.

4.3.7.1. Commande Directe sans Retour d'Etat

Les techniques *MLI* peuvent être classées en deux catégories suivant que les angles de commutation sont exprimés par des algorithmes pré-établis (numériques) [82-84], ou bien provenant d'une comparaison entre deux fonctions analogiques [85,86]. Dans le premier cas, la technique est qualifiée d'explicite, par contre dans le deuxième cas, elle est dite implicite.

4.3.7.1.1. Commandes Directes Analogiques (Implicites)

Les techniques *MLI* implicites ont été développées essentiellement pour les convertisseurs DC/AC mais elles peuvent parfaitement être étendues aux convertisseurs AC/AC construits autour d'interrupteurs fonctionnant à commutation forcée. Plusieurs techniques analogiques sont largement utilisées pour contrôler le mode d'opération de ces convertisseurs. Les techniques les plus employées et qui ont la particularité de pouvoir être réalisées à l'aide de circuits analogiques sont :

- La modulation naturelle ;
- La modulation conventionnelle ;
- La modulation Delta.

a) Commande par Modulation Naturelle

La technique de commande par modulation naturelle est appelée aussi technique de commande triangulo-sinusoïdale. Elle consiste à comparer une porteuse triangulaire de haute fréquence f_p et d'amplitude fixe avec une onde modulante sinusoïdale de référence de basse fréquence $f_r=2f$ et d'amplitude variable. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et l'onde de référence. Pour des raisons de symétrie, il est préférable que la fréquence de la porteuse soit un multiple entier de celle de l'onde de référence [69]. La figure 4.22 illustre le principe de cette technique.

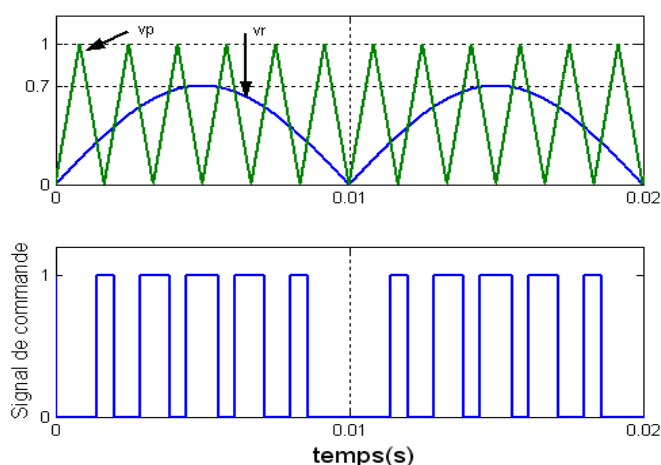


Figure 4.22. Technique de commande par modulation naturelle.

Les états de l'interrupteur B_S peuvent être définis de la façon suivante :

Si $v_r \geq v_p$, alors B_S fermé, sinon B_S ouvert.

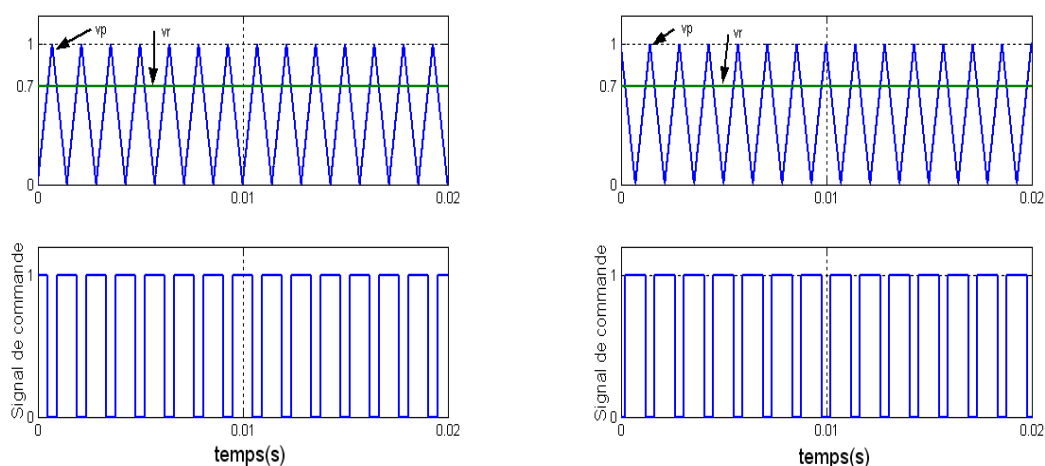
Les deux paramètres qui caractérisent la technique sont :

1. *L'indice de modulation (m)* : On le définit par le rapport f_p/f_r de la fréquence de la porteuse et de la référence.
2. *Le coefficient de réglage en tension (r)* : On le définit comme le rapport A_r/A_p de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de la porteuse.

La modulation est dite synchrone si l'indice m est entier, elle est dite asynchrone sinon. En modulation synchrone, si le maximum de la référence correspond à un pic de la porteuse, on dit que le calage est optimal et la tension bénéficie d'une double symétrie par rapport au quart et au milieu de la période.

b) Commande par Modulation Conventiennelle [86]

Cette technique est appelée technique de commande par un rapport cyclique, dont une onde porteuse triangulaire de haute fréquence, soit type « M » ou type « W », est comparée à un signal de référence de coefficient de réglage constant variant dans l'intervalle [0 1]. Les intersections de ces deux signaux permettent de définir les instants de commutation du hacheur AC, tout en maintenant la période de modulation ($T_c = T_{on} + T_{off}$) constante. Une autre contrainte est imposée sur la valeur de ($T_c = T_{on} + T_{off}$) est que la tension de sortie doit être maintenue symétrique par rapport au quart de la période $\pi/2$. L'onde porteuse a habituellement une amplitude fixe. Cette technique de commande est la plus simple dans laquelle la tension de sortie est commandée par le réglage du rapport cyclique comme montré sur la figure 4.23.



(a). Modulation type « M ».

(b). Modulation type « W ».

Figure 4.23. Technique de commande par modulation conventionnelle.

c) Commande par Modulation Delta

La technique de commande par modulation delta est relativement la technique la plus récente pour les convertisseurs AC à commutation dure. Son principe a été présenté pour la première fois en 1981 par P.ZIOGAS, pour la réduction automatique des harmoniques de la tension à la sortie des convertisseurs DC/AC. De plus, cette technique est applicable à des formes d'ondes quelconques, ce qui permet de fixer à priori le spectre de la tension alternative [87-90].

La technique de commande permet la recopie d'une onde sinusoïdale redressée de référence v_r à partir d'une porteuse v_p de fréquence multiple entier de la fréquence de la modulation qui oscille dans une fenêtre d'amplitude $2\Delta V$. Les instants de commutation sont déterminés au moment où le signal atteint une des limites de la fenêtre. A cet instant, la pente de la porteuse change de signe et si nous notons "A" la pente de la porteuse et S_C le signal de commande de l'interrupteur B_S , nous aurons les conditions logiques suivantes : Si $A \geq 0$ alors $S_C = 1$, sinon $S_C = 0$.

La figure 4.24 représente le diagramme des blocs fonctionnels de la modulation delta, avec $x'(t)$ est l'estimation du signal réel $x(t)$, initialement quand $x'(t) < x(t)$, la première impulsion a le point de $+\Delta$, quand l'impulsion prend le retour et passe par l'intégrateur, elle produit un changement de pas pour une hauteur $-\Delta$, ce procédé continue jusqu'à $x'(t)$ dépasse $x(t)$ et crée une impulsion négative.

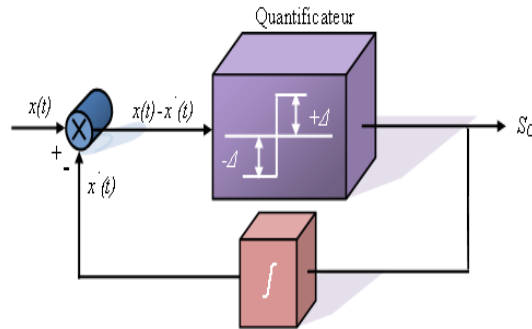


Figure 4.24. Schéma fonctionnel de la modulation Delta.

Dans cette technique, l'onde triangulaire est l'estimation de l'onde sinusoïdale, elle doit osciller dans un intervalle de largeur $2\Delta V$ et suivre le signal de référence v_r . Les impulsions sont déterminées aux niveaux des instants de changement de signe de la pente du signal triangulaire. Les figures 4.25 et 4.26 montrent respectivement les méthodes d'obtention d'un signal de commande par la modulation Delta. Dont la première méthode se base sur une onde sinusoïdale non redressée, tandis que la seconde méthode est basée sur une onde sinusoïdale redressée. Cette dernière méthode assure des performances meilleures par rapport à la première méthode (*THD* de la tension de sortie et facteur de déplacement à la source) [69].

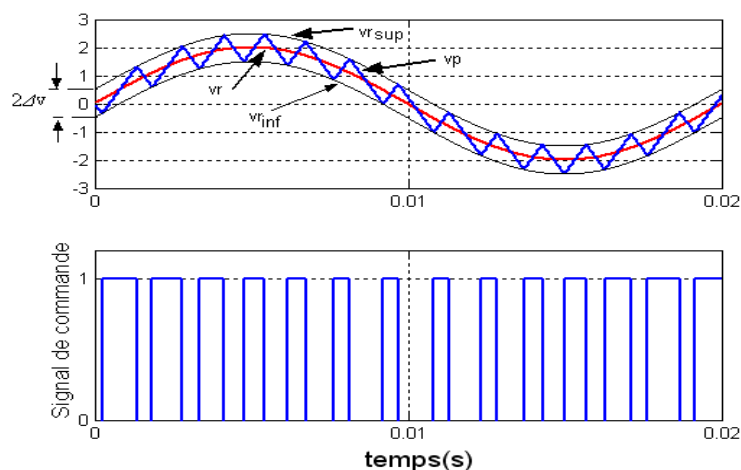


Figure 4.25. Haut: Signal Delta non redressé, Bas : Signal de commande.

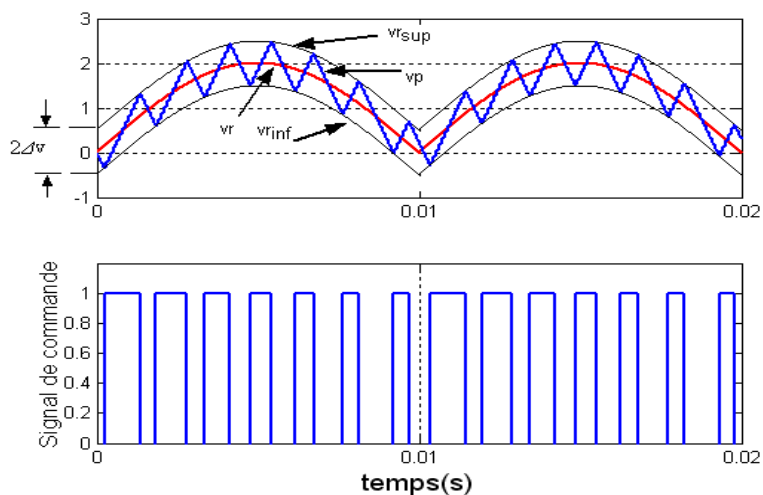


Figure 4.26. Haut: Signal Delta redressé, Bas: Signal de commande.

4.3.7.1.2. Commandes Directes Numériques (Explicites)

Les techniques *MLI* implicites, telles que, la modulation naturelle, la modulation par un rapport cyclique et la modulation Delta, de part leur simplicité d'implémentation par des moyens analogiques, ont été parmi les plus utilisées jusqu'à l'apparition récente des microprocesseurs qui a rendu possible l'implémentation de techniques plus performantes.

Dans les techniques *MLI* implicites, il est extrêmement délicat de faire apparaître certains critères sous forme analytique de manière à pouvoir les intégrer au circuit de régulation qui fonctionne en général dans le domaine linéaire. C'est ainsi que dans le circuit de commande en boucle fermée que la prise en compte simultanée de l'amplitude du fondamental de la tension de sortie, de l'amplitude des harmoniques des courants de charge et de source est pratiquement impossible. Afin de s'intéresser de manière simultanée à ces

critères, il faut aborder les techniques de modulation calculée, dans lesquelles il est possible de faire apparaître des conditions explicites.

Le principe des techniques explicites est basé sur la détermination à priori des instants de commutations des interrupteurs de puissance formant le hacheur AC par le biais du développement en série de Fourier des formes d'ondes souhaitées qui répondent à des critères prédéfinis (taux d'harmoniques, valeur du terme fondamental). Deux modes sont envisageables pour ces dernières techniques de modulation calculée, la modulation *MLI* symétrique (*SPWM*) [91-93] et la modulation *MLI* asymétrique (*APWM*) [94-97].

- *Technique MLI Symétrique SPWM* : La technique *SPWM* est celle pour laquelle le signal de commande de l'interrupteur B_s présente une symétrie par rapport au quart et à la demi-période de la tension d'alimentation.

- *Technique MLI asymétrique APWM* : La technique *APWM* est celle pour laquelle le signal de commande de l'interrupteur B_s a la particularité de présenter seulement une symétrie par rapport à la demi-période. Cette technique est mieux adaptée pour la commande et l'amélioration du facteur de puissance de la source.

Les techniques pré-calculées permettent le fonctionnement avec des caractéristiques améliorées du hacheur AC et qui sont résumés dans les points suivants [69] :

- Un meilleur facteur de puissance de la charge grâce au fonctionnement à fréquence de commutation élevée ;
- Intervalle de commande large en termes d'angles d'allumages, indépendamment du facteur de puissance de la charge ;
- Elimination des harmoniques de rangs faibles, ce qui facilite le filtrage ;
- Harmonique dominant de la tension de sortie pouvant être contrôlé par la fréquence de hachage ;
- Contrôle linéaire du fondamental de la tension de sortie ;
- L'implémentation à base de circuits numériques.

Comme inconvénients, les techniques de commande pré-calculées apportent les inconvénients suivants :

- La tension de sortie est très distordue si la charge possède un comportement non-linéaire ;
- Lors des variations brusques de la charge, le temps de réponse du régulateur de tension prend généralement quelques périodes.

4.3.7.2. Commande par Retour d'Etat Instantané

La commande par retour d'état instantané (Instantaneous feedback control) du courant ou de la tension a l'avantage de l'amélioration des caractéristiques du moteur ainsi que l'élimination des harmoniques en régime non-linéaire. Ce genre de commande est très utilisé pour les convertisseurs DC/AC en entraînements réglés, mais il n'y a pas beaucoup de travaux sur le hacheur AC. La commande par retour d'état instantané du courant est une commande à boucle fermée qui consiste à rendre le courant de sortie indépendant des variations de la tension d'alimentation, et de rejeter les perturbations introduites par des variations de la charge. Ses performances sont évaluées en termes de sa simplicité d'implémentation, stabilité, rapidité, précision statique et la maîtrise en même temps du dépassement du courant et de la tension afin de protéger les semi-conducteurs et éviter la saturation des circuits magnétiques. Ces performances sont également assurées sur des objectifs de poursuite de courant de consigne.

Pour générer le signal *MLI*, le hacheur AC a une boucle de retour, telle que la fonction de commutation est déterminée par la comparaison du courant réel avec un courant de référence sinusoïdal de deux manières différentes : Dans la première, comme nous l'avons déjà vu dans les chapitres précédents, le courant réel oscille dans une bande d'hystérésis fixe (Fixed Hysteresis Band). Tandis que dans la deuxième, il oscille dans une bande sinusoïdale (Sinusoidal Hysteresis Band). L'erreur de courant est appliquée à un comparateur à hystérésis, et ce comparateur délivre à son tour le signal *MLI* [79,80,98,99].

a) Commande par Hystérésis à Bande Fixe

Dans cette technique, la bande d'hystérésis est maintenue constante durant toute la période de fonctionnement. Le courant de charge oscille autour de sa référence sinusoïdale entre deux limites :

$$\begin{cases} \text{La limite supérieure: } i_{chsup} = (i_{ch}^* + \beta/2) \\ \text{La limite inférieure: } i_{chinf} = (i_{ch}^* - \beta/2) \end{cases} \quad (4.45)$$

Avec β est la largeur de bande d'hystérésis.

Durant l'alternance positive de v_s , les conditions de fermeture et ouverture des interrupteurs B_S et B_P sont :

$$\begin{cases} \text{Si } i_{ch} > i_{chsup}, (B_P \text{ est fermé}, B_S \text{ est ouvert}), v_{ch} = 0 \\ \text{Si } i_{ch} < i_{chinf}, (B_P \text{ est ouvert}, B_S \text{ est fermé}), v_{ch} = v_s \end{cases} \quad (4.46)$$

Sur la figure 4.27, on représente la forme d'onde du courant de charge.

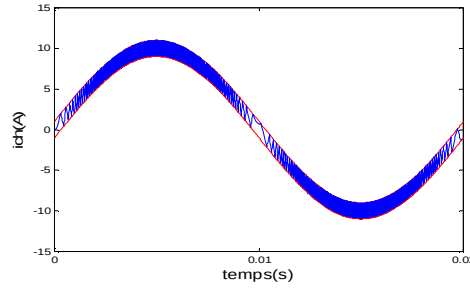


Figure 4.27. Forme d'onde du courant de charge dans une bande fixe.

b) Commande par Hystérésis à Bande Sinusoïdale

Dans cette technique, la bande d'hystérésis varie sinusoïdalement sur toute la période de fonctionnement. Le courant de charge oscille autour de sa référence sinusoïdale entre deux limites :

$$\begin{cases} \text{La limite supérieure: } i_{chsup} = (I_{chm} + \beta/2)\sin\omega t \\ \text{La limite inférieure: } i_{chinf} = (I_{chm} - \beta/2)\sin\omega t \end{cases} \quad (4.47)$$

Les conditions de la fermeture et de l'ouverture des interrupteurs B_S et B_P sont :

Pour $i_{ch}^* > 0$:

$$\begin{cases} \text{Si } i_{ch} > i_{chsup}, (B_P \text{ est fermé}, B_S \text{ est ouvert}), v_{ch} = 0 \\ \text{Si } i_{ch} < i_{chinf}, (B_P \text{ est ouvert}, B_S \text{ est fermé}), v_{ch} = v_s \end{cases} \quad (4.48)$$

Pour $i_{ch}^* < 0$:

$$\begin{cases} \text{Si } i_{ch} > i_{chinf}, (B_P \text{ est ouvert}, B_S \text{ est fermé}), v_{ch} = v_s \\ \text{Si } i_{ch} < i_{chsup}, (B_P \text{ est fermé}, B_S \text{ est ouvert}), v_{ch} = 0 \end{cases} \quad (4.49)$$

La forme d'onde du courant de charge est illustrée sur la figure 4.28.

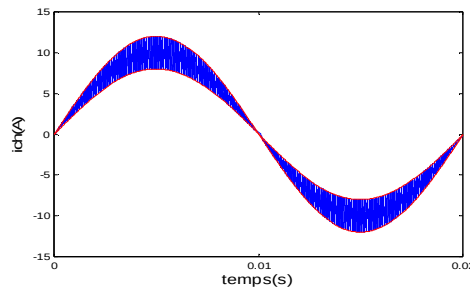


Figure 4.28. Forme d'onde du courant de charge dans une bande sinusoïdale.

Comme nous l'avons signalé dans les chapitres précédents de cette thèse, malgré les avantages apportés par la modulation par hystérésis à bande fixe qui permet le contrôle direct de courant, cette technique de commande souffre de problème qui est le fonctionnement à fréquence de commutation variable. Donc, cette variation de la fréquence de commutation

dégrade les performances du hacheur AC et elle peut détériorer la qualité de l'énergie en sortie surtout pour le fonctionnement à faible fréquence de commutation. Une amélioration de la qualité de l'énergie (tension et courant de charge) peut être assurée par la deuxième technique (Commande par hystérésis à bande sinusoïdale). En contre partie, pour cette technique, l'augmentation considérable de la fréquence maximale de commutation, entraîne des pertes importantes au niveau des composants.

Dans le but d'améliorer les caractéristiques de la commande par hystérésis à bande fixe du hacheur AC, tout en maintenant les avantages signalés précédemment, nous allons consacrer le dernier chapitre à une analyse détaillée et au développement des techniques avancées afin de maintenir la fréquence de commutation stable autour d'une valeur désirée et avoir une bonne qualité d'énergie en sortie.

4.4. CONCLUSION

Ce chapitre nous a permis de présenter le principe de fonctionnement des convertisseurs AC/AC directs à commutation naturelle et à commutation dure, et de mettre en exergue la différence entre ces deux types de convertisseurs sur le plan de la topologie et de la commande.

La topologie de la conversion AC/AC à commutation naturelle, tel que le gradateur classique à thyristors peut être commandée par deux types de commande différents : la commande par train d'ondes (ON-OFF) et la commande par angle de phase, ce qui montre qu'il est possible d'avoir deux degrés de liberté au maximum pour cette topologie. La simplicité de la mise en œuvre de ces convertisseurs est expliquée par la commutation naturelle. Cependant, cette topologie de convertisseurs à extinction naturelle ne permet pas d'améliorer de façon importante les performances au niveau harmoniques à cause de l'utilisation maximale de degrés de liberté de la commande.

La topologie du hacheur AC, réalisée au moyen d'interrupteurs bidirectionnels en tension et en courant et commandés à la fermeture et à l'ouverture, permet de réduire les harmoniques du côté charge et du côté source à partir des degrés de liberté disponibles dans la commande de ce convertisseur. La présence de l'interrupteur de roue libre B_p permet de repousser vers les fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie et du courant de source, ce qui facilite le filtrage de ces deux grandeurs et améliore les performances.

L'aptitude du hacheur AC d'être commandé en *MLI* apporte d'innombrables avantages par rapport au gradateur classique à thyristors. L'introduction de certains critères pour les

formes d'ondes de la tension de sortie, du courant de charge, et du courant de source est possible afin d'améliorer la qualité d'alimentation en énergie électrique des différents types de charge, par ce convertisseur statique. Toutes les techniques de commande *MLI* appliquées aux convertisseurs DC/AC peuvent être envisageables pour le hacheur AC. Pratiquement, elles peuvent être classées en deux grandes catégories : la première catégorie est la commande sans retour d'état instantané (Off-Line), et la deuxième catégorie est la commande avec retour d'état instantané (On-Line).

CHAPITRE

5

***Fonctionnement à Fréquence de
Commutation Constante d'un
Hacheur AC***

CHAPITRE 5

Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante d'un Hacheur AC

5.1. INTRODUCTION

L'étude théorique présentée dans le chapitre précédent nous a montré les grands avantages de la topologie du hacheur AC par rapport à celle du gradateur classique. Ces grands avantages sont expliqués principalement par la mise en place des interrupteurs bicommandables et bidirectionnels et leur aptitude d'être commandés en *MLI*.

Les performances de la topologie du hacheur AC nous ont motivé pour élargir notre idée du fonctionnement à fréquence de commutation constante à des objectifs de contrôle du courant de son côté sortie, dont la qualité du vecteur d'énergie électrique est appelée à prendre toujours plus d'importance. Cependant, l'étude présentée dans ce chapitre se porte sur une application monophasée en associant le hacheur AC à un moteur universel tout en assurant une commande en boucle fermée à l'aide de la commande par hystérésis qui possède de meilleures caractéristiques.

Pour atteindre les objectifs ciblés, nous commençons d'abord par la présentation et l'étude en simulation numérique de l'ensemble "Hacheur AC-Moteur universel" à l'aide de la technique de commande par hystérésis classique. Nous mettrons ensuite l'accent sur le développement de deux techniques de commande par hystérésis à fréquence fixe, dont la première consiste à adapter la bande d'hystérésis, tandis que la deuxième qui est communément connue sous le nom « hystérésis modulée » consiste à ajouter au signal de courant de référence un signal triangulaire de fréquence choisie égale à la fréquence de commutation que l'on souhaite imposer aux interrupteurs de puissance. Le développement théorique de ces deux nouvelles techniques sera suivi par une étude en simulation numérique qui va nous justifier les bonnes performances du hacheur AC.

5.2. CONTROLE PAR HYSTERESIS CLASSIQUE DU HACHEUR AC

5.2.1. Association "Hacheur AC-Moteur Universel"

Le moteur universel est un moteur électrique fonctionnant sur le même principe qu'une machine à courant continu à excitation série: le rotor est connecté en série avec l'enroulement inducteur. Le couple de cette machine indépendant du sens de circulation du courant est

proportionnel au carré de son intensité. Il peut donc être alimenté indifféremment en courant continu ou en courant alternatif, d'où son nom. Pour limiter les courants de Foucault qui apparaissent systématiquement dans toutes les zones métalliques massives soumises à des champs magnétiques alternatifs, son stator et rotor sont feuilletés.

Dans la pratique, ces moteurs ont un mauvais rendement, mais un coût de fabrication très réduit. Leur couple est faible, mais leur vitesse de rotation est importante. Quand ils sont utilisés dans des dispositifs exigeant un couple important, ils sont associés à un réducteur mécanique. Ces moteurs ont certaines applications, soit dans le domaine de faibles puissances, en électroménager (rasoirs électriques, aspirateurs, machines à coudre), soit dans le domaine de grosses puissances, en traction (locomotives électriques) [100].

On règle généralement la vitesse de rotation des moteurs universels avec des dispositifs électroniques peu coûteux tels que les gradateurs classiques. Vue les avantages apportés par le hacheur AC; mentionnés antérieurement, notre étude consiste à mettre à la place du gradateur un hacheur AC monophasé, dont le schéma correspondant à cette application est représenté sur la figure 5.1.

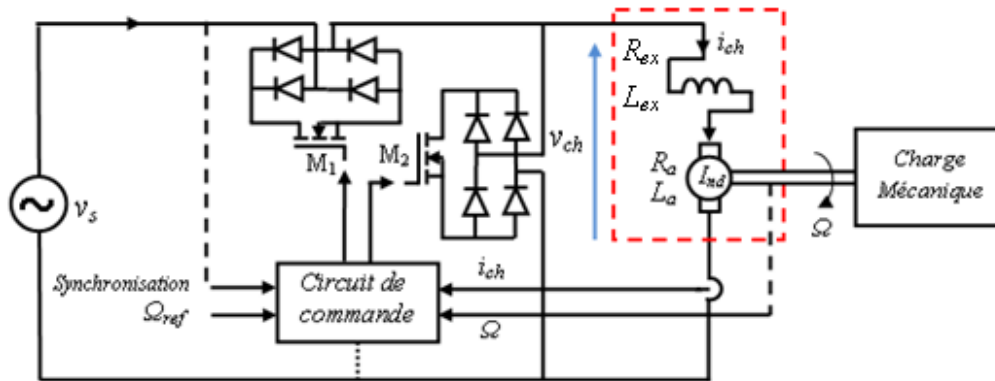


Figure 5.1. Association "Hacheur AC-Moteur universel".

D'après le schéma de la figure 5.1, on peut déduire les équations mathématiques du moteur universel :

$$v_{ch} = R_m \cdot i_{ch} + L_m \frac{di_{ch}}{dt} + e_c \quad (5.1)$$

Où :

$$R_m = R_a + R_{ex} \quad (5.2)$$

$$L_m = L_a + L_{ex} \quad (5.3)$$

$$e_c = \lambda \cdot \Omega \cdot i_{ch} \quad (5.4)$$

En remplaçant (5.4) en (5.1), on obtient :

$$v_{ch} = (R_m + \lambda.\Omega)i_{ch} + L_m \frac{di_{ch}}{dt} \quad (5.5)$$

L'équation mécanique s'écrit sous la forme :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{ém} - C_r = \lambda.i_{ch}^2 - C_r \quad (5.6)$$

Le schéma bloc du système de commande en boucle fermée est représenté sur la figure 5.2. Dans ce système, on trouve un régulateur PI qui reçoit à son entrée l'erreur de la vitesse; entre la vitesse de référence Ω_{ref} et celle du moteur Ω , et délivre à sa sortie l'amplitude du courant de référence sinusoïdal, cette amplitude sera ensuite multipliée par un sinus unitaire à partir de la source alternative pour obtenir un courant de référence sinusoïdal et en phase avec la tension de source.

$$i_{ch}^* = I_{chm} \sin(\omega t) \quad (5.7)$$

Pour le réglage de la vitesse, la valeur efficace du courant de référence doit être variée entre zéro et la valeur efficace du courant nominal absorbé par le moteur. Le courant de sortie du hacheur AC (absorbé par le moteur) est retourné pour être comparé avec celui de référence. Dans le comparateur à hystérésis, l'erreur δ est comparée avec la bande d'hystérésis. Quand δ atteint la limite inférieure, le *MOSFET* M_2 est fermé et M_1 est ouvert (en négligeant les temps mort et de retard), et le contraire pour la limite supérieure. Comme résultat, la tension de sortie du hacheur AC devient : " $v_s = V_{sm} \sin(\omega t)$ " ou "0" et le courant absorbé par le moteur est donc forcé à poursuivre l'onde de référence sinusoïdale selon l'hystérésis désirée [80].

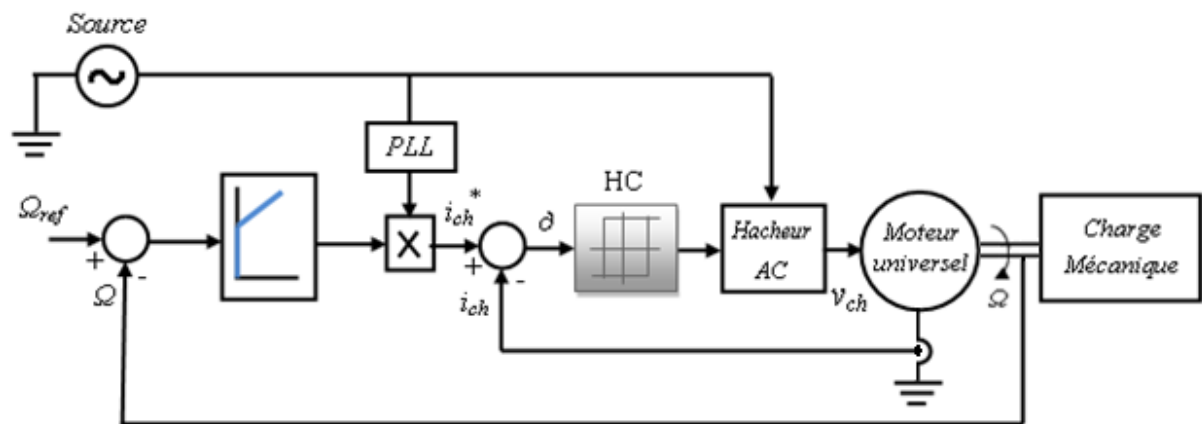


Figure 5.2. Schéma bloc du système de commande en boucle fermée.

5.2.2. Analyse et Information sur la Fréquence de Commutation

Puisque notre objectif est de fixer la fréquence de commutation du hacheur AC. Dans ce paragraphe, on fait analyser le fonctionnement de la commande par hystérésis à bande fixe et on tire une information sur l'évolution de la fréquence de commutation pour cette commande.

Si on suppose que le courant de référence sinusoïdal donné par l'équation (5.7) est absorbé par le moteur, il apparait donc une tension de référence aux bornes du moteur, donnée par :

$$v_{ch}^* = R_m i_{ch}^* + L_m \frac{di_{ch}^*}{dt} + e_c \quad (5.8)$$

L'erreur de courant instantanée entre le courant de référence et le courant absorbé par le moteur est donnée par :

$$\partial = i_{ch}^* - i_{ch} \quad (5.9)$$

En régime permanent, la vitesse de rotation du moteur est égale à la vitesse désirée, donc la force contre-électromotrice e_c reste constante. Si on soustrait (5.1) de (5.8) et à l'aide de (5.9), on obtient :

$$L_m \frac{d\partial}{dt} + R_m \partial = v_{ch}^* - v_{ch} \quad (5.10)$$

Dans une période de commutation T_c , la tension de sortie du hacheur AC prend " $V_{sm} \sin(\omega t)$ " avec une durée T_{on} pour un état fermé de M_1 et "0" avec une durée T_{off} pour un état ouvert. On peut négliger le terme $R_m \partial$, car la pente de l'erreur de courant est importante, ce qui conduit à écrire :

$$L_m \frac{d\partial}{dt} = v_{ch}^* - v_{ch} \quad (5.11)$$

D'après l'équation (5.11), On peut aussi considérer que le terme $v_{ch}^* - v_{ch}$ est constant dans une période de commutation, donc l'erreur de courant varie de façon triangulaire à l'intérieur de la bande d'hystérésis choisie. Mais, on constate qu'au voisinage du passage à zéro de la tension de source, et dans le cas où M_1 est fermé, ($v_{ch} = v_s \approx 0$ et $v_{ch}^* \approx 0$), et dans le cas où M_1 est ouvert ($v_{ch}^* \approx 0$, $v_{ch} = 0$). Pour les deux cas, le terme $v_{ch}^* - v_{ch} \approx 0$, donc la tension de référence v_{ch}^* à ce point est insuffisante pour amener l'erreur de courant à la limite supérieure de la bande d'hystérésis (M_1 est ouvert) ou à la limite inférieure (M_1 est fermé). Par conséquent, l'erreur de courant subit un changement brusque non désirable pour le fonctionnement normal de la commande par hystérésis.

Puisque l'intervalle de temps de la variation non désirable de l'erreur de courant est très court devant l'intervalle de temps du fonctionnement normal, donc on peut ignorer ce phénomène et on considère que l'erreur de courant varie de façon triangulaire à l'intérieur de la bande d'hystérésis sur toute la période de fonctionnement. Ceci nous permet de trouver facilement l'expression de la période de commutation. Sur la figure 5.3, on représente l'allure du courant i_{ch} et de l'erreur de courant ∂ dans une période de commutation.

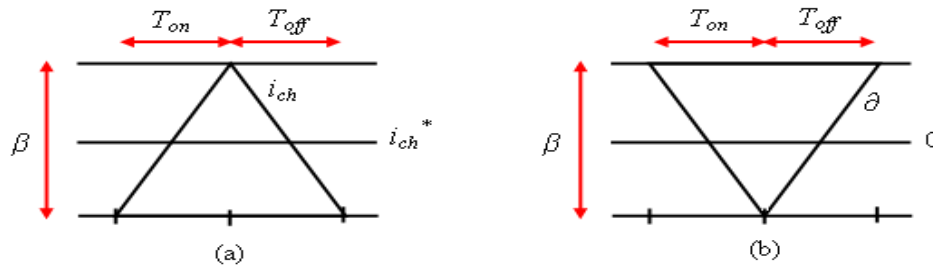


Figure 5.3. (a). Courant de charge, (b). Erreur de courant.

A partir de l'équation (5.11) et la figure 5.3, on peut écrire :

Pour $0 \leq t \leq T_{on}$, nous avons :

$$v_{ch}^* - v_s = L_m \frac{d\partial}{dt} = L_m \frac{\partial(T_{on}) - \partial(0)}{T_{on}} = -L_m \frac{\beta}{T_{on}} \quad (5.12)$$

Pour $T_{on} \leq t \leq T_c$, nous avons :

$$v_{ch}^* = L_m \frac{d\partial}{dt} = L_m \frac{\partial(T_c) - \partial(T_{on})}{T_c - T_{on}} = L_m \frac{\beta}{T_c - T_{on}} \quad (5.13)$$

De (5.12) et (5.13), l'expression de la période de commutation s'écrit comme suit :

$$T_c = \frac{L_m v_s \beta}{v_s v_{ch}^* - (v_{ch}^*)^2} \quad (5.14)$$

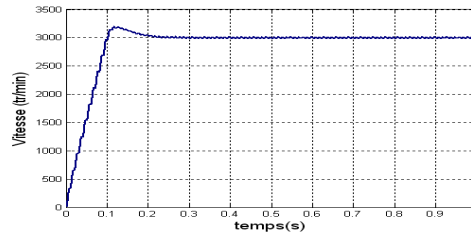
De (5.14), nous constatons bien que pour β constante, le hacheur AC fonctionne avec fréquence de commutation variable, ce qui provoque des oscillations de couple et des bruits acoustiques.

5.2.3. Résultats de Simulation

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les différents résultats obtenus par simulation en régime permanent dans le cas de la commande par hystérésis à bande fixe du hacheur AC. Sur le tableau 5.1, on indique les paramètres du système simulé.

Tableau 5.1. Paramètres du système simulé.

V_s	f	L_m	R_m	λ	β	$\Omega_{réf}$
220 V	50 Hz	80 mH	4 Ω	0.2 Nm/A ²	0.14 A	3000 tr/min



(a). Vitesse de rotation.

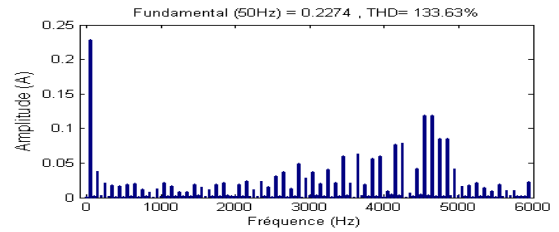
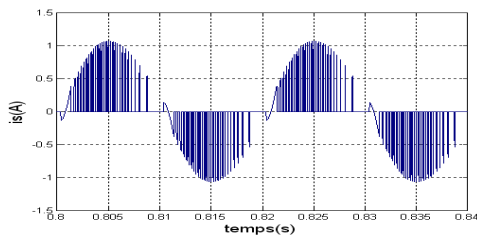
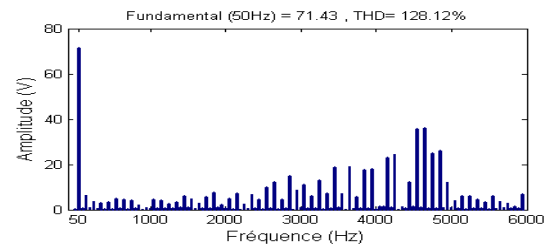
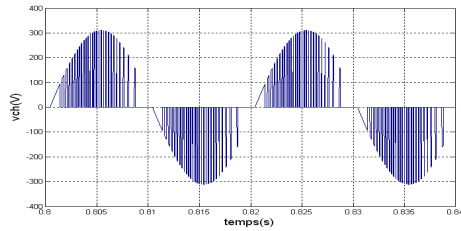
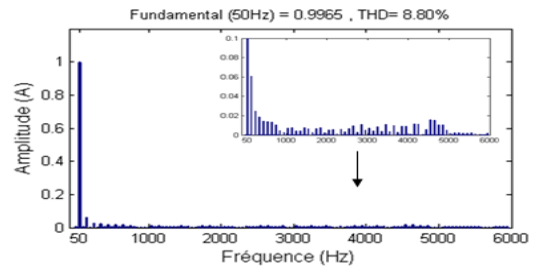
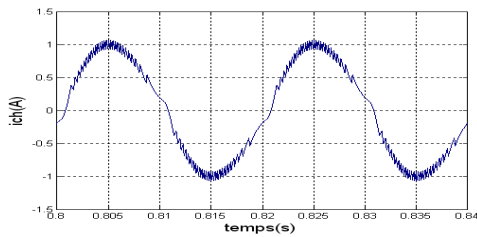
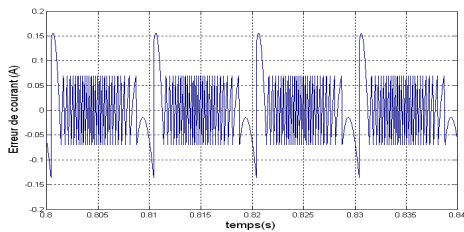
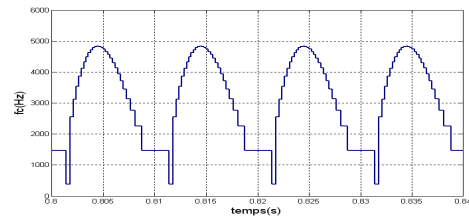
(b). Courant de source i_s et spectre harmonique associé.(c). Tension aux bornes de la charge v_{ch} et spectre harmonique associé.(d). Courant de charge i_{ch} et spectre harmonique associé.(e). Erreur de courant ∂ .(f). Fréquence de commutation f_c .

Figure 5.4. Résultats de simulation du système en régime permanent dans le cas de la commande par hystérésis à bande fixe.

La figure 5.4 montre les différentes formes d'ondes relevées lors de la simulation du fonctionnement en boucle fermée et en régime permanent de l'ensemble "Hacheur AC-Moteur universel" avec la technique de commande par hystérésis classique. Ces résultats nous permettent de tirer certaines interprétations sur le fonctionnement du système et qui se résument dans les points suivants :

- La technique de commande par hystérésis classique permet un bon contrôle du courant à la sortie du hacheur AC. En régime permanent le moteur universel fonctionne à vitesse constante égale à la vitesse de référence 3000 tr/min (figure 5.4.a).
- L'analyse spectrale effectuée sur une plage élargie jusqu'à 6 kHz des différentes formes d'ondes en entrée et en sortie (figure 5.4.b, figure 5.4.c, figure 5.4.d), nous a permis de tirer une information sur leur qualité et sur la distribution des harmoniques, dont le courant de source et la tension aux bornes de la charge (moteur) sont très distordus, cette forte distorsion est due effectivement au hachage répercuté par le hacheur AC. Pour ces deux formes, les harmoniques significatifs sont distribués sur toute la plage. Le courant absorbé par le moteur est quasi-sinusoïdal et contient aussi des harmoniques distribués sur toute la plage.
- La forte diffusion des harmoniques est certes due à la variation de la fréquence de commutation présentée par la commande par hystérésis à bande fixe (figure 5.4.f), dont cette fréquence de commutation présente une considérable variation ; elle peut aller jusqu'à une valeur maximale presque 5 kHz quand la tension de source est à son maximum, tandis que lors du passage à zéro de cette dernière, elle présente une diminution brusque car à cet instant l'erreur de courant subit un changement non souhaitable (figure 5.4.e).

5.3. FONCTIONNEMENT A FREQUENCE DE COMMUTATION FIXE

Dans l'étude présentée dans le paragraphe précédent, nous avons montré un aspect améliorable, lié principalement à la variation de la fréquence de commutation de la technique de commande par hystérésis à bande fixe. Dans le but d'améliorer les caractéristiques de cette technique ; en vue d'obtenir des performances supérieures de l'ensemble "Hacheur-Moteur universel", nous proposons dans ce paragraphe deux méthodes de commande avancées permettant la fixation de la fréquence de commutation tout au long de la période de fonctionnement.

5.3.1. Technique de Commande par Hystérésis à Bande Variable

D'après l'expression (5.14), pour une bande d'hystérésis désirée, la fréquence de commutation $f_c = 1/T_c$ présente une variation considérable sur toute la période de

fonctionnement. Si on veut fixer cette fréquence, on fait l'inverse, c'est-à-dire on choisit une fréquence désirée et on fait adapter la bande d'hystérésis sur toute la période de fonctionnement.

Donc, de (5.8) et (5.14) on obtient :

$$\beta = \frac{[R_m i_{ch}^* + L_m \frac{di_{ch}^*}{dt} + e_c][V_{sm} \sin(\omega t) - (R_m i_{ch}^* + L_m \frac{di_{ch}^*}{dt} + e_c)]}{L_m V_{sm} \sin(\omega t) \cdot f_d} \quad (5.15)$$

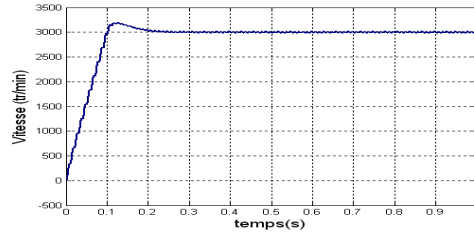
La force contre-électromotrice e_c est calculée à partir de l'équation (5.4), elle dépend de la vitesse de rotation et du courant absorbé par le moteur. Pour ces conditions de poursuite, nous pouvons également remplacer le courant absorbé par le courant de référence sinusoïdal pour le calcul de la force contre-électromotrice. Le principe de cette technique est simple, elle peut fixer la fréquence de modulation autour de sa valeur désirée. Son inconvénient réside dans l'exigence d'une bonne connaissance des paramètres internes du moteur.

5.3.1.1. Résultats de Simulation

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les différents résultats obtenus par simulation en régimes permanent et transitoire dans le cas de la commande par hystérésis à bande adaptative du hacheur AC. La fréquence de commutation désirée est fixée à 5 kHz.

a) Fonctionnement en Régime Permanent

Les différentes formes d'ondes relevées lors de la simulation du fonctionnement en régime permanent de l'ensemble "Hacheur AC-Moteur universel" avec la technique de commande par hystérésis à bande adaptative sont présentées sur la figure 5.5. D'après ces résultats, on constate que la vitesse du moteur atteint sa valeur de référence 3000 tr/min en régime permanent (figure 5.5.a). L'analyse spectrale des différentes formes d'ondes en entrée et en sortie (figure 5.5.b, figure 5.5.c, figure 5.5.d), nous a montré que le courant de source et la tension aux bornes du moteur sont très distordus, mais, la majorité des harmoniques significatifs sont repoussés vers la fréquence 5 kHz. Le courant absorbé par le moteur présente une légère amélioration et ses harmoniques sont aussi repoussés vers la fréquence 5 kHz. La réunion de ces harmoniques est certes due à l'évolution de l'erreur de courant dans une enveloppe variable (figure 5.5.e) qui offre une fréquence stable 5 kHz (figure 5.5.f). Comme conclusion, on peut dire que la technique de commande par hystérésis à bande adaptative permet d'améliorer les caractéristiques du système et facilite beaucoup le filtrage des différentes formes d'ondes en entrée et en sortie.



(a). Vitesse de rotation.

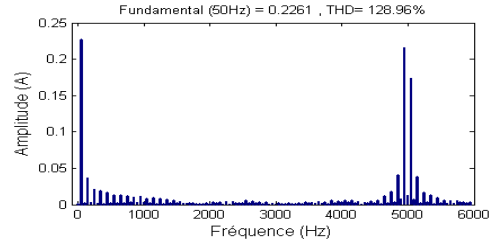
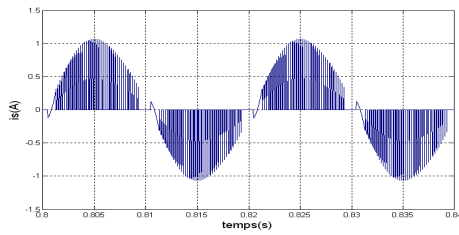
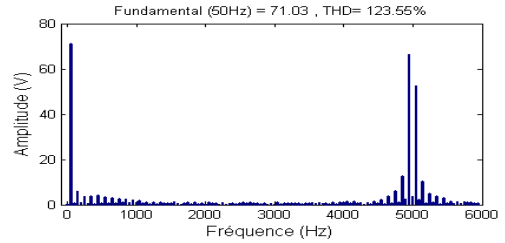
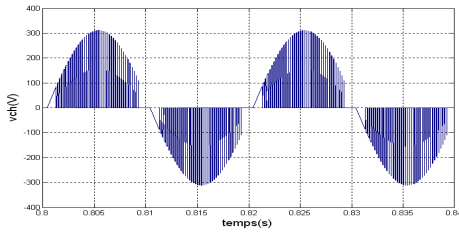
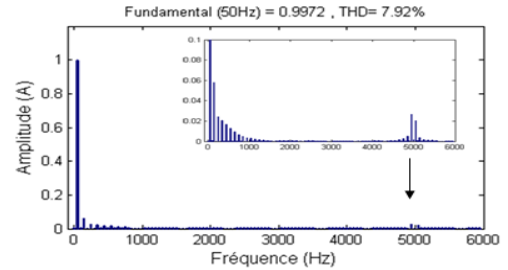
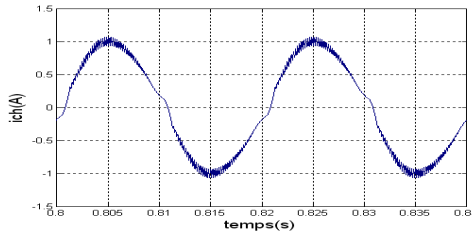
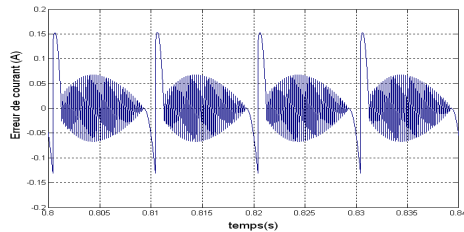
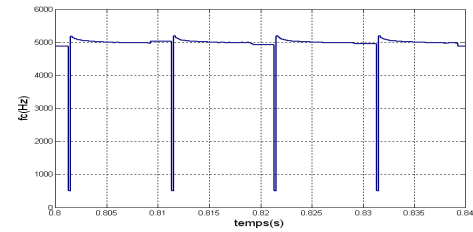
(b). Courant de source i_s et spectre harmonique associé.(c). Tension aux bornes de la charge v_{ch} et spectre harmonique associé.(d). Courant de charge i_{ch} et spectre harmonique associé.(e). Erreur de courant δ .(f). Fréquence de commutation f_c .

Figure 5.5. Résultats de simulation du système en régime permanent dans le cas de la commande par hystérésis à bande adaptative.

b) Fonctionnement en Régime Dynamique de la Charge Mécanique

Afin de démontrer l'efficacité de la technique de commande par hystérésis à bande adaptative pour le fonctionnement de l'ensemble "Hacheur AC-Moteur universel" en régime transitoire de la charge mécanique, nous avons provoqué une augmentation du couple résistant de 0.1 à 0.2 Nm à l'instant 1 s, puis une diminution de 0.2 à 0.1 Nm à l'instant 1.5 s. D'après les résultats présentés sur la figure 5.6, on constate que la vitesse de rotation du moteur (figure 5.6.a) est influencée par le changement de la charge mécanique, elle subit une diminution à sa référence de 100 tr/min pendant l'augmentation de la charge mécanique et une augmentation de 100 tr/min pendant la diminution de la charge mécanique. Le régime transitoire pour les deux cas, occupe un temps très court 0.1 s. Après le passage de ce régime, la vitesse de rotation suit sa référence 3000 tr/min avec une bonne précision. Comme on l'observe aussi, le courant absorbé par le moteur (figure 5.6.b) reste sinusoïdal même lors de variation de la charge mécanique. Ce dernier représente l'image du couple électromagnétique du moteur, il augmente avec l'augmentation de la charge mécanique et diminue avec la diminution de la charge mécanique.

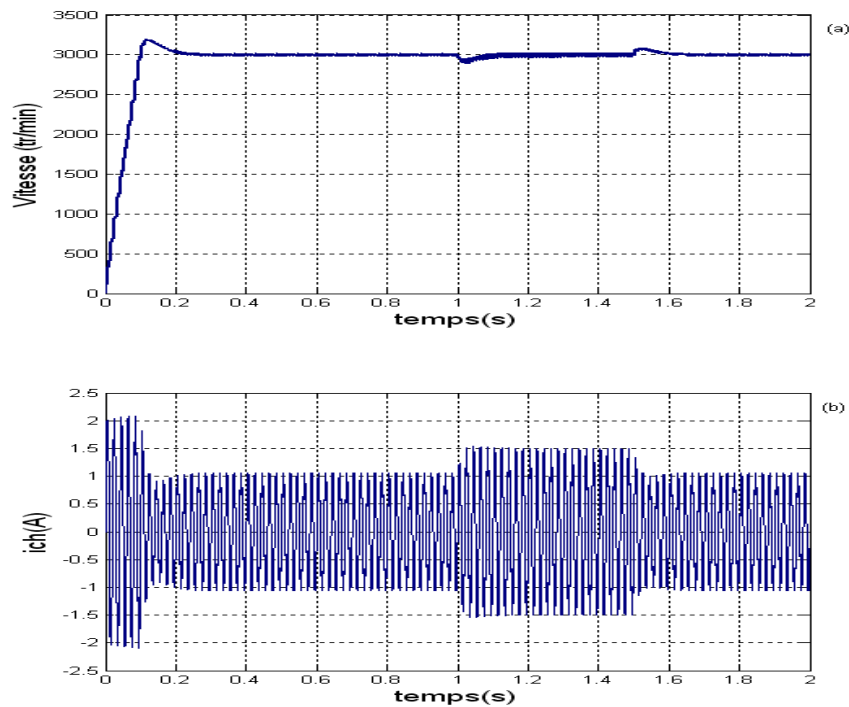


Figure 5.6. Résultats de simulation du système lors de la variation de la charge mécanique.
(a). Vitesse de rotation, (b). Courant de charge i_{ch} .

5.3.2. Technique de Commande par Hystérésis Modulée

La technique de commande par hystérésis modulée consiste à ajouter au signal de courant de référence i_{ch}^* un signal triangulaire S_{tr} , de fréquence f_{tr} et d'amplitude A_{tr} . La fréquence f_{tr} doit être choisie égale à la fréquence de commutation f_d que l'on souhaite imposer aux composants de puissance [101-103]. Le signal obtenu i_{chm}^* est appelé signal de référence modulé. Ce dernier constitue donc la nouvelle référence pour le comparateur à hystérésis classique à bande fixe β , dont l'erreur entre cette nouvelle référence et le courant de charge attaque l'entrée du comparateur à hystérésis et la sortie de celui-ci permet de commander les interrupteurs de puissance. Le schéma de cette commande est décrit à la figure 5.7.

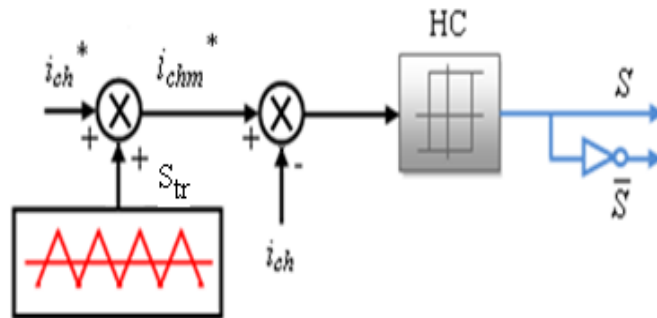


Figure 5.7. Schéma de la technique de commande par hystérésis modulée.

Dans le cas du contrôle par hystérésis modulée, il est important de dimensionner correctement les valeurs des deux paramètres A_{tr} et β . Si ces paramètres ne sont pas correctement déterminés, la fréquence de commutation sera soit supérieure (figure 5.8.a), soit inférieure (figure 5.8.b), à la fréquence souhaitée [101]. La figure 5.8 montre quelques exemples illustrant l'effet de ces paramètres de commande (A_{tr} , β).

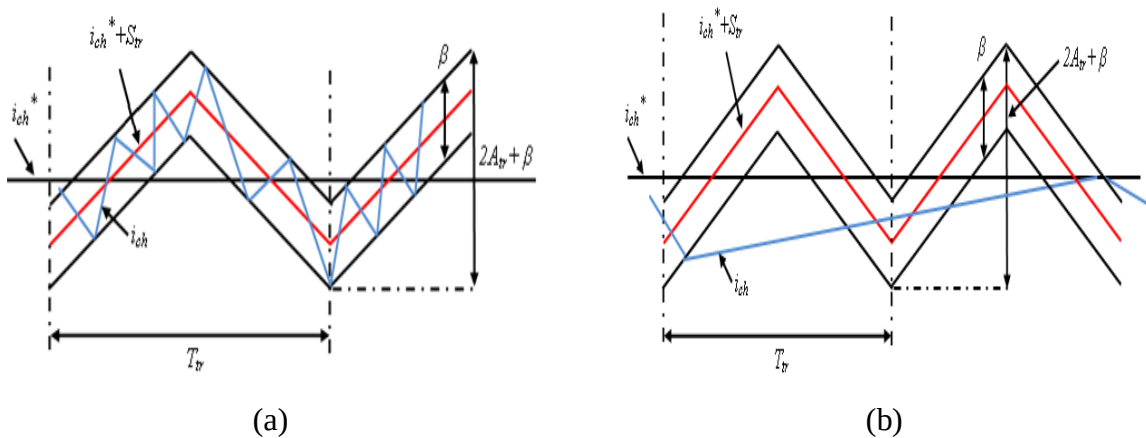


Figure 5.8. Exemples illustrant un mauvais dimensionnement des paramètres A_{tr} , β .

(a). Fréquence de commutation supérieure à la fréquence désirée.

(b). Fréquence de commutation inférieure à la fréquence désirée.

En effet, afin de fixer la fréquence de commutation en régime permanent, il ne doit exister que deux intersections entre le courant réel i_{ch} et la bande d'hystérésis pendant chaque période T_{tr} : la première avec la limite inférieure et la deuxième avec la limite supérieure. Si cette condition est respectée, on aura ainsi une fréquence de commutation constante et égale à celle du signal triangulaire. La figure 5.9 présente le cas idéal où l'instant de fermeture d'un interrupteur est déterminé par l'intersection du courant réel avec la limite inférieure et l'instant d'ouverture est déterminé par l'intersection avec la limite supérieure.

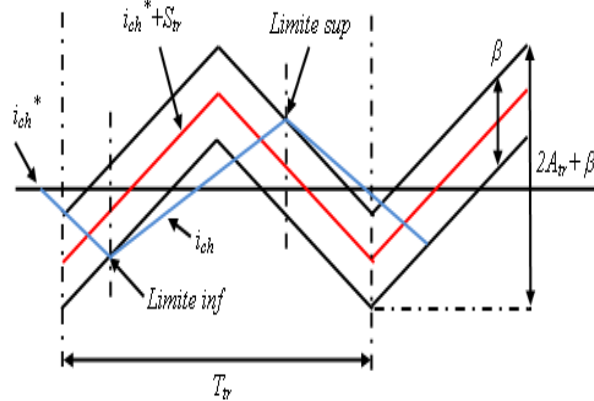


Figure 5.9. Exemple illustrant un bon dimensionnement des paramètres A_{tr} , β . (Fréquence de commutation égale à la fréquence désirée).

Pour déterminer les paramètres A_{tr} , β , on représente sur la figure 5.10 la relation entre (A_{tr}, β) et la variation instantanée du courant réel i_{ch} dans une période T_{tr} .

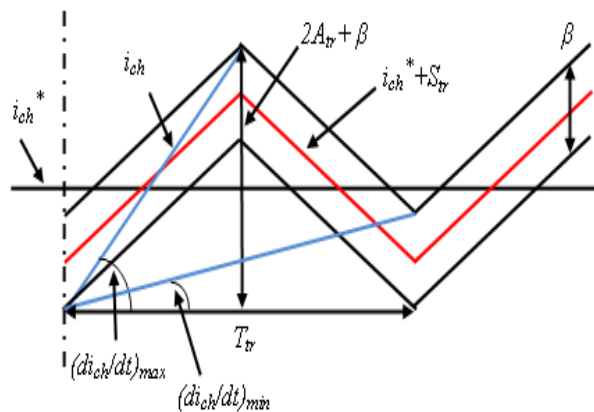


Figure 5.10. Relation entre les paramètres (A_{tr}, β) et la variation instantanée du courant réel i_{ch} .

D'après la figure 5.10, on peut calculer A_{tr} , β à partir des deux cas extrêmes de vitesses de changement du courant :

Dans le cas où la vitesse de changement du courant est maximale et pour que la fréquence de commutation soit égale à celle du signal triangulaire, nous obtenons la condition suivante :

$$\left(\frac{di_{ch}}{dt}\right)_{\max} < \frac{2A_{tr} + \beta}{T_{tr}/2} = 2f_{tr}(2A_{tr} + \beta) \quad (5.16)$$

Dans le cas où la vitesse de changement du courant est minimale, pour avoir toujours une commutation par période T_{tr} , la condition suivante doit être satisfaite :

$$\left(\frac{di_{ch}}{dt}\right)_{\min} > f_{tr} \cdot \beta \quad (5.17)$$

Pour trouver les valeurs de A_{tr} et β , on doit connaître les valeurs $(di_{ch}/dt)_{\max}$ et $(di_{ch}/dt)_{\min}$. La dynamique du courant di_{ch}/dt dépend des paramètres du moteur et de la tension de sortie du hacheur AC (déterminée en fonction de la tension de source et de l'état des interrupteurs).

5.3.2.1. Résultats de Simulation

Pour les mêmes conditions de fonctionnement effectuées dans le paragraphe précédent, nous allons présenter dans ce paragraphe les différents résultats obtenus par simulation dans le cas de la commande par hystérésis modulée du hacheur AC. Ces résultats sont obtenus avec un signal triangulaire d'amplitude A_{tr} égale à 0.22 A et de fréquence f_{tr} égale à 5 kHz. La bande d'hystérésis est fixée à 0.08 A.

a) Fonctionnement en Régime Permanent

La figure 5.11 montre les différentes formes d'ondes relevées lors de la simulation du fonctionnement en régime permanent de l'ensemble "Hacheur AC-Moteur universel" avec la technique de commande par hystérésis modulée. D'après ces résultats, on constate que la technique de commande par hystérésis modulée est capable de fixer la fréquence de commutation du hacheur AC à 5 kHz avec une bonne précision et présente les mêmes améliorations que celles présentées par la technique de commande par hystérésis à bande adaptative.

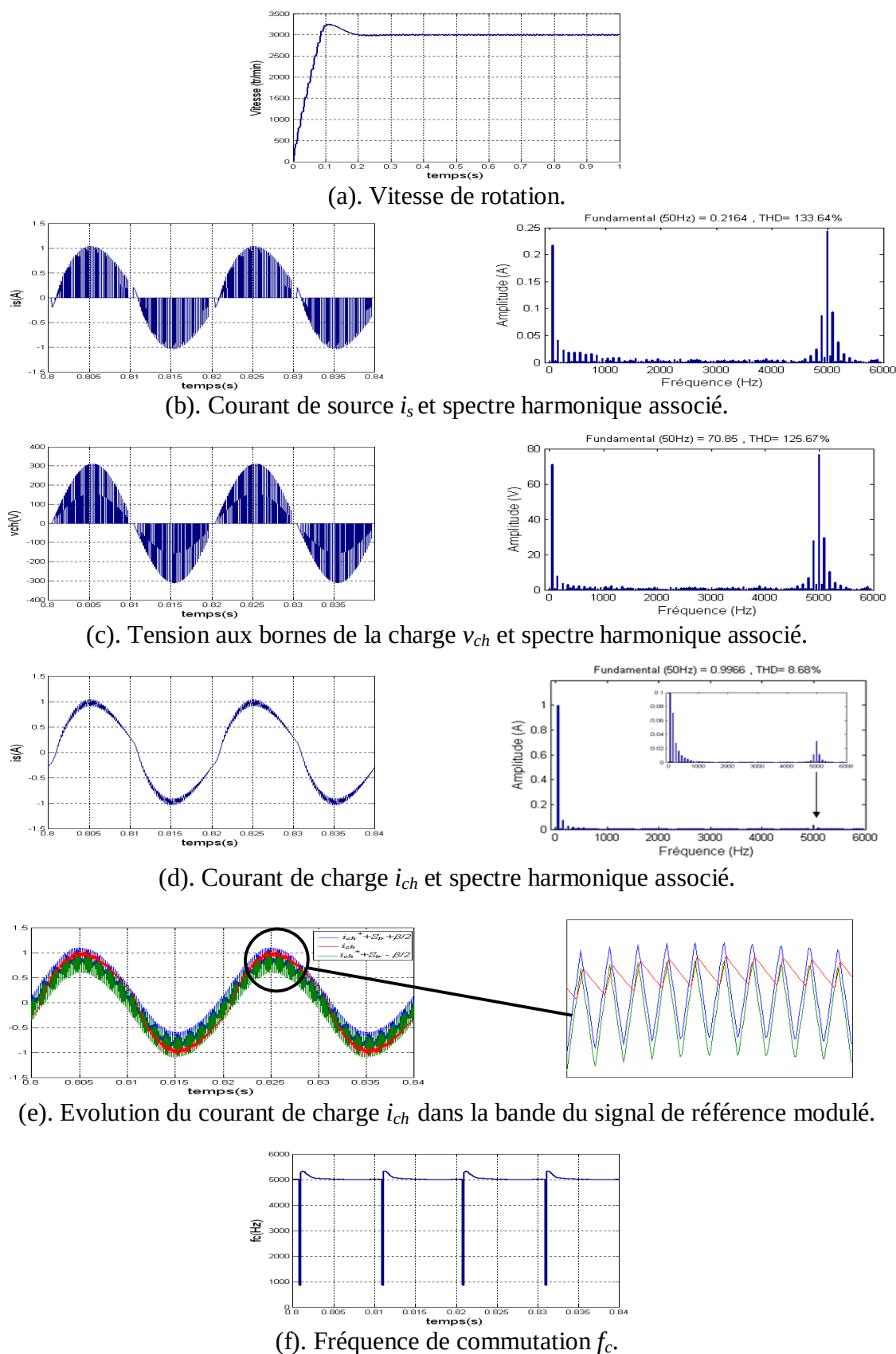


Figure 5.11. Résultats de simulation du système en régime permanent dans le cas de la commande par hystérésis modulée.

b) Fonctionnement en Régime Dynamique de la Charge Mécanique

L'efficacité de la technique de commande par hystérésis modulée en régime transitoire de la charge mécanique est vérifiée par le même test effectué précédemment dans le cas de la technique de commande par hystérésis à bande adaptative. Les résultats correspondants à ce test sont présentés sur la figure 5.12, comme on le constate, cette technique offre un bon fonctionnement pour l'ensemble "Hacheur AC-Moteur universel" lors du régime transitoire de la charge mécanique. Dans ce régime, la technique de commande par hystérésis modulée possède les mêmes performances que celles de la technique de commande par hystérésis à bande adaptative.

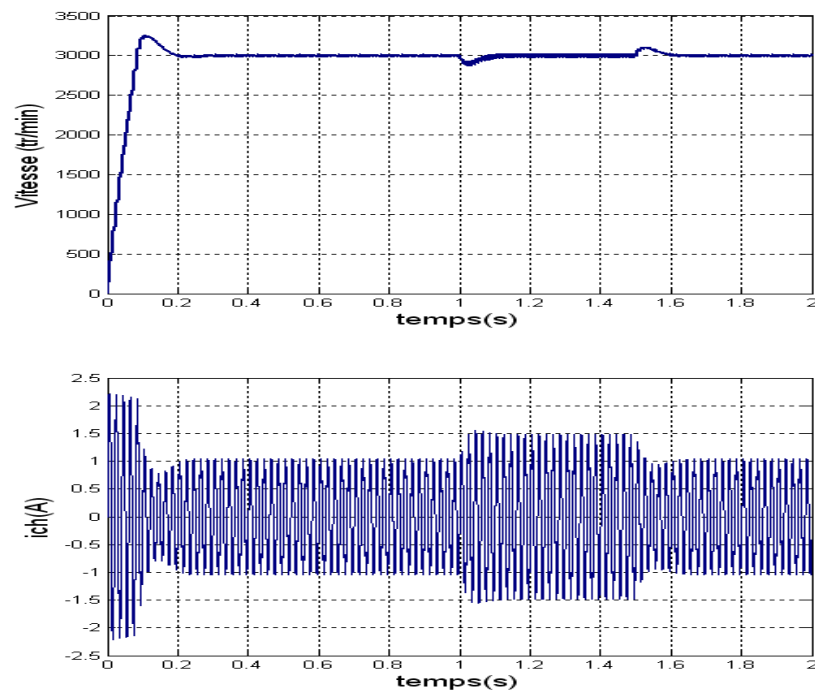


Figure 5.12. Résultats de simulation du système lors de la variation de la charge mécanique.

(a). Vitesse de rotation, (b). Courant de charge i_{ch} .

5.3.3. Caractéristiques en Fonctionnement à Fréquence Constante

Les caractéristiques présentées dans ce paragraphe représentent la variation du $THDi_{ch}$ (calculé pour un rang 40) pour différentes valeurs de vitesse et différentes valeurs de couple résistant. Ces caractéristiques sont relevées dans le cas de l'application des deux techniques de commande à fréquence de commutation constante, dont la fréquence est fixée à 5 kHz.

a) Caractéristiques pour Différentes Valeurs de Couple Résistant

Les caractéristiques représentant la variation du THD_{ich} en fonction du couple résistant de la charge mécanique et avec une vitesse de rotation constante 3000 tr/min sont montrées sur la figure 5.13. On constate que l'augmentation du couple résistant dégrade la qualité du courant absorbé par le moteur.

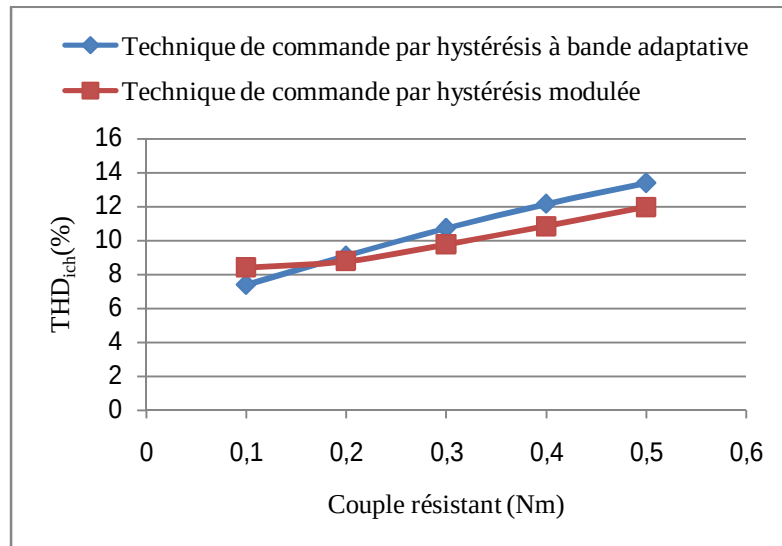


Figure 5.13. Variation du THD_{ich} en fonction du couple résistant.

b) Caractéristiques pour Différentes Valeurs de Vitesse de Rotation

Pour un couple résistant constant égal à 0.1 Nm, on représente sur la figure 5.14 les caractéristiques représentant la variation du THD_{ich} en fonction de la vitesse de rotation du moteur. Comme on le constate, le fonctionnement du moteur en basses vitesses conduit à l'augmentation du THD de son courant.

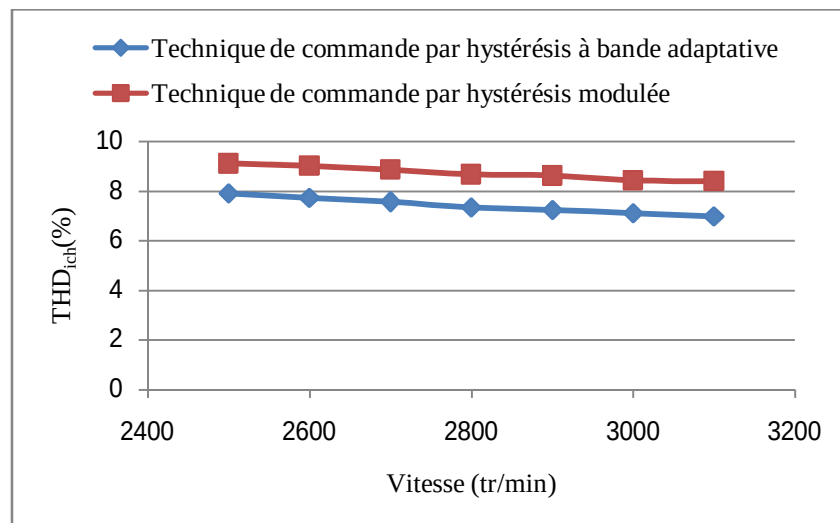


Figure 5.14. Variation du THD_{ich} en fonction de la vitesse de rotation.

5.4. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons proposé deux techniques de commande par hystérésis simples et efficaces permettant le fonctionnement à fréquence de commutation constante du hacheur AC monophasé associé à un moteur universel. La première est basée sur l'adaptation de la bande d'hystérésis et exigeant une bonne connaissance des paramètres internes du moteur et la deuxième sert à imposer lors du contrôle par hystérésis du courant, la fréquence de commutation des interrupteurs du hacheur AC en ajoutant au courant de référence sinusoïdal un signal triangulaire.

L'étude en simulation de ces deux techniques nous a montré leur grande efficacité par rapport à la technique de commande par hystérésis classique, dont le maintien de la fréquence de commutation à une valeur imposée nous a conduit à l'élimination de quelques harmoniques indésirables et à l'envoi de la majorité des harmoniques de basses fréquences vers la fréquence choisie, ce qui facilite beaucoup le filtrage pour les différentes formes d'ondes en entrée et en sortie du hacheur AC.

Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans cette thèse s'inscrit dans le cadre de recherche des techniques de commande avancées qui permettent le fonctionnement à fréquence de commutation constante d'une variété de convertisseurs de puissance.

A la lumière de l'étude bibliographique approfondie, nous avons pu apprécier l'importance des recherches effectuées sur les différents systèmes d'électronique de puissance et leurs techniques de commande. L'attention particulière portée par les chercheurs, sur la technique de commande par hystérésis est due principalement à ses nombreuses applications et aux avantages qu'elle offre, notamment, la rapidité, la simplicité de son implémentation et la robustesse. Dans cette technique, la bande d'hystérésis est classiquement d'amplitude constante, ce qui conduit à une fréquence de commutation n'est pas constante et à une ondulation du courant importante et un filtrage plus difficile. Ces aspects nous ont conduit à introduire des techniques de commande avancées afin de pallier aux principaux inconvénients de ce type de commande de façon à obtenir les performances les plus intéressantes sur la qualité de la conversion réalisée.

Le sujet de cette thèse a été dirigé vers deux champs d'applications importants en électronique de puissance. En ce qui concerne le premier champ d'applications, notre étude a été basée sur les différentes solutions modernes dans la conversion AC/DC dans le but d'avoir un facteur de puissance unitaire du réseau électrique. Le deuxième champ d'applications s'est porté sur une conversion AC/AC directe caractérisée par d'excellentes performances en utilisant un hacheur AC.

Dans le cadre du premier champ d'applications, au début de cette thèse, nous avons exposé les divers problèmes de pollution des réseaux électriques engendrés par les charges polluantes, plus particulièrement les convertisseurs AC/DC. 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. Il apparaît 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. Le fonctionnement adéquat de

ces dispositifs de dépollution implique la bonne efficacité des boucles internes de courant qui ont pour rôle principal la mise en forme des courants et de la boucle externe de tension qui doit assurer la stabilisation de la tension du bus continu autour d'une valeur désirée. Dans ce contexte, une étude exhaustive a été portée à des dispositifs de dépollution et leur contrôle direct de courant par hystérésis classique, où on a mis en évidence les différentes difficultés inhérentes à ce contrôle, telles que la forte variation de la fréquence de commutation et les interactions entre les phases engendrées lors du fonctionnement. Face à ces aspects améliorables, nous avons élaboré lors de nos recherches des techniques de commande avancées qui agissent sur la bande d'hystérésis de manière à fixer la fréquence de commutation et à améliorer les performances des boucles internes de courant et par conséquent les performances du fonctionnement du système global.

En premier lieu, l'étude a été portée sur la nette amélioration du fonctionnement du système de filtrage actif (FAP triphasé). Pour la boucle externe de la tension, deux types de régulateurs ont été utilisés pour le réglage de la tension du bus continu du FAP triphasé, le régulateur PI classique et le régulateur flou. Le régulateur flou proposé possède une meilleure réponse dynamique et une grande robustesse par rapport au régulateur PI classique. Pour les boucles internes de courant, deux techniques de commande avancées ont été appliquées au FAP triphasé afin de fixer la fréquence de commutation à une valeur désirée et d'apporter des améliorations sur les formes d'ondes des courants. La première est simple et efficace, ses performances ont été vérifiées par simulation numérique et par aspect pratique à l'aide d'une implémentation numérique sur la carte dSPACE 1104. Le seul inconvénient de cette technique réside dans l'exigence de bonne connaissance des paramètres du système. La seconde est basée sur un raisonnement prédictif Dead-Beat qui offre les propriétés de la grande robustesse. Les résultats présentés par simulation ont justifié ses meilleures performances.

Nous avons ensuite élargi notre étude dans le cadre de la conversion AC/DC à l'application d'autres solutions modernes en utilisant deux types de convertisseurs non-polluants, le redresseur *MLI* triphasé de tension et le redresseur triphasé à trois niveaux de tension. L'attention particulière portée à ces topologies non-polluantes est due principalement à leurs nombreuses applications et aux avantages qu'elles offrent. Les travaux de recherche que nous avons rapportés à ces convertisseurs 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. Dans ce contexte, les améliorations intéressantes ont été vérifiées par des résultats de simulation. Pour les deux convertisseurs, la parfaite régulation de la tension du bus continu a été assurée par un régulateur PI classique. Le fonctionnement du redresseur *MLI* triphasé de tension a connu une véritable amélioration lors de l'application des deux techniques de commande intelligentes proposées dans ce travail : la technique de commande Dead-Beat à hystérésis telle que celle appliquée au FAP triphasé et la technique avancée floue à hystérésis. Pour cette dernière technique, un problème est survenu qui réside dans la nécessité d'une bonne estimation du gain de sortie du régulateur flou qui délimite la bande maximale lors de variation de la consigne du bus continu. Ce problème n'est pas abordé dans ce travail et mérite d'être traité ultérieurement. En ce qui concerne le redresseur triphasé à trois niveaux de tension, en plus de ses avantages qu'il offre par rapport à ses contreparties, nous avons pu apporter une amélioration à ses performances en fixant sa fréquence de commutation à l'aide d'une technique de commande par hystérésis à bande variable. Cependant, la nécessité de la bonne connaissance des paramètres du système pour ce contrôle peut perdre la robustesse de ce dernier. Ce problème reste posé et peut avoir une solution avec les techniques de commande intelligentes actuelles.

Dans le cadre du deuxième champ d'applications, nous avons mis l'accent sur la conversion AC/AC directe en utilisant un hacheur AC. En premier lieu, nous avons justifié notre choix pour le hacheur AC par une étude théorique portée sur les convertisseurs AC/AC directs. Ensuite, nous avons effectué une étude sur une application monophasée en associant le hacheur AC à un moteur universel tout en assurant une commande en boucle fermée à l'aide du contrôle de courant par hystérésis de meilleures caractéristiques. Lors de cette étude, nous avons proposé deux techniques de commande par hystérésis à fréquence de commutation fixe. La première est basée sur l'adaptation de la bande d'hystérésis et la deuxième qui est communément connue sous le nom « hystérésis modulée » consiste à ajouter au signal de courant de référence un signal triangulaire de fréquence choisie égale à la fréquence de commutation que l'on souhaite imposer aux interrupteurs de puissance. Les résultats de simulation ont justifié les bonnes performances du hacheur AC en régimes permanent et transitoire. Notre propre contribution apportée sur le hacheur AC constitue pour nous le point de départ qui nous a permis de démontrer ses bonnes performances à travers une application en conversion AC/AC directe monophasée avec une machine de type alternatif. Cela nous

permettra d'aller plus facilement vers un élargissement à une application triphasée avec une machine asynchrone.

Enfin, nous espérons que notre contribution pourra être élargie à une implémentation en temps réel approfondie et à la généralisation des techniques de commande développées dans ce travail sur d'autres convertisseurs de puissance, notamment les onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels.

Références Bibliographiques

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] B. Nicolas, "*Contribution à la commande des convertisseurs statiques*", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Toulouse, 25 Septembre 1996.
- [2] L. Malesani and P. Tenti, "*A novel hysteresis control method for current-controlled voltage-source PWM inverters with constant modulation frequency*", IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. 26, No. 1, pp. 88-92, January-February 1990.
- [3] L. Malesani et al, "*Improved current control technique of VSI PWM inverters with constant modulation frequency and extended voltage range*", IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. 27, No. 2, pp. 365-369, March-April 1991.
- [4] C. Chiarelli et al, "*Single phase three-level constant frequency current hysteresis control for UPS applications*", IEEE, PEA. Brighton UK. Vol. 4, pp. 180-185, 13-16 September 1993.
- [5] Q. Yao and D.G. Holmes, "*A simple novel method for variable-hysteresis-band current control of a three phase inverter with constant switching frequency*", IEEE, IAS 93 Ann. Meet Conf Rec, Toronto, pp. 1122-1129, October 1993.
- [6] L. Sonaglioni, "*Predictive digital hysteresis current control*", IEEE, IAC, Orlando, FL USA, Vol. 3, pp. 1879-1886, 8-12 October 1995.
- [7] L. Malesani, P. Mattavelli and P. Tomasin, "*High-performance hysteresis modulation technique for active filters*". IEEE, APEC, San Jose, CA USA, Vol. 2, pp. 939-945, 3-7 March 1996.
- [8] L. Malesani et al, "*Digital adaptive current control with clocked commutations and wide operating range*", IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 2, pp. 316-324, March-April 1996.
- [9] L. Malesani P. Mattavelli and P. Tomasin, "*Improved constant frequency hysteresis current control of VSI inverters with simple feedforward band with prediction*", IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. 33, No. 5, pp. 1194-1202, September-October 1997.
- [10] S. Buso et al, "*A dead-beat adaptive hysteresis current control*", IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 4, pp. 1174-1180, July-August 2000.

- [11] Maswood A.I and Fangrui Liu, *"A novel variable hysteresis band current control of three-phase three-level rectifier with constant switching frequency"*, IEEE, Power Engineering Society General Meeting, Vol. 1, pp. 23-27, 12-16 June 2005.
- [12] T. Gouraud, *"Identification et rejet de perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique"*, Thèse de doctorat, Ecole Doctorale Sciences pour l'Ingénieur de Nantes, Janvier 1997.
- [13] M. A. E. Alali, *"Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension (Automatisation des systèmes de puissance électriques)"*, Thèse de doctorat, Université Louis Pasteur, Strasbourg I, 12 Octobre 2002.
- [14] Mohamed Muftah Abdusalam, *"Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales"*, Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 29 mai 2008.
- [15] L. Marroyo, *"Contribution à l'étude des redresseurs triphasés à absorption de courants sinusoïdaux"*, Thèse de docteur, Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Toulouse, 1999.
- [16] Amaia Lopez De Heredia Bermeo, *"Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension à la montée en tension"*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 14 novembre 2006.
- [17] A Bouafia, *"Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance: application aux redresseurs à MLI"*, Thèse de doctorat en sciences, Université Ferhat Abbas Sétif (UFAS), Algérie, 06 Octobre 2010.
- [18] Hadji Seddik, *"Correction du facteur de puissance dans les systèmes de traction alimentés en courant alternatif monophasé"*, Thèse de doctorat, École Nationale Polytechnique, El Harrache, Alger, Algérie, Décembre 2007.
- [19] S. Attia, *"Commande en temps réel d'un filtre actif de puissance utilisant la technique par mode de glissement"*, Mémoire de magister, Université Ferhat Abbas Sétif (UFAS), Algérie, 2005.
- [20] S. Kerrouche, *"Développement et implémentation d'un système de filtrage actif de puissance à base d'onduleur triphasé"*, Mémoire de magister, Université Ferhat Abbas Sétif (UFAS), Algérie, 2009.
- [21] M. Shafiee Khoor, *"Amélioration de la qualité de l'énergie à l'aide de compensateurs actifs : série, parallèle ou conditionneurs unifiés de réseaux électriques"*, Thèse de doctorat, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, Nantes, 2006.

- [22] S. Begag, N. Belhaouchet et L. Rahmani "*Correction du facteur de puissance d'un convertisseur AC-DC monophasé à fréquence de commutation constante*", 3rd International Conference on Electrical Engineering (ICEE'09), Algiers, Algérie, May 19-21, 2009.
- [23] M. Benmeddour, M. Boumahraz, and M.C. Ghanem, "*Facteur de puissance unitaire par commande à hystérésis variable dans la cascade dévolteur-survolteur*", Courrier du Savoir, No. 8, pp. 133-142, Juin 2007.
- [24] Jinrong Gian, "*Advanced single-stage power factor correction techniques*", Thèse de doctorat PHD, Institut Polytechniques de Virginia de Université USA, 25 Septembre 1997.
- [25] Nimrod Vázquez et al, "*Three-phase rectifier with active current injection and high efficiency*", IEEE, Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 1, pp. 689–694, January 2009.
- [26] Naik, M. Rastogi and N. Mohan, "*Third-harmonic modulated power electronics interface with 3-phase utility to provide a regulated DC output and to minimize line-current harmonics*", IEEE, IAS 92 Ann. Meet Conf Rec, pp. 689–694, October 1992.
- [27] Belhadj Youssef Nesrine, "*Modélisation et commande des redresseurs triphasés fonctionnant à haut rendement et à faible taux de distorsion harmonique: application au redresseur triphasé de vienne*", Thèse de doctorat en génie Ph.D, Ecole de Technologie Supérieure Université du Québec, 18 Décembre 2007.
- [28] Hind Djeghloud, "*Filtrage actif de puissance*", Thèse de doctorat en sciences, Université Mentouri Constantine, Algérie, 12 Décembre 2007.
- [29] Abdelmadjid Chaoui, "*Filtrage actif triphasé pour charges non-linéaires*", Thèse de doctorat en sciences, Université Ferhat Abbas Sétif (UFAS), Algérie, 05 Octobre 2010.
- [30] H. Akagi, "*Trends in active power line conditioners*", IEEE, Transactions on Power Electronics, Vol. 9, No. 3, pp. 263-268, May 1994.
- [31] B. Singh, K. Al-Haddad and A. Chandra, "*A review of active filters for power quality improvement*", IEEE, Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, No. 5, October 1999.
- [32] T.C. Green and J.H. Marks, "*Control techniques for active power filters*", IEE, Proc-Electr Power-Appl, Vol. 152, No. 2, pp. 369-381, March 2005.
- [33] T. Benmilou et A. Omari, "*Régulation de la tension d'alimentation du filtre actif parallèle par PI adaptatif*", 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP'2007, Sétif, Algérie, November 2007.

- [34] J. Faucher, *"Les plans d'expériences pour le réglage de commandes à base de logique floue"*, Thèse de docteur, Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Toulouse, 2006.
- [35] S.K. Jain, P. Agrawal and H.O. Gupta, *"Fuzzy logic controlled shunt active power filter for power quality improvement"*, IEE, Proc-Electr Power-Appl. Vol. 149, No. 5, pp. 317-328, September 2002.
- [36] C. N. Bhende, S. Mishra and S.K. Jain, *"TS-fuzzy-controlled active power filter for load compensation"*, IEEE, Transactions on Power Delivery, Vol. 21, No. 3, pp. 1459-1465, July 2006.
- [37] N. Belhaouchet, L. Rahmani and S. Begag, *"Three-phase shunt active power filter with high-performance operation"*, Praise Worthy Prize, International Review of Automatic Control (IREACO), Vol. 1, No. 3, pp. 294-302, September 2008.
- [38] Maswood A.I and Fangrui Liu, *"A unity power factor converter using the synchronous reference frame based hysteresis current control"*, IEEE, Applied Power Electronics Conference and Exploitation (APEC), Vol. 3, pp. 1667-1673, 6-10 March 2005.
- [39] A. Tripathi et al, *"Comparative analysis of fixed and sinusoidal band hysteresis current controllers for voltage source inverters"*, IEEE, Transactions on Industrial Electronics, Vol.39, No. 1, pp. 63-73, February 1992.
- [40] S. Begag, N. Belhaouchet and L. Rahmani, *"A novel adaptive hysteresis band current controller with constant switching frequency of three-phase PWM rectifier"*, 5nd International Conference on Electrical Engineering Design and Technologies (ICEEDT'08), Hammamet, Tunisia, 8-10 November 2008.
- [41] N. Belhaouchet, L. Rahmani, S. Begag and H. Hamla, *"Development of digital hysteresis current control with PLL loop gain compensation strategy for PWM inverters with constant switching frequency"*, ESRGroups, Journal of Electrical Systems, Vol. 4, Issue 1, pp. 77-90, 2008.
- [42] S. Begag, N. Belhaouchet and L. Rahmani, *"Three-phase PWM rectifier with constant switching frequency"*, ESRGroups, Journal of Electrical Systems, Special Issue No. 01, pp.7-12, November 2009.
- [43] N. Belhaouchet, L. Rahmani and S. Begag, *"A novel adaptive HBCC technique for three-phase shunt APF"*, ELSEVIER, Electric Power Systems Research(EPSR), Vol. 79, Issue 7, pp. 1097-1104, July 2009.

- [44] N. Belhaouchet and L. Rahmani, *"Development of adaptive hysteresis-band current control of PWM three-phase AC chopper with constant switching frequency"*, Taylor & Francis, Electric Power Components & Systems, Vol. 37, pp. 583-598, 2009.
- [45] M. Kale and E. Ozdenir, *"A novel adaptive hysteresis band current controller for shunt active power filter"*, IEEE, CCA, Istanbul, Turkey, Vol. 2, pp. 1118-1123, 23-25 June 2003.
- [46] www.dspace.com
- [47] J.ENCINAS, *"Systèmes à verrouillage de phase (P.L.L), réalisations et applications"*, Edition Masson, 1990.
- [48] Guan-Chyun Hsich and James C. Hung, *"Phase-locked loop techniques-a survey"*, IEEE, Transactions on Industrial Electronics, Vol. 43, No. 6, pp 609-615, December 1996.
- [49] M. Fadel, *"Lois de commande pour une alimentation AC/DC à absorption de courant sinusoïdal"*, 3EI'99, Gif/Yvette, France, Mars 1999.
- [50] H. Tédjini, Y. Meslem and M. Rahli, *"Contrôle non linéaire avancé du redresseur MLI triphasé en absorption sinusoïdale de courant"*, ACTA Electrotechnica, Vol. 49, No. 3, 2008.
- [51] Birame M'hamed, *"Commande floue d'un convertisseur AC-DC à UPF en cascade avec un convertisseur DC-DC double étage alimentant un système de biberonnage supercapacités d'un véhicule électrique"*, Mémoire de magister, Université de Batna, Algérie, 2003.
- [52] R. Wu, S. B. Dewan and G. R. Slemon, *"Analysis of AC-to- DC voltage source converter using PWM with phase and amplitude control"*, IEEE, Transactions on Industry Applications, vol. 27, pp. 355-364, March-April, 1991.
- [53] T. M. Jahns and V. Blasko, *"Recent advances in power electronics technology for industrial and traction machine drives"*, IEEE, Proc, Vol. 89, No. 6, pp. 963-975, June 2001.
- [54] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, *"Current control techniques of three-phase voltage source PWM converters: a survey"*, IEEE, Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45, pp. 691-703, October 1998.
- [55] Abdelouahab Bouafia, Fateh Krim and Jean-Paul Gaubert, *"Design and implementation of high performance direct power control of three-phase PWM rectifier, via fuzzy and PI controller for output voltage regulation"*, Energy Conversion and Management, Vol. 50, pp. 6–13, 2009.
- [56] Abdelouahab Bouafia, Jean-Paul Gaubert and Fateh Krim, *" Predictive direct power control of three-phase pulsewidth modulation (PWM) rectifier using space-vector modulation (SVM) "*, IEEE, Transactions on Power Electronics, Vol. 25, No.1, January 2010.

- [57] Abdelouahab Bouafia, Fateh Krim and Jean-Paul Gaubert, "*Fuzzy-logic-based switching state selection for direct power control of three-phase PWM rectifier*", IEEE, Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 6, June 2009.
- [58] A. Dell Aquila et al, "*A fuzzy-logic CC-PWM three-phase AC/DC converter*", IEEE, Proc, LAS 2000, pp. 987-992, October 2000.
- [59] M. Liserre, F. Blaabjerg and S. Hansen, "*Design and control of an LCL-filter based active rectifier*", IEEE, Proc, LAS 2001, pp. 987-992. September-October 2001.
- [60] Nicolas BERNARD et al, "*Le redresseur MLI en absorption sinusoïdale de courant*", [www.http://ygdes.com](http://ygdes.com).
- [61] Carlton, Dan et Dunford William G, "*Multi-level, unidirectional AC-DC converters, a cost effective alternative to bidirectional converters*", IEEE Power Electronics Specialists Conférence, PESC 2001, Vancouver, B.C, Canada, Vol. 1, pp. 1911-1916, 17-21 June 2001,
- [62] Drofenik, U. Laimer, G. and Kolar, J.W, "*Pump characteristic based optimization of a direct water cooling system for a 10-kW/500-kHz vienna rectifier*", IEEE, Transactions on Power Electronics, Vol. 20, Issue 3, pp. 704-714. May 2005.
- [63] Kolar, J.W., Ertl, H and Zach, F. C, "*Design and experimental investigation of a three-phase high power density high efficiency unity power factor PWM (VIENNA) rectifier employing a novel power semiconductor module*", Proceedings of the 11th IEEE, Applied Power Electronics Conference, San José, USA, pp. 514-523, 3-7 Mars 1996.
- [64] H. Kanaan, K. Al-Haddad and F. Fnaiech, "*Modelling and control of three-phase/switch/level fixed-frequency PWM rectifier: state-space averaged model*", IEE, Proc.Electr. Power Applications, Vol. 152, No. 3, pp. 551-557, May 2005.
- [65] P. Ide et al, "*Enhanced control scheme for three-phase/three-level rectifiers at partial load*", IEEE 35th Power Electronics Specialists Conference, PESC, Aachen, Germany, pp. 207-213, 2004.
- [66] Johann W. Kolar and Uwe Drofenik, "*A new switching loss reduced discontinuous PWM scheme for a unidirectional three-phase/switch/level boost-type PWM (VIENNA) rectifier*", IEEE, 21st INTELEC, Copenhagen, Denmark, 6-9 June 1999.
- [67] Luca Dalessandro et al, "*Discontinuous space-vector modulation for three-level PWM rectifiers*", IEEE, Transactions on Power Electronics, Vol. 23, No. 2, pp. 530-542. March 2008.
- [68] R. Bausière et al, "*Les convertisseurs de l'électronique de puissance: la conversion continu-continu*", Vol. 3, 1987.

- [69] L. Rahmani, *"Contribution à l'élaboration d'une commande en temps réel d'un hacheur alternatif alimentant une charge non linéaire"*, Thèse de doctorat d'état, Université Ferhat Abbas Sétif (UFAS), Algérie, 05 Juin 2005.
- [70] F. Krim, *"Analyse et synthèse de la commande PWM des convertisseurs AC-AC directs à commutation dure"*, Thèse de doctorat d'état, Université Ferhat Abbas Sétif (UFAS), Algérie, Octobre 1998.
- [71] G. Séguier, *"L'électronique de puissance: Les fonctions de base et leurs principales applications"*, 4^{ème} Edition, Bordas, Paris, 1979.
- [72] E.El-Bidweihy et al, *"Power factor of AC controllers for inductive load"*, IEEE, Transactions on IECEI, Vol. 27, No. 3, pp. 210-212, August 1980.
- [73] B. K. Bose, *"Adjustable speed ac drive systems"*, IEEE, press, pp. 51-57, 1981.
- [74] Muhammad H. Rashid, *"Power electronics, circuits, devices and applications"*, Third edition, Electrical and Computer Engineering, University of West Florida, 2004.
- [75] A. Bouafia, *"Contribution à l'élaboration d'une loi de commande numérique en temps réel du hacheur AC PWM"*, Mémoire de magister, Université Ferhat Abbas Sétif (UFAS), Algérie, 05 Juin 2001.
- [76] H. Hamla, *"Régulation et Correction du Facteur de Puissance du Hacheur AC PWM par la Commande en Mode Glissant : Etude par Matlab / Simulink"*, Mémoire de magister, Université Ferhat Abbas Sétif (UFAS), Algérie, 2006.
- [77] R. Sittig, A. Krysiak and S. Chmielus, *"Monolithic bidirectional switches promise superior characteristics"*, IEEE, Power Electronics Specialists Conference PESC 04, Vol. 4, pp.2977-2982, 2004.
- [78] C. Beuillé et al, *"Characterizations of metal-diamond-silicon associations for active power electronics applications"*, Power Electronics Specialists Conference, 2002. PESC 02. Cairns, Qld. Australia, pp.1764-1768, 23-27 June 2002.
- [79] M.S.Khanniche and W.L.Beng, *"Real time hysteresis controller for relay testing"*, IEE, Proc, Elect, Power Applications, Vol, 141, No. 2, pp.71-76, March 1994.
- [80] H.Bodu, A.Faruk Bakan and M.Hadi Sarul, *"Universal motor-speed control with current controlled PWM AC chopper by using A microcontroller"*, IEEE, ICIT, Istanbul Turkey, Vol. 2, pp. 394-398, 19-22 January 2000.
- [81] M. A. Choudhury et al, *"Hysteresis current controlled PWM converter for AC/AC voltage control"*, IEEE, CCECE'97, pp. 431-434, 1997.

- [82] H.S. Patel and RG. Hoft, "*Generalized techniques of harmonics elimination and voltage control in thyristors inverters*", Part I, Harmonics Elimination, IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. IA-9, No. 3, pp. 310-317, May-June, 1973.
- [83] H.S. Patel and RG. Hoft, "*Generalized techniques of harmonics elimination and voltage control in thyristors inverters*", Part II, Voltage Control Techniques, IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. IA-10, No. 5, pp. 666-673, September-October 1973.
- [84] A. Mozdzer et al, "*Three-phase AC power control using power transistor*", IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. IA-12, No. 5, pp. 499-505, 1976.
- [85] N. Boudjerda, "*Etude et analyse des techniques MLI dérivées de la triangulo-sinusoidale*", Mémoire de magister, ENP, Algiers, Algérie, 1998.
- [86] A.L. Mohamadien and K.E. Addoweesh, "*Evaluation of the performance of chopper-type AC voltage controllers*", Int, Journal of Electronics, Vol. 67, No 4, pp. 669-683, 1988.
- [87] P. Ziogas, "*Delta modulation technique in static PWM inverters*", IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. IA-17, pp. 289-295, 1981.
- [88] M.A. Rahman, "*Performance analysis of delta modulated PWM inverters*", IEEE, Transactions on Power Electronics, Vol. PE-2, No. 3, 1987.
- [89] A.H. Chowdhury et al, "*On line improved inverter waveform by step delta modulation*", IEEE, Transactions on Industry Applications Vol. IA-17, pp. 143-148, 1994.
- [90] M.A. Rahman et al, "*A survey delta modulation techniques characteristic and sub harmonic elimination*", Electric Machines and Power Systems Journal, Vol. 26, pp. 635-648, 1998.
- [91] G.H. Choe et al, "*An improved PWM technique for ac chopper*", IEEE, Transactions on Power Electronics, Vol. 4, No. 4, pp. 496-505, 1989.
- [92] K.E. Addoweesh et al, "*Microprocessor based harmonic elimination in chopper type AC voltage regulators*", IEEE, Transactions on Power Electronics, Vol. 5, No 2, pp. 191-200, 1990.
- [93] R. Badarou et al, "*Elimination of current harmonics in direct AC-AC converters*", EPE, FIRENZE, pp. 237-241, 1991.
- [94] G. Choe et al, "*Asymmetrical PWM method with harmonics elimination and power factor control in AC choppers*", IEEE, Transactions on Power Electronics, Vol.10, No. 2, pp. 587-592, March 1991.
- [95] D. Jang et al, "*Asymmetrical PWM method for AC chopper with improved power factor*", IEEE, PESC'91 IC, Cambridge, MA USA, pp. 838-845, 24-27 June 1991.

- [96] D.H. Jang, G.H. Choe and M. Ehsani, "*Asymmetrical PWM technique with harmonic elimination and power factor in ac choppers*", IEEE, Transactions on Power Electronics, Vol. 10, No. 2, pp. 175-184, March 1995.
- [97] D.H. Jang, G.H. Choe and M. Ehsani, "*Improvement of input power factor in AC chopper using Asymmetrical PWM technique* ", IEEE, Transactions on Power Electronics, Vol. 42, No. 2, pp. 179-185, April 1995.
- [98] N. Belhaouchet, "*La commande dead beat à hystérésis appliquée à l'onduleur et au Hacheur AC PWM : Etude par simulation*", Mémoire de magister, Université Ferhat Abbas Sétif (UFAS), Algérie, 02 Mai 2005.
- [99] A.Kessal, "*Etude de simulation de la commande hystérésis du courant d'un hacheur AC PWM sur une charge linéaire*", Mémoire de magister, Université Ferhat Abbas Sétif (UFAS), Algérie, 2001.
- [100] B. Saint-Jean, "*Electrotechnique et machines électriques*", Editions Eyrolles, Décembre 1977.
- [101] M. A. S. Nejad et al, "*Study of AC modulated hysteresis current controller for a single phase voltage source inverter*", IEEE, 37th Power Electronics Specialists Conference PESC, Jeju, Korea, pp.293-298, 2005.
- [102] M. A. S. Nejad et al, "*Modelling and design of an hybrid modulated hysteresis current controller application to a single phase voltage source inverter*", IEEE, 37th Power Electronics Specialists Conference PESC, Jeju, Korea, pp.1-6, 2006.
- [103] M. A. S. Nejad et al, "*Study of an hybrid current controller suitable for DC–DC or DC–AC applications* ", IEEE, Transactions on Power Electronics, Vol. 22, pp. 2176-2186, 2007.

إنّ تقنية التحكم بالتباطؤ للتيار الكهربائي مستعملة جدّا في مجال إلكترونيك الاستطاعة، من أهم فوائد هذه التقنية التميز بالبساطة، القوة و السرعة. بالرغم من هذه الفوائد فإنها تعاني من مشكل كبير و المتمثل في عدم وجود رقابة تردد التبديل و الذي بصفته متغير جدّا و خاصة بالنسبة للأنظمة ثلاثية الطور ذات المحايد المعزول، حيث تتواجد تفاعلات بين الأطوار أثناء التشغيل.

إنّ أعمال البحث المقدمة في هذه الأطروحة تهدف إلى نشر تقنيات تحكم متطورة و التي بدورها تسمح بتحسين ميزات تقنية التحكم بالتباطؤ للتيار الكهربائي من حيث التشغيل بتردد ثابت و هو الأمر الذي يؤدي إلى تحسين نوعية التيارات المتحكم فيها لمجموعة متنوعة من محولات الاستطاعة.

في المرحلة الأولى قمنا بدراسة حول الوسائل الحديثة لمكافحة تلوث الشبكات الكهربائية، حيث الحلول الوقائية المختارة هي المرشح الفعال الموازي ثلاثي الطور والمحولات غير الملوثة ذات نوع متناوب. استمر بما في ذلك المقوم ذو تعديل عرض النبضات ثلاثي الطور للتوتر و المقوم ثلاثي الطور ذو ثلاث مستويات للتوتر. أما في المرحلة الثانية فقد تم توسيع دراستنا حول مطبر ذو التيار المتناوب أحادي الطور والذي يغذي محرك ذو نوع شامل.

إنّ النتائج القياسية المقدمة من طرف مختلف تقنيات التحكم المتطورة المنشورة في إطار هذا العمل قد تم تأكيدها عن طريق أداة المحاكاة باستعمال برنامج Matlab/Simulink ، زيادة على هذا تم التحقق من فعالية تقنية تحكم متطورة ذات شريط متغير على المرشح الفعال الموازي ثلاثي الطور بتطبيق تجريبي باستعمال بطاقة dSPACE 1104.

الكلمات المفتاحية: التحكم بالتباطؤ، تردد التبديل، تقنيات تحكم متطورة، مرشح فعال موازي ثلاثي الطور، مقوم ذو تعديل عرض النبضات ثلاثي الطور للتوتر، مقوم ثلاثي الطور ذو ثلاث مستويات للتوتر، مطبر ذو التيار المتناوب.

Abstract

Hysteresis current control technique is largely used in power electronics area. The main advantages of this technique are the very simplicity of use, robustness and rapidity. However, its major inconvenient is the absence of switching frequency control which exhibits high variation especially in the case of three-phase systems with insulated neutral.

The research work presented in this thesis consists to develop advanced control techniques which improve the characteristics of hysteresis current control technique in term of constant switching frequency operation. This leads to improvements in controlled currents waveforms quality of several power converters. Our study is based firstly on the modern means for electrical networks power factor correction, where adopted preventive solutions are shunt active filter and the no polluting AC/DC converters; including three-phase PWM rectifier and three-phase three-level rectifier, and secondly on single phase AC chopper feeding universal motor.

The best performances provided by different advanced control techniques developed in this work are verified by simulation using Matlab/Simulink software. In addition, the efficiency of advanced adaptive hysteresis band current control technique applied to three-phase shunt active power filter is validated by practical implementation on dSPACE 1104 system card.

Key-Words : Hysteresis current control, Switching frequency, Advanced control techniques, Three-phase shunt active power filter, Three-phase PWM rectifier, Three-phase three-level rectifier, AC chopper.