الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Docteur Yahia Farès de Médéa

Faculté de la Technologie

Département du Génie Electrique

Thèse Présentée en Vue de l'Obtention du Diplôme de

DOCTEUR

CONTRIBUTION A L'AMÉLIORATION DE LA QUALITÉ D'ÉNERGIE DES SYSTÈMES D'ENTRAINEMENT ÉLECTRIQUE PAR L'UTILISATION DES REDRESSEURS A FAIBLE TAUX DE DISTORSION HARMONIQUE ET DES FILTRES ACTIFS

Par :

AISSA Oualid

Soutenue le : **22/05/2017** Devant la Commission d'Examen Composée de :

Dr. Boudana Djamel	Président	Université de Médéa
Pr. Moulahoum Samir	Directeur de Thèse	Université de Médéa
Pr. Colak Ilhami	Co-directeur de Thèse	Université de Nisantasi -Turquie-
Pr. Elhadj Ailam	Examinateur	Université de Khemis Miliana
Dr. Yazid Karim	Examinateur	U.S.T.H.B Alger
Dr. Kheldoun Aissa	Examinateur	U.M.B de Boumerdès
Dr. Kabache Nadir	Invité	Université de Médéa

AVANT PROPOS.

La présente thèse est consacrée à l'amélioration de la qualité d'énergie des systèmes d'entrainement électrique par l'utilisation des redresseurs à faible taux de distorsion harmonique et des filtres actifs.

Les travaux présentés dans cette thèse ont été effectués au niveau du Laboratoire de Recherche en Électronique et en Automatique (LREA) de l'Université de Médéa et du Laboratoire d'Automatique de Sétif (LAS) de l'Université de Sétif.

Je tiens tout d'abord à remercier vivement :

- *Le Docteur Boudana Djamel à l'Université de Médéa, d'avoir bien voulu me faire l'honneur de présider mon jury de thèse, témoignant ainsi de l'intérêt qu'il porte à ce travail ;*
- *Le professeur Moulahoum Samir à l'Université de Médéa, en sa qualité de directeur de thèse pour son encadrement, son suivi permanent et ses précieux conseils ;*
- *Le professeur Colak Ilhami à l'Université de Nisantasi -Turquie- pour son encadrement et ses orientations qu'il a bien voulu apporter à ce travail ;*
- *Le professeur Ailam El-hadj à l'Université de Khemis Miliana, pour avoir accepté de juger ce travail et d'être parmi les membres de jury de cette thèse ;*
- *Le Docteur Yazid Karim à l'Université de U.S.T.H.B, pour l'intérêt qu'il manifeste en participant à ce jury et évaluer ce travail de recherche ;*
- *Le Docteur Kheldoun Aissa à l'Université de U.M.B de Boumerdès, pour avoir examiné, faire partie de ce jury et évaluer ce travail de recherche ;*
- *Le Docteur Kabache Nadir à l'Université de Médéa, pour avoir accepté de faire partie de ce jury ;*

Je remercie également toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

REMERCIEMENTS

Je dédie ce travail de recherche à tous les scientifiques qui travaillent pour le bonheur de l'humanité.

De même, je le dédie également :

A mes chers parents, en signe de respect et de reconnaissance, pour les sacrifices consentis en ma faveur ;

A mes grands-parents ;

A ma grande famille ;

Et à Tous mes amis (es).

RÉSUMÉ : Cette thèse de recherche comporte des solutions modernes fondées sur l'électronique de puissance, préconisées pour solutionner les problèmes posés par la pollution harmonique affectant le réseau de distribution de l'énergie électrique qui touchent les secteurs domestiques et industriels. L'origine de cette pollution est générée essentiellement par des charges non linéaires comme les redresseurs à diodes et à thyristors reconnus comme source principale d'injection de courants harmoniques. Il est donc impératif de trouver des solutions pour surmonter le problème posé par la pollution harmonique. A ce titre, deux solutions curatives ont été apportées qui sont le correcteur du facteur de puissance pour le convertisseur monophasé AC/DC et deux filtres actifs parallèles triphasés basés l'un sur un convertisseur de tension AC/DC à MLI et l'autre sur un convertisseur multi-niveaux de Vienne. Nous avons également proposé deux solutions préventives dont la première concerne la conception d'un redresseur à MLI participant à l'entrainement électrique du moteur à induction et l'autre se présente sous forme d'un redresseur multi-niveaux intelligent de Vienne. L'intérêt majeur apporté par les différentes stratégies de commande basées sur des techniques modernes telles que le contrôle prédictif et la commande par la logique floue et parfois même la combinaison des deux méthodes à la fois, réside dans l'obtention d'un prélèvement de courants sinusoïdaux et d'un fonctionnement avec un facteur de puissance très proche de l'unité. Pour des fins d'évaluation, ces méthodes proposées ont été mises en œuvre par voie de simulation à travers le logiciel MATLAB/Simulink et en temps réel via une carte d'implémentation de type dSPACE 1104.

Mots clés : Pollution Harmonique, PFC, Redresseur à MLI, Filtre Actif Parallèle, Convertisseur multi-niveaux de Vienne, Commande Directe de Puissance, Commande Directe du Couple, Moteur à Induction, Contrôle Prédictif, Logique Floue.

ABSTRACT : This thesis includes modern solutions based on power electronics, recommended to solve the problems posed by harmonic pollution affecting the distribution network of electrical energy that affect the domestic and industrial sectors. The origin of this pollution is mainly generated by non-linear loads that appear when using rectifiers with diodes and Thyristors recognized as the main sources of injection of harmonic currents. Therefore, it is imperative to find solutions to overcome the problem posed by harmonic pollution. In this respect, two curative solutions have been introduced which are the power factor corrector for the single-phase AC/DC converter and two shunt three-phase active filters based on a PWM AC/DC converter and the other one is articulated on the multilevel Vienna converter. We also proposed two preventive solutions whose first concerns the design of a PWM rectifier participating in the electric drive of the induction motor and the other is in the form of an intelligent multilevel Vienna rectifier. The major advantage provided by the different control strategies based on modern techniques such as the predictive control and the fuzzy logic technique and sometimes even the combination of both methods at a time resides in obtaining sinusoidal currents form and operating with a power factor very close to unity. For evaluation purposes, these proposed methods have been implemented by means of simulation through the MATLAB/Simulink software and in real time via a dSPACE 1104 card.

Key words : Pollution/Harmonic Remediation, PFC, PWM Rectifier, Shunt Active Filter, Multi-Level Converters, Direct Power Control, Direct Torque Control, Induction Motor, Predictive Control, Fuzzy Logic.

TABLE DES MATIÈRES

AVANT PROPOS. III

REMERCIEMENTS IV

RÉSUMÉ V

ABSTRACT V

TABLE DES MATIÈRES VI

LISTE DES TABLEAUX IX

LISTE DES FIGURES X

LISTE DES ANNEXES XVII

INTRODUCTION GÉNÉRALE 1

CHAPITRE 1 POLLUTION HARMONIQUE GÉNÉRÉE PAR LES CONVERTISSEURS STATIQUES : ORIGINES ET SOLUTIONS DE DÉPOLLUTION 4

1.1 Introduction 4
1.2 Qualité de l'énergie électrique 4
1.3 Perturbations électriques et leurs origines 5
1.3.1 Creux de tension 5
1.3.2 Coupures de tension 5
1.3.3 Fluctuations de tension 5
1.3.4 Déséquilibre de tension du système triphasé 5
1.3.5 Variation de fréquence 5
1.3.6 Harmoniques, inter-harmoniques et infra-harmoniques 7
1.4 Perturbations harmoniques 7
1.4.1 Problématique des harmoniques 7
1.4.2 Origine des harmoniques 7
1.4.3 Effets causés par les harmoniques 8
1.4.4 Caractérisation des harmoniques 9
1.5 Perturbations générées par les redresseurs à commutation naturelle 11
1.6 Normes et aspects réglementaires 13
1.7 Solutions envisagées pour la réduction des perturbations harmoniques et amélioration de la qualité d'énergie 15
1.7.1 Solutions traditionnelles de dépollution 15
1.7.2 Solutions modernes de dépollution 16

1.8 Conclusion....24

CHAPITRE 2 CORRECTION DU FACTEUR DE PUISSANCE À L'ENTRÉE D'UN REDRESSEUR EN PONT MONOPHASÉ PAR L'APPLICATION DES TECHNIQUES AVANCÉES....26

2.1 Introduction....26
2.2 Redresseur en pont monophasé....26
2.3 Correcteur du facteur de puissance....27
2.3.1 Modélisation du circuit de puissance....27
2.3.2 Analyse statique du correcteur du facteur de puissance....29
2.4 Dimensionnement des éléments passifs....29
2.4.1 Dimensionnement de l'inductance L....29
2.4.2 Dimensionnement du condensateur C....30
2.5 Boucle de régulation de la tension du bus continu....30
2.6 Commande en courant par le biais des techniques avancées en faveur du correcteur du facteur de puissance....32
2.6.1 Commande en courant par hystérésis....32
2.6.2 Commande en courant par hystérésis-flou....40
2.6.3 Commande prédictive de courant....55
2.6.4 Commande par régulateur flou de la tension du bus continu....66
2.7 Conclusion....75

CHAPITRE 3 TECHNIQUES DE COMMANDES AVANCÉES APPLIQUÉES AU REDRESSEUR TRIPHASÉ À MLI : APPLICATION À L'ENTRAINEMENT ÉLECTRIQUE ET AU FILTRAGE ACTIF PARALLÈLE....76

3.1 Introduction....76
3.2 Principe de contrôle par la technique DPC classique du redresseur MLI....77
3.3 Synthèse de la nouvelle table de commutation pour la commande DPC....78
3.4 Commande DPC intelligente....81
3.5 Résultats de simulation de la méthode DPC floue....84
3.6 Résultats expérimentaux de la technique DPC floue....88
3.7 Commande prédictive directe de puissance basée sur la logique floue....93
3.8 Résultats de simulation de la méthode P-DPC floue....95
3.9 Commande directe du couple de la machine asynchrone améliorée....99
3.9.1 DTC classique....99
3.9.2 Minimisation des ondulations du flux statorique et du couple électromagnétique par le moyen de la logique floue....101
3.9.3 Contrôle de vitesse....103
3.9.4 Essais expérimentaux pour le contrôle de la DTC améliorée....104

3.10 Entrainement électrique du moteur à induction via une commande intelligente combinée des deux techniques (DPC et DTC) Floues 106
3.11 Stratégies de commandes du filtre actif parallèle triphasé à base de contrôle direct de puissances 112
3.12 Conclusion 116

CHAPITRE 4 CONCEPTION ET MISE EN ŒUVRE EN TEMPS-RÉEL DU REDRESSEUR TRIPHASÉ MULTI-NIVEAUX DE VIENNE BASÉ SUR DES CONTRÔLEURS INTELLIGENTS 118

4.1 Introduction 118
4.2 Description et mode de fonctionnement du redresseur de Vienne 120
4.3 Stratégie de contrôle du redresseur de Vienne 122
4.4 Stratégie de contrôle flou proposée 124
4.5 Résultats de simulation et interprétations 127
4.6 Résultats expérimentaux et discussions 134
4.7 Redresseur de Vienne fonctionnant en mode de filtrage actif 139
4.8 Conclusion 146

CONCLUSION GÉNÉRALE 148

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES 152

ANNEXES 160

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1: Limites de perturbations définies par la norme européenne EN 50160 14
Tableau 1.2: Classification des normes relatives à la qualité d'énergie électrique.....14
Tableau 1.3: Niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux publics à BT, MT et HT 15
Tableau 2.1: Caractéristiques descriptives du 1er test de robustesse (Variation de la charge).....35
Tableau 2.2: Caractéristiques descriptives du 2ème test de robustesse (Variation de la référence du bus continu).....35
Tableau 2.3: Caractéristiques des deux tests de robustesse pour le contrôle à hystérésis.....38
Tableau 2.4: Règles floues du contrôleur développé 51
Tableau 2.5: Caractéristiques descriptives des deux tests de robustesse pour le contrôle à hystérésis flou.....54
Tableau 2.6: Caractéristiques descriptives des deux tests de robustesse pour le contrôle prédictif 61
Tableau 2.7: Caractéristiques descriptives des deux tests de robustesse pour la méthode FS-MPC 65
Tableau 2.8: Table de règles floues du régulateur flou 68
Tableau 2.9: Caractéristiques descriptives de la variation de la charge pour le contrôle par hystérésis classique avec régulateur flou 68
Tableau 2.10: Caractéristiques descriptives du changement de la consigne du bus continu pour le contrôle par hystérésis classique avec régulateur flou 69
Tableau 2.11: Caractéristiques descriptives des deux tests de robustesse pour le contrôle à hystérésis flou-régulateur flou.....71
Tableau 2.12: Caractéristiques descriptives des deux tests de robustesse pour le contrôle avec FS/MPC-régulateur flou.....71
Tableau 2.13: Étude comparative des différentes méthodes proposées 74
Tableau 3.1: Table de commutation classique destinée pour le contrôle de l'approche DPC.....79
Tableau 3.2: Niveau de variation de la puissance active et réactive pour le premier secteur 80
Tableau 3.3: Vecteur de tension optimal sélectionné pour le premier secteur.....80
Tableau 3.4: Table de commutation modifiée pour le contrôle DPC.....80
Tableau 3.5: Règles floues pour le contrôle DPC proposé 83
Tableau 3.6: Table de commutation floue proposée 83
Tableau 3.7: Règles floues constituant le contrôleur flou de la commande DTC.....103
Tableau 3.8: Nouvelle table de commutation de la technique DTC 103
Tableau 4.1: Différents états de commutation relatifs au redresseur de Vienne.....122
Tableau 4.2: Résultats comparatifs 128
Tableau 4.3: Étude comparative de la méthode proposée avec quelques travaux antérieurs.....133
Tableau 4.4: Étude comparative en temps réel de la méthode intelligente avec celle classique..138

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1: Perturbations électriques 6
Figure 1.2: Représentation des inters et infra harmoniques 7
Figure 1.3: Diagramme des puissances de Fresnel pour le cas d'une charge non-linéaire 10
Figure 1.4: Pont redresseur triphasé à diodes 12
Figure 1.5: Courants absorbés par le pont redresseur à diodes avec spectre associé 12
Figure 1.6: Formes d'ondes avec THD de courants absorbés ainsi que les facteurs de puissance pour le pont redresseur à diodes 12
Figure 1.7: Filtre passif résonnant 16
Figure 1.8: Filtre passif amorti 16
Figure 1.9: Filtre actif parallèle 18
Figure 1.10: Filtre actif série 18
Figure 1.11: Combinaison parallèle-série 18
Figure 1.12: Filtre actif hybride des filtres actifs 18
Figure 1.13: Schéma descriptif du PFC 21
Figure 1.14: Schéma synoptique d'un convertisseur AC/DC triphasé à injection de courant 21
Figure 1.15: Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de courant 22
Figure 1.16: Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de tension 22
Figure 1.17: Redresseur à trois niveaux à points neutres calés par des diodes 23
Figure 1.18: Redresseur à trois niveaux à cellules imbriquées 23
Figure 1.19: Convertisseur à trois niveaux à six interrupteurs actifs 24
Figure 1.20: Topologie du redresseur multi-niveaux de Vienne 24
Figure 2.1: Redresseur monophasé en pont à quatre diodes 26
Figure 2.2: Relevés des formes d'ondes tension-courant avec représentation de leur THD, facteur de puissance ainsi que le déphasage pour un pont monophasé à diodes alimentant une charge RC 27
Figure 2.3: Schéma descriptif du redresseur AC/DC relié au PFC avec son circuit de commande 28
Figure 2.4: Schéma fonctionnel global du système étudié 28
Figure 2.5: Schéma bloc de la boucle de régulation de la tension du bus continu 31
Figure 2.6: Contrôle du courant par un régulateur à hystérésis 32
Figure 2.7: Principe de délivrance des actions de contrôle 32
Figure 2.8: Schéma de commande par hystérésis du courant absorbé par le PFC 33
Figure 2.9: Photographie représentant les différents instruments utilisés lors de l'expérimentation du PFC 34
Figure 2.10: Résultats de simulation du contrôle par hystérésis : la tension et le courant redressé ainsi que leurs références 35
Figure 2.11: Résultats de simulation du contrôle par hystérésis: la tension et du courant de source ainsi que le spectre du courant de source 36
Figure 2.12: Résultats de simulation du contrôle par hystérésis pour une variation de charge 36
Figure 2.13: Résultats de simulation du contrôle par hystérésis y afférent à la variation de charge: (a) Zoom sur le courant redressé avec sa référence, le courant et la tension d'entrée

(Cas d'augmentation) ; (b) Zoom sur le courant redressé avec sa référence, le courant et la tension d'entrée (Cas de diminution). 37
Figure 2.14: Résultats de simulation du contrôle par hystérésis pour une variation de référence de la tension redressée....37
Figure 2.15: Résultats de simulation du contrôle par hystérésis: variation de référence de la tension redressée : (a) Zoom sur le courant redressé avec sa référence; (b) Zoom sur le courant et la tension de source. 38
Figure 2.16:Résultats expérimentaux relatifs au contrôle par hystérésis pour: (a) La tension et le courant de source ; (b) Le courant redressé avec sa référence. 39
Figure 2.17: Résultats expérimentaux relatifs au contrôle par hystérésis pour: (a) Une variation de charge : allure de la tension redressée et du courant de source ; (b) Une variation de référence du bus continu : allure de la tension redressée et du courant de source. 39
Figure 2.18: Résultats d'analyse de la qualité d'énergie relatifs au contrôle par hystérésis pour : (a) La forme d'onde de la tension et celle du courant de source avec les spectres y afférents ; (b) Le bilan des puissances ; (c) Le diagramme vectoriel de la tension et du courant de source. 40
Figure 2.19: Formes des fonctions d'appartenance fréquemment utilisées 42
Figure 2.20: Répartition et chevauchement des fonctions d'appartenance....43
Figure 2.21: Complément, intersection et union floue....44
Figure 2.22: Phases essentielles de calcul pour un contrôleur flou....47
Figure 2.23: Évaluation du degré d'appartenance pour une variable d'entrée x....48
Figure 2.24: Contrôleur de Mamdani....50
Figure 2.25: Contrôleur de Sugeno 50
Figure 2.26: Schéma de commande par hystérésis flou du courant absorbé par le PFC 50
Figure 2.27: Représentation des fonctions d'appartenance pour : (a) les deux entrées et (b) la sortie du contrôleur flou 51
Figure 2.28: Combinaison du système (entrées/sortie) pour le contrôleur flou proposé 52
Figure 2.29: Résultats de simulation relatifs au contrôle par hystérésis flou de la tension et du courant redressé ainsi que leurs références. 53
Figure 2.30: Résultats de simulation relatifs au contrôle par hystérésis flou de la tension et du courant de source ainsi que le spectre du courant d'entrée....53
Figure 2.31: Résultats expérimentaux relatifs au contrôle par hystérésis flou pour: (a) La tension et le courant de source ; (b) Le courant redressé avec sa référence. 53
Figure 2.32: Résultats expérimentaux relatifs au contrôle par hystérésis flou pour: (a) Une variation de charge : allure de la tension redressée et du courant de source ; (b) Une variation de référence du bus continu : allure de la tension redressée et du courant de source. 54
Figure 2.33: Résultats d'analyse de la qualité d'énergie relatifs au contrôle par hystérésis flou: (a) La forme d'onde de la tension et celle du courant de source avec les spectres y afférents ; (b) Le bilan des puissances ; (c) Le diagramme vectoriel de la tension et du courant de source. 54
Figure 2.34: Contrôle du PFC à base de la technique prédictive 55

Figure 2.35: Évolution du courant i_L durant un cycle de commutation 56
Figure 2.36: Organigramme descriptif de la méthode prédictive.....58
Figure 2.37: Résultats de simulation relatifs au contrôle prédictif de la tension et du courant redressé ainsi que leurs références 59
Figure 2.38: Résultats de simulation relatifs au contrôle prédictif de la tension et du courant de source ainsi que le spectre du courant d'entrée.....60
Figure 2.39: Résultats expérimentaux relatifs au contrôle prédictif pour: (a) La tension et le courant de source ; (b) Le courant redressé avec sa référence. 60
Figure 2.40: Résultats expérimentaux relatifs au contrôle prédictif pour: (a) Une variation de charge : allure de la tension redressée et du courant de source ; (b) Une variation de référence du bus continu : allure de la tension redressée et du courant de source. 60
Figure 2.41: Résultats d'analyse de la qualité d'énergie relatifs au contrôle prédictif: (a) La forme d'onde de la tension et celle du courant de source avec les spectres y afférents; (b) Le bilan des puissances ; (c) Le diagramme vectoriel de la tension et du courant de source. 61
Figure 2.42: Contrôle du PFC à base de la méthode FS-MPC.....62
Figure 2.43: Organigramme descriptif de la technique FS-MPC.....63
Figure 2.44: Résultats de simulation relatifs au contrôle par la technique FS-MPC de la tension et du courant redressé ainsi que leurs références 64
Figure 2.45: Résultats de simulation relatifs au contrôle par la technique FS-MPC de la tension et du courant de source ainsi que le spectre du courant d'entrée 64
Figure 2.46: Résultats expérimentaux relatifs au contrôle par la technique FS-MPC pour: (a) La tension et le courant de source ; (b) Le courant redressé avec sa référence. 65
Figure 2.47: Résultats expérimentaux relatifs au contrôle par la technique FS-MPC pour: (a) Une variation de charge : allure de la tension redressée et du courant de source ; (b) Une variation de référence du bus continu : Allure de la tension redressée et du courant de source. 65
Figure 2.48: Résultats d'analyse de la qualité d'énergie relatifs au contrôle par la technique FS-MPC pour: (a) La forme d'onde de la tension et celle du courant de source avec les spectres y afférents ; (b) Le bilan des puissances ; (c) Le diagramme vectoriel de la tension et du courant de source.....66
Figure 2.49: Répartition des fonctions d'appartenance pour les deux variables d'entrée (a et b) ainsi que la variable de la sortie (c).....67
Figure 2.50: Régulateur flou développé.....68
Figure 2.51: Réponses de la tension de sortie avec zoom lors de la variation de la charge.....69
Figure 2.52: Réponses du courant de source, de la tension d'alimentation et du courant redressé avec sa référence pendant l'essai de robustesse 69
Figure 2.53: Réponses de la tension de sortie durant le changement de la consigne.....69
Figure 2.54: Schéma de commande du PFC via un contrôle intelligent (hystérésis flou-régulateur flou).....70
Figure 2.55: Schéma de commande du PFC via un contrôle intelligent (FS/MPC- régulateur flou) 71

Figure 2.56: Résultats expérimentaux de la tension et du courant de source ainsi que le courant redressé avec sa référence relatifs au contrôle par : (a) Hystérésis flou et régulateur flou ; (b) FS-MPC et régulateur flou. 72
Figure 2.57: Résultats expérimentaux de la tension redressée et du courant de source lors de la variation de charge et de la consigne de bus continu pour la commande: (a) Hystérésis flou et régulateur flou ; (b) FS-MPC et régulateur flou 73
Figure 2.58: Résultats d'analyse de la qualité d'énergie pour: (a) Hystérésis flou et régulateur flou ; (b) FS-MPC et régulateur flou. 73
Figure 3.1: Diagramme de la stratégie DPC classique 78
Figure 3.2: Vecteurs de tension 78
Figure 3.3: Signe de variation des puissances en fonction de la de la position angulaire du vecteur de la tension de source (a) Puissance active (b) Puissance réactive 80
Figure 3.4: Diagramme de la stratégie DPC intelligente 81
Figure 3.5: Conception du contrôleur flou 82
Figure 3.6: Fonctions d'appartenance pour les deux entrées du contrôleur flou 82
Figure 3.7: Fonctions d'appartenance pour la sortie du contrôleur flou 82
Figure 3.8: Description du système Entrées/Sortie pour le contrôleur flou développé 83
Figure 3.9: Étapes de changement de la charge et de la référence de la tension du bus continu pour: (a) DPC classique et (b) DPC proposée 85
Figure 3.10: Réponses des puissances actives, réactives ainsi que les secteurs correspondants pour: (a) DPC classique et (b) DPC floue proposée 86
Figure 3.11: Courants de sources: (a) DPC conventionnelle et (b) DPC développée 87
Figure 3.12: Représentation du déphasage entre le courant et la tension de source ainsi que l'analyse spectrale du courant pour: (a) DPC classique et (b) DPC proposée 88
Figure 3.13: Banc d'essai expérimental de la DPC floue 89
Figure 3.14: Formes d'ondes expérimentales en régime statique pour: (a) la méthode classique et (b) la méthode proposée pour la référence de tension de sortie égale à 150V et la référence de puissance réactive nulle 90
Figure 3.15: Les résultats expérimentaux de puissances en régime statique pour: (a) la DPC classique et (b) la DPC proposée pour la référence de tension de sortie égale à 150V et la référence de puissance réactive nulle 90
Figure 3.16: Réponses transitoires correspondant à l'étape de changement de la V_{dc}^{*} décroissante de 170V à 150V pour: (a) la DPC classique et (b) la DPC proposée, Q^{*}= 0Var 91
Figure 3.17: Les résultats expérimentaux instantanés : angle thêta, le numéro du secteur, les puissances active et réactive pour: (a) la DPC classique et (b) la DPC proposée 91
Figure 3.18: Réponses transitoires relatives au changement de la charge pour le contrôle flou: {(a) Augmentation de la charge, (b) Diminution de la charge} pour V_{dc}^{*}=150V, Q^{*}=0Var .92
Figure 3.19: Mesures expérimentales décrivant la qualité d'énergie de: (a) la commande classique et (b) la commande intelligente pour la référence de tension de sortie égale à 150V et la référence de puissance réactive nulle 92
Figure 3.20: Diagramme de la stratégie P-DPC intelligente 95

Figure 3.21: Étapes de changement de la charge et de la référence de la tension du bus continu pour: (a) P-DPC et (b) P-DPC-Floue proposée 96
Figure 3.22: Réponses des puissances actives, réactives ainsi que les secteurs correspondants pour: (a) P-DPC et (b) P-DPC-Floue proposée 97
Figure 3.23: Courants de sources: (a) P-DPC et (b) P-DPC-Floue développée 98
Figure 3.24: Représentation du déphasage entre le courant et la tension de source ainsi que l'analyse spectrale du courant pour: (a) P-DPC et (b) P-DPC-Floue proposée 99
Figure 3.25: Configuration générale de la commande directe du couple 101
Figure 3.26: Design du contrôleur flou pour la commande DTC 102
Figure 3.27: Fonctions d'appartenance pour (a) l'erreur du couple et (b) l'erreur du flux constituant les deux entrées du contrôleur flou 102
Figure 3.28: Fonctions d'appartenance pour la sortie du contrôleur flou 102
Figure 3.29: Structure du contrôleur flou 103
Figure 3.30: Description du système Entrées/Sortie pour le contrôleur flou 104
Figure 3.31: Banc d'essai expérimental de la commande DTC-Floue proposée 104
Figure 3.32: Résultats expérimentaux de la DTC-Floue pour le premier essai : (a) Réponse de la vitesse du rotor et du courant statorique ; (b) Réponse du flux statorique et du couple électromagnétique. 105
Figure 3.33: Résultats expérimentaux de la DTC-Floue pour le deuxième essai : (a) Réponse de la vitesse du rotor et du courant statorique ; (b) Réponse du flux statorique et du couple électromagnétique. 105
Figure 3.34: Résultats expérimentaux à l'état d'équilibre des réponses du flux et du couple pour le contrôle DTC-Floue 106
Figure 3.35: Configuration du système d'entraînement électrique proposé 107
Figure 3.36: Résultats de simulation pour le système de contrôle (a) classique et (b) proposé 108
Figure 3.37: Réponses statiques pour le système de commande (a) classique et (b) proposé 109
Figure 3.38: Évolution de la tension du bus continu avec zoom: (a) méthode classique et (b) méthode développée 110
Figure 3.39: Résultats de simulation du courant et de la tension du réseau pour : (a) l'approche classique et (b) l'approche proposée 111
Figure 3.40: Analyse spectrale du courant du réseau: 111
Figure 3.41: Banc d'essai expérimental du filtrage actif parallèle triphasé 113
Figure 3.42: Résultats expérimentaux: (a) contrôle DPC classique et (b) contrôle Prédictif appliqué au filtrage actif parallèle 114
Figure 3.43: Mesures expérimentales: (a) sans filtre actif parallèle, (b) après filtrage basé sur la DPC Classique et (c) après filtrage basé sur la DPC prédictive 115
Figure 4.1: Schéma descriptif du redresseur multi-niveaux de Vienne 120
Figure 4.2: Chemins de conduction du courant pour la phase (a) 122
Figure 4.3: Blocs de contrôle du redresseur de Vienne 123
Figure 4.4: Structure du régulateur intelligent 125
Figure 4.5: Diagramme de la commande floue proposée pour le redresseur de Vienne 125

Figure 4.6: Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrées et de sortie: (A) Erreur e, (B) Variation de l'erreur Δe et (C) Variable de sortie ΔI^*.....126
Figure 4.7: Représentation surfacique de la sortie du contrôleur intelligent en fonction des deux entrées (e et Δe). 127
Figure 4.8: Résultats de simulation pour la stratégie de contrôle avec (A) régulateur PI classique et (B) régulateur intelligent : (a, a') Tension totale du bus continu ; (b, b') Tensions partielles (V_{c1} et V_{c2}) localisées aux bornes des deux condensateurs C_1 et C_2 ; (c, c') et (d, d') Comportement transitoire avec zoom pour les deux tensions (V_{c1} et V_{c2}) situées aux deux sorties des condensateurs C_1 et C_2 lors de l'application d'une variation de charge et un changement de la tension continue de référence de 800V à 900V; (e, e') Courant redressé I_{dc}. 129
Figure 4.9: Résultats de simulation de la stratégie de contrôle avec régulateur PI classique et avec régulateur intelligent en régime permanent: (A) Ondulations des deux tensions V_{c1} et V_{c2} pour la commande classique ; (B) Ondulations des deux tensions V_{c1} et V_{c2} pour la commande floue. 130
Figure 4.10: Valeur absolue de l'erreur de la tension du bus continu ainsi que l'erreur de la balance entre les deux tensions V_{c1} et V_{c2}.....130
Figure 4.11: Résultats de simulation pour la technique de contrôle avec (A) régulateur PI classique et (B) régulateur intelligent : (a, a') Tension totale du bus continu ; (b, b') Courants de sources triphasées (I_{sa}, I_{sb} et I_{sc}); (c, c') et (d, d') Comportement transitoire avec zoom pour la tension de sortie ainsi que pour les trois courants de phases durant l'application de la variation de charge; (e, e') et (f, f') Comportement transitoire avec zoom pour la tension du bus continu ainsi que pour les trois courants de phases lors du changement de la tension de référence de 800V à 900V. 131
Figure 4.12: Résultats de simulation pour (A) la méthode de contrôle conventionnelle et (B) la méthode de contrôle proposée de la tension (V_{ab}) avec zoom du redresseur de Vienne 132
Figure 4.13: Résultats de simulation de la tension et du courant de grille avec analyse des harmoniques: (A) Contrôleur classique du redresseur de Vienne ; (B) Contrôleur intelligent du redresseur de Vienne. 132
Figure 4.14: Banc d'essai relatif au contrôle intelligent du redresseur multi-niveaux de Vienne134
Figure 4.15: Résultats expérimentaux correspondant au changement provoqué à la charge: (A) Stratégie de contrôle classique: (a) Tension pleine du bus continu, (b) Tensions partielles (V_{c1} et V_{c2}) localisées aux bornes des deux condensateurs C_1 et C_2, (c) Courants d'entrées triphasés I_{sa}, I_{sb} et I_{sc}. (B) Stratégie de contrôle intelligente: (a') Tension pleine du bus continu, (b') Tensions partielles (V_{c1} et V_{c2}) localisées aux bornes des deux condensateurs C_1 et C_2, (c') Courants d'entrées triphasés I_{sa}, I_{sb} et I_{sc}. 135
Figure 4.16: États transitoires des courants d'entrées triphasées: (A) Méthode classique et (B) Nouvelle méthode 136
Figure 4.17: Résultats expérimentaux correspondant au changement provoqué à la tension de sortie de référence: (A) Stratégie de contrôle classique: (a) Tension pleine du bus continu, (b) Tensions partielles (V_{c1} et V_{c2}) localisées aux bornes des deux condensateurs C_1 et C_2, (c) Courants d'entrées triphasés I_{sa}, I_{sb} et I_{sc}. (B) Stratégie de contrôle intelligente: (a')

Tension pleine du bus continu, (b') Tensions partielles (V_{c1} et V_{c2}) localisées aux bornes des deux condensateurs C_1 et C_2, (c') Courants d'entrées triphasés I_{sa}, I_{sb} et I_{sc}. 137
Figure 4.18: Résultats expérimentaux de la tension (V_{ab}) et des ondulations pour les deux tensions V_{c1} et V_{c2} en régime permanent: (A) Méthode classique et (B) Méthode intelligente. 138
Figure 4.19: Mesures expérimentales pour l'analyse de la qualité d'énergie: (A) Commande classique et (B) Commande développée. 139
Figure 4.20: Schéma de commande du convertisseur de Vienne pour la fonction du filtrage actif parallèle triphasé 140
Figure 4.21: Résultats de simulation du filtre de Vienne (Filtre activé à t=0,2 seconde): tension du bus continu, tensions partielles V_{c1} et V_{c2} avec zoom ainsi que les courants de sources141
Figure 4.22: Résultats de simulation du filtre de Vienne (Changement de la charge aux instants t_1=0.8 seconde et t_2=1 seconde): Tension du bus continu, courant de source pour la phase (a), courant du redresseur de Vienne (de filtre) pour la phase (a) et courant de la charge non linéaire.....141
Figure 4.23: Allures des courants de source avec analyse spectrale avant et après mise en service du filtre de Vienne.....142
Figure 4.24: Banc d'essai relatif au filtrage actif parallèle triphasé basé sur le convertisseur multi-niveaux de Vienne.....143
Figure 4.25: Résultats pratiques du filtre multi-niveaux pour la phase (a) : Tension du bus continu, tensions partielles (V_{c1} et V_{c2}) avec zoom, courant du redresseur de Vienne (du filtre), courant de la charge non linéaire ainsi que le courant et la tension de source (Vsa/10) 144
Figure 4.26: Résultats pratiques du filtre multi-niveaux pour la phase (a) lors de variations de charge: Tension du bus continu, tensions partielles (V_{c1} et V_{c2}) avec zoom, courant du redresseur de Vienne (de filtre), courant de la charge non linéaire ainsi que le courant et la tension de source 145
Figure 4.27: Allures du courant de source, analyse spectrale et bilan énergétique avant et après mise en service en temps réel du filtre actif parallèle de Vienne.....146

LISTE DES ANNEXES

Annexe A - PARAMÈTRES NÉCESSAIRES EMPLOYÉS EN SIMULATIONS ET EN VALIDATIONS PRATIQUES POUR LE CONTRÔLE DU PFC PRÉSENTÉ EN CHAPITRE 2. 160
Annexe B - PARAMÈTRES NÉCESSAIRES EMPLOYÉS EN SIMULATIONS ET EN VALIDATIONS PRATIQUES POUR LE CONTRÔLE DES DIFFÉRENTES COMMANDES ET MÉTHODES PRÉSENTÉES EN CHAPITRE 3. 161
Annexe C - PARAMÈTRES NÉCESSAIRES EMPLOYÉS EN SIMULATIONS ET EN VALIDATIONS PRATIQUES POUR LA COMMANDE DU CONVERTISSEUR MULTI-NIVEAUX DE VIENNE PRÉSENTÉ EN CHAPITRE 4. 163

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Au sens large du terme, la qualité de l'énergie regroupe en même temps la qualité de la fourniture électrique, la qualité de l'onde de tension et celle des courants. De nos jours, l'amélioration de la qualité d'énergie sur les réseaux de distribution électrique demeure une préoccupation majeure tant pour les gestionnaires des réseaux que pour les exploitants de l'énergie électrique.

L'apparition récente et sans cesse croissante des convertisseurs statiques à base de l'électronique de puissance (redresseurs à diodes ou thyristors, gradateurs, matériel informatique via leur alimentation, lampes fluorescentes,…) utilisés dans le domaine domestique et industriel influe négativement sur la qualité délivrée par les réseaux de distribution étant donné que ces dispositifs électriques sont reconnus comme des sources polluantes. La pollution a un double effet sur la qualité d'énergie. En effet, par l'absorption des courants non sinusoïdaux, les convertisseurs statiques déforment la tension et par la consommation de la puissance réactive ils dégradent le facteur de puissance. Ces perturbations causées au réseau de distribution sont appelées pollution harmonique qui a des conséquences néfastes sur le matériel et les appareils électriques connectés au réseau. Il est donc impérieux d'imposer des règles de limitation de la pollution harmonique pour la protection des fournisseurs d'énergie ainsi que les consommateurs par l'instauration des aspects réglementaires adaptés. Nous citerons à titre d'exemple, les normes internationales IEEE Standard 519, CEI 61000 et EN 50160 qui imposent des limites et des exigences aux THD des courants (5%) et des tensions (3%) au niveau du réseau d'alimentation.

De même, il est devenu primordial de développer des systèmes curatifs tels que le filtrage passif, le filtrage actif et le PFC et concevoir des convertisseurs non polluants commandés pour effectuer sur le réseau des prélèvements de courants les plus sinusoïdaux possible.

Au cours des dernières années, le marché a connu la commercialisation des convertisseurs statiques AC/DC non polluants et à facteur de puissance élevé. Ces convertisseurs AC/DC sont scindés en trois classes : redresseur à diodes avec correcteur du facteur de puissance (PFC), redresseur à injection de courant et redresseur à MLI de tension ou de courant. A travers ses avantages très attractifs, les convertisseurs AC/DC à MLI ont envahi avec succès les domaines de l'entrainement électrique et du filtrage actif.

La topologie multi-niveaux a également connu une extension remarquable pour toucher les montages des redresseurs ce qui permet de situer les redresseurs multi-niveaux au rang des redresseurs modernes. Ce genre de convertisseur permet de produire une tension d'entrée à plusieurs niveaux conduisant à un prélèvement de courant sinusoïdal avec peu d'harmoniques. Aussi, le facteur de puissance unitaire est assuré par l'application de ce type de convertisseur. Il est à noter qu'il existe plusieurs types de redresseurs multi-niveaux dont les topologies se diffèrent.

Notre travail s'inscrit dans le cadre de l'amélioration de la qualité d'énergie des systèmes d'entrainement électrique par l'utilisation des redresseurs à faibles taux de distorsion harmonique

et des filtres actifs. Ce travail concrétisé au niveau des laboratoires de recherche (LREA de l'Université de Médéa et LAS de l'Université de Sétif) comporte quatre chapitres.

Le premier chapitre, traite les notions de base sur la qualité de l'énergie électrique et les différentes perturbations pouvant l'affecter. Un exposé sur la problématique des harmoniques, leur origine, leurs effets négatifs et leur caractérisation a été présenté. Les normes et les aspects réglementaires régissant la qualité de l'énergie ont été abordés. Enfin, on termine ce chapitre par la présentation des solutions envisagées (traditionnelles et modernes) pour la limitation des perturbations harmoniques et l'amélioration de la qualité d'énergie.

Le deuxième chapitre, comporte essentiellement la correction du facteur de puissance à l'entrée du convertisseur AC/DC monophasé en pont à diodes par l'application des techniques modernes. En premier lieu, nous avons examiné le comportement de notre redresseur monophasé sur le plan de la qualité de courant prélevé et le facteur de puissance obtenu. Une solution a été apportée à ce convertisseur par rajout d'un hacheur élévateur constituant le PFC pour améliorer la qualité du courant de source et le facteur de puissance du réseau. Le dimensionnement des éléments passifs ainsi que la boucle de régulation de la tension du bus continu ont été largement expliqués. Les différentes techniques avancées basées sur les commandes prédictive et floue pour le contrôle du PFC ont été testées en simulation et en expérimentation. Enfin, un tableau récapitulatif de l'ensemble des techniques proposées avec leurs résultats expérimentaux fait apparaitre les performances de chacune de ces méthodes a été dressé.

Dans le troisième chapitre, nous avons débuté par un exposé de la commande directe de puissance du redresseur à MLI basée sur la logique floue et de la commande prédictive dotée d'un contrôleur intelligent. La première méthode a été simulée et testée pratiquement dont les résultats obtenus sont très satisfaisants. La deuxième méthode proposée a été seulement simulée pour être comparée à la commande prédictive de la DPC où elle a révélé son entière supériorité par rapport au contrôle P-DPC sur le plan de la qualité de contrôle de puissance active et réactive ainsi que sur le plan qualité de courants de sources.

Nous avons également abordé dans ce même chapitre, la commande DPC floue qui a été sélectionnée pour être placée en amont du système d'entrainement électrique de la machine à induction contrôlée par la commande DTC floue. Cet entrainement électrique intelligent nous a conduits à un contrôle de la vitesse du moteur asynchrone avec obtention de courants de sources et un facteur de puissance améliorés côté réseau et des ondulations du flux statorique et du couple électromagnétique minimisées côté charge. Les résultats expérimentaux des contrôleurs de la DTC floue se sont avérés très convaincants. Enfin, l'entrainement électrique proposé regroupant les deux techniques intelligentes (DPC-Floue et DTC-Floue) a été évalué par voie de simulation. Le concept de la commande directe de puissance classique et prédictive pour la fonction du filtrage actif parallèle a été abordé à la fin de ce chapitre. Une analyse théorique a été établie avec réalisation d'un banc d'essais à l'aide de la carte dSPACE 1104 pour le contrôle DPC classique et prédictif afin d'évaluer ces méthodes en temps réel.

Au niveau du quatrième chapitre, nous nous sommes intéressés à l'étude et à la commande d'un redresseur multi-niveaux à base de contrôleur flou. La topologie multi-niveaux appelée

redresseur de Vienne a été développée à l'université technique de Vienne en 1992 d'où elle a pris son appellation. Ce genre de convertisseur nous garantit un niveau élevé de tensions de sortie par l'utilisation d'un nombre réduit d'interrupteurs comparativement aux autres convertisseurs multi-niveaux. Cette disposition d'interrupteurs est capable d'offrir une diminution des pertes par commutation et par voie de conséquence une amélioration du rendement du redresseur étudié. De même, le nombre réduit d'éléments commandables dans le circuit, pourra réduire la taille de l'espace occupé avec une réduction relative de la complexité de la commande. L'inconvénient que présente cette topologie de Vienne est caractérisé par l'unidirectionnalité en puissance ne permettant pas la réversibilité d'opération.

Le but de ce travail de recherche est d'éliminer les harmoniques des courants de lignes, de garantir un facteur de puissance amélioré, de réduire les ondulations de la tension de sortie et d'assurer l'équilibre entre les deux tensions situées aux bornes des deux condensateurs du redresseur de Vienne. Le convertisseur de Vienne a été réalisé au niveau du laboratoire LREA de l'université de Médéa. Afin d'évaluer les performances du contrôle proposé pour le redresseur de Vienne, une étude comparative en temps réel via la carte dSPACE 1104 a été réalisée entre l'approche traditionnelle basée sur les contrôleurs classiques et la nouvelle méthode utilisant un contrôleur intelligent. Les résultats expérimentaux confirment que l'approche de contrôle modifiée a garanti une bonne qualité des courants de sources en phase avec les tensions de réseau et sous un fonctionnement du système étudié avec un facteur de puissance très proche de l'unité. A la fin de ce chapitre, un dispositif de dépollution multi-niveaux basé sur le convertisseur de vienne a démontré sa capacité de rendre les courants de sources sinusoïdaux et garantissant le fonctionnement du système électrique avec un facteur de puissance très voisin de l'unité.

La conclusion générale a pour but d'effectuer une synthèse générale pour l'ensemble des résultats obtenus et d'en établir les perspectives clôturant ce présent mémoire.

CHAPITRE 1 POLLUTION HARMONIQUE GÉNÉRÉE PAR LES CONVERTISSEURS STATIQUES : ORIGINES ET SOLUTIONS DE DÉPOLLUTION

1.1 Introduction

L'utilisation sans cesse croissante des équipements d'électronique de puissance et d'informatique dans les domaines industriels et domestiques est à l'origine de la dégradation de la qualité d'énergie au niveau du réseau électrique.

Malgré que la commande des systèmes électriques par convertisseurs statiques a apporté une souplesse d'utilisation de fonctionnement en garantissant une fiabilité et un rendement élevé qui a incité à un déploiement massif de ces dispositifs motivé par leur faible coût. Néanmoins, le comportement de ces équipements comme charges non linéaires absorbant les courants avec des formes d'ondes différentes de celles des tensions d'alimentation reste son inconvénient majeur puisqu'il se manifeste comme générateur de courants harmoniques qui créent une consommation de l'énergie réactive et une dégradation du facteur de puissance du système en sa totalité [1].

Ce premier chapitre a pour but de traiter et d'analyser l'influence des perturbations et des courants harmoniques du réseau électrique particulièrement celles inhérentes des redresseurs conventionnels à commande naturelle. Aussi, les normes et la réglementation technique régissant ce domaine sont présentées dans ce même chapitre. L'examen et l'étude des différentes solutions classiques et développées permettant de soustraire les effets d'harmoniques les plus préjudiciables aux systèmes électriques sont également objet de ce présent chapitre.

1.2 Qualité de l'énergie électrique

En présence de tension, deux phénomènes essentiels sont à l'origine de l'altération de sa qualité. Il s'agit en l'occurrence des [1,2]:

- Variations lentes (creux de tension, surtensions, coupures, déséquilibres).
- Variations rapides (surtensions transitoires, flicker, harmoniques).

La mesure du degré de conformité d'une source d'alimentation électrique par rapport à certains critères ou normes reste une référence prépondérante pour juger la qualité de l'alimentation électrique. La délivrance de l'énergie électrique s'opère selon un système triphasé de tensions sinusoïdales caractérisée par les paramètres suivants:

- La fréquence ;
- L'amplitude ;
- La forme d'onde sinusoïdale ;
- La symétrie du système triphasé se traduisant par des modules égaux des trois tensions et de leurs déphasages respectifs.

1.3 Perturbations électriques et leurs origines

On entend par perturbation tout phénomène pouvant affecter une ou plusieurs caractéristiques physiques précédemment citées. Ces perturbations électriques peuvent se manifester par [3,4,5] :

1.3.1 Creux de tension

Un creux de tension est une diminution brutale de la tension à une valeur située entre 10% et 90% de la tension nominale pendant une durée allant de 10 ms à quelques secondes. Les phénomènes naturels tels que la foudre, les défauts sur les installations ou dans les réseaux publics ainsi que des usagers peuvent être à l'origine de ces creux. Ces creux peuvent également se manifester lors des manœuvres d'enclenchement des équipements électriques à courant de fortes intensités (transformateurs, moteurs, …etc).

1.3.2 Coupures de tension

Une coupure de tension est définit comme diminution brutale de la tension à une valeur supérieure à 90% de la tension nominale ou disparition complète. Les brèves coupures s'étalent sur une période comprise entre 10 ms et une minute ; quant aux coupures lentes, la durée est supérieure à une minute.

1.3.3 Fluctuations de tension

Les fluctuations de tension sont des variations brutales de l'amplitude de la tension qui se situent sur une bande de ±10% durant un intervalle de temps de l'ordre de quelques centièmes de seconde. Ces fluctuations prennent naissance de la propagation sur les lignes du réseau de courant d'appel important tel que les fours à arc et les machines à souder où la puissance absorbée par ces équipements varie rapidement. Les conséquences de la fluctuation rapide de la tension visibles au niveau de l'éclairage où elles provoquent un gène visuel pouvant être observé pour une variation de 1% de la tension appelée papillotement du flux lumineux ou flicker.

1.3.4 Déséquilibre de tension du système triphasé

Un système triphasé est déséquilibré si les amplitudes des trois tensions ne sont pas les mêmes et/ou ces tensions ne sont pas décalées de 120° les unes par rapport aux autres.

1.3.5 Variation de fréquence

On peut rencontrer une variation sensible de la fréquence non seulement au niveau des réseaux des utilisateurs non interconnectés mais aussi au niveau de ceux alimentés par une source thermique autonome. Par contre, l'existence de ce problème au niveau des réseaux de distribution ou de transport est très rare et apparait exceptionnellement dans certains cas de défauts graves sur le réseau. Dans les cas usuels d'exploitation, la valeur moyenne de la fréquence fondamentale est située dans l'intervalle 50 Hz ±1%.

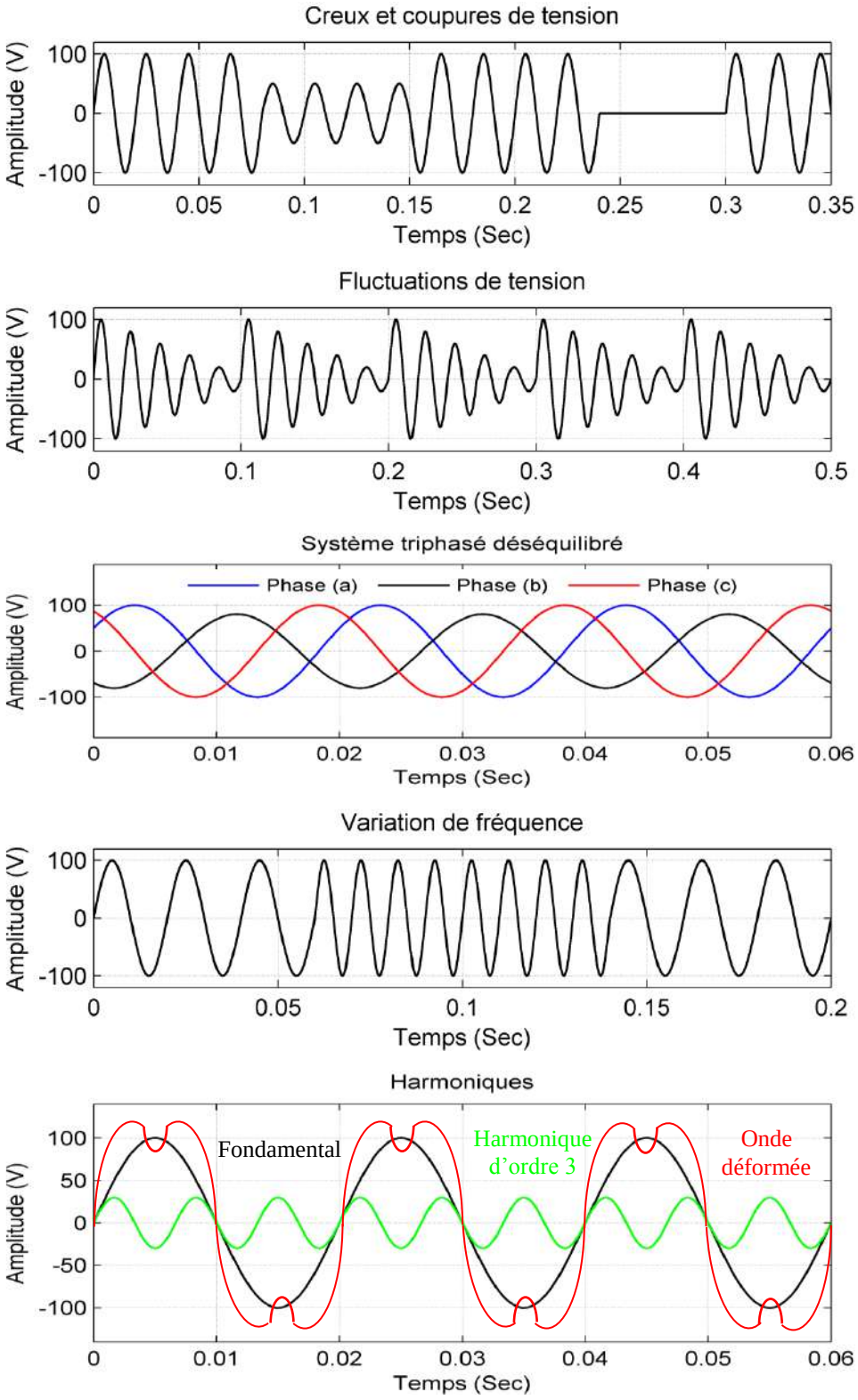


Figure 1.1: Perturbations électriques

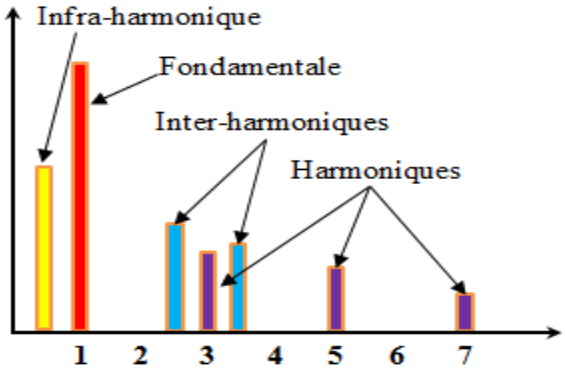


Figure 1.2: Représentation des inters et infra harmoniques

1.3.6 Harmoniques, inter-harmoniques et infra-harmoniques

Les harmoniques sont une superposition sur l'onde fondamentale à 50 Hz, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples entiers de celle du fondamental. Les perturbations sur des rangs harmoniques non multiples entiers du fondamental sont dénommées inter ou intra-harmoniques. Les inter-harmoniques sont des composantes sinusoïdales qui ne sont pas de fréquences entières de celle de la fréquence de fondamental. Les infra-harmoniques sont des composantes sinusoïdales qui présentent des fréquences inferieures à celle du fondamental. L'apparition de ces deux catégories de perturbations est en augmentation dûe à l'utilisation excessive des convertisseurs de fréquence, variateurs de vitesse, … etc.

1.4 Perturbations harmoniques

1.4.1 Problématique des harmoniques

Avec la forte connexion au réseau des charges non linéaires, la problématique des harmoniques connue également sous l'appellation pollution harmonique a pris une grande ampleur. Ces types de charges créent une distorsion des courants et par voie de conséquence des tensions, ce qui va se répercuter directement sur le mauvais fonctionnement des équipements connectés au réseau. C'est la raison pour laquelle il y'a intérêt d'éliminer ou de minimiser ces harmoniques [6].

1.4.2 Origine des harmoniques

Les harmoniques sont induites par des charges non linéaires qui absorbent un courant non sinusoïdal. Actuellement, les équipements à base de thyristors sont reconnus principale source de ces harmoniques. Ces dispositifs, pour lesquels les caractéristiques électriques varient avec la valeur de la tension sont admis comme des générateurs de courants harmoniques qui peuvent être classés en deux catégories à savoir: les équipements à base de l'électronique de puissance (redresseurs et variateurs de vitesse) classés dans la catégorie de sources harmoniques

identifiables et les appareils utilisés dans le domaine tertiaire (téléviseurs et micro-ordinateurs) du type sources harmoniques non identifiables [7,8].

1.4.3 Effets causés par les harmoniques

En se propageant dans le réseau électrique, les courants harmoniques déforment l'allure du courant de source et polluent les consommateurs connectés à ce même réseau. Les conséquences engendrées sont néfastes pouvant occasionner des incidents liés au fonctionnement, à la rentabilité et à la durée de vie des équipements électriques. Deux genres d'effets possibles causés par les harmoniques sont les suivants : effets instantanés et effets à terme [7,9,10].

a) Effets instantanés :

Les effets instantanés surgissent immédiatement dans certains appareillages notamment :

- **Les défauts de fonctionnement de certains équipements électriques :** Les appareils à fonctionnement basé sur le passage à zéro des grandeurs électriques peuvent être affectés par la présence d'harmonique car la tension et le courant peuvent varier de signe plusieurs fois dans une demi-période.
- **Les troubles fonctionnels des micro-ordinateurs :** Les effets concernent la dégradation de la qualité de l'image et les couples pulsatoires des moteurs d'entrainement de disques.
- **Erreurs dans les appareillages de mesure :** En présence d'harmoniques, quelques appareils de mesure et compteurs d'énergie à induction connaissent des détériorations tant sur le plan de mesure que sur le plan des erreurs de lecture supplémentaire.
- **Vibrations et bruits :** Les appareils électromagnétiques tels que les transformateurs, les inductances et les machines tournantes sont sujets à des vibrations et des bruits acoustiques dûs essentiellement à des courants harmoniques.

b) Effets à terme :

L'exposition plus au moins longue à la perturbation harmonique fait apparaitre l'effet à terme dont le plus important est de nature thermique caractérisé par l'échauffement qui provoque une fatigue prématurée du matériel, des lignes électriques aboutissant à un déclassement des dispositifs électriques.

- **Échauffement des câbles et des équipements :** Les câbles concernés par l'effet à terme qui peut être soit à moyen terme (de quelques secondes à quelques heures) ou encore à long terme (de quelques heures à quelques années) sont les câbles pouvant être sujets du sur échauffement du neutre d'une part et les matériels bobinés comme les transformateurs ou les moteurs d'autre part.
- **Échauffement des condensateurs :** Les pertes dues au phénomène d'hystérésis dans le diélectrique provoquent l'échauffement. Étant sensibles aux surcharges provoquées par une très forte tension fondamentale ou à la présence d'harmoniques, l'échauffement des condensateurs peut aboutir au claquage.

- **Échauffement dû aux pertes supplémentaires des machines et des transformateurs :** Les pertes dans le stator des machines est principalement au niveau de leurs circuits rotoriques (cages, amortisseurs et circuits magnétiques) pour cause de différence importante de vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor provoquent l'échauffement.

Les harmoniques sont à l'origine des pertes supplémentaires par effet Joule localisées au niveau des enroulements des transformateurs en plus par effet de peau et de pertes par hystérésis et courants de Foucault rencontrées dans les circuits magnétiques [7,10].

1.4.4 Caractérisation des harmoniques

Parmi les grandeurs caractérisant la distorsion en régime déformé, le taux global de distorsion harmonique (THD) et le facteur de puissance (FP) sont les plus utilisés pour la quantification des perturbations harmoniques et la consommation de l'énergie réactive [7,8,11,12].

a) Taux de distorsion harmonique :

Notre étude se limite pour le cas de la source de tension sinusoïdale et le courant absorbé par la charge entaché de composants harmoniques. Pour ce cas précis, le THD est le plus usité pour quantifier le degré de pollution harmonique sur les réseaux électriques.

Le THD est définit par le rapport de la valeur efficace des harmoniques à la valeur efficace du fondamental. Le taux de distorsion harmonique est représenté par l'équation suivante [7] :

$$THD\,(\%) = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{I_h^2}{I_1^2}} \tag{1.1}$$

Avec :

I_1 : valeur efficace du courant fondamental.

I_h : valeur efficace du courant harmonique de rang h.

b) Facteur de puissance :

Pour un signal sinusoïdal, le facteur de puissance est définit par le rapport entre la puissance active P et la puissance apparente S. Le facteur de puissance est donné par la relation suivante [8] :

$$FP = \sqrt{\frac{P^2}{S^2}} = \sqrt{\frac{P^2}{P^2 + Q^2}} \tag{1.2}$$

En présence des harmoniques, la puissance apparente S est décomposée en trois termes : puissance active P, puissance réactive Q et déformante D. Son expression est alors [11]:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \tag{1.3}$$

La puissance active P, la puissance réactive Q et la puissance déformante D sont déterminées par les équations suivantes [12]:

$$P = 3\sum_{h=1}^{\infty} V_h\, I_h \cos(\varphi_h) \tag{1.4}$$

$$Q = 3\sum_{h=1}^{\infty} V_h\, I_h \sin(\varphi_h) \tag{1.5}$$

$$D(S) = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \tag{1.6}$$

Dans le cas de présence d'une charge non linéaire, le facteur de puissance FP est donné par la formule suivante [8,11]:

$$FP(S) = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{h=1}^{\infty} V_h\, I_h \cos(\varphi_h)}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2} \cdot \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}} \tag{1.7}$$

D'après la représentation du diagramme des puissances de Fresnel illustrée par la figure 1. 3, le facteur de puissance peut être définit comme suit [4, 9]:

$$FP = \sqrt{\frac{P^2}{P^2 + Q^2 + D^2}} = \cos(\theta') \cdot \cos(\varphi_1) \tag{1.8}$$

Si on considère la source de tension parfaitement sinusoïdale, dans ce cas-là, les expressions des puissances seront simplifiées et données selon les relations suivantes :

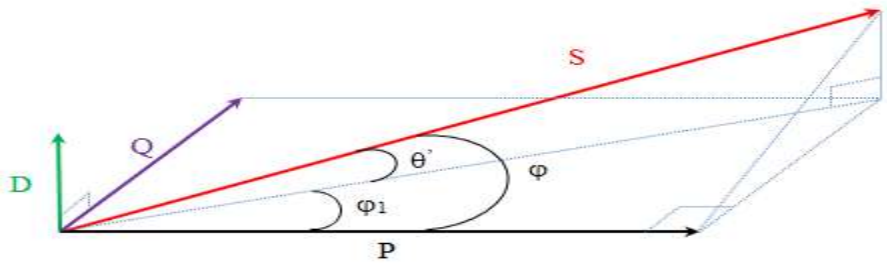


Figure 1.3: Diagramme des puissances de Fresnel pour le cas d'une charge non-linéaire

$$P = 3V\, I_1 \cos(\varphi_1) \tag{1.9}$$

$$Q = 3V\, I_1 \sin(\varphi_1) \tag{1.10}$$

Le facteur de puissance devient :

$$FP = \frac{I_1 \cos(\varphi_1)}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}} = \frac{\cos(\varphi_1)}{\sqrt{1 + THD_i^2}} = F_d \cos(\varphi_1) \tag{1.11}$$

A la lecture du coefficient FP, il est bien claire que ce dernier est composé de deux termes qui sont F_d et cos (φ_1) dont le premier appellé facteur de distorsion, représente la qualité du courant de source. Le deuxieme, represente le facteur de deplacement qui donne une vision sur la puissance réactive consommée.

1.5 Perturbations générées par les redresseurs à commutation naturelle

Auparavant les courants de magnétisation des transformateurs, des machines électriques et des ballasts formaient l'essentiel des charges non linéaires qui s'y trouvent dans les réseaux electriques. De nos jours, avec le progrés qu'a connu le domaine de l'electronique de puissance, les convertisseurs statiques sont devenus sources d'harmoniques les plus souvent rencontrées sur les réseaux [4]. Les équipements electriques qui fonctionnent à base de commutation naturelle (redresseurs non commandés à diodes et commandés à thyristors) constituent la charge non linéaire s'y trouvant frequement dans plusieurs dispositifs industriels, domestiques et de conversion de l'energie electrique. Nous donnerons comme suit quelques applications habituelles d'utilisation de ces convertisseurs [9]:

- Variateurs de vitesse pour moteurs alternatifs et à courant continu ;
- Circuits d'excitation des alternateurs ;
- Chargeurs de batterie ;
- Liaisons à courant continu (HVDC) ;
- Alimentations des systèmes informatiques et audio visuels ;
- Dispositifs d'éclairage de nouvelle génération.

Il existe deux structures de redresseurs qui s'articulent sur la commutation naturelle : pont de diodes et pont de thyristors.

1/ Pont de diodes : Il represente l'etage de conversion d'energie AC/DC (nous donnerons à titre d'exemple, une application pour ce type de convertisseur utilisé dans l'alimentation du bus continu des onduleurs pour les variateurs de vitesse des machine à courant alternatif).

2/ Pont de thyristors : Il a un rôle similaire que celui du pont à diodes précédemment cité sauf que celui-ci est doté de la possibilité du contrôle de niveau de tension continue en sortie ainsi que de l'ajout de la reversibilité du flux d'énergie.

Le schéma descriptif du montage du pont redresseur triphasé à diodes est illustré par la figure 1.4. Il est à signaler que le pont à thyristors peut être obtenu par la substitution des diodes par des thyristors. Une inductance localisée à l'entrée du redresseur ayant pour objectif de limiter les courants de court-circuit entre phases durant les commutations des semi-conducteurs provoqués par les phénomènes d'empiètement. Avec comme grandeurs :

e_a, e_b, e_c : Tensions du réseau, i_a, i_b, i_c : Courants absorbés par le pont ;
V_{dc}, I_{dc} : Tension et Courant du bus continu ;
L_s, R_s: Inductance et Résistance de la ligne ;
C: Capacité de sortie permettant de filtrer la tension continue de sortie.

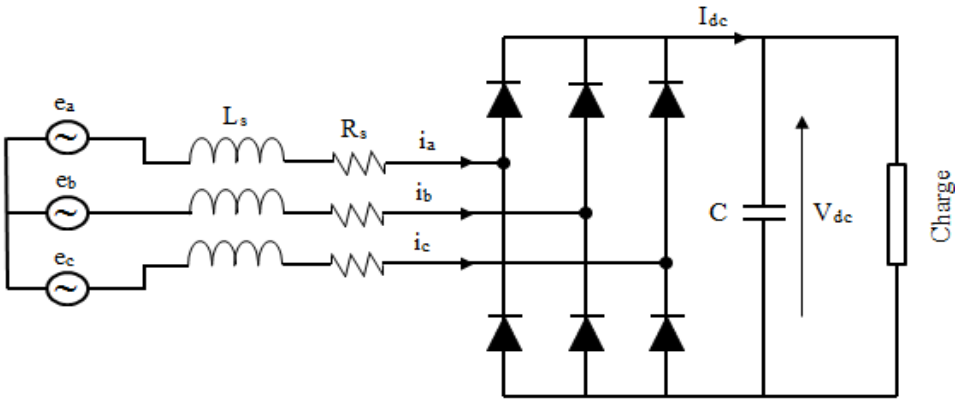
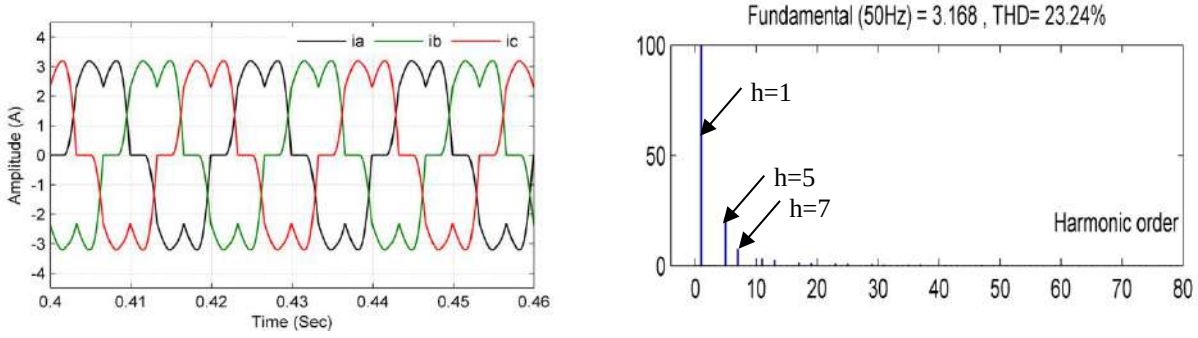


Figure 1.4: Pont redresseur triphasé à diodes



(a) (b)

Figure 1.5: Courants absorbés par le pont redresseur à diodes avec spectre associé

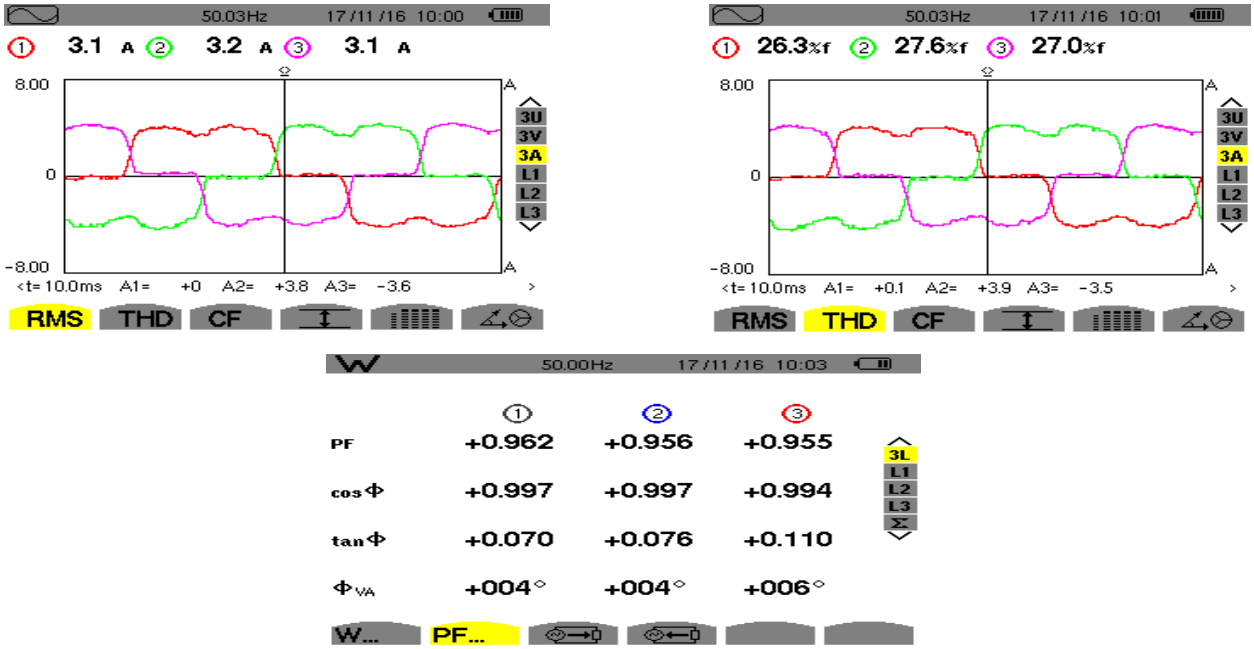


Figure 1.6: Formes d'ondes avec THD de courants absorbés ainsi que les facteurs de puissance pour le pont redresseur à diodes

La figure 1.5.a représente les formes d'ondes de simulation des courants non sinusoïdaux absorbés par le pont redresseur triphasé à diodes. La figure 1.5.b représente le spectre associé mettant en evidence la prédominance des harmoniques de rang 5, 7, 11 et 13 et l'importance de la distorsion harmonique en courant (THD= 23.24%).

Les résultats expérimentaux sont donnés par la figure 1.6 qui représente les allures des courants obtenus en présence de l'inductance de couplage d'une valeur de 10 mH, les valeurs du THD correspondant aux mêmes *c*ourants et les facteurs de puissance du système. Il est à noter en première remarque que les taux de distorsion harmonique relatifs aux courants d'entrées sont très élevés presentant une valeur moyenne de (THD=27%), Les facteurs de puissance sont loins de l'unité induisant à une consommation de la puissance réactive par le pont redresseur à diodes.

1.6 Normes et aspects réglementaires

La charge polluante a un effet négatif sur les autres charges raccordées au réseau électrique pouvant même changer les caractéristiques de ce dernier. A cet effet, les fournisseurs d'énergies électriques représentés par les organismes nationaux et internationaux ont imposé des limites sur l'injection des courants harmoniques sous forme de recommandations pour garantir une bonne qualité du réseau de distribution.

A titre d'exemple, l'une des plus anciennes recommandations exige de chaque utilisateur au niveau de son point de raccordement de respecter les limites de perturbations en tension suivantes [3-5]:

- Harmoniques paires : $V_h/V_1 < 0.6\%$.
- Harmoniques impaires : $V_h/V_1 < 1\%$.
- Taux de distorsion harmonique en tension : THD < 1.6%.

Ainsi, pour des valeurs dépassant celles exigées qui risquent d'avoir un THD de la tension d'alimentation du réseau supérieur à 5%, il est hautement nécessaire d'installer des dispositifs de filtrage ou bien d'augmenter la puissance de court-circuit du réseau en cas extrême. De même, pour rendre compatibles les installations sensibles alimentées par le réseau, des limites d'émissions sont imposées tout en donnant des seuils d'immunité suffisants.

La norme européenne **EN 50160** définit les caractéristiques principales de la tension délivrée par un réseau de distribution de moyenne ou de basse tension et précise les tolérances requises pour la tension, la fréquence et les niveaux de perturbations couramment rencontrées. Les valeurs adoptées sont résumées au tableau 1.1 [4,10].

Pour assurer une conciliation entre distributeurs et consommateurs, les principales normes relatives à la qualité d'énergie et à la tension dans les systèmes électriques sont représentées par le tableau 1.2 [4, 9].

Pour éviter les désagréments causés par la présence de courants et de tensions harmoniques dans le réseau, des normes sont exigées aux utilisateurs. Le tableau 1.3 comporte les seuils de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur le réseau public de l'électricité [3, 5].

Tableau 1.1: Limites de perturbations définies par la norme européenne EN 50160

Amplitude de la tension	▪ Pour chaque période d'une semaine 95% des valeurs efficaces moyennes sur 10 minutes doivent être dans la plage $V_n \pm 10\%$.
Variations rapides de la tension	▪ De 5 à 10% de V_n (4 à 6% en moyenne tension).
Creux de tension	▪ Profondeur : entre 10% à 99% de V_n. ▪ Durée : entre 10 ms et 1 minute. ▪ Nombre : quelques dizaines à 1 millier par an.
Coupures brèves	▪ Durée : jusqu'à 3 minutes. ▪ Nombre : quelques dizaines à plusieurs centaines par an.
Coupures longues	▪ Durée : supérieure à 3 minutes. ▪ Nombre : entre 10 et 50 par an.
Fréquences	▪ 50 Hz ± 1% pendant 95% d'une semaine. ▪ 50Hz + 4%, 6% pendant 100% d'une semaine.

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

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

CEI (Commission Électrotechnique Internationale) ou IEC (International Electrotechnical Commission)

IEEE 519 (Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems–USA): Le contrôle des harmoniques dans les systèmes électriques de puissance est soumis à une règlementation pratique imposée par l'IEEE applicable aux fournisseurs et aux consommateurs et dont les limites sont établies par rapport au quotient des courants de court-circuit au point de raccordement du réseau et du courant de charge fondamental [1, 10]. La norme IEEE 519-1992 recommande particulièrement 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% [9,12].

Tableau 1.3: Niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux publics à BT, MT et HT

Rangs impairs non multiples de 3			**Rangs impairs multiples de 3**			**Rangs pairs**		
	Taux (%)			Taux (%)			Taux (%)	
Rang	BT/MT	HT	Rang	BT/MT	HT	Rang	BT/MT	HT
5	6	2	3	5	2	2	2	1.5
7	5	2	9	1.5	1	4	1	1
11	3.5	1.5	15	0.3	0.3	6	0.5	0.5
13	3	1.5	21	0.2	0.2	8	0.5	0.2
17	2	1	>21	0.2	0.2	10	0.5	0.2
19	1.5	1				12	0.2	0.2
23	1.5	0.7				>12	0.2	0.2
25	1.5	0.7						
>25	0.2+0.5*25/h	0.2+0.5*25/h						

THD	
8%	3%
Pour réseaux BT/MT	Pour réseau HT

1.7 Solutions envisagées pour la réduction des perturbations harmoniques et amélioration de la qualité d'énergie

Les solutions préconisées pour la réduction des harmoniques peuvent être scindées en deux groupes : les solutions traditionnelles et les solutions modernes.

1.7.1 Solutions traditionnelles de dépollution

Il est impératif que ces techniques soient connues par les électriciens. Elles consistent à solutionner facilement et rapidement quelques cas de perturbations bien localisées par l'utilisation des composants passifs tels que : inductances, condensateurs et transformateurs et/ou des branchements qui modifient le schéma de l'installation [1,3,7,11,14].

Agir sur la structure de l'installation : Les grands pollueurs sont alimentés séparément par des transformateurs pour protéger les récepteurs sensibles aux harmoniques. S'agissant des pollueurs moyens il est préférable de les alimentés par des câbles distincts au lieu d'une connexion en parallèle.

Surdimensionnement ou déclassement de l'installation électrique : Pour assurer une résistance aux surcharges harmoniques, il est nécessaire de surdimensionner les équipements électriques. Cette solution envisagée n'a aucun effet sur la dépollution des harmoniques définitivement mais permet de résoudre le problème des harmoniques durant une durée limitée.
Le déclassement des équipements de distribution électrique soumis aux harmoniques est utilisé dans le cas des installations existantes. Cette méthode cause un surcoût de production et ne tire pas profit du potentiel réel de l'installation.

Renforcement de la puissance de court-circuit : Avec la diminution de l'impédance totale placée à l'amont de la charge non linéaire, nous pouvons réduire la tension créée par les harmoniques de courants et par voie de conséquence diminuer le THD en tension au point de raccordement mais les courants harmoniques ne sont pas atténués.

Rééquilibrage des courants du réseau électrique : Les charges monophasées et biphasées étant mal réparties provoquent un déséquilibre des courants pour un réseau électrique à basse tension, la solution préconisée consiste en une répartition identique des charges sur les trois phases.

Filtrage passif : Le principe est basé sur l'insertion à l'amont de la charge d'un ou plusieurs circuits accordés sur les harmoniques à rejeter. Pour filtrer un courant de fréquence particulière, un filtre résonnant série est place en parallèle sur le réseau (Figure 1.7). Cependant, ce type de filtre est très sélectif. Pour atténuer toute une bande de fréquences, un filtre passif amorti du second ordre (Figure 1.8) est préférable. Le dimensionnement de ces filtres dépend des harmoniques à éliminer, des performances exigées, de la structure du réseau et de la nature des récepteurs. Par cette technique, il est en général plus aisé de rejeter les harmoniques de rang élevé que celles de rang faible. Malgré sa large utilisation dans l'industrie, ce dispositif simple a tout de même certains inconvénients :

- Une connaissance approfondie de la configuration du réseau électrique est nécessaire;
- Les variations de l'impédance du réseau peuvent détériorer les performances du filtre;
- Le réseau peut former un système résonnant avec le filtre et les fréquences voisines de la fréquence de résonnance sont amplifiées;
- Équipements volumineux;
- Inadaptabilité et perte d'efficacité lorsque les caractéristiques du réseau électrique évoluent.

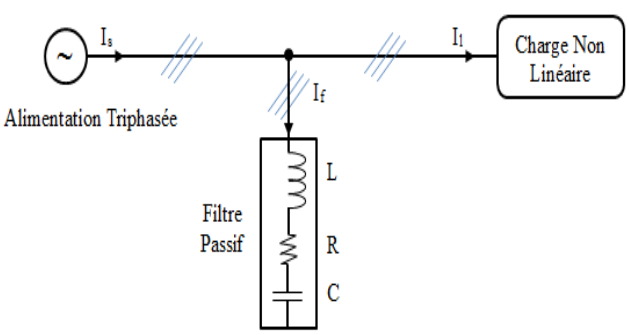


Figure 1.7: Filtre passif résonnant

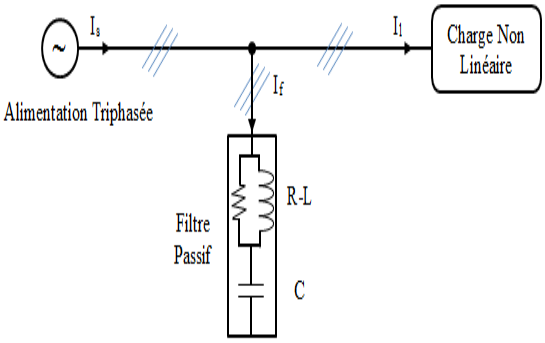


Figure 1.8: Filtre passif amorti

1.7.2 Solutions modernes de dépollution

L'évolution remarquée qu'a connue le domaine des semi-conducteurs (IGBT, GTO et MOSFET) ainsi que leur maitrise de commande conjuguée à l'apparition de nouvelles technologies permettent un traitement efficace pour résoudre le problème de perturbations qui affectent les systèmes électriques. Parmi ces nouveaux moyens, nous citerons :

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

1.7.2.1 Les filtres actifs

Le principe fondamental sur lequel repose les filtres actifs de puissance paru à partir de l'année 1970 est la compensation active destinée aux harmoniques perturbatrices [1]. L'objectif attendu de ces filtres est d'avoir un courant sinusoïdal et une tension sinusoïdale du réseau grâce à une délivrance de courant ou de tension harmonique par l'intermédiaire de ces filtres [21]. Selon le mode de connexion des filtres au réseau, on distingue [3,7,9]:

- Le filtre actif parallèle (FAP) : Destiné à la compensation de toutes les perturbations de courant comme les harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive.
- Le filtre actif série (FAS) : Destiné à la compensation de toutes perturbations de tension comme les harmoniques, les déséquilibres et les creux de tension.

La combinaison parallèle-série actifs : solution universellement conçue pour la compensation de toutes les perturbations en courant et en tension. Nous donnerons ci-après plus de détails concernant chaque type de filtre cité précédemment.

a- Le filtre actif parallèle (FAP) : Dénommé aussi compensateur shunt dû à sa connexion en parallèle sur le réseau de distribution. Dans la plus part des cas, il est contrôlé comme un générateur de courant. La particularité de ce type de filtre représenté en figure 1.9 consiste en la restitution des courants harmoniques (I_{inj}) égaux à ceux absorbés par la charge non linéaire mais en opposition de phase avec obtention d'un courant sinusoïdal (I_s) du côté réseau et en phase avec la tension simple correspondante. Son autonomie par rapport à la source et à la charge lui confère une adaptabilité qui lui est particulière appelée auto-adaptabilité. Ce même filtre a pour rôle également d'empêcher les courants harmoniques, réactifs et déséquilibrés de circuler à travers l'impédance du réseau. Ainsi, le THD en courant et en tension sera amélioré.

b- Le filtre actif série (FAS) : Ce type de filtre tire son appellation à partir de sa connexion en série sur le réseau comme illustré sur la figure 1.10. En agissant comme source de tension, le filtre actif série engendre des tensions harmoniques formant une onde sinusoïdale par son rajout avec la tension du réseau. Ce genre de filtre a pour rôle de protéger les installations sensibles aux tensions perturbatrices (harmoniques, creux, déséquilibres) provenant de la source et également celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Sur le plan pratique, cette topologie a montré des insuffisances et quelques difficultés caractérisées particulièrement par la non compensation des courants harmoniques consommés par la charge.

c- La combinaison parallèle-série actifs (UPQC) : La solution combinée parallèle-série actifs dénommée également (Unified Power Quality Conditionner UPQC) résultant des deux filtres actifs de puissance parallèle et série partagent la même capacité du bus continu (Figure 1.11). Cette structure dispose des avantages des deux types de filtres. La disposition du filtre actif série en position amont du filtre actif parallèle et avale permet de dépolluer la source des tensions perturbatrices et d'isoler la charge de la source perturbée respectivement.

d- Les filtres actifs hybrides : Ils se définissent par la mise en œuvre simultanée des filtres passifs accordés et des filtres actifs. La mission principale des filtres passifs consiste en l'élimination des harmoniques à basse fréquence. En plus, ils ont la possibilité de fournir de l'énergie réactive favorisant ainsi la réduction du dimensionnement du filtre actif qui est destiné exclusivement au traitement des autres perturbations. L'efficacité des filtres passifs est rendue améliorée par combinaison avec les filtres actifs [10,12]. Pour cette raison, plusieurs combinaisons de structures sont possibles, nous citerons les groupements les plus utilisés :

1- Mise en parallèle d'un filtre actif shunt et d'un (de) filtre(s) passif(s) connecté(s) en dérivation avec la (les) charge(s) polluante(s);
2- Filtre actif série avec un (des) filtre(s) passif(s) en parallèle(s);
3- Filtres passifs résonnants en série avec un filtre actif représentés par la figure 1.12.

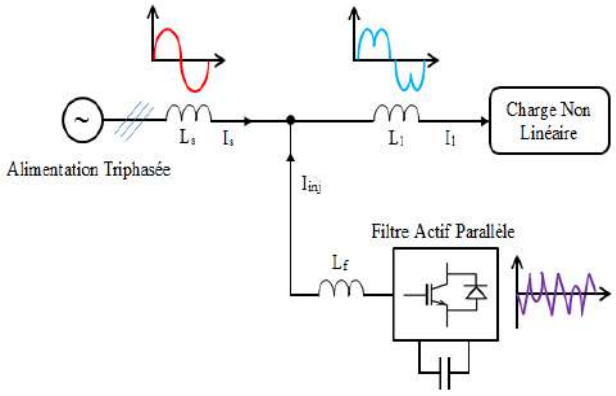


Figure 1.9: Filtre actif parallèle

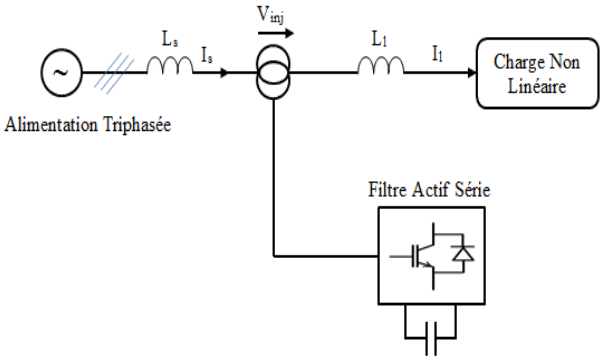


Figure 1.10: Filtre actif série

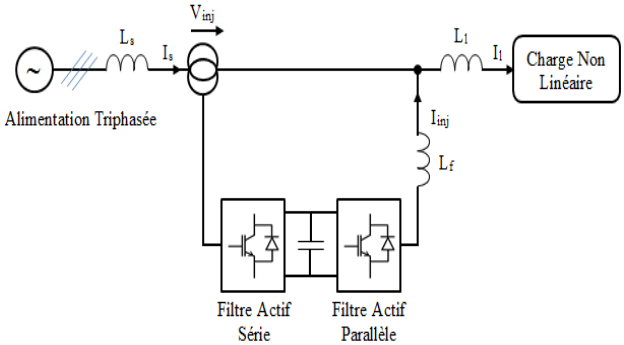


Figure 1.11: Combinaison parallèle-série des filtres actifs

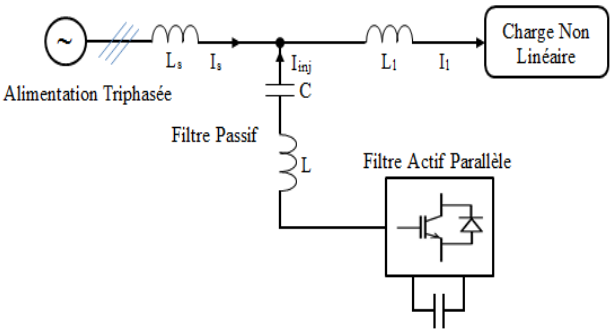


Figure 1.12: Filtre actif hybride

e- Filtres actifs à base d'onduleurs multi-niveaux :

Les coûts structurels et le seuil limité de fonctionnement des interrupteurs de puissance à haute tension sont les principales causes de la limitation d'utilisation des filtres actifs dans le secteur industriel. Avec l'apparition des onduleurs multi-niveaux et l'avantage offert par leurs soins, les contraintes en tension sur les interrupteurs de puissance sont réduites [2,22].

Plusieurs topologies de convertisseurs multi-niveaux sont proposées dans la littérature, on citera les topologies d'onduleur en cascade, clampées par le neutre et multicellulaires. Ces différentes topologies multi-niveaux présentent un avantage commun qui réside en l'augmentation de tension délivrée à la charge, l'offre d'une tension la plus sinusoïdale possible et l'amélioration du taux de distorsion harmonique grâce au nombre élevé de niveaux de tensions délivré par ces genres de convertisseurs [11,23].

Malgré la complexité de contrôle des convertisseurs multi-niveaux, néanmoins leur utilisation dans les domaines de haute puissance a démontré leur efficience incitant les chercheurs à travailler sur le développement de la commande des différentes topologies multi-niveaux.

1.7.2.2 Les alimentations sans interruption (UPS)

Ces types d'alimentations sans interruption appelées encore alimentations de secours sont employées pour résoudre les problèmes de perturbation affectant la tension du réseau (creux, variation de fréquence, coupures). Le principe essentiel réside dans la production d'un système de tensions alternatives purement sinusoïdales garantissant l'alimentation des charges critiques par l'intermédiaire de l'intégration d'une batterie [16,19].

L'alimentation du réseau est composée essentiellement par un onduleur de tension pour suppléer le réseau en cas de nécessité et d'un redresseur à diodes connecté au réseau alternatif destiné à remplir la tâche d'alimentation du bus continu de l'onduleur et le chargement de la batterie d'accumulateurs [15].

1.7.2.3 Les FACTS

Les systèmes de transmission en courant alternatif flexibles connus sous l'abréviation (FACTS) peuvent régler les problèmes rencontrés dans l'exploitation des réseaux électriques. Le développement des semi-conducteurs commandables (thyristor et thyristor GTO) a marqué son impact dans l'évolution du concept FACTS. Vu sa grande importance, plusieurs types de FACTS ont été développés dont les plus connus sont le SVC (Static Var Compensator), le STATCOM (Static Synchronous Compensator), le TCSC (Thyristor Controlled Series Capacitor) et l'UPFC (Unified Power Flow Controller) [4,17].

Les systèmes FACTS ont pour rôle d'absorber et de fournir la puissance réactive par le contrôle de l'impédance dans des lignes ou par la modification des angles des tensions. Les systèmes FACTS sont principalement utilisés dans les contextes suivants [18]:

- Limitation des variations de la tension à une valeur assignée en un point du réseau et ce, quelles que soient les variations de la charge;

- Augmentation de la réserve de stabilité transitoire;
- Atténuation des oscillations de puissance;
- Contrôle des transits de puissance sur les lignes et liaisons afin de réduire les surcharges.

Trois modes de connexions au réseau sont possibles à savoir :

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

1.7.2.4 Convertisseurs statiques à prélèvement sinusoïdal

La forte utilisation des équipements électriques basés sur les convertisseurs statiques du type redresseur dans le domaine industriel et domestique est la cause principale de la pollution du réseau électrique. Cette situation nous a incité à développer des dispositifs de filtrage tant sur le plan préventif que curatif pour soustraire les effets négatifs de la pollution par un système de commande qui rend le courant prélevé le plus sinusoïdal possible.

Le contrôle du courant peut être effectué à partir de la nouvelle structure de commande AC/DC conduisant à un prélèvement sinusoïdal. Les techniques de prélèvement sinusoïdal s'appliquent au système monophasé et triphasé. Parmi les structures développées et connues dans la littérature [1,13,15,20], nous citerons :

1- Le hacheur type BOOST en cascade avec un redresseur monophasé connu sous l'abréviation PFC (Power Factor Correction).
2- L'injection de courant dans le réseau dont la structure est composée d'un redresseur à diodes et de deux circuits auxiliaires, de modulation et de distribution.
3- Le redresseur à modulation de largeur d'impulsion désigné sous l'appellation MLI.
4- Les redresseurs multi-niveaux.

1.7.2.4.1 Correction du facteur de puissance

La structure de base du PFC est constituée par un redresseur monophasé en pont à diodes relié au réseau et dotée d'un étage de correction localisé entre la sortie du pont et la charge. Cet étage articulé sur la structure d'hacheur élévateur se compose d'une inductance, d'un interrupteur de puissance bi-commandé et d'une diode. Le tout est raccordé en parallèle avec le condensateur du bus continu [15]. La structure ainsi obtenue (représentée par la figure 1.13) fonctionne comme système élévateur et non réversible en agissant par commande sur un seul interrupteur.

Le courant traversant l'inductance est dans l'obligation de suivre une référence sinusoïdale redressée dont la forme sera fournie à la sortie d'une boucle de verrouillage de phase (PLL) synchronisée avec le réseau d'alimentation et l'amplitude est assurée par la boucle de régulation de la tension du bus continu. Par l'application de ce mode opératoire, l'interrupteur de puissance sera commandable à l'ouverture et à la fermeture ce qui garantit un fonctionnement du réseau avec un facteur de puissance très proche de l'unité [24].

Il est à signaler que dans le cas où le réseau est triphasé, le contrôle des trois courants absorbés est assuré par un seul interrupteur dont la commande sera complexe et moins efficiente. Pour y remédier à cette situation, d'autres techniques ont été développées [13].

1.7.2.4.2 Redresseurs à injection de courant

Dans le souci d'améliorer les performances des convertisseurs AC/DC, les redresseurs triphasés à injection de courant ont fait leur apparition. La structure illustrée par la figure 1.14 est composée d'un redresseur triphasé à diodes et de deux circuits auxiliaires de modulation et de distribution. Le courant injecté au réseau d'alimentation par l'intermédiaire du circuit de distribution émane du circuit de modulation par procédé de mise en forme des courants à la sortie du pont à diodes. Actuellement, il existe plusieurs variantes pour ce type de convertisseur qui se reconnaissent selon la nature des circuits de modulation et de distribution pouvant être passifs ou actifs [4,15].

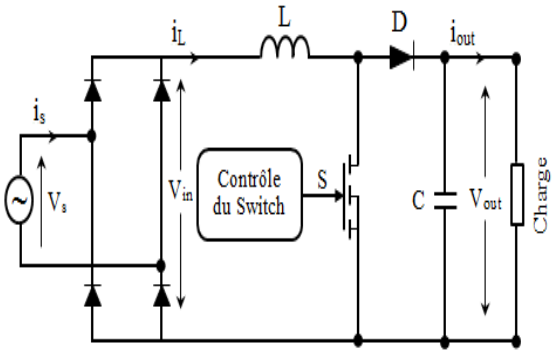


Figure 1.13: Schéma descriptif du PFC

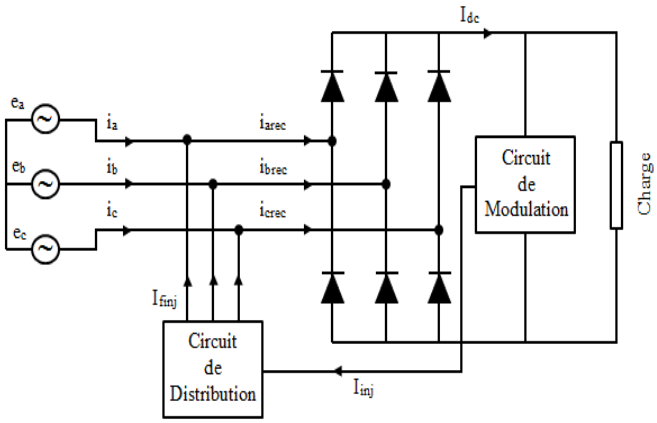


Figure 1.14: Schéma synoptique d'un convertisseur AC/DC triphasé à injection de courant

1.7.2.4.3 Redresseurs à MLI

C'est un convertisseur à modulation de largeur d'impulsion qui utilise des composants à commutation forcée. Cette technique présente un double avantage par un prélèvement de courants d'allure sinusoïdale du réseau alternatif fonctionnant avec un facteur de puissance unitaire et un contrôle de puissances active et réactive.

Deux structures de redresseurs sont distinguées [20,25] :

- Redresseur à MLI de courant ;
- Redresseur à MLI de tension.

a) Redresseur à MLI de courant :

Ce genre de convertisseur tel que montré en figure 1.15 garantit la conversion d'énergie entre une source de tension alternative et un récepteur de courant alternatif. Il est doté d'interrupteurs unidirectionnels en courant et bidirectionnels en tension. En outre, la structure est munie d'un filtre de second ordre (LC) situé au côté amont du redresseur.

b) Redresseur à MLI de tension :

Il repose sur une structure d'onduleur de tension comme indiqué à la figure 1. 16. L'onduleur est constitué de six interrupteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture (type IGBT) où chacun d'eux est unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant. Ce convertisseur a la capacité du contrôle instantané de la forme d'onde des courants prélevés sur l'alimentation électrique. L'alimentation d'une charge active ou passive par ce genre de redresseur conduisant à une absorption d'un courant sinusoïdal en phase avec la tension du réseau correspondante et par ordre de conséquence à un facteur de puissance très proche de l'unité. En outre, à travers le contrôle du redresseur à MLI permettant de maitriser la direction du flux de l'énergie réactive absorbée ou fournie.

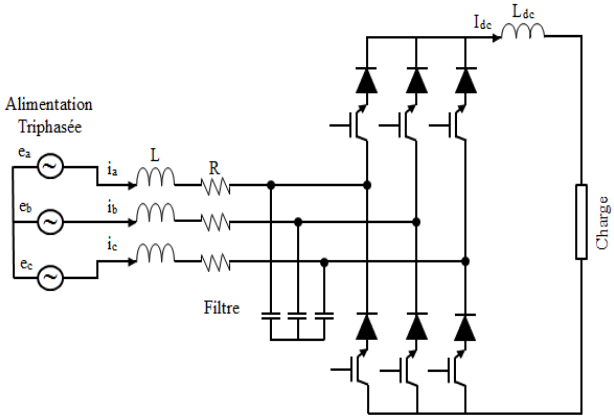


Figure 1.15: Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de courant

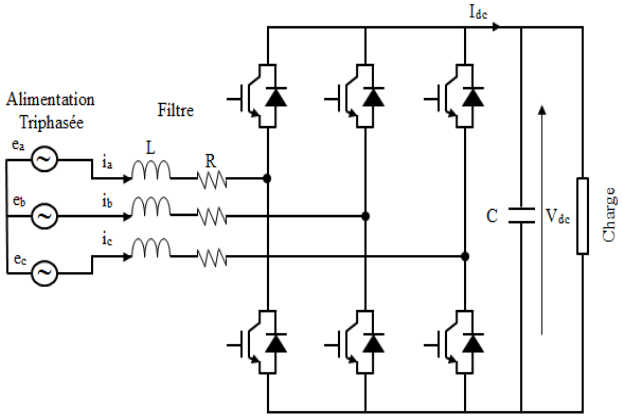


Figure 1.16: Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de tension

1.7.2.4.4 Redresseurs multi-niveaux

Depuis la création de la structure multi-niveaux en 1981, cette dernière ne s'occupait que des montages d'onduleurs. Lors de la dernière décennie, cette topologie multi-niveaux a connu une extension pour toucher le montage des redresseurs ce qui nous permet d'avouer que les redresseurs multi-niveaux sont la génération la plus récente des redresseurs modernes mis en application [5,11]. Les objectifs attendus à travers la mise en œuvre de ces topologies multi-niveaux sont [1] :

- ☑ Produire la tension d'entrée avec plusieurs paliers pour imposer un courant le plus proche possible d'une sinusoïde et donc avoir une nette diminution des harmoniques absorbées par la charge ;
- ☑ Assurer de hauts niveaux de tension ;
- ☑ Réduire les contraintes en tension sur les interrupteurs.

Cependant, le nombre de niveaux à réaliser est limité et dû aux :

- ☒ Problèmes relatifs au déséquilibre des tensions aux bornes des condensateurs ;
- ☒ Contrainte d'espace car ce sont des structures volumineuses.

Les topologies des redresseurs multi-niveaux les plus répandues dans la littérature sont [1,5,20]:

a- Redresseur utilisant le calage des potentiels par des diodes (structure NPC) :

La structure de ce redresseur présentée en figure 1.17 est caractérisée par (m-1) condensateurs et produit (m) niveaux de tensions. L'avantage que présente ce redresseur multi-niveaux est le suivant :

- ☑ Les contraintes en tension sur chaque interrupteur et sur chaque condensateur sont limitées à : V_{dc} / (m-1) ;
- ☑ Plus m est élevé plus le contenu harmonique des courants de lignes est bas.

L'inconvénient de cette structure :

- ☒ Plus m est élevé plus le nombre d'interrupteurs est important.

b- Redresseur à cellules imbriquées utilisant des condensateurs flottants :

Ce convertisseur multi-niveaux utilise des condensateurs flottants à la place des diodes pour caler les tensions aux bornes de chaque interrupteur et donc aux bornes des condensateurs de sortie pour les équilibrer comme indiqué sur la figure 1.18.

Avantages présentés :

- ☑ Les contraintes en tension sur chaque interrupteur sont limitées à : V_{dc} / (m-1) ;
- ☑ Plus m est élevé plus le contenu harmonique des courants de lignes est bas ;
- ☑ Moins d'interrupteurs comparativement à la structure basée sur les diodes de calage.

Inconvénient présenté :

- ☒ Plus m est élevé plus le nombre de condensateurs augmente et plus le circuit nécessite beaucoup d'espace.

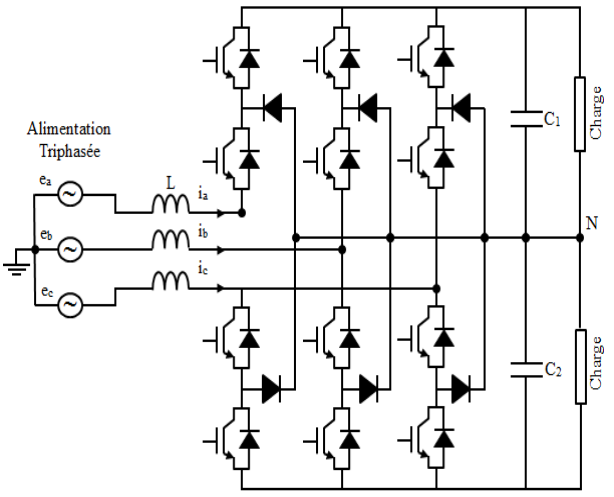


Figure 1.17: Redresseur à trois niveaux à points neutres calés par des diodes

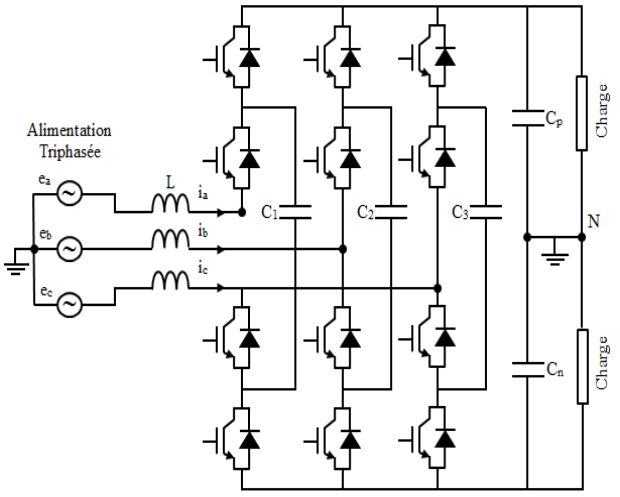


Figure 1.18: Redresseur à trois niveaux à cellules imbriquées

c- Convertisseur trois niveaux à six interrupteurs actifs :

Le principe de fonctionnement est similaire au convertisseur à points neutres calés par des diodes, la différence réside dans le nombre réduit d'interrupteurs actifs qu'il utilise étant donné qu'il remplace les diodes par des interrupteurs actifs et vice versa comme il est montré par la figure 1.19. L'inconvénient majeur de ce genre de convertisseur est la non réversibilité du courant.

d- Convertisseur de Vienne :

La topologie multi-niveaux appelée redresseur de Vienne illustrée en figure 1.20 a été développée à l'université technique de Vienne en 1992 d'où elle a pris son appellation.

Ce genre de convertisseur nous garantit un niveau élevé de tensions de sortie (trois niveaux : $-V_{dc}/2$, 0, $+V_{dc}/2$) par l'utilisation d'un nombre réduit d'interrupteurs comparativement au convertisseur à deux niveaux. Cette disposition d'interrupteurs est capable d'offrir une diminution des pertes par commutation et par voie de conséquence une amélioration du rendement du redresseur multi-niveaux. De même, le nombre réduit d'éléments commandables dans le circuit, pourra réduire la taille de l'espace occupé avec une réduction relative de la complexité de la commande. L'inconvénient que présente cette topologie de Vienne est caractérisé par l'unidirectionnalité en puissance ne permettant pas la réversibilité d'opération [25, 26].

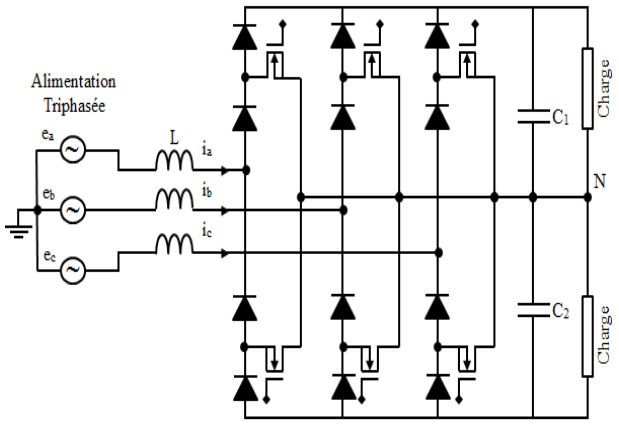


Figure 1.19: Convertisseur à trois niveaux à six interrupteurs actifs

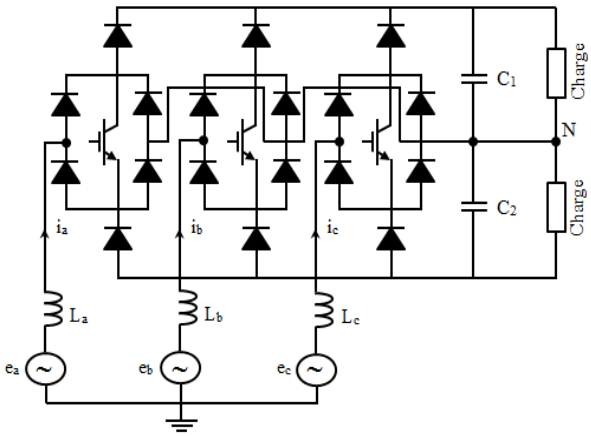


Figure 1.20: Topologie du redresseur multi-niveaux de Vienne

1.8 Conclusion

Le présent chapitre a traité les divers problèmes provoqués par les charges polluantes (charges non linéaires) et les différentes solutions préconisées pour la dépollution. En première phase, nous avons exposé les problèmes liés à la pollution du réseau qui portent atteinte à la qualité de l'énergie du réseau électrique. Après avoir déterminer les origines et les effets négatifs des harmoniques sur les différents composants du réseau ainsi que sur les récepteurs connectés au réseau pollué, nous avons traité clairement les perturbations générées par les redresseurs à

commutation naturelle (à diodes et à thyristors) avec une étude détaillée et particulière pour le convertisseur statique en pont à diodes et ce, pour bien montrer les harmoniques générées par celui-ci.

Pour apporter les solutions appropriées visant à l'amélioration de la qualité de l'énergie, il est impératif de respecter les limites imposées par les différentes normes. Les solutions sont scindées en deux catégories à savoir traditionnelles et modernes. Parmi les solutions traditionnelles, nous citerons le cas des filtres passifs inadaptés à l'évolution du réseau et aux charges polluantes et en plus, ils sont soumis au phénomène de résonnance et exigent suffisamment d'espace. La solution de rechange imposée par le développement du domaine de l'électronique de puissance (composants semi-conducteurs) et les outils de commande nous a mis dans l'obligation de régler le problème de pollution harmonique et améliorer la qualité de l'énergie électrique en employant les techniques modernes et avancées agissant efficacement aux différents niveaux du réseau. En effet, les dispositifs FACTS, outre la compensation de la puissance réactive, ils permettent également de compenser les creux et les fluctuations de tension au niveau du réseau de transport et des liaisons d'interconnexion. S'agissant du réseau de distribution, la compensation harmonique des courants et de la puissance réactive sont garanties par les différentes structures des filtres actifs. L'utilisation des convertisseurs à prélèvement sinusoïdal connu aussi sous l'appellation ‘‘convertisseurs propres’’ par les consommateurs, assurent la réduction du taux de pollution induit par l'injection de courants harmoniques dans le réseau. Enfin, le maintien de la continuité de service est assuré par le dispositif de l'alimentation sans interruption (UPS).

Parmi les moyens modernes de dépollution harmonique qui ont été présentés dans ce premier chapitre, nous nous intéresserons à traiter dans les prochains chapitres, les études théoriques et expérimentales relatives au PFC, au redresseur à MLI de tension, au redresseur multi-niveaux de Vienne et enfin, aux filtres actifs. Le but essentiel recherché à travers les topologies précitées qui serviront de supports pour le développement et l'application des techniques de commandes avancées est de conduire à un prélèvement de courants sinusoïdaux sur le réseau électrique et à un fonctionnement avec un facteur de puissance très proche de l'unité.

CHAPITRE 2 CORRECTION DU FACTEUR DE PUISSANCE À L'ENTRÉE D'UN REDRESSEUR EN PONT MONOPHASÉ PAR L'APPLICATION DES TECHNIQUES AVANCÉES

2.1 Introduction

Au cours des dernières années, la qualité du courant a pris une grande ampleur et devenue de plus en plus importante puisque les dispositifs domestiques et industriels emploient une variété de circuits électroniques disposant d'un comportement non linéaire à savoir : les onduleurs, les redresseurs mono et triphasés, les alimentations à découpages … etc [27,29].

Ces types de convertisseurs affectent le réseau de distribution par des courants pollués. Dans le cas du système de redressement monophasé, deux solutions sont préconisées [27,28]. La première consiste en l'utilisation d'un redresseur commandé qui a pour rôle d'assurer le redressement d'une tension du réseau monophasé à une tension continue réglable avec obtention d'un courant d'entrée de forme sinusoïdal et en phase avec la tension de source. La deuxième solution utilise un redresseur monophasé non commandé doté d'un étage de correction et basé sur un hacheur de type Boost constituant le PFC élévateur déjà illustré en figure 1.13 du premier chapitre. L'objectif attendu de la deuxième solution consiste en la rectification du courant de ligne pour le rendre de forme sinusoïdale, en phase avec la tension du réseau d'une part et maitriser la commande de la tension de sortie par rapport à sa valeur de référence d'autre part.

Dans notre travail et précisément dans ce chapitre, on s'est intéressé à la deuxième solution qui sera développée et améliorée par l'application de différentes techniques modernes et récentes de contrôle du PFC.

2.2 Redresseur en pont monophasé

La solution qui est la plus souvent adoptée pour la conversion monophasée AC/DC tel que représentée par la figure 2.1 consiste en l'utilisation d'un pont redresseur à quatre diodes alimentant une charge de type RC.

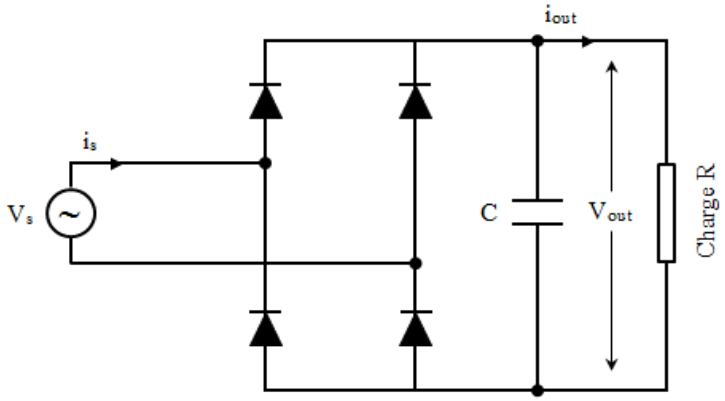


Figure 2.1: Redresseur monophasé en pont à quatre diodes

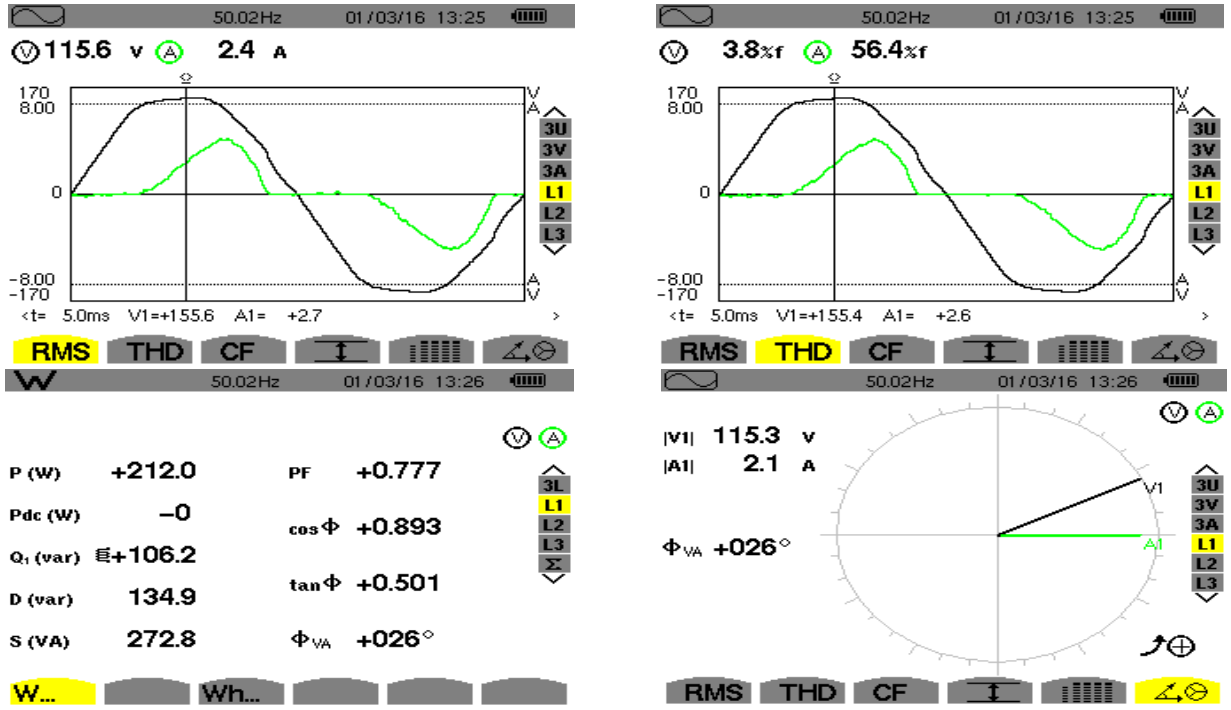


Figure 2.2: Relevés des formes d'ondes tension-courant avec représentation de leur THD, facteur de puissance ainsi que le déphasage pour un pont monophasé à diodes alimentant une charge RC

Les résultats pratiques obtenus concernant le redresseur monophasé en pont à diodes sont donnés par la figure 2.2. Ces résultats représentent la forme d'onde du courant d'entrée avec sa tension d'entrée correspondante, le taux de distorsion harmonique pour le courant et la tension d'entrée. Il est tout à fait clair sur cette figure que le courant de source présente une déformation de son onde. En outre, la valeur du THD est de 56.4%, ce qui nous permet de confirmer que le courant d'entrée est trop distordu et par voie de conséquence, le facteur de puissance à l'entrée est très loin de l'unité (de faible valeur de 0.777) et un déphasage de 26° dû à l'augmentation remarquable de la distorsion harmonique du courant d'entrée.

Pour surmonter les problèmes relatifs au taux élevé de la distorsion harmonique de courant et au faible facteur de puissance, des solutions sont envisagées pour améliorer les performances du redresseur monophasé AC/DC connecté au réseau par le moyen d'absorption de courant sinusoïdal avec un minimum de déphasage entre le fondamental du courant absorbé et la tension.

2.3 Correcteur du facteur de puissance

Le schéma de circuit de puissance monophasé AC/DC en liaison avec son correcteur de facteur de puissance et son circuit de commande est donné par la figure 2.3.

2.3.1 Modélisation du circuit de puissance

La modélisation s'effectue à partir du circuit de puissance d'un redresseur monophasé en pont associé à son correcteur de puissance. Selon les états de commutation de l'interrupteur K (fermé ou ouvert) on distingue deux modes [33,35]:

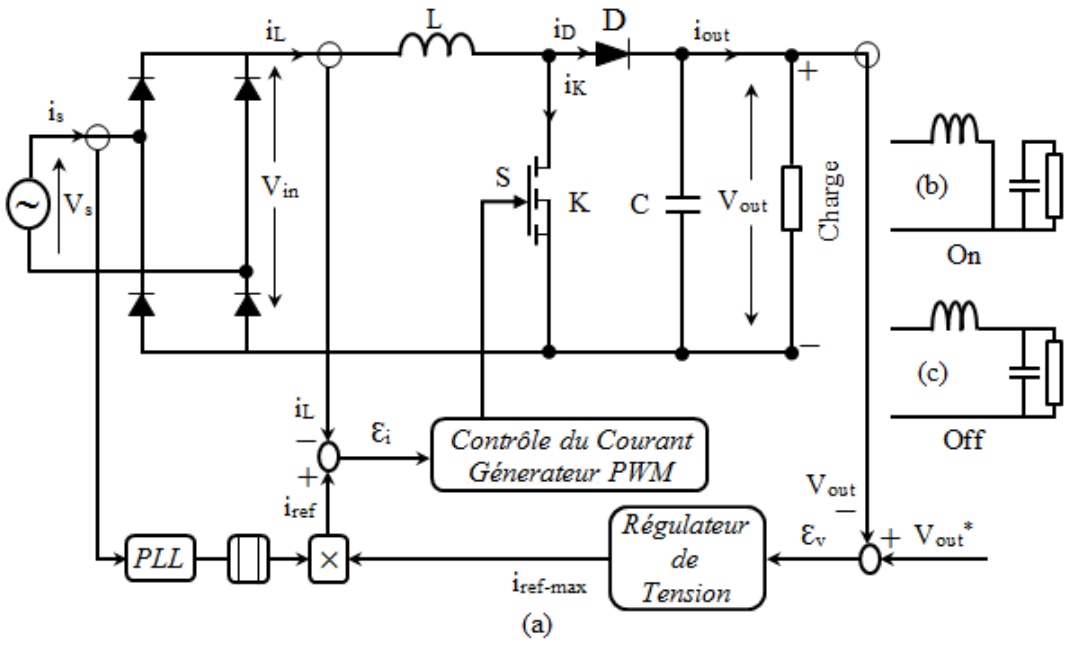


Figure 2.3: Schéma descriptif du redresseur AC/DC relié au PFC avec son circuit de commande

1- Première phase de fonctionnement, le commutateur K est fermé (S=1, figure 2.3.(b)) : Dans ce cas précis, le courant est accumulé dans l'inductance où l'énergie est stockée sous forme de champ magnétique. La diode étant polarisée en inverse, permet au condensateur de fournir la puissance à la charge.
2- Deuxième phase de fonctionnement, le commutateur K est ouvert (S=0, figure 2.3.(c)) : L'énergie stockée dans l'inductance et celle issue de la source AC sont orientées vers les circuits de sortie qui sont représentés par la mise en parallèle du condensateur et de la charge.

Les deux modes de conduction continue, nous ont permis d'analyser le circuit de puissance avec sa commande illustrée en figure 2.3 et d'établir dans l'espace d'état un système d'équations (2.1) décrivant les dynamiques de la tension de sortie et du courant dans l'inductance. Le schéma fonctionnel du système étudié issu de ces équations est représenté par la figure 2.4.

$$\begin{cases} \dfrac{dV_{out}}{dt} = \dfrac{1}{C}\left[(1-S)\cdot i_L - (1/R)\cdot V_{out}\right] \\ \dfrac{di_L}{dt} = \dfrac{1}{L}\left[V_{in} - (1-S)\cdot V_{out}\right] \end{cases} \tag{2.1}$$

S : représente l'état logique de l'interrupteur.

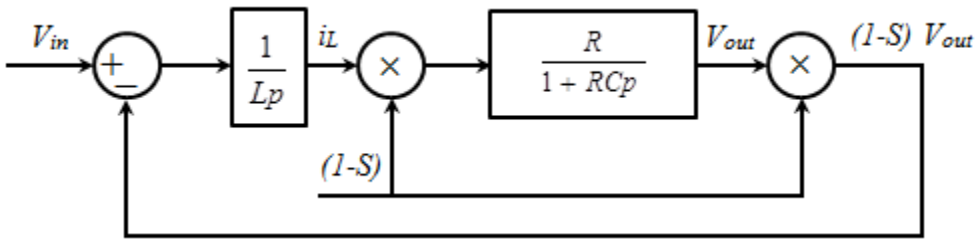


Figure 2.4: Schéma fonctionnel global du système étudié

L'unité de commande devra fonctionner sous la condition que V_{in} assimile la charge à une résistance égale au rapport (V_{in}/i_L) et ce, pour obtenir un courant d'entrée sinusoïdal et en phase avec la tension de source. Cette modalité est exécutable par la comparaison du courant réel circulant dans l'inductance à un courant de référence dont son amplitude est délivrée par le régulateur du bus continu.

2.3.2 Analyse statique du correcteur du facteur de puissance

Selon l'équation (2.2), la commande en courant exige la puissance moyenne {(V_{sm}*I_{sm})/2} qui devra être transmise à la charge par le correcteur de facteur de puissance. Ce comportement en générateur de puissance permet à la tension V_{out} d'évoluer librement en fonction de la charge R dans le quotient (V_{out}^2/R).

Généralement, les utilisateurs emploient des générateurs de tension. Pour ce faire, il y a lieu de faire une adaptation automatique de la puissance fournie à la charge selon ses variations à l'effet de maintenir V_{out} [15].

$$P = \frac{1}{T/2}\int_0^{T/2} |V_s(t)| \cdot |i_{out}(t)| dt = \frac{1}{T/2}\int_0^{T/2} |V_{sm}\sin\omega t| \cdot \left|I_{refdc}\sin\omega t\right| dt = \frac{V_{sm}\cdot I_{refdc}}{2} \quad (2.2)$$

$I_{ref\ dc}$: la valeur crête du courant de référence pour le courant d'entrée en présence du filtre passe-bas.

La figure 2.3.(a) met en évidence la boucle de tension V_{out} à travers laquelle le signal de commande actionnera sur l'amplitude du courant de référence avec une contrainte de forme sinusoïdale.

2.4 Dimensionnement des éléments passifs

Le dimensionnement adéquat des éléments passifs du PFC à savoir l'inductance de couplage L et le condensateur du bus continu C a une influence positive en régime statique et dynamique vis-à-vis de la qualité des courants prélevés sur le réseau et de la tension de sortie caractérisées par un bon amortissement des oscillations et une ondulation résiduelle limitée respectivement [15].

2.4.1 Dimensionnement de l'inductance L

La tension de sortie du redresseur monophasé et la tension localisée aux bornes du commutateur K, variant entre 0 et V_{out} proviennent de la commutation où cette dernière participe à la présence d'ondulations de tension aux bornes de l'interrupteur. Aussi, il est à signaler que l'ondulation du courant est créée par une onde de tension d'amplitude ($V_{out}/2$) et de fréquence similaire à la fréquence de commutation. En se basant sur la tension de sortie V_{out}, la fréquence de commutation f_{sw}, la valeur de l'inductance L et la valeur efficace de la composante fondamentale du courant I_{1r} pour un rapport cyclique de 50% lesquelles sont groupées et données selon l'équation suivante [15]:

$$\left(\frac{V_{out}}{2}\right)\cdot\left(\frac{4}{\pi\sqrt{2}}\right)=(2\pi\ f_{sw}\ L)\cdot I_{1r} \tag{2.3}$$

Le 1er terme de l'équation (2.3) à savoir : $\left(\frac{V_{out}}{2}\right)\cdot\left(\frac{4}{\pi\sqrt{2}}\right)$ représente la valeur efficace de la composante fondamentale de la tension aux bornes du commutateur pour un rapport cyclique de 50 %. En plus, la composante fondamentale de l'ondulation du courant représente 99% de la totalité du RMS du courant produit par l'ondulation de tension d'onde carrée.

La quantité maximale de l'ondulation tolérée du courant dans l'inductance est de 5%, donc : $I_{1r}=0.05*I_L$ (où I_L est le RMS de la composante à 100 Hz du courant d'inductance). Par conséquent :

$$L=\left(\frac{1}{\sqrt{2}\,\pi^2\,0.05}\right)\cdot\left(\frac{V_{out}}{f_{sw}\,I_L}\right)=(1.437)\cdot\left(\frac{V_{out}}{f_{sw}\,I_L}\right) \tag{2.4}$$

Selon l'équation (2.4), il est tout à fait clair que l'inductance L est inversement proportionnelle à la fréquence de commutation f_{sw}. Il suffit d'augmenter la fréquence de commutation f_{sw} pour avoir des petites valeurs de l'inductance L ce qui se répercutera sur la diminution du poids et de la taille du PFC élévateur.

2.4.2 Dimensionnement du condensateur C

La détermination de la valeur du condensateur C pour une ondulation désirée de la tension de sortie, reste subordonnée à la à combinaison condensateur-résistance placée à la sortie du convertisseur, agissant comme filtre passe-bas pour le courant provenant de la diode du hacheur élévateur [15].

$$C=\frac{(4-\tau_{ond}^2)^{1/2}}{2\tau_{ond}R\omega} \tag{2.5}$$

Où :

$$\tau_{ond}=\frac{2}{((2RC\omega)^2+1)^{1/2}} \tag{2.6}$$

2.5 Boucle de régulation de la tension du bus continu

Avec la considération de l'hypothèse qui suppose les éléments constitutifs du hacheur élévateur (transistor et diode) idéals, ce qui provoque une absorption nulle de la puissance instantanée par eux. Avec cette même hypothèse, la balance de puissance ne dépend pas de la présence du convertisseur DC/DC [15], où :

$$P(1-\cos 2\omega t)=V_{out}\cdot i_{out}=V_{out}\ (C\frac{dV_{out}}{dt}+\frac{V_{out}}{R}) \tag{2.7}$$

Supposant $i_L \cong i_{ref}$; pour concrétiser la contrainte de forme de i_L, le calcul du correcteur de tension dont la bande passante est très faible ne sera pas affecté par l'ondulation de 100 Hz de la tension du bus continu.

L'équation (2.7) peut être réduite et transformée à celle de la puissance moyenne où la différence remarquée réside dans la disparition des ondulations à 100 Hz de la tension. L'intervention du régulateur concerne le maintien de la tension moyenne du bus continu et non pas la valeur instantanée. L'équation (2.8) est donnée alors comme suit :

$$\frac{V_{sm} \cdot I_{refdc}}{2} \cong C \frac{dV_{outdc}^2}{dt} + \frac{V_{outdc}^2}{R} \tag{2.8}$$

L'équation (2.8) compte l'indice dc qui représente la valeur moyenne de V_{out}.

En vertu de l'équation (2.8) et en agissant sur l'amplitude de I_{refdc} nous pouvons réguler V_{outdc}. Les paramètres du régulateur seront calculés par la linéarisation de l'équation (2.8) au tour d'un point de fonctionnement donné par V_{outdcc} et I_{refdcc}.

Une fonction de transfert du premier ordre $T_f(p)$ du système est donnée comme suit :

$$T_f(p) = \frac{\delta V_{outdc}}{\delta I_{refdc}} = \frac{V_{sm}}{4V_{outdcc}} \frac{R}{1 + RC\,p} \tag{2.9}$$

Les deux parametres du correcteur PI sont déduits à partir de la compensation du pôle dominant et obligation d'une dynamique en boucle fermée.

$$\begin{cases} T_{PI} = \dfrac{B\,R V_{sm}}{8\pi(f_{cv}) V_{outdcc}} \\ K_{PI} = \dfrac{RC}{2T_{PI}} \end{cases} \tag{2.10}$$

B : L'atténuation de la tension mesurée du bus continu ;
f_{cv} : Fréquence de coupure de la boucle fermée de la tension du bus continu.

Le regulateur PI classique utilisé en simulation est caracterisé par un gain proportionnel présentant une valeur de 0.1. S'agissant de l'integrateur, il présente une valeur de 2.

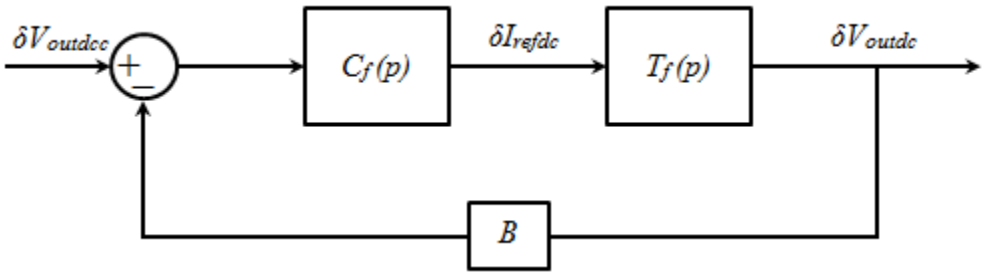


Figure 2.5: Schéma bloc de la boucle de régulation de la tension du bus continu

2.6 Commande en courant par le biais des techniques avancées en faveur du correcteur du facteur de puissance

2.6.1 Commande en courant par hystérésis

Le principe du contrôle de courant par hystérésis connu également sous la forme abrégée (HCC : Hysteresis Current Control) est de conserver le courant réel dans un espace limité appelé bande enveloppant sa référence [30,31]. A chaque dépassement de la bande, un ordre de commutation est donné aux interrupteurs. L'écart entre le courant désiré et le courant réel traversant l'entrée du comparateur à hystérésis à bande fixe à deux niveaux nous permet d'avoir à la sortie de contrôleur une action de commande ainsi que son complément.

Comme illustré en figure 2.6, la technique précitée opérant en tout ou rien lui réserve l'appartenance aux commandes non linéaires. Les avantages offerts par ce type de contrôle concernant la rapidité du temps de réponse en régime dynamique, la stabilité et la précision acceptable, la limitation automatique du courant et la simplicité de mise en œuvre sur le plan pratique [32,34]. La commande du courant par hystérésis reste subordonnée à la régulation de la largeur de la bande d'hystérésis relative à l'erreur sur les courants et à la fréquence de commutation sachant que celle-ci n'est pas fixe [31].

Cependant, cette technique demeure la plus utilisée dans les différentes applications destinées aux entrainements électriques et aux filtrages actifs. L'état de commande des interrupteurs par le moyen du contrôle à base d'hystérésis modélisé par l'équation (2.11) est représenté par la figure 2.7 où ΔI est la largeur de la bande d'hystérésis.

$$\begin{cases} i^* - i = \dfrac{\Delta I}{2} \Rightarrow S = 0 \\ i^* - i = \dfrac{-\Delta I}{2} \Rightarrow S = 1 \end{cases} \tag{2.11}$$

Dans notre cas, la commande de l'interrupteur du hacheur élévateur relié au pont monophasé AC/DC est fondée sur le contrôleur à hystérésis. La référence du courant contrôlé présente une allure de forme sinusoïdale redressée résultant de la multiplication du signal sinusoïdal unitaire redressé offert par le module PLL et la sortie du régulateur de la tension du bus continu. L'abréviation PLL (Phase Locked Loop ou boucle de verrouillage de phase) est exploitée pour extraire la phase de la composante fondamentale directe de la tension de source.

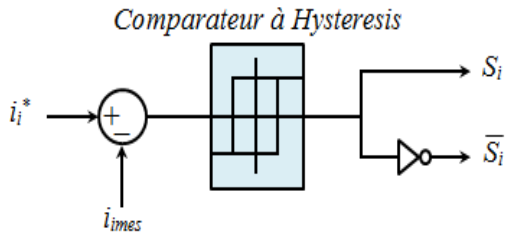


Figure 2.6: Contrôle du courant par un régulateur à hystérésis

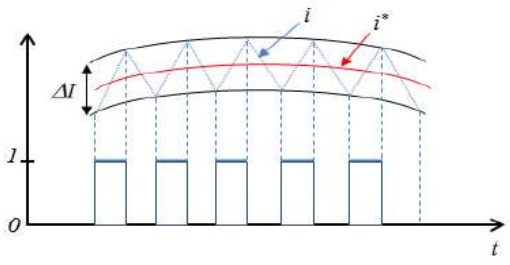


Figure 2.7: Principe de délivrance des actions de contrôle

Le maintien de tension du bus continu à une tension de référence constante est assuré grâce à une boucle de régulation par le contrôle du processus de chargement et de déchargement. Les causes de changement du comportement du condensateur sont dues principalement aux pertes dans les interrupteurs (en conduction et en commutation), à l'inductance de couplage et à la variation de la charge. Afin de réguler cette tension, il est nécessaire de procéder à un ajustement de l'amplitude du courant de référence prélevé en vue de contrôler l'écoulement de puissance active du système entrée-sortie. La régulation de la tension a pour but également de compenser toutes les perturbations issues des deux côtés (convertisseur et charge) induisant une fluctuation d'énergie emmagasinée dans le condensateur. Cette boucle de régulation est caractérisée par une entrée ($\varepsilon_v = V_{out}^{*} - V_{out}$) où la tension désirée est V_{out}^{*} et la tension mesurée est V_{out}. Par conséquent, un régulateur de type PI est généralement le plus employé afin de contrôler cet écart de tension.

La structure de contrôle à base d'hystérésis du courant absorbé par le correcteur du facteur de puissance est montrée par la figure 2. 8.

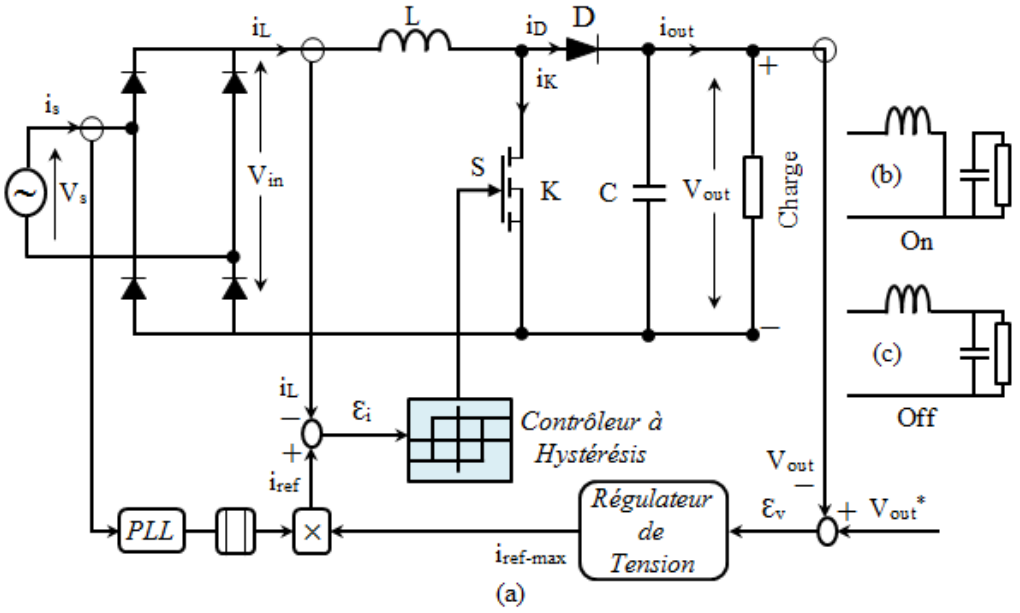


Figure 2.8: Schéma de commande par hystérésis du courant absorbé par le PFC

2.6.1.1 Résultats de simulation et de validation en temps réel pour la commande à hystérésis classique

Afin d'évaluer les performances du contrôle de courant par hystérésis appliqué au correcteur du facteur de puissance, une simulation par le logiciel MATLAB/Simulink a été effectuée. En outre, une validation expérimentale a été également établie au niveau du laboratoire LAS de l'université de Sétif où le banc d'essai expérimental et l'ensemble de ses éléments constitutifs sont illustrés par la figure 2.9. La commande du montage a été implémentée en temps réel par le moyen d'une carte dSPACE (DS1104). L'appareil utilisé pour montrer la qualité des courants prélevés sur le réseau (THD, spectre harmonique et diagramme vectoriel), la mesure des

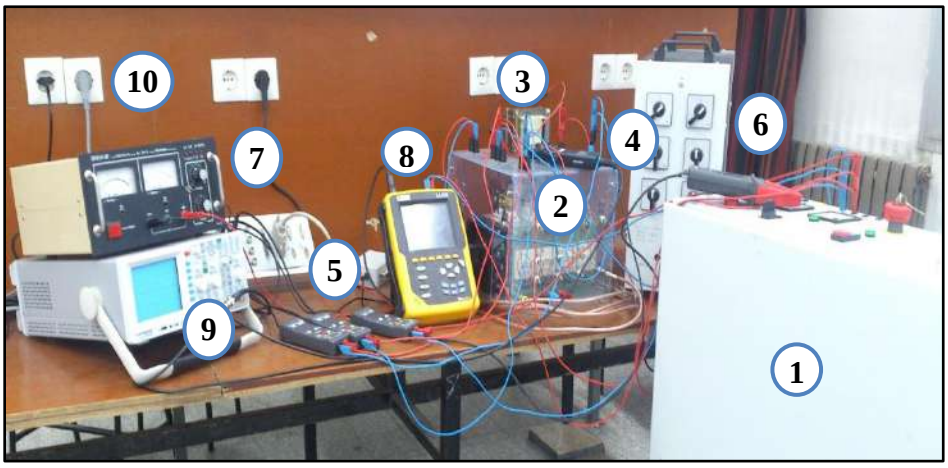


Figure 2.9: Photographie représentant les différents instruments utilisés lors de l'expérimentation du PFC

(1: Source d'alimentation alternative; 2: Convertisseur élévateur constituant le PFC ;
3: Inductance de ligne; 4: Capteurs de courant; 5: Capteurs de tension; 6: Charge Résistive;
7: Carte dSPACE 1104; 8: Analyseur de la qualité d'énergie ; 9: Oscilloscope;
10: Source d'alimentation continue).

puissances active et réactive et le calcul du facteur de puissance et de déplacement qui consiste en un analyseur triphasé de marque Chauvin Arnoux. De même, les résultats pratiques sont pris pour une représentation via un oscilloscope de marque HAMEG.

Les différents paramètres du circuit de puissance et de contrôle pour la simulation et la validation pratique sont portés en Annexe A. Il est important de signaler que ces mêmes paramètres ont été maintenus et utilisés pour toutes les simulations et validations pratiques de l'ensemble des techniques étudiées et développées.

Nous donnerons ci-après les différents résultats issus de la simulation et de l'expérimental.

1/ Résultats de simulation :

La figure 2.10 représente le régime permanent de la tension redressée qui suit sa référence de valeur 150V. Le courant i_L traversant l'inductance L présente une allure de forme sinusoïdale redressée où il suit parfaitement sa référence grâce au contrôleur à hystérésis.

Par ailleurs, le courant absorbé i_s est de forme sinusoïdale, ayant un THD de 3.95% et en phase avec sa tension correspondante comme indiqué sur la figure 2.11. A travers la figure 2.12, un test de robustesse de la variation de la charge a été effectué par un changement de charge de 200Ω à 100Ω puis remise à sa valeur initiale de 200Ω. Le régulateur classique PI nous a garanti la réussite de ce test de robustesse avec efficacité où la tension redressée atteint et suit correctement sa référence.

Le tableau suivant illustre les caractéristiques de ce test de robustesse et montre la valeur de la variation et son temps de réponse correspondant à l'augmentation et à la diminution de la charge.

Tableau 2.1: Caractéristiques descriptives du 1er test de robustesse (Variation de la charge)

	ΔV (V)	Δt (Sec)
Première variation de charge	15	0.25
Deuxième variation de charge	15	0.25

Tableau 2.2: Caractéristiques descriptives du 2ème test de robustesse (Variation de la référence du bus continu)

	ΔV (V)	Δt (Sec)
Variation de la référence	09	0.30

Selon ce tableau, il est bien claire que l'écart entre la tension redressée et sa référence est le même pour les deux changements de la charge de ce test, aussi le temps de réponse pour ces deux variations de charge garde la même valeur.

Pour le même test de robustesse, la figure 2.13 montre clairement que le courant redressé i_L et le courant de source i_S réagissent correctement aux deux variations qu'a subit la charge. En outre, le courant et la tension de source sont constamment en phase.

Ayant subi une variation de la référence de la tension du bus continu de +100V (de 150V à 250V) par le biais du même régulateur conventionnel PI, comme montré en figure 2.14, la tension de sortie suit aisément sa référence tout en enregistrant un léger dépassement remarqué sur la même figure.

Le tableau 2.2 met en évidence le temps mis par la tension du bus continu pour atteindre sa référence ainsi que la valeur de dépassement enregistré.

Le nouveau comportement de la tension redressée relatif au 2ème test de robustesse a influé positivement sur le courant redressé et le courant de source comme illustré en figure 2.15, tout en garantissant un déphasage nul entre le courant et la tension de source.

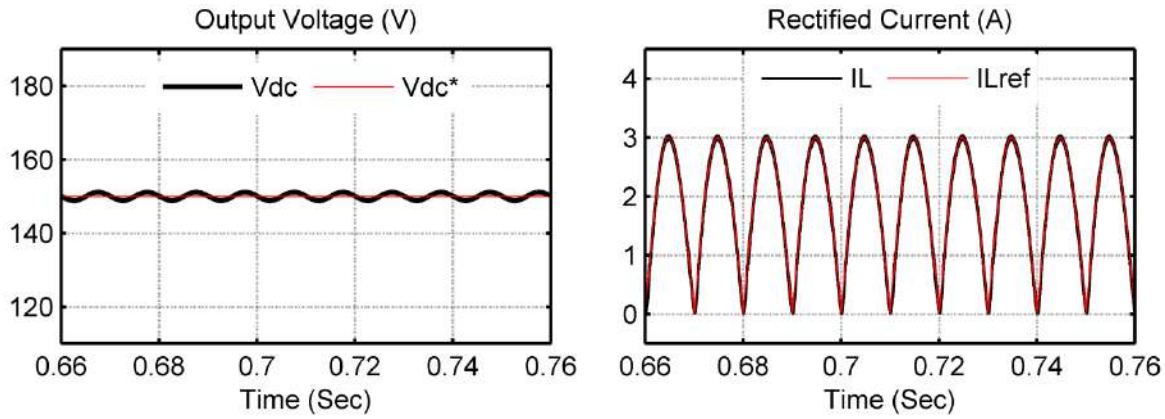


Figure 2.10: Résultats de simulation du contrôle par hystérésis : la tension et le courant redressé ainsi que leurs références

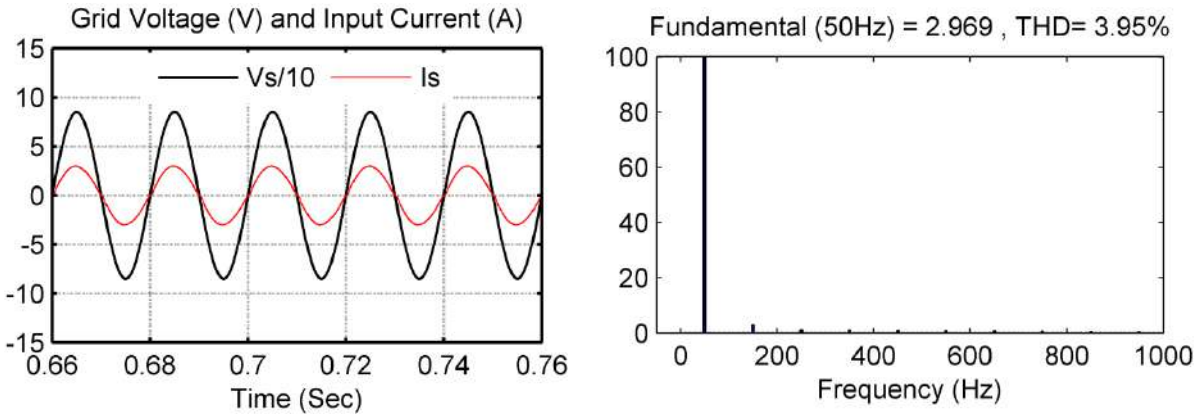


Figure 2.11: Résultats de simulation du contrôle par hystérésis: la tension et du courant de source ainsi que le spectre du courant de source

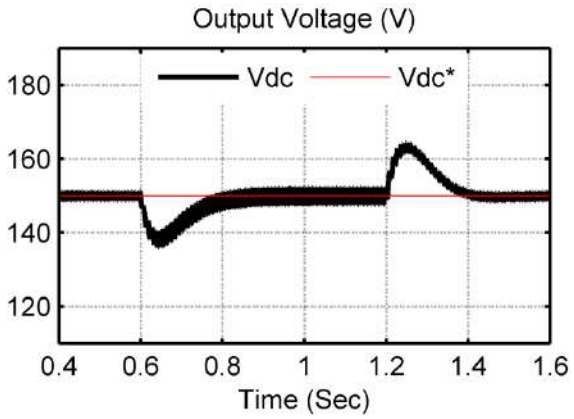


Figure 2.12: Résultats de simulation du contrôle par hystérésis pour une variation de charge

2/ Résultats pratiques :

Les résultats pratiques obtenus qui sont représentés par la figure 2.16 montrent clairement que le courant de source présente une forme d'onde sinusoïdale, en phase avec la tension de réseau qui lui correspond. En plus, sur la même figure on peut remarquer également que le courant redressé est très proche de sa référence, ce qui nous permet de dire que le courant i_L et sa référence sont en superposition et cela est dû à l'efficience en temps réel de la commande par hystérésis du courant.

La variation de la charge de 5% à 15% de sa valeur de puissance nominale de 04 kW puis remise à sa valeur initiale de 5% d'une part, et le changement de la référence du bus continu de 180V à 230V puis également remise à sa première valeur de 180V d'autre part ont fait l'objet de deux tests de robustesse éprouvés expérimentalement avec succès dont le courant de source a manifesté une correcte réaction vis-à-vis de ces deux essais expérimentaux.

Il est important de noter que les valeurs de la variation de la charge et le changement de la référence du bus continu sont gardées les mêmes pour les essais de robustesse de toutes les techniques de contrôle étudiées et proposées.

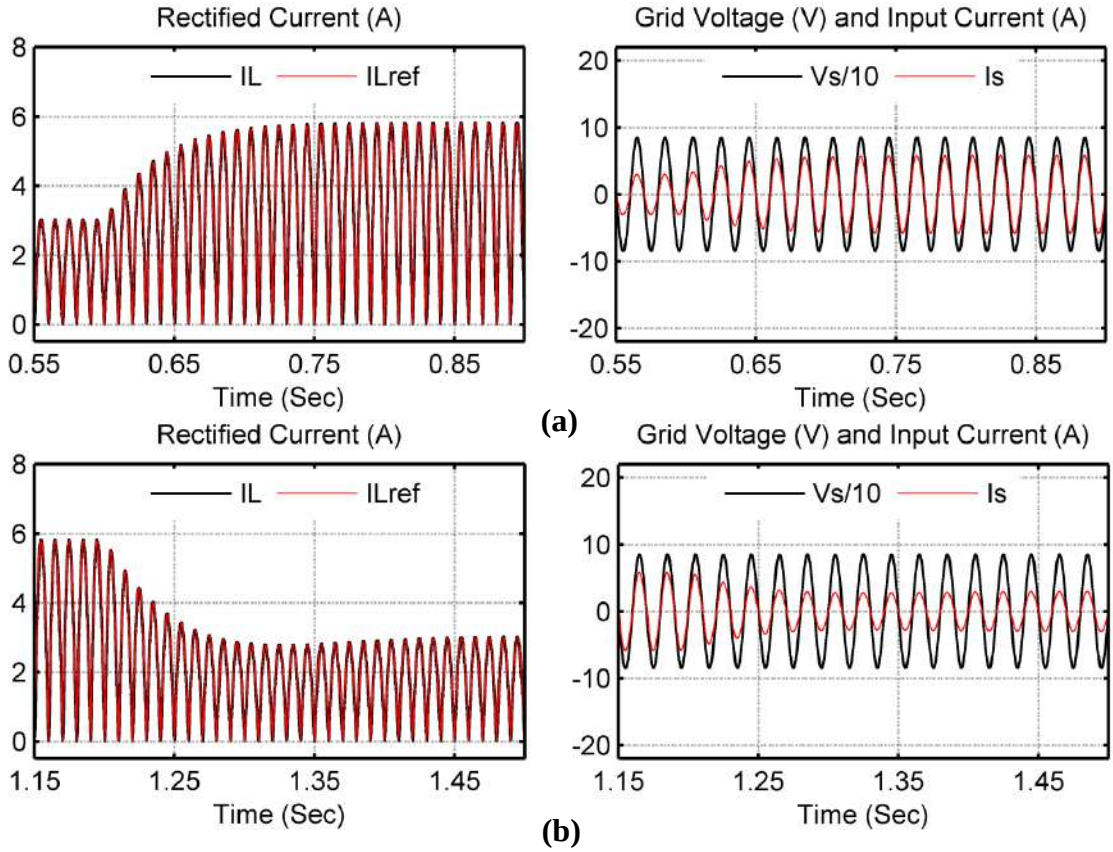


Figure 2.13: Résultats de simulation du contrôle par hystérésis y afférent à la variation de charge: (a) Zoom sur le courant redressé avec sa référence, le courant et la tension d'entrée (Cas d'augmentation) ; (b) Zoom sur le courant redressé avec sa référence, le courant et la tension d'entrée (Cas de diminution).

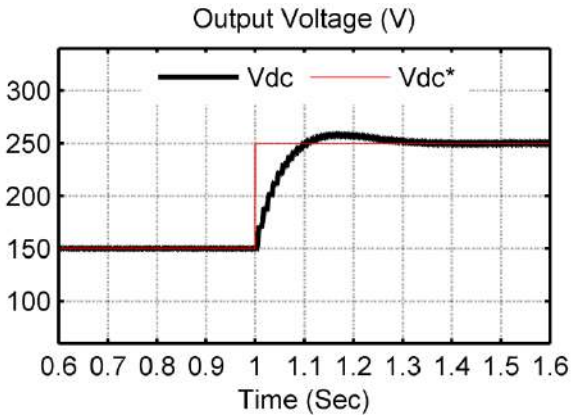
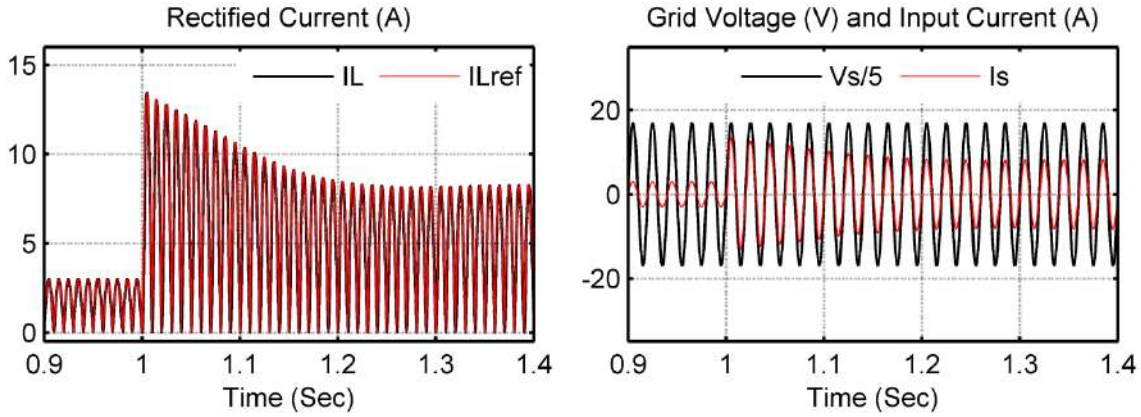


Figure 2.14: Résultats de simulation du contrôle par hystérésis pour une variation de référence de la tension redressée



(a) **(b)**

Figure 2.15: Résultats de simulation du contrôle par hystérésis: variation de référence de la tension redressée : (a) Zoom sur le courant redressé avec sa référence; (b) Zoom sur le courant et la tension de source.

S'agissant des caractéristiques de la tension de sortie correspondant aux deux tests établis en relation avec la variation de la tension et du temps de réponse, le tableau 2.3 résume les résultats obtenus basés sur la figure 2.17.

Tableau 2.3: Caractéristiques des deux tests de robustesse pour le contrôle à hystérésis

	ΔV (V)	Δt (Sec)
Test 1 : Variation de la charge	26	0.16
Test 2 : Augmentation de la référence du bus continu (de 180 V à 230 V)	24	0.20
Test 2 : Diminution de la référence du bus continu (de 230 V à 180 V)	24	0.20

A travers les résultats sus-indiqués au tableau cité précédemment, il est remarquable que durant la mise en service du 1er test de robustesse, la présence d'une chute de tension de 26V qui disparait après un bref instant de 0.16 Sec.

Concernant le 2ème test de robustesse, celui-ci présente un dépassement en tension évalué à 24V lors de l'augmentation et de la diminution de la référence de la tension redressée. Ces dépassements enregistrés, disparaissent après un intervalle de temps de 0.20 Sec pour chacun d'eux.

Afin d'analyser la qualité d'énergie du système étudié, la figure 2.18 représente les différents résultats expérimentaux donnés par l'analyseur où le THD de la tension d'alimentation et le THD du courant de source sont évalués respectivement à 3.6% et 7.5%.

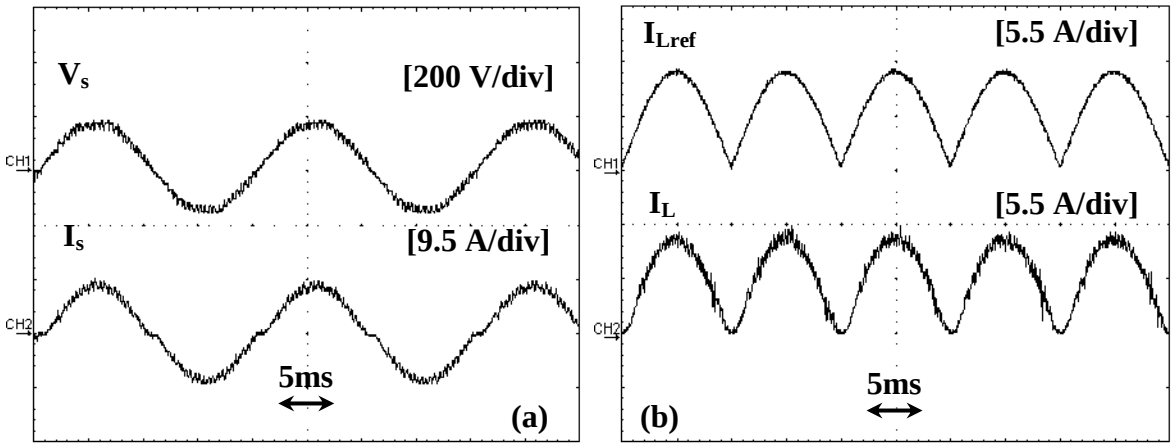


Figure 2.16:Résultats expérimentaux relatifs au contrôle par hystérésis pour: (a) La tension et le courant de source ; (b) Le courant redressé avec sa référence.

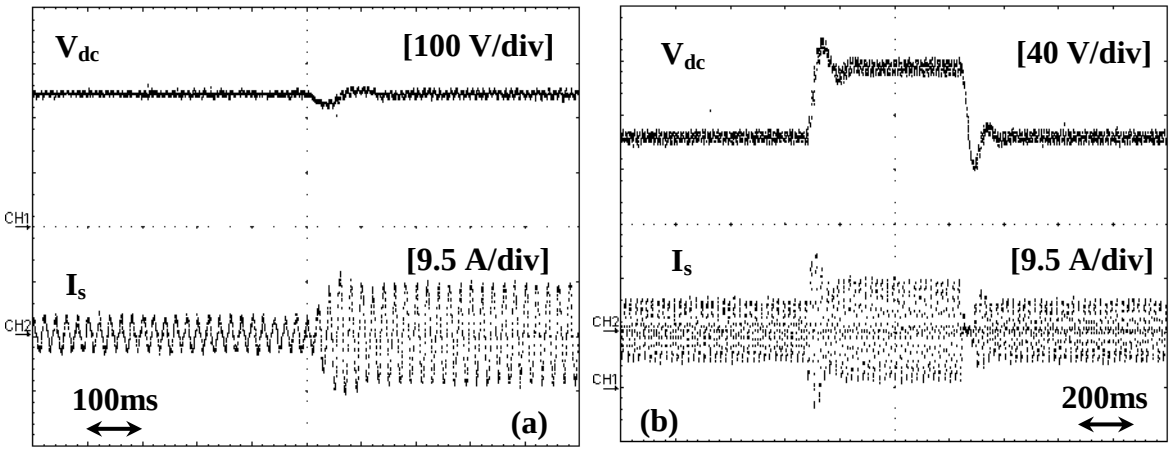


Figure 2.17: Résultats expérimentaux relatifs au contrôle par hystérésis pour: (a) Une variation de charge : allure de la tension redressée et du courant de source ; (b) Une variation de référence du bus continu : allure de la tension redressée et du courant de source.

Un déphasage entre la tension de source et le courant d'entrée de 03° est observé. Ce très léger déphasage nous permet de dire que le courant et la tension sont en phase. Enfin, nous avons atteint un facteur de puissance proche de l'unité qui présente une valeur de 0.990.

L'irrégularité et la non maitrise du contrôle de la fréquence de commutation des interrupteurs créant un large spectre d'harmoniques très perturbé et présentant des difficultés de filtrage restent les inconvénients majeur du contrôle par hystérésis. Ces problèmes sont les causes principales qui nous ont conduits à rechercher et appliquer d'autres solutions et méthodes avancées et plus performantes telles que la logique floue et la technique prédictive.

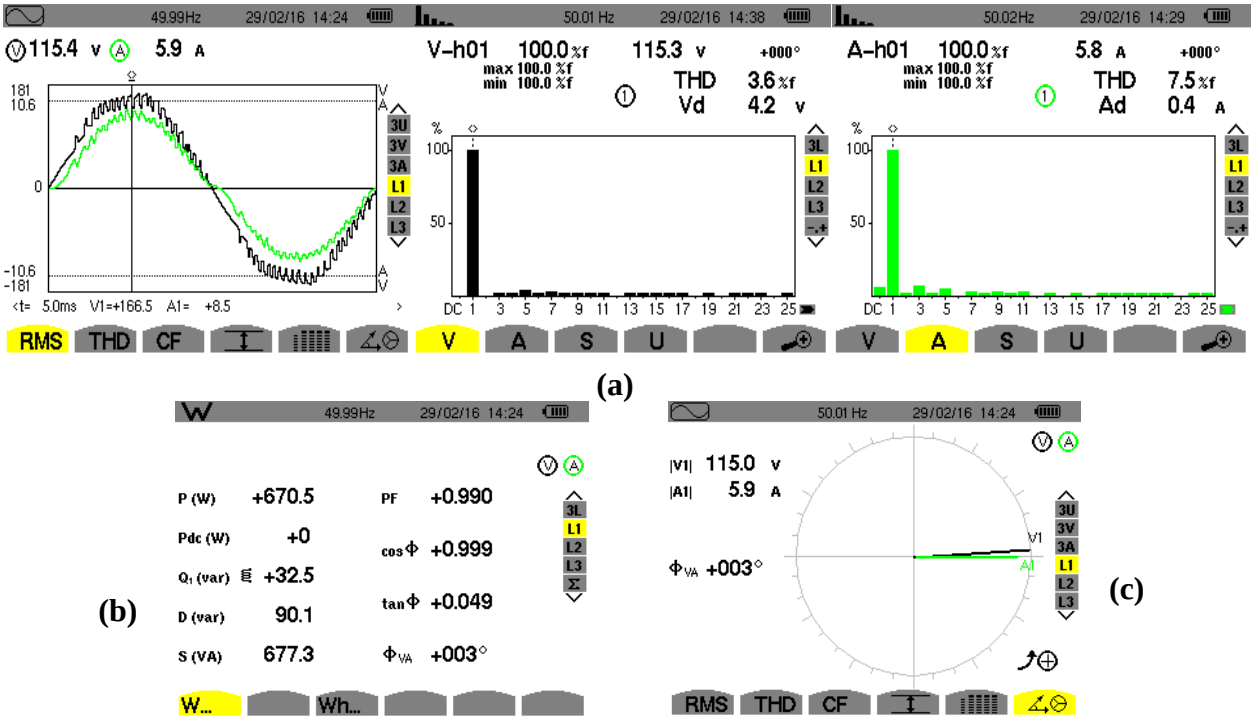


Figure 2.18: Résultats d'analyse de la qualité d'énergie relatifs au contrôle par hystérésis pour : (a) La forme d'onde de la tension et celle du courant de source avec les spectres y afférents ; (b) Le bilan des puissances ; (c) Le diagramme vectoriel de la tension et du courant de source.

2.6.2 Commande en courant par hystérésis-flou

2.6.2.1 Principe et concept de la logique floue

La théorie de la logique floue a connu un essor très important depuis la création du concept des sous-ensembles flou en 1965 par le professeur Lotfi A. Zadeh [40]. Cette technique est déployée dans divers secteurs concernés par la commande et touche particulièrement le domaine du génie électrique. S'appuyant sur des simples règles linguistiques, qui peuvent traduire aisément les connaissances d'un expert pour donner suite à une problématique scientifique par l'intermédiaire de correcteurs à base de logique floue qui ont pour rôle d'améliorer en globalité tant les performances que la robustesse des systèmes contrôlés. L'intérêt primordial apporté par cette technique consiste en la similitude avec le raisonnement humain en d'autres termes, cette technique imite le raisonnement humain [42,43]. La prise de décision repose essentiellement sur la description qualitative de plusieurs variables et non sur des valeurs numériques précises et bien déterminées [36]. Aussi, cette méthode offre un intérêt particulier pour la prise de décision puisqu'elle ne s'articule nullement sur la modélisation des systèmes non linéaires ou à structures variables (convertisseurs statiques).

Conçue en 1974 par le professeur E. H. Mamdani avec son équipe de recherche pour le contrôle d'un moteur à vapeur et validée pratiquement pour la commande d'un four à ciment au Danemark en 1980 par Smidth, la logique floue ne cesse de connaitre un succès et une large

utilisation dans le domaine du génie électrique [15]. La nouveauté apportée par cette technique réside dans l'amélioration des performances comparativement aux commandes linéaires traditionnelles et plus particulièrement la possibilité de définition des méthodes de commandes à travers une description linguistique. Cependant, cette méthode est basée sur divers paramètres et dans la plus part des cas, l'une des raisons pour lesquelles l'utilisation de ce type de commande reste limitée dans le domaine industriel. Pour l'ensemble des chercheurs et industriels et pour tous ceux qui veulent généraliser et imiter le raisonnement humain, cette technique est très suscitée à l'heure actuelle devant l'intérêt apporté par celle-ci surtout en matière de compétitivité des produits et avantage déployant le concept de commande par la logique floue [43].

2.6.2.2 Concepts de base de la logique floue

Le principe fondamental sur lequel s'articule cette théorie repose sur des variables linguistiques proches du langage humain habituel et non sur des variables numériques. Les variables linguistiques trouvent leur utilisation à travers des règles qui font référence à une certaine connaissance du comportement du système [37]. Ce concept basé sur des aspects de la théorie des possibilités, nécessite l'utilisation des ensembles d'appartenances appelés ‘‘ensembles flous’’ qui caractérisent les différentes grandeurs du système à contrôler. La prise de décision adoptée par la logique floue est fondée sur un ensemble de règles floues construites au préalable par l'expert [38,39].

Les éléments essentiels sur lesquels s'articule la logique floue sont [40, 41-46] :

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

a) Variables linguistiques et ensembles flous :

Les expressions qui peuvent trouver leurs utilisations dans la description imprécise d'un certain fait ou situation, un phénomène ou grandeur physique sont appelées expressions relatives ou floues. Nous citerons à titre d'exemple les termes suivants : grand, petit, positif, négatif, nul, … etc. Cette diversité de classes d'expressions floues appelées ensembles flous sont regroupées sous l'appellation de variables linguistiques.

Le traitement numérique de ces variables linguistiques normalisées sur un intervalle bien déterminé appelé univers de discours est soumis à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenances mettant en évidence le degré de vérification de ces variables linguistiques par rapport aux différents sous-ensembles flous de la même classe.

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

$$\begin{cases} X \to [0,1] \\ x \to \mu_A(x) \end{cases} \tag{2.12}$$

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

$$\text{Si X est fini} : \begin{cases} A = \sum_{x \in X} \mu_A(x) \big/ x = \mu_A(x_1) \big/ x_1 + \mu_A(x_2) \big/ x_2 + \ldots \end{cases} \tag{2.13}$$

$$\text{Si X est infini} : \begin{cases} A = \int_X \mu_A(x) \big/ x \end{cases}$$

Dans les deux expressions précédentes données par l'équation (2.13), le signe intégral et sommation ne désignent pas une intégration ou une addition arithmétique, respectivement, mais une collection de tous les points x appartenant à X avec leur fonction d'appartenance $\mu_A(x)$.

b) Fonctions d'appartenances :

Les allures des fonctions d'appartenances les plus fréquemment utilisées sont de formes triangulaires, trapézoïdales ou gaussiennes. Par leur simplicité, les deux formes triangulaires et trapézoïdales formées par des tronçons de droites sont souvent utilisées dont les descriptions mathématiques sont donnés ci-dessous. L'allure complète est définie par trois points (A, B et C) pour la forme triangulaire et quatre points (A', B', C' et D') pour la forme trapézoïdale comme indiqué sur la figure 2.19.

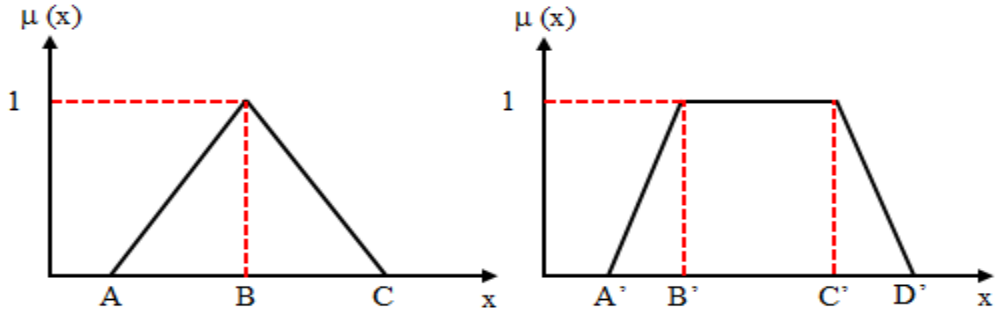


Figure 2.19: Formes des fonctions d'appartenance fréquemment utilisées

Le degré d'appartenance lié à chacune des formes précitées, est donné par les deux relations suivantes :

Pour la forme triangulaire :

$$\mu(x) = \begin{cases} \dfrac{x-A}{B-A} \, si \; x \in [A,B] \\ \dfrac{C-x}{C-B} \, si \; x \in [B,C] \\ 0 \; si \; x \; est \; ailleur \end{cases} \tag{2.14}$$

Pour la forme trapézoïdale :

$$\mu(x) = \begin{cases} \dfrac{x - A'}{B' - A'} \, si \; x \in [A', B'] \\ 1 \, si \; x \in [B, C] \\ \dfrac{D' - x}{D' - C'} \, si \; x \in [C', D'] \\ 0 \, si \; x \; est \; ailleur \end{cases} \tag{2.15}$$

Il est donc possible d'associer aux variables linguistiques des coefficients d'appartenance à des sous-ensembles flous qui prennent des valeurs dans l'intervalle [0,1] et quantifient l'incertitude sur la variable. Pour un évènement certain de la variable, le coefficient d'appartenance au sous ensemble flou est égal à 1, alors que pour une valeur inférieure à 1, l'évènement est incertain (présence d'incertitude). Enfin, pour une valeur nulle du coefficient d'appartenance la possibilité d'appartenance au sous ensemble flou sélectionné de la variable est complètement rejetée.

L'univers de discours d'une variable donnée, ou encore son domaine de variation est divisé en plusieurs sous-ensembles par l'intermédiaire de fonctions d'appartenance (FA) tel que représenté par la figure 2.20.

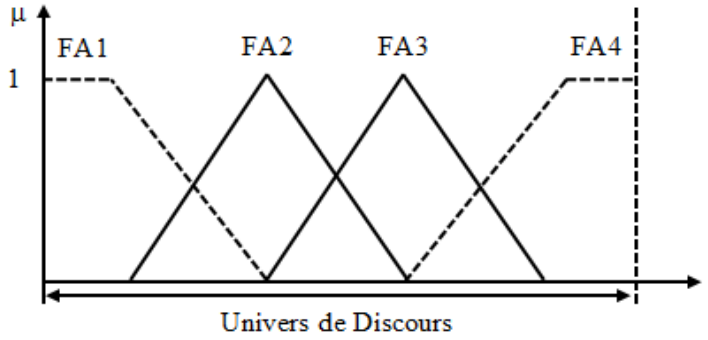


Figure 2.20: Répartition et chevauchement des fonctions d'appartenance

Pour chaque valeur de la variable considérée, les degrés d'appartenance à chacun des sous-ensembles flous seront déterminés. Il est à signaler qu'il y a la possibilité de chevauchement des fonctions d'appartenances par un passage non brutal, mais progressif d'une fonction d'appartenance à l'autre. Cette caractéristique présente un intérêt majeur pour la stabilité des systèmes commandés à base de la logique floue.

La problématique de la commande à base de la logique floue réside dans le choix du nombre et le type de sous-ensembles flous pour chacune des variables.

c) Opérateurs sur les sous-ensembles flous :

De la même manière pour la théorie des ensembles classiques, on définit pour la théorie de la logique floue, les opérateurs d'union, d'intersection et de compléments.

Soient A et B, deux sous-ensembles flous de X. Ces deux sous-ensembles sont égaux, si en tout point x de X:

$$\forall x \in X, \mu_A(x) = \mu_B(x) \tag{2.16}$$

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

$$\forall x \in X, \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \tag{2.17}$$

Les opérateurs min et max ont été proposés par Lotfi A. Zadeh en 1965 pour l'intersection et l'union respectivement.

A et B deux sous-ensembles flous, leur union se traduit comme suit :

$$\forall x \in X, \mu_{A \cup B}(x) = \max\left(\mu_A(x), \mu_B(x)\right) \tag{2.18}$$

De même l'intersection est représentée par l'expression suivante :

$$\forall x \in X, \mu_{A \cap B}(x) = \min\left(\mu_A(x), \mu_B(x)\right) \tag{2.19}$$

De la même façon que pour la théorie classique des ensembles, les opérateurs de la logique floue disposent également des mêmes propriétés à savoir :

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

$A \cap B = B \cap A,\ A \cup B = B \cup A \rightarrow$ *Commutativité*

$A \cap (B \cap C) = (A \cap B) \cap C,\ A \cup (B \cup C) = (A \cup B) \cup C \rightarrow$ *Associativité*

$A \cap (B \cup C) = (A \cap B) \cup (A \cap C),\ A \cup (B \cap C) = (A \cup B) \cap (A \cup C) \rightarrow$ *Distributivité*

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

$$\forall x \in X, \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \tag{2.20}$$

Le complément pour la logique floue ne vérifie pas la propriété du tiers exclus ($A \cap \bar{A} = \emptyset$), ni la propriété de la non contradiction ($A \cup \bar{A} = X$) contrairement à la théorie classique des sous-ensembles. Les représentations graphiques pour opérations min et max sont illustrées en figure 2.21.

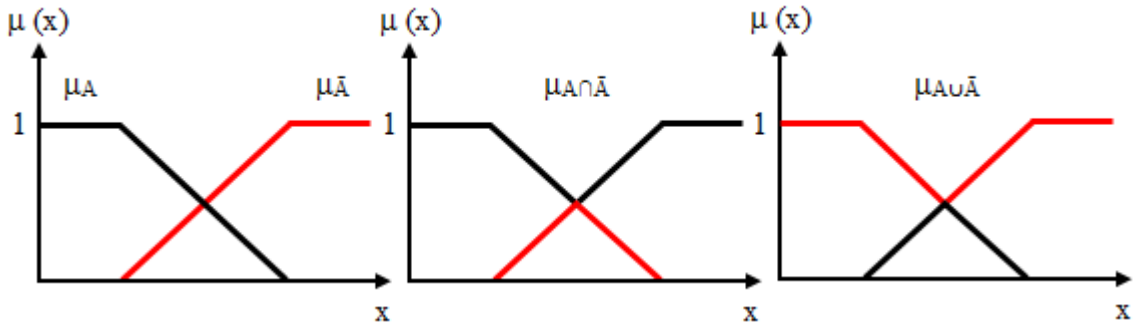


Figure 2.21: Complément, intersection et union floue

Il est important de souligner que le choix des opérateurs pour l'intersection, l'union et le complément n'est pas unique. L'utilisation des opérateurs min, max et complément à ''1'' permettent de vérifier les propriétés issues de la théorie des ensembles classiques. Pour ces raisons deux familles d'opérateurs connues par les normes triangulaires (T-norme, notée T) et les conormes triangulaires (T-conorme, notée $\perp$) composent respectivement les opérateurs pour l'intersection et l'union.

Une norme triangulaire (T-norme) est une fonction [0,1] × [0,1] → [0,1] qui vérifie ∀ a, b, c, d ∈ [0,1] :

$T(a,b) = T(b,a) \rightarrow Commutativité$

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

$T(a,b) \leq T(c,d)\ Si : a \leq c\ et\ b \leq d \rightarrow Monotonie$

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

Une conorme triangulaire (T-conorme) doit également vérifier :

$\perp (a,b) = \perp (b,a) \rightarrow Commutativité$

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

$\perp (a,b) \leq \perp (c,d)\ Si : a \leq c\ et\ b \leq d \rightarrow Monotonie$

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

d) Raisonnement en logique floue :

Une fois les notions de base sur la logique floue et les différentes opérations sur les sous-ensembles flous ont été traitées précédemment, la suite de cet exposé présentera les principes de raisonnement pour cette technique pour constituer une commande floue. Le principe de raisonnement est basé sur une proposition et une implication sous la forme : "**Si :** x est A, **Alors :** y est B", avec : x est une variable de X et A est un sous-ensemble flou de X auquel est associé une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$.

Une règle floue s'exprime par une implication du type "**Si** … **Alors**" où les prémisses et les conclusions sont formées par des propositions floues. A partir de règles floues, les méthodes de déduction ou (inférence) habituellement utilisées sont décrits.

Proposition floue :

La proposition floue est représentée par une simple expression :

P : "x est A" (2.21)

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

Une proposition floue P, constituée par l'intersection de deux propositions floues élémentaires s'exprime ainsi :

P: "x_1 est A_1 **et** x_2 est A_2" (2.22)

A_1 est définit sur l'univers de discours de la variable X_1.

A_2 est définit sur l'univers de discours de la variable X_2.

La proposition floue P, constituée par l'union de deux propositions floues élémentaires est définit de la même manière :

P: x_1 est A_1 **ou** x_2 est A_2" (2.23)

Les opérateurs pour l'intersection et l'union sont respectivement T-norme et T-conorme tel qu'il a été décrit précédemment. Ainsi, la proposition (2.22) qui a pour fonction d'appartenance $\mu_P(x_1, x_2)$ prendra la forme suivante :

$$\mu_P(x_1,x_2) = T(\mu_{A1}(x_1), \mu_{A2}(x_2)) \quad (2.24)$$

De la même façon, la proposition (2.23) peut être transformée par T-conorme comme suit :

$$\mu_p(x_1, x_2) = \perp(\mu_{A1}(x_1), \mu_{A2}(x_2)) \tag{2.25}$$

Implications floues :

L'implication floue est représentée une règle floue de la forme :

"**Si :** x est A, **Alors :** y est B" (2.26)

Prémisse Conclusion

Où x : est défini sur un univers X et y : est défini sur un univers Y.

La valeur de vérité de cette implication est déterminée par une relation floue entre X et Y ayant pour fonction d'appartenance $\mu_R(x, y)$ donnée par l'équation (2.27) :

$$\mu_R(x, y) = I(\mu_A(x), \mu_B(y)) \tag{2.27}$$

Si on considère une règle de type :

"**Si :** x_1 est A_1 **et** x_2 est A_2, **Alors :** y est B" (2.28)

Prémisse Conclusion

L'implication de cette règle floue ayant pour fonction d'appartenance $\mu_R(x_1, x_2, y)$ est obtenue comme suit :

$$\mu_R(x_1, x_2, y) = I(T(\mu_{A1}(x_1), \mu_{A2}(x_2)), \mu_B(y)) \tag{2.29}$$

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

De même que pour l'intersection, l'union et le complément, l'implication de la logique floue ne dispose pas des mêmes propriétés que celle de la logique classique.

e) Inférences floues :

A partir d'une règle floue du type "**Si :** …**, Alors** …" on peut effectuer une déduction appelée inférence est connu également en logique classique sous le nom modus ponens et modus tollens selon le mode de déduction. Nous ne traitons que la proposition de la généralisation de modus ponens par L. A. Zadeh qui a été utilisée en commande floue.

Fréquemment, le contrôle flou s'articule sur des regèles floues de type : "**Si :** x_1 est A_1 **et** x_2 est A_2, **Alors :** y est B".

Pour un cas d'asservissement, l'écart entre la grandeur désirée et la grandeur mesurée est représenté par x_1. De même, la variation de cet écart est donnée par x_2. La déduction basée sur ces deux variables peut s'écrire comme suit :

$$\mu_{B'}(y) = \sup_{(x_1, x_2) \in X_1 . X_2} \min(\mu_{A1'}(x_1), \mu_{A2'}(x_2), \mu_R(x_1, x_2, y)) \tag{2.30}$$

Où :

$$\mu_R(x_1, x_2, y) = \min(\mu_{A1}(x_1), \mu_{A2}(x_2), \mu_B(y))$$

Pour un cas d'une commande floue, l'observation provenant capteurs ou estimateurs, à titre d'exemple, présente des valeurs déterminées relatifs à des singletons pour $\mu_{A1'}$ et $\mu_{A2'}$ localisées en (x_{10}, x_{20}). L'équation (2.30) sera transformée donc en :

$$\mu_{B'}(y) = \min(\mu_{A1}(x_{10}), \mu_{A2}(x_{20}), \mu_B(y)) \tag{2.31}$$

Cette relation (4.31) peut être donnée sous forme simplifiée si pour les sous-ensembles B, on prend un singleton $\{y_0\}$ avec $\mu_B(y_0) = 1$ si $y = y_0$. Nous avons alors :

$$\mu_{B'}(y) = \min(\mu_{A1}(x_{10}), \mu_{A2}(x_{20})), si: y = y_0 \quad (2.32)$$
$$\mu_{B'}(y) = 0 \quad , si: y \neq y_0$$

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

Etant donné une base de règles, chacune des règles offre une action pour la variable de commande dans le cas de la commande floue. Avant de prendre la décision, il impératif d'établir une synthes de toutes ces règles.

Soit r_k, la $k^{iéme}$ règle d'une base de N_r règles est définie selon l'expression suivante :

r_k : **Si :** x_1 est A_{1K} **et** x_2 est A_{2K}, **Alors :** y est B_K (2.33)

L'influence de chaque règle est caractérisée par une inference et donne un sous-ensemble flou $B_{k'}$ présentant une fonction d'appartenance $\mu_{Bk'}(y)$. Afin d'effectuer l'agrégation des résultats, la commande floue emploie une T-conorme pour avoir une décision qui tient compte de toutes les règles. Le résultat de l'agrégation des règles est expprimé par la fonction d'appartenance $\mu_{Bk'}$ selon l'équation (2.34) :

$$\mu_{B'} = \max_{K=1\ldots N_r} \mu_{BK'}(y) \quad (2.34)$$

2.6.2.3 Structure d'un système de commande floue

Le système de commande floue est généralement scindé en trois étapes successives de calculs tel que présenté par la figure 2. 22.

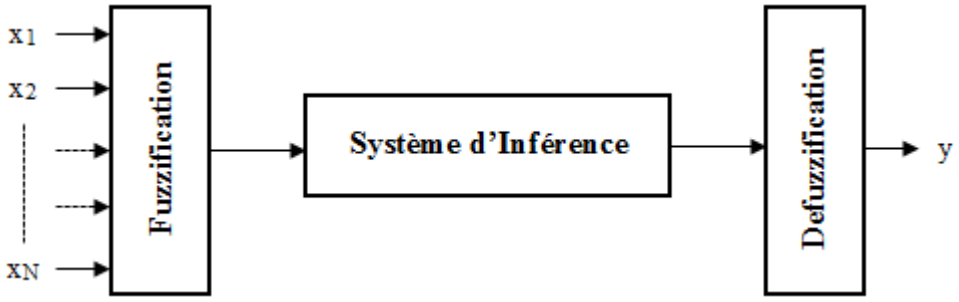


Figure 2.22: Phases essentielles de calcul pour un contrôleur flou

Chacune de ces trois étapes est décrite comme suit :

2.6.2.3.1 Fuzzification

La fuzzification consiste à transformer les grandeurs mesurées en grandeurs floues dans le but d'obtenir une mesure précise du degré d'appartenance de la variable réelle à chaque sous-ensemble flou. En effet, si on prend l'exemple de la projection d'une variable x définie sur X, pour laquelle trois sous ensembles sont associés où les fonctions d'appartenance $\mu_{A1}(x)$, $\mu_{A2}(x)$ et $\mu_{A3}(x)$ sont définies sur X comme illustrée par la figure 2.23.

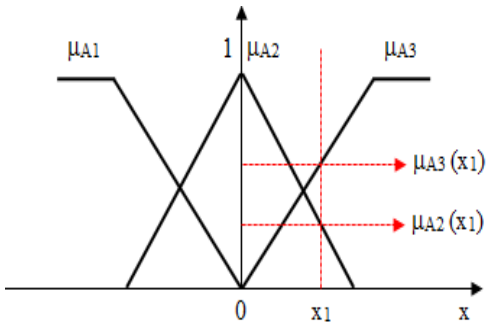


Figure 2.23: Évaluation du degré d'appartenance pour une variable d'entrée x

Si on prend le cas d'une valeur $x=x_1$, la fuzzification permet de donner à ce point un degré d'appartenance à chaque sous ensemble flou à travers l'évaluation de la valeur des fonctions d'appartenance pour le point x_1.

2.6.2.3.2 Inférence et base de règles :

La base de règles permet le passage des degrés d'appartenance des grandeurs d'entrée aux degrés d'appartenance aux sous-ensembles flous de la grandeur de commande. Le mécanisme d'inférence intervient dans le calcul des degrés d'appartenance aux sous-ensembles flous relatifs à la commande du système suite à une conclusion établie à partir des entrées et des règles actives.

2.6.2.3.3 Defuzzification

Les résultats de l'agrégation des règles d'inférence étant connus sous la forme d'une fonction d'appartenance $\mu_{B'}(x)$ où cette quantité n'est pas une grandeur réelle (correspond à un sous ensemble flou), il est donc nécessaire de la transformer en une valeur réelle par l'intermédiaire de la defuzzification. Cette defuzzification peut être concrétisée avec plusieurs méthodes, nous citerons les deux méthodes les plus utilisées.

1- Méthode du centre de gravité

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

$$u = \frac{\int_Y \mu_{B'}(y) y dy}{\int_Y \mu_{B'}(y) dy} \tag{2.35}$$

Dans le cas d'un univers discret, l'équation (2.35) s'écrit comme suit:

$$u = \frac{\sum_{q=1}^{Nq} \mu_{B'}(y_q) y_q}{\sum_{q=1}^{Nq} \mu_{B'}(y_q)} \tag{2.36}$$

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

2- Méthode du maximum

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

$$u = \max_{y \in Y} \mu_{B'}(y) = hgt(B') \tag{2.37}$$

Les deux types de contrôleurs flous utilisés pour la commande, sont ceux de Mamdani et de Sugeno qui seront traités comme suit :

a- Contrôleur de Mamdani

Présenté dans une application floue, ce genre de controleur est de forme générale pour Nx entrées :

r_k : **Si :** x_1 est A_{1K} **et** … **et** x_{Nx} **est** A_{Nx}, **Alors :** y est B_K (2.38)

La commande floue de ce genre de contrôleur a comme variables d'entrées l'erreur Ɛ résultant de l'écart entre la variable contrôlée et sa référence, ainsi que sa variation ΔƐ. L'opérateur "min" est utilisé pour le "et" et l'implication, D'un autre côté, l'opérateur "max" sert pour l'agrégation des règles. Par conséquent, le type d'inférence obtenu est connu sous l'appellation "min-max". Le synoptique du contrôleur de Mamdani est donné par la figure (2. 24).

b- Contrôleur de Sugeno :

Le contrôle de Sugeno construit lui aussi à partir de base de règles dont les conclusions sont de nature numérique, pouvant être de différentes formes (équations linéaires ou polynomiales).

Pour une règle K, dans le cas linéaire et avec N_k entrées :

$$r_K : Si : x_1 \ est \ A_{1K} \ et \ ... \ et \ x_{Nk} \ est \ A_{Nk}, \ Alors : y = b_{ok} + \sum_{i=1}^{Nk} b_{ik} \ x_i \tag{2.39}$$

La simplification de ce genre de contrôleur est possible si $b_{ik} = 0$ ce qui nous permet d'avoir une valeur numérique constante qui correspond à un singleton qui se positionne en $\{b_{ok}\}$.

Par l'application de la defuzzification à ce type de contrôleur, la variable de sortie u est la suivante :

$$u = \frac{\sum_{k=1}^{Nr} \beta_k \left(b_{ok} + \sum_{i=1}^{Nk} b_{ik} \ x_i \right)}{\sum_{k=1}^{Nr} \beta_k} \tag{2.40}$$

Nous donnerons en figure 2.25 le synoptique du contrôleur de Sugeno.

2.6.2.4 Structure du contrôleur à hystérésis flou développé

La structure de contrôle à base d'hystérésis flou du courant absorbé par le correcteur du facteur de puissance est illustrée par la figure suivante 2.26.

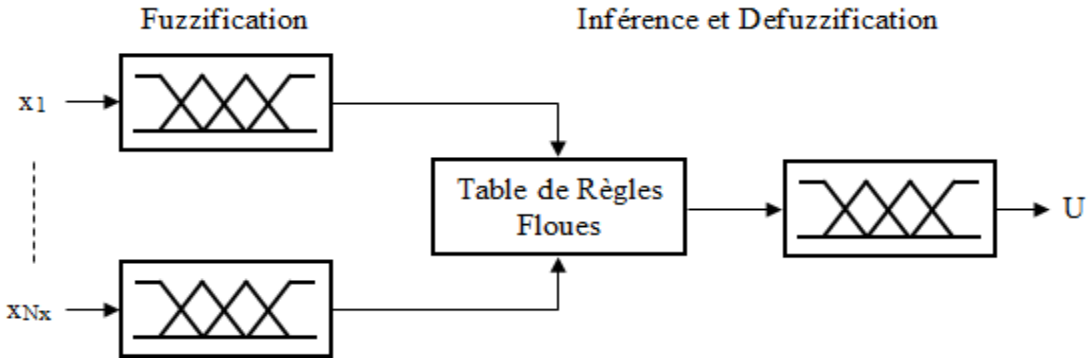


Figure 2.24: Contrôleur de Mamdani

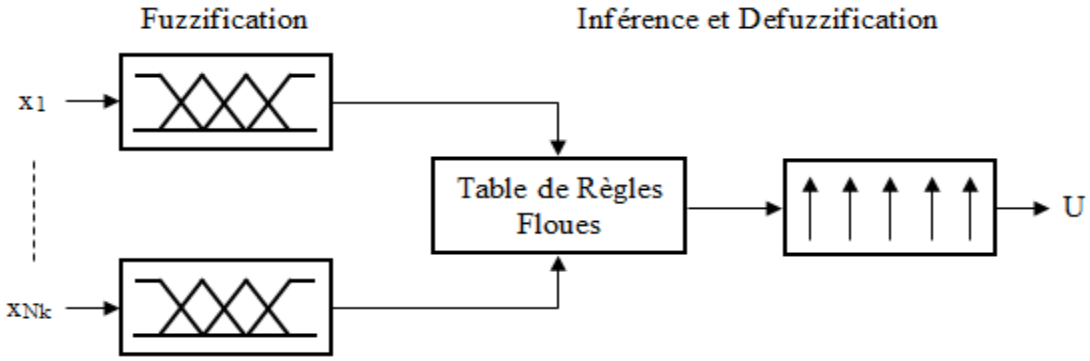


Figure 2.25: Contrôleur de Sugeno

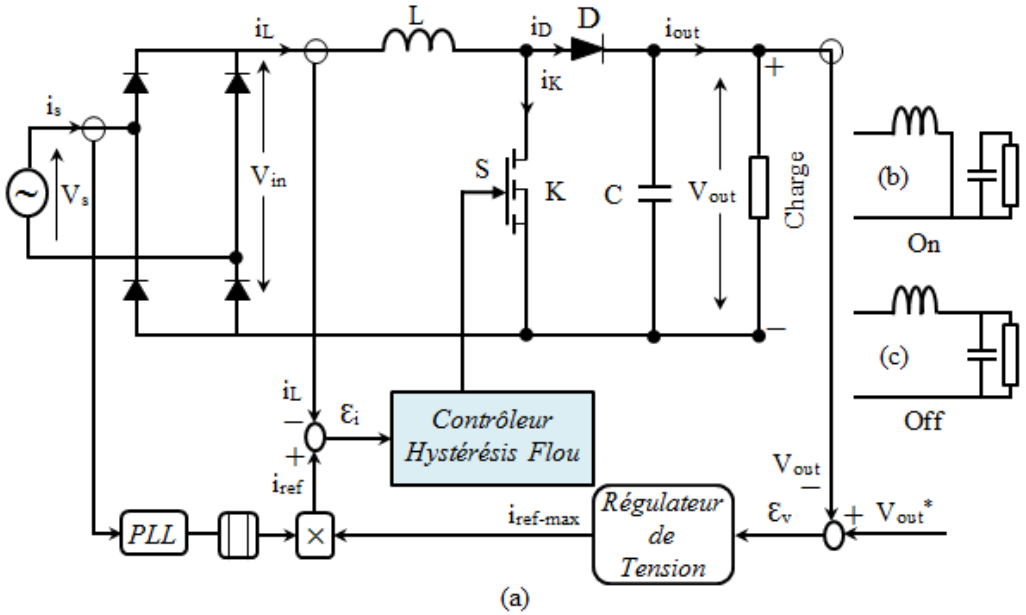


Figure 2.26: Schéma de commande par hystérésis flou du courant absorbé par le PFC

Un contrôleur de type hystérésis flou a été développé et utilisé pour assurer le contrôle du courant et commander l'interrupteur du PFC par une délivrance d'actions de contrôle en sa sortie qui consiste en deux valeurs numériques 0 et 1.

La structure de ce contrôle est caractérisée par deux entrées et une seule sortie. La première entrée représente l'écart entre le courant de référence (résultant du produit des deux sorties du régulateur du bus continu et du module PLL) et le courant redressé traversant l'inductance L comme donné par l'équation (2.41). La deuxième entrée quant à elle est définit comme étant la variation de l'erreur précitée (DƐ).

$$\varepsilon_i(k) = i_{ref}(k) - i_L(k) \tag{2.41}$$

La sortie du contrôleur à hystérésis flou permet de gérer l'ouverture et la fermeture du commutateur du hacheur élévateur constituant le PFC grâce à ses deux lois de commande.

Le contrôleur développé est de type Mamdani nécessitant trois phases pour sa mise en fonctionnement. A travers la première phase qui consiste en la fuzzification, les sous-ensembles flous des deux variables d'entrées et leurs fonctions d'appartenance sont choisis et définis par des variables linguistiques Négative (N), Zéro (Z) et Positive (P) pour l'erreur et sa dérivée d'une part et Zéro (Z) et Un (U) et pour la variable de sortie d'autre part. Les fonctions d'appartenance choisies y afférent aux variables d'entrées sont de forme triangulaires et trapézoïdales de forme très étroite pour la variable de sortie comme montrées à la figure 2.27. Le choix des deux formes de la fonction d'appartenance adopté est motivé par leur simplicité d'utilisation.

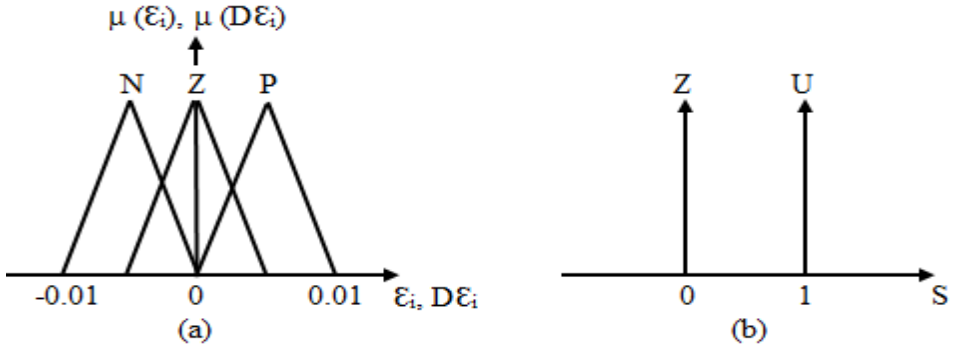


Figure 2.27: Représentation des fonctions d'appartenance pour : (a) les deux entrées et (b) la sortie du contrôleur flou

Les règles floues relient le signal de sortie du contrôleur flou aux signaux d'entrées par des conditions linguistiques fondées sur l'expérience ou le savoir-faire de l'opérateur humain. Dans notre cas, neuf (3×3) règles ont été employées dans la conception du contrôleur développé comme indiqué dans le tableau 2.6. La synthèse de toutes ces règles est établie par l'étape de l'agrégation qui se traduit par l'opérateur "max".

Tableau 2.4: Règles floues du contrôleur développé

	ε_i	**N**	**Z**	**P**
DƐi	**N**	Z	Z	U
	Z	Z	Z	U
	P	Z	Z	U

N (Négatif), **Z** (Zéro), **P**(Positif) et **U** (Un).

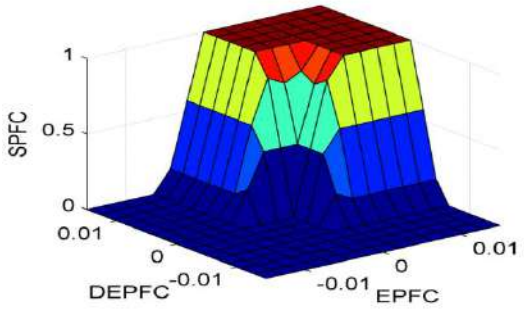


Figure 2.28: Combinaison du système (entrées/sortie) pour le contrôleur flou proposé

S'agissant de la defuzzification, la méthode appliquée est celle du centre de gravité. La combinaison reliant les entrées et la sortie entre elles pour le contrôleur flou est montrée en figure 2 .28.

2.6.2.5 Résultats de simulation et de validation en temps réel pour la commande à hystérésis flou

Le contrôle proposé a été simulé sous l'environnement MATLAB/Simulink et validé pratiquement avec succès via une carte d'implémentation de type dSPACE 1104. L'ensemble des résultats relatifs à la simulation et à la validation expérimentale sont donnés comme suit :

1/ Résultats de simulation :

Les résultats de simulation obtenus pour la commande à hystérésis flou sous une tension de référence de 150V sont représentés en figures 2.29 et 2.30. Il est tout à fait clair que la tension redressée suit sa référence correctement. De même, le courant de ligne redressé et son courant de référence sont parfaitement confondus par le fait de l'intervention du contrôleur à hystérésis flou. Concernant la figure 2.30, om peut remarquer aisément que le courant de source et sa tension correspondante sont en phase. D'autre part, un THD de valeur 2.96% est enregistrée pour le courant d'entrée.

2/ Résultats pratiques

A travers la figure 2.31, nous pouvons remarquer une allure de forme sinusoïdale pour le courant de réseau, ce même courant est en déphasage nul avec la tension de source. En outre, sur cette même figure on voit clairement que le courant circulant dans l'inductance est au voisinage de sa référence, ce qui nous permet de confirmer que le contrôleur proposé fonctionne parfaitement sur le plan expérimental.

Deux tests de robustesse concernant les variations de la charge et de la référence de la tension de sortie ont été exécutés en temps réel comme l'indique la figure 2.32. Les réponses obtenues vis-à-vis de ces deux opérations ont révélé des résultats satisfaisants au profit de la tension de sortie et du courant d'entrée.

Pour une meilleure illustration des réponses relatives aux deux tests de robustesse pour la tension de sortie, les caractéristiques descriptives y afférentes sont portées sur le tableau 2.5.

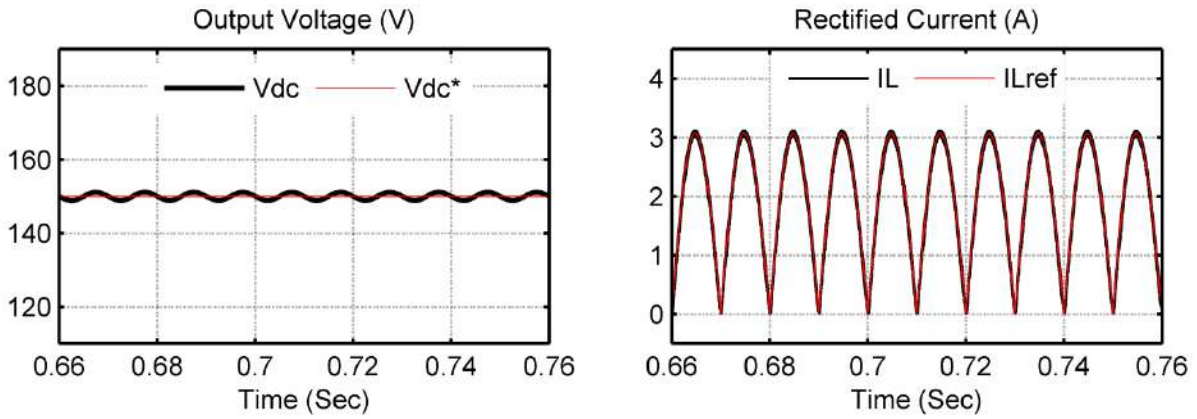


Figure 2.29: Résultats de simulation relatifs au contrôle par hystérésis flou de la tension et du courant redressé ainsi que leurs références.

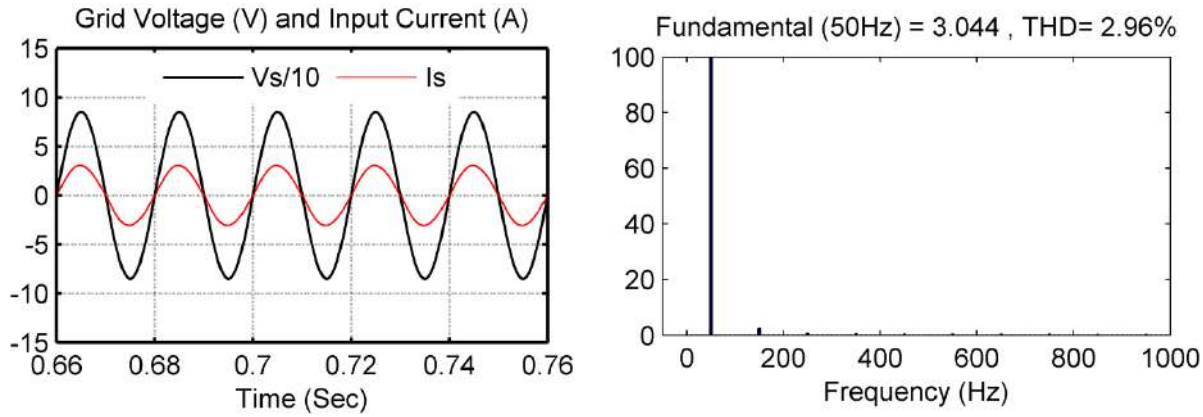


Figure 2.30: Résultats de simulation relatifs au contrôle par hystérésis flou de la tension et du courant de source ainsi que le spectre du courant d'entrée

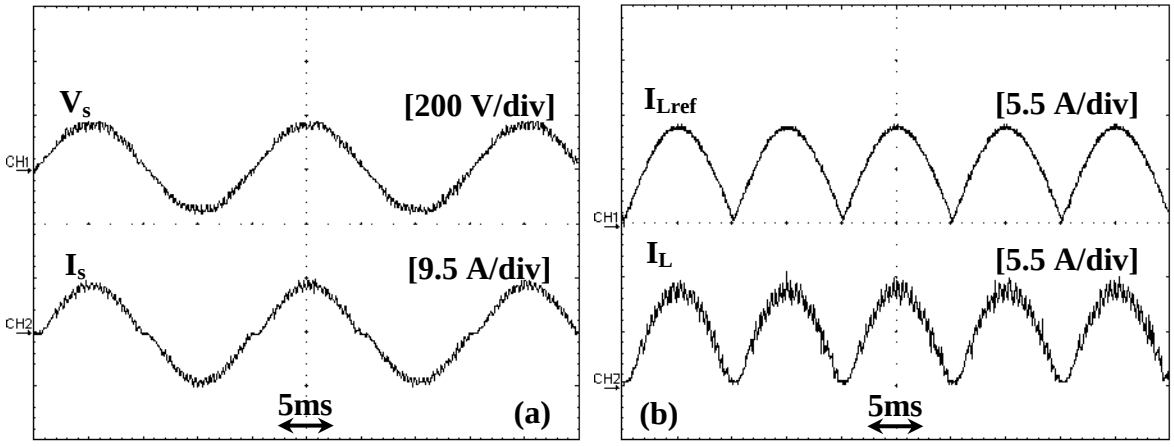


Figure 2.31: Résultats expérimentaux relatifs au contrôle par hystérésis flou pour: (a) La tension et le courant de source ; (b) Le courant redressé avec sa référence.

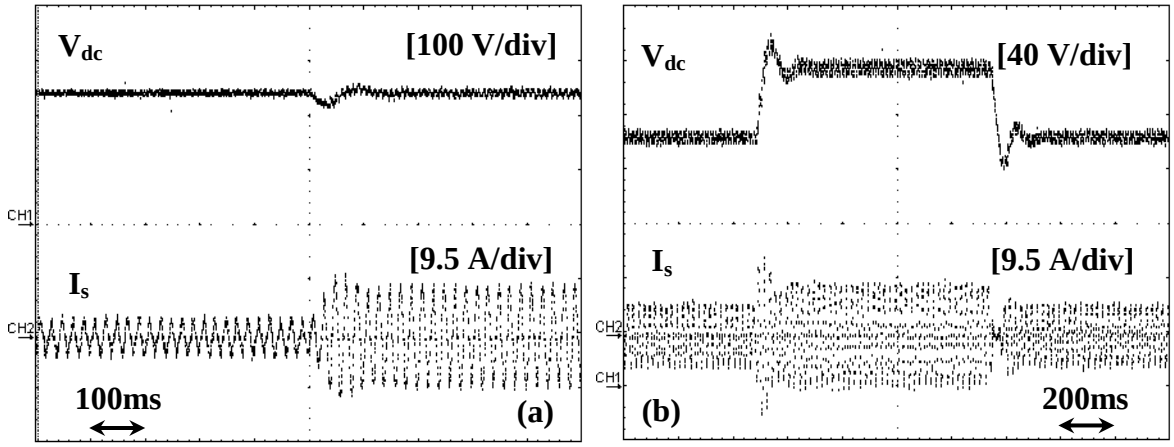


Figure 2.32: Résultats expérimentaux relatifs au contrôle par hystérésis flou pour: (a) Une variation de charge : allure de la tension redressée et du courant de source ; (b) Une variation de référence du bus continu : allure de la tension redressée et du courant de source.

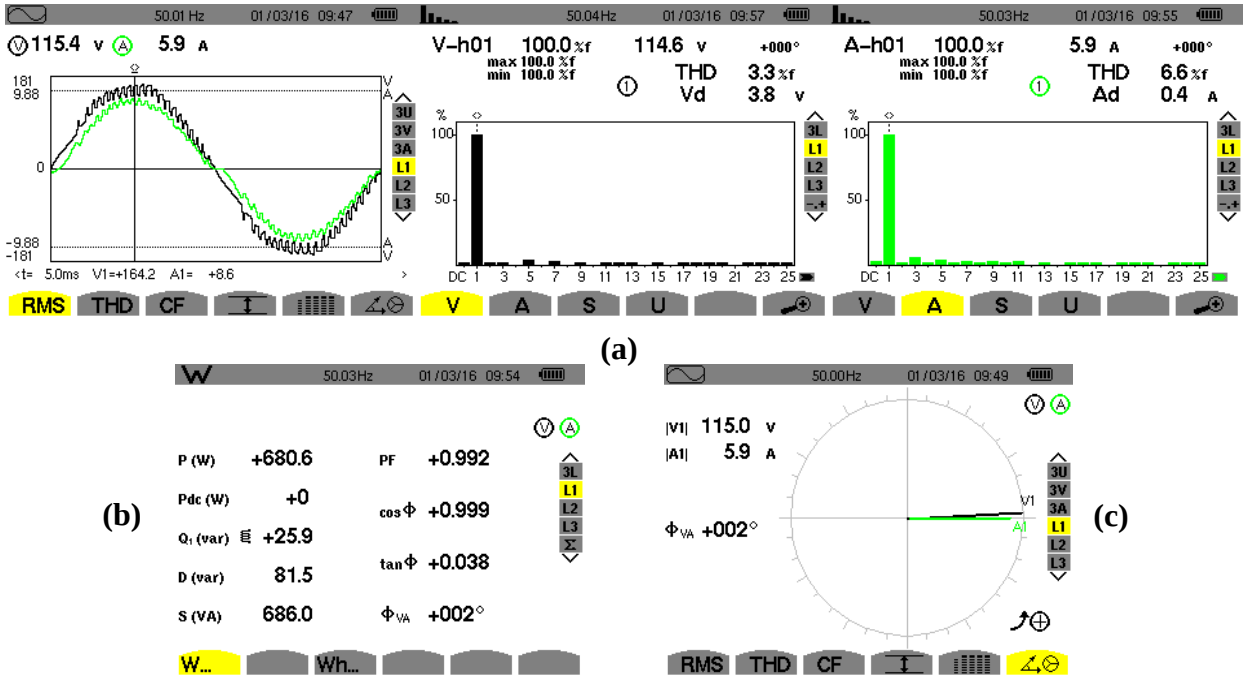


Figure 2.33: Résultats d'analyse de la qualité d'énergie relatifs au contrôle par hystérésis flou: (a) La forme d'onde de la tension et celle du courant de source avec les spectres y afférents ; (b) Le bilan des puissances ; (c) Le diagramme vectoriel de la tension et du courant de source.

Tableau 2.5: Caractéristiques descriptives des deux tests de robustesse pour le contrôle à hystérésis flou

	ΔV (V)	Δt (Sec)
Test 1 : Variation de la charge	26	0.16
Test 2 : Augmentation de la référence du bus continu (de 180 V à 230 V)	24	0.20
Test 2 : Diminution de la référence du bus continu (de 230 V à 180 V)	24	0.20

A partir de ces résultats, il est à remarquer que les réponses obtenues par ces deux tests de robustesse dans le cas de la commande à hystérésis flou sont similaires à celles données par la commande en courant par hystérésis classique du PFC, cela est dû à l'emploi du même régulateur de tension du bus continu (régulateur PI) pour les deux commandes précitées.

S'appuyant sur l'analyseur de la qualité d'énergie qui a affiché les valeurs de 3.3% pour le THD de la tension de réseau et 6.6% pour le THD du courant de source comme illustrées par la figure 2.33. Cette même figure, moyennant le diagramme de Fresnel, montre le déphasage entre le courant et la tension de source d'une valeur de 02°. En outre, elle met également en évidence la valeur du facteur de puissance du réseau qui est de 0.992.

2.6.3 Commande prédictive de courant

Le contrôle prédictif est l'une des techniques avancées. Basé sur des concepts très simples et intuitifs, son application est très récente dans la commande des convertisseurs statiques. La caractéristique principale de cette technique réside dans l'utilisation d'un modèle de système permettant de prédire le comportement futur des grandeurs de régulation. Cette information servira le contrôleur pour avoir l'actionnement optimal selon un critère d'optimisation prédéfini [47,48]. Les premières apparitions de cette commande ont trouvé leurs applications dans le domaine de l'électronique de puissance à partir de 1980 [47,48]. Actuellement, cette méthode avancée fait l'objet de recherches continues dûes aux avantages offerts par celle-ci comme son application à une grande variété de systèmes, le traitement simple des contraintes et la facilité de mise en œuvre du contrôleur résultant. Cependant, cette commande présente certains inconvénients qui peuvent être cités tels que : l'exigence de beaucoup de calculs comparativement aux contrôleurs classiques ainsi que la nécessité d'un algorithme d'adaptation ou d'estimation pour s'assurer de la qualité de la commande résultant si les paramètres du système varient dans le temps [47].

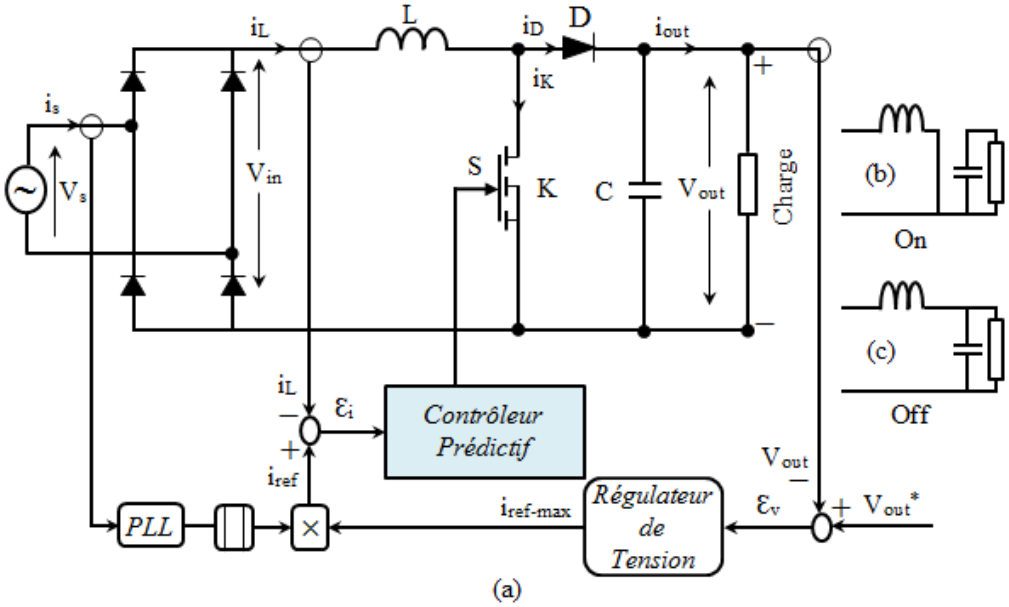


Figure 2.34: Contrôle du PFC à base de la technique prédictive

Dans notre présent travail, la technique prédictive a été appliquée pour assurer la commande de l'interrupteur de notre hacheur élévateur. Le schéma bloc du PFC articulé sur l'algorithme prédictif de contrôle est représenté par la figure 2.34.

Le hacheur élévateur opère sous les deux hypothèses suivantes :

1/ Un fonctionnement en mode de conduction continue.

2/ Une fréquence de commutation beaucoup plus élevée par rapport à la fréquence de ligne.

Deux modes de fonctionnement liés à notre interrupteur décrivent son ouverture ou sa fermeture comme indiqué sur la figure 2.34.(b et c).

Selon l'état de commutateur (ouvert ou fermé) nous pouvons définir les équations relatives au courant circulant dans l'inductance comme suit [49,50]:

- Si le commutateur est fermé (état On) :

$$L\frac{di_L}{dt} = V_{in}(t) \;\; for \; t(k) \le t < t(k) + d(k)\cdot T_s \tag{2.42}$$

- Si le commutateur est ouvert (état Off) :

$$L\frac{di_L}{dt} = V_{in}(t) - V_{out}(t) \; for \; t(k) + d(k)\cdot T_s \le t < t(k+1) \tag{2.43}$$

Où : V_{in} (t) et V_{out} (t) représentent respectivement la tension d'entrée et de sortie ; t (k) et t (k+1) représentent respectivement le début de l'instant k^{ième} et l'instant (k+1)^{ième} du cycle de commutation ; d(k) est le rapport cyclique dans le cycle de commutation et T_s est la période de commutation.

Conformément à la deuxième hypothèse régissant le mode de fonctionnement du convertisseur Boost, les deux équations différentielles se présentent comme suit :

$$L\frac{i_L(t(k)+d(k)\cdot T_s) - i_L(t(k))}{d(k)\cdot T_s} = V_{in}(t(k)) \tag{2.44}$$

$$L\frac{i_L(t(k+1)) - i_L(t(k)+d(k)\cdot T_s)}{[1-d(k)]\cdot T_s} = V_{in}(t(k)) - V_{out}(t(k)) \tag{2.45}$$

Où : i_L [t (k)] et i_L [t (k+1)] sont le courant de l'inductance L au début de l'instant k^{ième} et à l'instant (k+1)^{ième} du cycle de commutation respectivement.

L'évolution du courant circulant dans l'inductance L durant un cycle de commutation à partir du début de l'instant t (k) jusqu'à l'instant t (k+1) est schématisée par la figure 2. 35 [49].

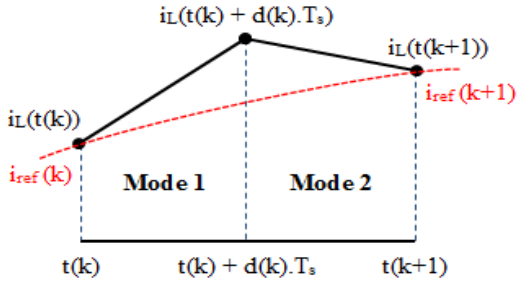


Figure 2.35: Évolution du courant i_L durant un cycle de commutation

Le courant de l'inductance à l'instant [t (k) + d(k).T_s] et à l'instant [t (k+1)] du cycle de commutation peut être déduit respectivement à partir des équations (2.44) et (2.45) présentées en nouvelles équations (2.46) et (2.47) comme suit :

$$i_L(t(k)+d(k)\cdot T_S) = i_L(t(k)) + \frac{1}{L}\cdot V_{in}(t(k))\cdot d(k)\cdot T_S \tag{2.46}$$

$$i_L(t(k+1)) = i_L(t(k)+d(k)\cdot T_S) + \frac{1}{L}\cdot\left[V_{in}(t(k)) - V_{out}(t(k))\right]\cdot(1-d(k))\cdot T_S \tag{2.47}$$

En substituant les équations (2.46) et (2.47), le courant qui parcourt l'inductance au début de l'instant (K+1)^{ième} du cycle de commutation en fonction du courant de l'inductance au début de l'instant K^{ième} du cycle de commutation est définit par l'équation (2.48).

$$i_L(t(k+1)\cdot h) = i_L(t(k)\cdot h) + \frac{1}{L}\cdot V_{in}(t(k)\cdot h)\cdot T_S - \frac{1}{L}\cdot V_{out}(t(k)\cdot h)\cdot(1-d(k))\cdot T_S \tag{2.48}$$

La forme discrète de l'équation (2.48) est exprimée en équation (2.49) sous la forme :

$$i_L(k+1) = i_L(k) + \frac{V_{in}(k)\cdot T_S}{L} - \frac{V_{out}(k)\cdot(1-d(k))\cdot T_S}{L} \tag{2.49}$$

En se référant à l'équation (2.49), le courant de l'inductance L pour le future cycle de commutation est déterminé en fonction du courant de l'inductance pour le cycle de commutation, de la tension d'entrée, de la tension de sortie et du rapport cyclique relatif au présent cycle de commutation. Le rapport cyclique d(k) peut être tiré de l'équation (2.49) pour s'écrire en équation (2.50) sous la forme suivante :

$$d(k) = \frac{L}{T_S}\cdot\frac{i_L(k+1)-i_L(k)}{V_{out}(k)} + \frac{V_{out}(k)-V_{in}(k)}{V_{out}(k)} \tag{2.50}$$

Le calcul du rapport cyclique d(k) pour le cycle de commutation actuel est établi en fonction des paramètres du circuit du convertisseur Boost qui sont les tensions d'entrée et de sortie ainsi que le courant exigé de l'inductance.

Pour étudier le système représenté par un convertisseur AC/DC monophasé équipé d'un PFC, le courant de ligne i_L (k+1) est contraint de suivre sa référence i_{ref} (k+1) de forme sinusoïdale redressée. Par ailleurs, la tension de sortie V_{out} est également dans l'obligation de suivre sa référence.

En substituant dans l'équation (2.50) les grandeurs i_L (k+1) par i_{ref} (k+1) et V_{out} par V_{out}^* on obtient une nouvelle formulation du rapport cyclique donné par l'équation (2.51).

$$d(k) = \frac{L}{T_S}\cdot\left(\frac{i_{ref}(k+1)-i_L(k)}{V_{out}^*(k)}\right) + \frac{V_{out}^*(k)-V_{in}(k)}{V_{out}^*(k)} \tag{2.51}$$

Où le courant de référence i_{ref} est déterminé par l'expression (2.52).

$$i_{ref}(k+1) = K_{PI}\cdot\left|\sin(\omega_{ligne}\cdot t(k+1))\right| \tag{2.52}$$

K_{PI} est la valeur maximale du courant de référence issu de la sortie du régulateur PI classique.

Les étapes successives hiérarchisées constituant l'algorithme prédictif, lui permettent en fin du déroulement de toutes ces phases de délivrer une loi de commande pour l'interrupteur du hacheur élévateur. Il s'agit en l'occurrence de :

1- Identification des paramètres;
2- Mesure de la tension de sortie avec désignation de sa référence dont un régulateur PI conventionnel est employé pour la régulation;
3- Déduction du courant de référence par l'intermédiaire du régulateur PI classique ;
4- Mise en application de la commande prédictive;
5- Vérification de toutes les étapes du cycle pour s'assurer que leurs calculs par la technique prédictive sont achevés;
6- Exploitation de la commande.

Un organigramme décrivant l'ensemble des instructions à suivre par cette commande est illustré comme suit :

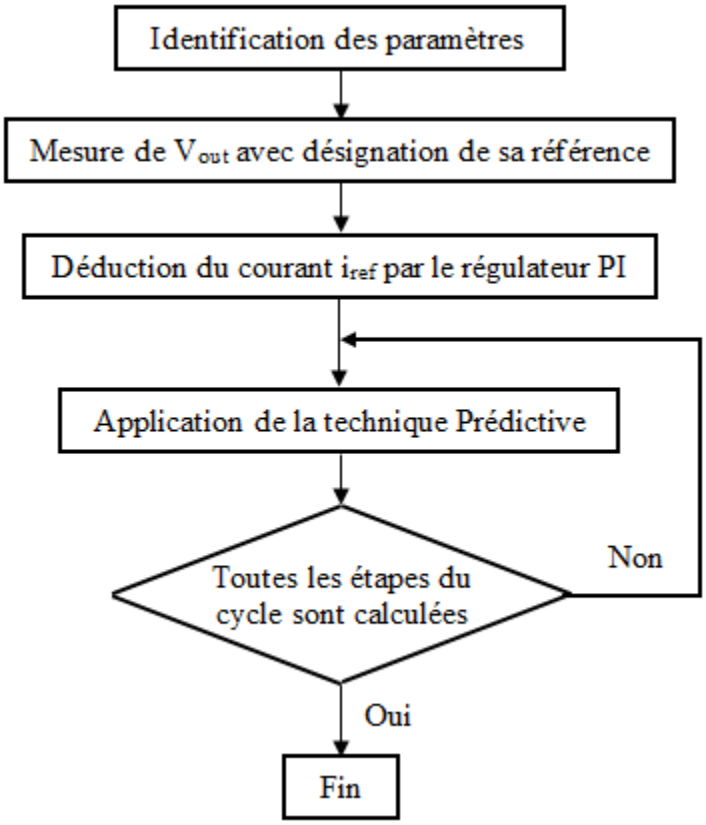


Figure 2.36: Organigramme descriptif de la méthode prédictive

2.6.3.1 Résultats de simulation et de validation en temps réel pour la commande prédictive

L'algorithme prédictif a été simulé par le logiciel MATLAB/Simulink et testé expérimentalement avec succès au moyen d'une carte d'implémentation de type dSPACE 1104. Les résultats donnés par la simulation et la validation pratique sont exprimés comme suit :

1/ Résultats de simulation

Il est facile de remarquer qu'à travers les figures 2.37 et 2.38, la tension redressée est maintenue autour de sa valeur de consigne, le courant de l'inductance est en superposition avec sa référence. Le courant de source présente une allure de forme sinusoïdale dont le THD est de 3.89% et en plus en phase avec la tension qui lui correspond.

2/ Résultats pratiques

Sur le plan pratique, le courant et la tension de source sont en phase. Aussi, le courant parcourant l'inductance ainsi que sa référence sont de forme similaire comme l'indique la figure 2.39. Les deux tests de robustesse pratiqués sur la tension de la sortie sont illustrés par la figure 2.40. Les résultats obtenus pour la tension redressée et le courant de source présentent de bonnes réponses en régime statique et dynamique. Le tableau 2.6 résume les résultats obtenus pour l'ensemble des essais effectués. Ce tableau précité montre que lors la mise en œuvre de la variation de charge, une chute de tension évaluée à 20V apparait puis disparait après un intervalle de temps de l'ordre de 0.10 secondes ce qui prouve que ce résultat est nettement meilleur que celui obtenu à travers les deux techniques étudiées précédemment à base d'hystérésis classique et flou. Le deuxième essai a enregistré un dépassement de 28V lors de l'augmentation et la diminution de la référence du bus continu pour un intervalle de temps de l'ordre de 0.20 secondes puis disparait pour atteindre parfaitement sa référence. Comparativement aux deux techniques proposées (commande par hystérésis classique et par hystérésis flou), nous avons remarqué une hausse de 04V pour la méthode prédictive lors de l'augmentation ou la diminution de la consigne du bus continu.

L'algorithme prédictif nous a offert un courant de réseau en phase avec la tension d'alimentation où un THD évalué à 7.5% correspondant au courant et 4.5% correspondant à la tension comme illustré par la figure 2.41. Le diagramme de Fresnel fait apparaitre un déphasage entre le courant et la tension de grille de 03°. En plus, le bilan de puissance fait ressortir un facteur de puissance du réseau évalué à 0.990.

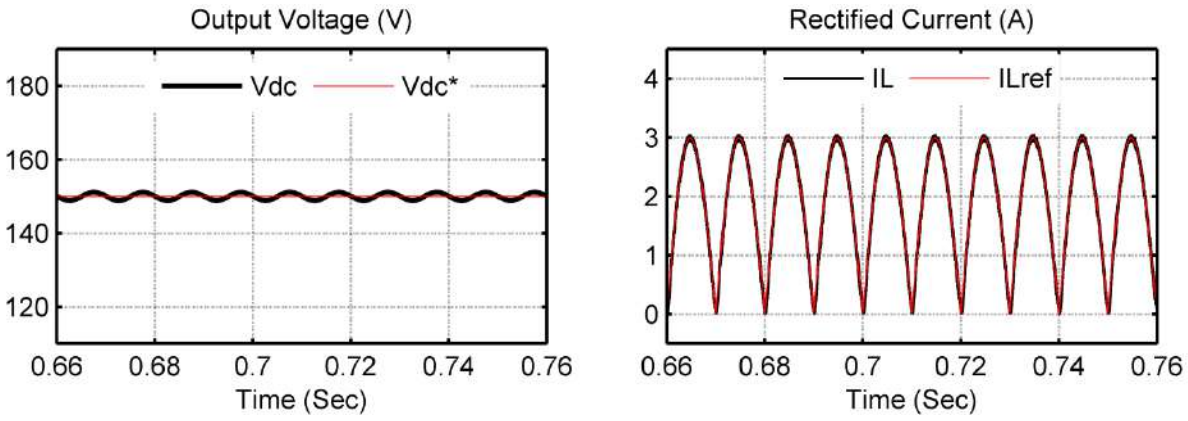


Figure 2.37: Résultats de simulation relatifs au contrôle prédictif de la tension et du courant redressé ainsi que leurs références

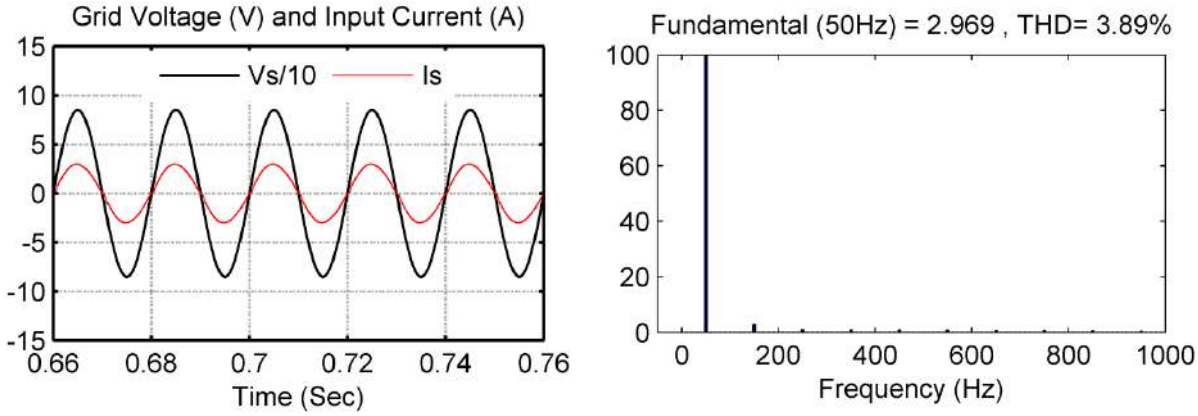


Figure 2.38: Résultats de simulation relatifs au contrôle prédictif de la tension et du courant de source ainsi que le spectre du courant d'entrée

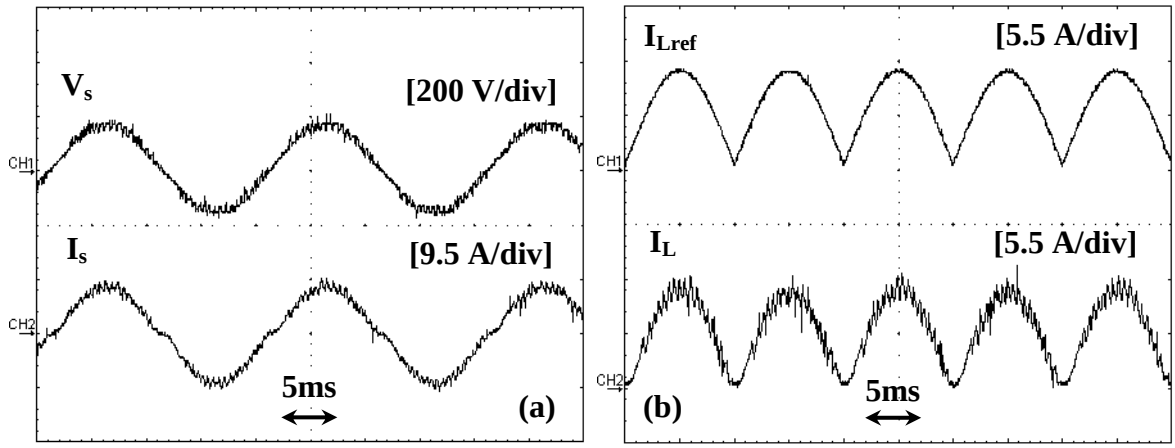


Figure 2.39: Résultats expérimentaux relatifs au contrôle prédictif pour: (a) La tension et le courant de source ; (b) Le courant redressé avec sa référence.

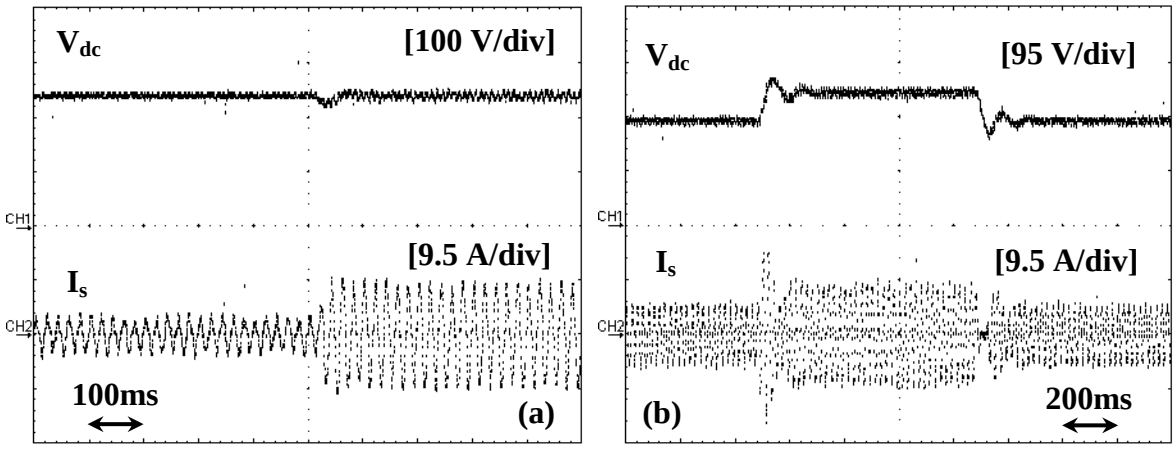
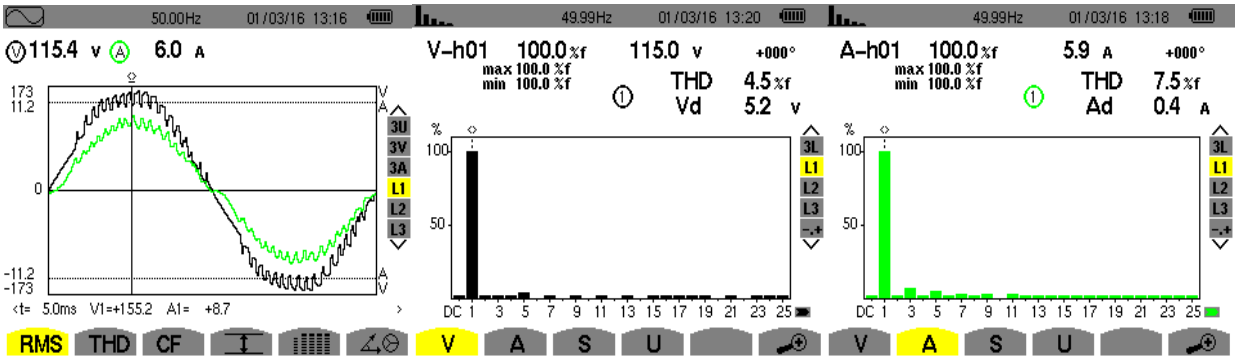


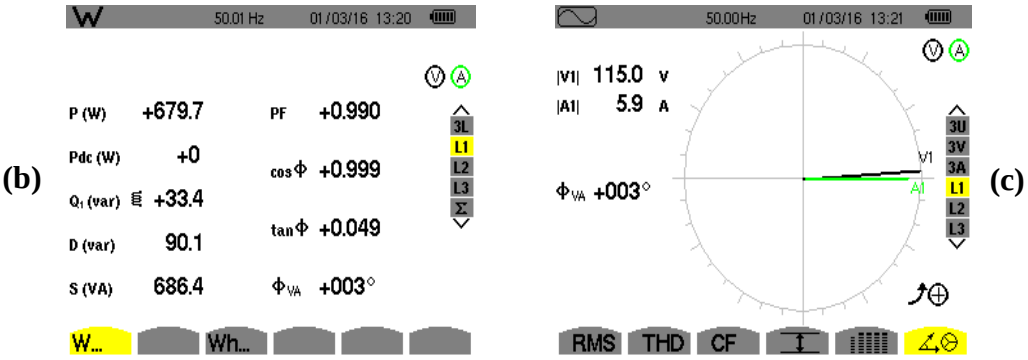
Figure 2.40: Résultats expérimentaux relatifs au contrôle prédictif pour: (a) Une variation de charge : allure de la tension redressée et du courant de source ; (b) Une variation de référence du bus continu : allure de la tension redressée et du courant de source.

Tableau 2.6: Caractéristiques descriptives des deux tests de robustesse pour le contrôle prédictif

	ΔV (V)	Δt (Sec)
Test 1 : Variation de la charge	20	0.10
Test 2 : Augmentation de la référence du bus continu (de 180 V à 230 V)	28	0.20
Test 2 : Diminution de la référence du bus continu (de 230 V à 180 V)	28	0.20



(a)



(b) **(c)**

Figure 2.41: Résultats d'analyse de la qualité d'énergie relatifs au contrôle prédictif:
(a) La forme d'onde de la tension et celle du courant de source avec les spectres y afférents;
(b) Le bilan des puissances ; (c) Le diagramme vectoriel de la tension et du courant de source.

2.6.3.2 Commande Finite-states predictive du courant

En vue d'améliorer la commande prédictive qui a fait précédemment l'objet d'une étude, une nouvelle technique appartenant à la famille du contrôle par la technique prédictive, connue sous l'appellation Finite-States Model Predictive Control (FS-MPC) est proposée pour être appliquée au contrôle du courant du PFC.

Le principe de cette méthode est articulé sur l'utilisation du modèle de système à étudier pour prédire le comportement futur des variables de contrôle correspondant à chaque état de commutation [47,48]. La structure du PFC à base de l'algorithme FS-MPC est schématisée par la figure 2.42.

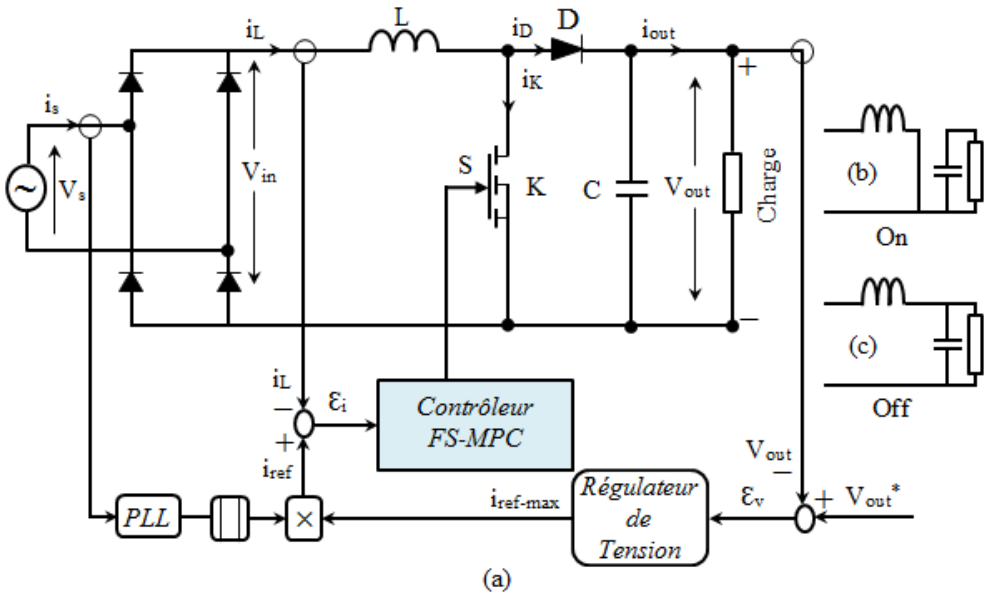


Figure 2.42: Contrôle du PFC à base de la méthode FS-MPC

Ce contrôle repose principalement sur la discrétisation des deux équations décrivant l'état du courant circulant dans l'inductance relatif aux deux états de commutation de l'interrupteur du hacheur Boost. Les deux nouvelles équations lorsque l'interrupteur est allumé ou éteint sont exprimées comme suit :

$$i_L(k+1) = i_L(k) + \frac{T_s}{L} V_{in}(k) \tag{2.53}$$

$$i_L(k+1) = i_L(k) + \frac{T_s}{L} (V_{in}(k) - V_{out}(k)) \tag{2.54}$$

Où T_s représente la période d'échantillonnage.

La prédiction de la variable contrôlée i_L peut être réalisée pour le prochain intervalle d'échantillonnage t (k+1) en vue d'avoir un système de contrôle simultané dans le présent et dans l'avenir. Les valeurs mesurées de i_L, V_{in}, et V_{out} sont considérées comme des entrées pour le contrôleur prédictif. L'estimation du comportement futur des grandeurs réglées est effectuée sur la base de l'évaluation d'une fonction de coût. La détermination du type de fonction de coût est d'une importance capitale pour l'algorithme FS-MPC, car elle représente la différence optimisée entre les valeurs des variables contrôlées et désirées. Dans notre cas étudié, la fonction de coût est exprimée par l'équation suivante:

$$J = \left| i_L(k+1) - i_{ref} \right| \tag{2.55}$$

Le rôle essentiel de la fonction de coût est de garantir une erreur très minime entre le courant de l'inductance i_L avec son courant de référence i_{ref} provenant de la sortie du régulateur contrôlant la tension de sortie.

Le courant circulant dans l'inductance pour le prochain instant (k+1) correspond à i_L (k+1) est évalué deux fois suivant l'état de fermeture et d'ouverture du commutateur. La comparaison de chacune de ces deux variables contrôlées avec le courant de référence nous permet d'avoir deux fonctions de coûts. La valeur minimale entre ces deux fonctions de coût représente un indice pour l'état à considérer concernant l'ouverture ou la fermeture du commutateur du PFC [51,52]. L'ensemble des étapes de déroulement du procédé FS-MPC sont illustrées par l'organigramme suivant :

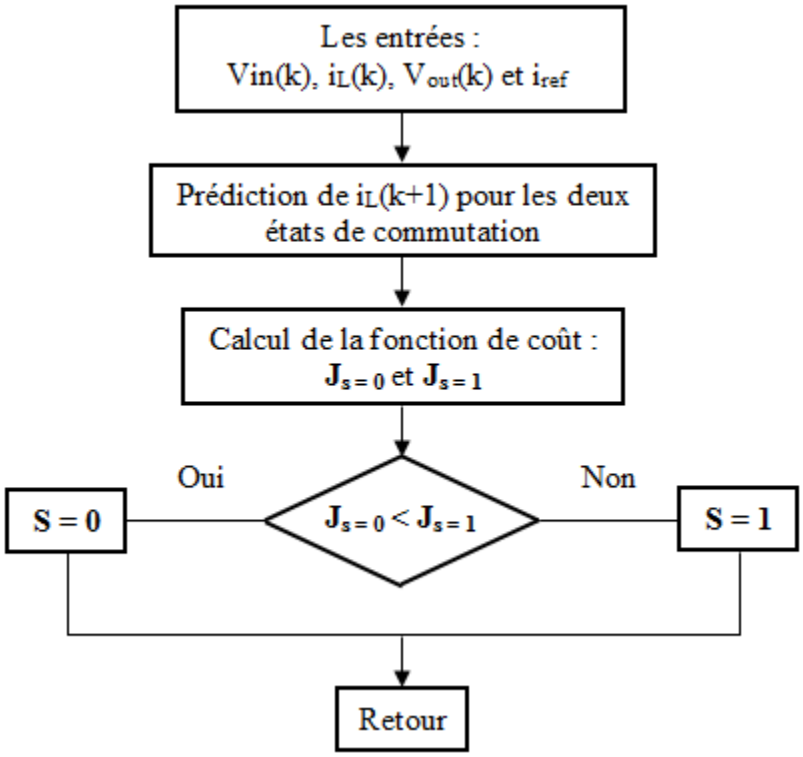


Figure 2.43: Organigramme descriptif de la technique FS-MPC

2.6.3.3 Résultats de simulation et de validation en temps réel pour la technique FS-MPC

La méthode proposée a été simulée par le logiciel MATLAB/Simulink et testée en temps réel. Les résultats de la simulation et de l'expérimental sont exposés comme suit :

1/ Résultats de simulation

Les résultats de simulation représentés en figures 2.44 et 2.45 montrent que la tension et le courant redressé suivent chacun d'eux la référence qui lui correspond. Le courant et la tension d'alimentation sont en phase. Le courant quant à lui, présente un THD évalué à 4.04%.

2/ Résultats pratiques

Les résultats expérimentaux relatifs à la technique FS-MPC sont indiqués par les figures 2.46 et 2.47. Nous pouvons constater à travers la figure 2.46 que le courant et la tension de source ont une bonne forme sinusoïdale. De son côté, le courant redressé est très proche de sa forme de

référence. Sous l'effet de l'application d'une variation de charge et un changement de la valeur désirée de la tension de sortie, le courant manifeste une parfaite réaction vis-à-vis de ces deux tests de robustesse comme indiqué en figure 2.47. Les caractéristiques se rapportant aux deux essais de robustesse effectués par l'algorithme FS-MPC sont portées au tableau 2.7.

En se référant à ce tableau, nous pouvons remarquer lors du 1er test que la tension de sortie a connu une chute de tension évaluée à 24V par rapport à sa référence puis s'annule pour retrouver sa valeur de référence pendant une durée de 0.08 secondes. Il est à signaler que ce temps de réponse de 0.08 Sec est nettement meilleur que celui enregistré par la commande prédictive.

Le 2ème test qui consiste en l'augmentation et la diminution de la valeur désirée de la tension de sortie donne les mêmes résultats en termes de variation de tension et en temps de réponse. En effet, un dépassement de 20V a été observé pour le cas des changements de la référence où le temps mis pour chaque variation est évalué à 0.16 secondes. Il est important de souligner que ces résultats sont améliorés comparés à ceux offerts par la méthode prédictive.

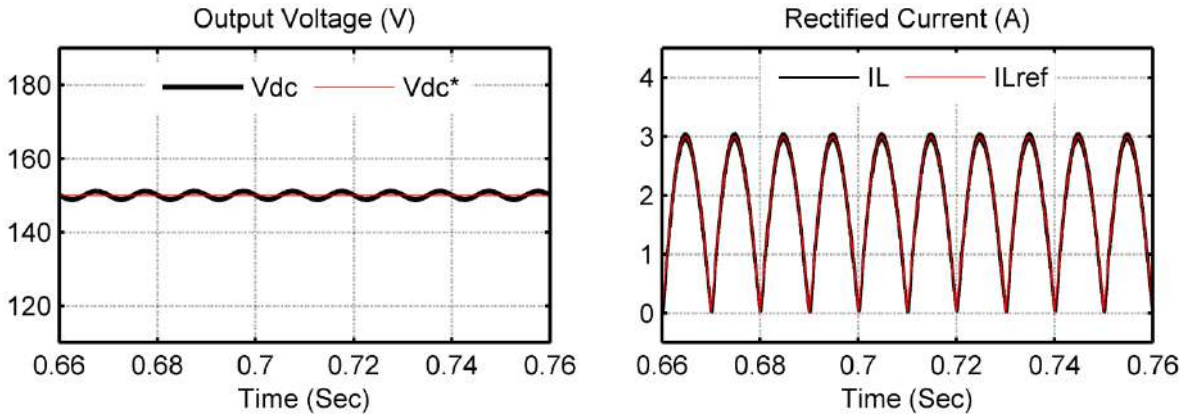


Figure 2.44: Résultats de simulation relatifs au contrôle par la technique FS-MPC de la tension et du courant redressé ainsi que leurs références

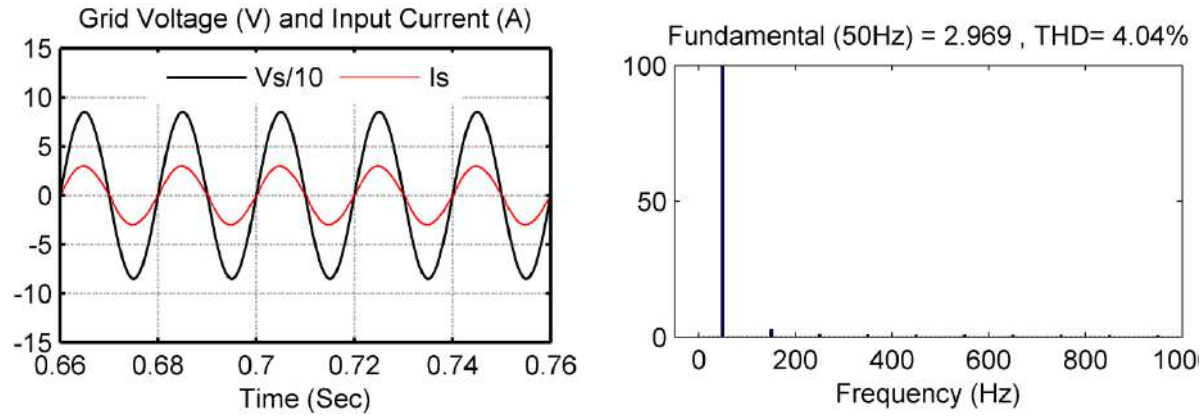


Figure 2.45: Résultats de simulation relatifs au contrôle par la technique FS-MPC de la tension et du courant de source ainsi que le spectre du courant d'entrée

Tableau 2.7: Caractéristiques descriptives des deux tests de robustesse pour la méthode FS-MPC

	ΔV (V)	Δt (Sec)
Test 1 : Variation de la charge	24	0.08
Test 2 : Augmentation de la référence du bus continu (de 180 V à 230 V)	20	0.16
Test 2 : Diminution de la référence du bus continu (de 230 V à 180 V)	20	0.16

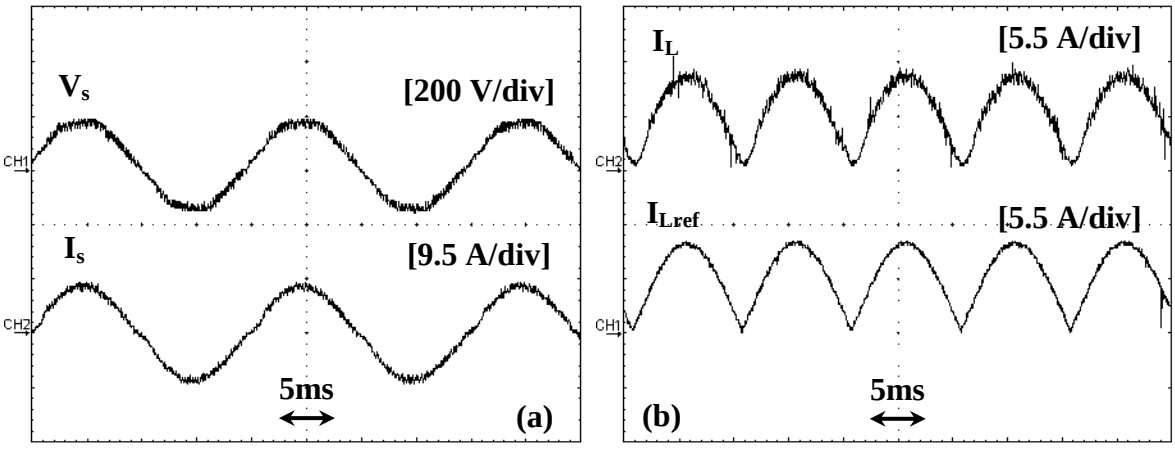


Figure 2.46: Résultats expérimentaux relatifs au contrôle par la technique FS-MPC pour: (a) La tension et le courant de source ; (b) Le courant redressé avec sa référence.

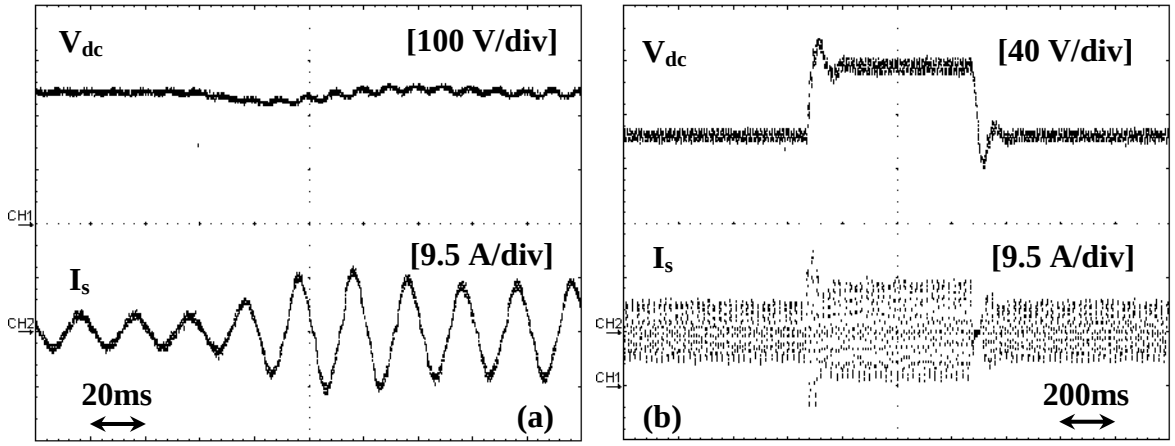


Figure 2.47: Résultats expérimentaux relatifs au contrôle par la technique FS-MPC pour: (a) Une variation de charge : allure de la tension redressée et du courant de source ; (b) Une variation de référence du bus continu : Allure de la tension redressée et du courant de source.

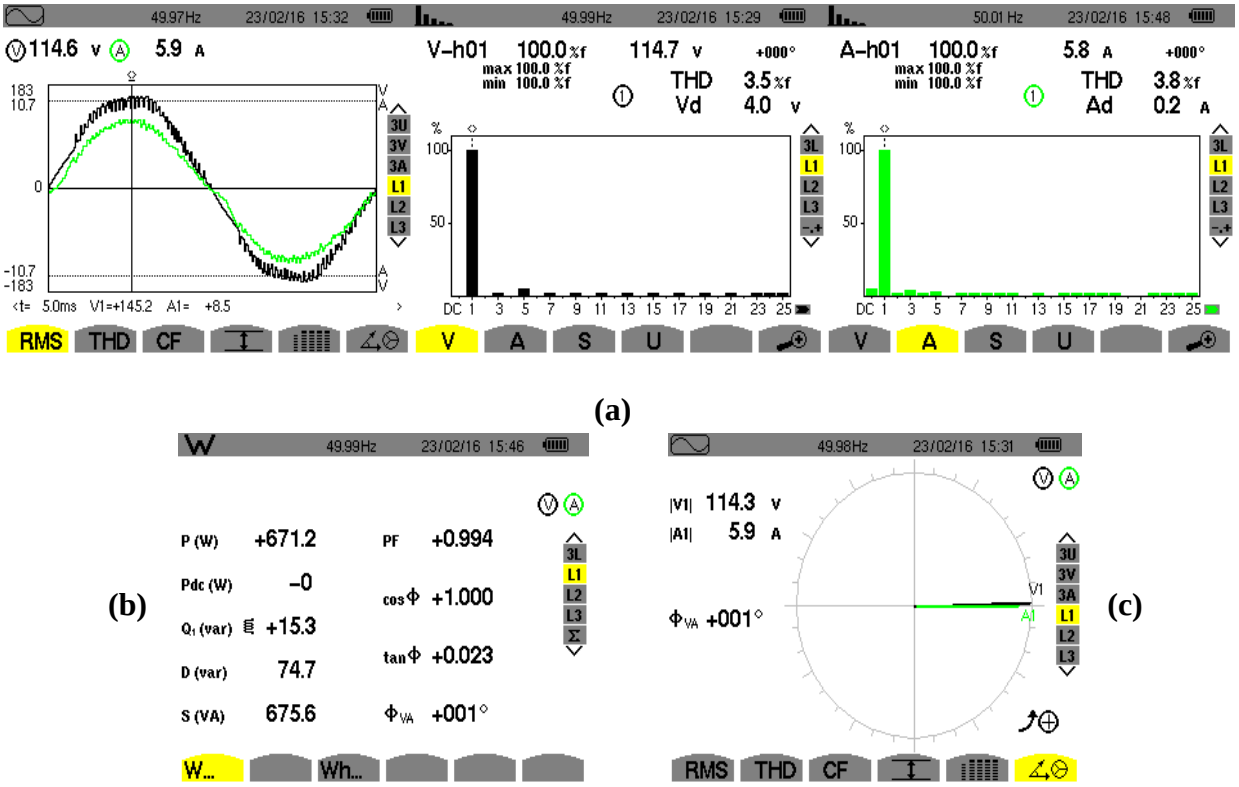


Figure 2.48: Résultats d'analyse de la qualité d'énergie relatifs au contrôle par la technique FS-MPC pour: (a) La forme d'onde de la tension et celle du courant de source avec les spectres y afférents ; (b) Le bilan des puissances ; (c) Le diagramme vectoriel de la tension et du courant de source.

En matière de qualité d'énergie, l'analyseur a affiché à la figure 2.48 un THD évalué à 3.8% pour le courant de source et un THD de 3.5% relatif à la tension d'alimentation. En se référant également à la même figure, nous pouvons constater que le diagramme de Fresnel fait ressortir un angle de déphasage de 01° qui nous permet de conclure que le courant et la tension de source sont en phase. Le facteur de puissance du réseau peut être lu directement à partir du bilan de puissance pour une valeur de 0.994.

2.6.4 Commande par régulateur flou de la tension du bus continu

Les quatre méthodes en l'occurrence : la commande par hystérésis classique, le contrôle par hystérésis flou, la technique prédictive et l'algorithme FS-MPC ont été simulées en MATLAB/Simulink et validées expérimentalement au niveau du laboratoire LAS de l'université de Sétif. L'ensemble de ces commandes entrent dans le cadre du contrôle en courant du convertisseur AC/DC monophasé, équipé d'un étage de correction du facteur de puissance. Les résultats pratiques obtenus à travers les quatre techniques développées présentent des réponses très acceptables en régime statique et dynamique particulièrement sur le plan de la qualité du courant de source (THD), facteur de puissance (PF) du réseau, robustesse du système vis-à-vis de la variation de charge et le changement de la consigne du bus continu. Cependant, nous avons

remarqué la présence de dépassements au niveau de la tension du bus continu lors de la variation de la référence de la tension de sortie.

En vue d'atténuer ou d'annuler carrément les dépassements en tension engendrés par le régulateur PI classique, nous avons préconisé un contrôleur flou destiné aux fins de régulation de la tension du bus continu et de délivrance de la valeur max pour le courant d'entrée de référence.

Le contrôleur flou proposé est constitué de deux entrées qui sont l'erreur et la dérivée de l'erreur et une seule sortie caractérisée par Δi_{max}. Les deux grandeurs d'entrées sont discrétisées avec une période d'échantillonnage de T_s et exprimées selon les deux équations suivantes [31,36]:

$$e(k) = V_{out}^{*}(k) - V_{out}(k) \tag{2.56}$$

$$De(k) = e(k) - e(k-1) \tag{2.57}$$

La valeur max du courant d'entrée redressé apportée par la sortie du contrôleur flou est donnée par l'équation qui suit :

$$i_{ref\ \max}(k) = i_{ref\ \max}(k-1) + \Delta i_{ref\ \max}(k) \tag{2.58}$$

Des gains d'ajustement et de réglage sont placés aux deux entrées et à la sortie de notre régulateur pour s'assurer de son bon fonctionnement.

Le contrôleur flou proposé est de type Mamdani pour lequel sept sous-ensembles flous ont été choisis pour ses deux entrées et sa sortie. De même, le genre des fonctions d'appartenance adopté pour le système (entrées/sortie) est de type triangulaire connu par sa simplicité comme illustre la figure 2.49.

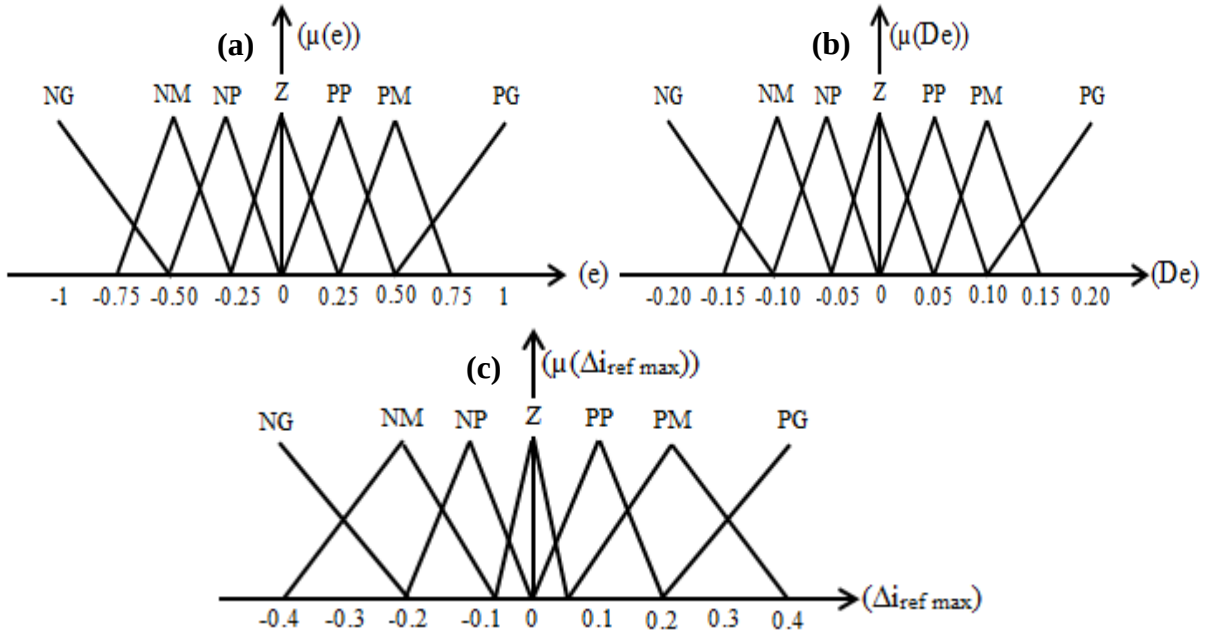


Figure 2.49: Répartition des fonctions d'appartenance pour les deux variables d'entrée (a et b) ainsi que la variable de la sortie (c)

Tableau 2.8: Table de règles floues du régulateur flou

e	De						
	NG	**NM**	**NP**	**Z**	**PP**	**PM**	**PG**
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	Z
NM	NG	NG	NG	NM	NP	Z	PP
NP	NG	NG	NM	NP	Z	PP	PM
Z	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
PP	NM	NP	Z	PP	PM	PG	PG
PM	NP	Z	PP	PM	PG	PG	PG
PG	Z	PP	PM	PG	PG	PG	PG

NG (Négatif Grand), **NM** (Négatif Moyen), **NP** (Négatif Petit), **Z** (Zéro), **PP** (Positif Petit), **PM** (Positif Moyen) et **PG** (Positif Grand).

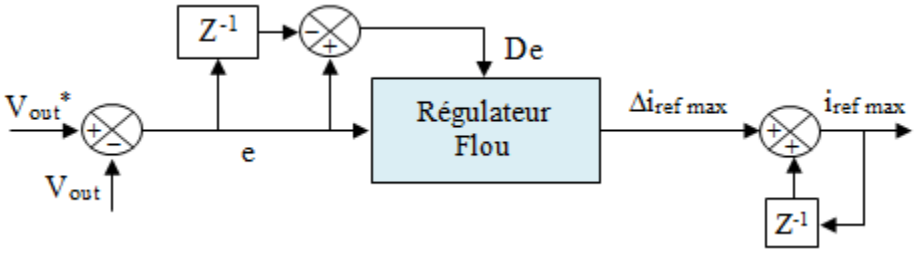


Figure 2.50: Régulateur flou développé

Quarante-neuf règles floues résultant de la combinaison des variables floues relatives aux deux entrées tel qu'il est porté sur le tableau 2.8.

La synthèse de toutes ces règles floues est assurée par l'opérateur max représentant l'action de l'agrégation. Enfin, la méthode du centre de gravité est appliquée pour la phase de la defuzzification. La figure 2.50 représente le design de notre contrôleur flou proposé. Le contrôleur flou a été placé au niveau de la commande par hystérésis en remplacement du régulateur PI conventionnel pour lui faire subir des tests d'évaluations par simulation sous le logiciel MATLAB/Simulink. Les résultats de cette simulation sont portés à travers les figures 2.51, 2.52 et 2.53.

1/ Résultats de simulation

Un test de robustesse consiste en la variation de la charge similaire à celui appliqué pour la commande en courant à hystérésis classique doté d'un régulateur PI classique a été adopté cette fois ci pour la technique de contrôle du PFC par régulateur flou.

En examinant la figure 2.51, nous constatons que la tension de sortie atteint parfaitement sa référence. Le zoom sur la tension de sortie montre clairement que celle-ci présente une variation minime de la tension redressée durant un temps relativement court.

Tableau 2.9: Caractéristiques descriptives de la variation de la charge pour le contrôle par hystérésis classique avec régulateur flou

	ΔV (V)	Δt (Sec)
Première variation de charge	1.2	0.08
Deuxième variation de charge	1.0	0.08

Tableau 2.10: Caractéristiques descriptives du changement de la consigne du bus continu pour le contrôle par hystérésis classique avec régulateur flou

	ΔV (V)	Δt (Sec)
Variation de la référence de 150 V à 250 V	7.5	0.25

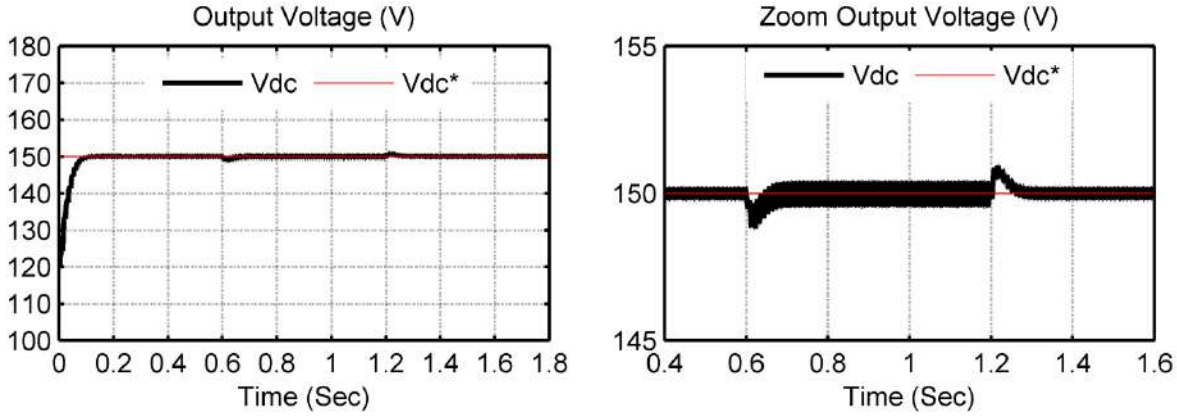


Figure 2.51: Réponses de la tension de sortie avec zoom lors de la variation de la charge

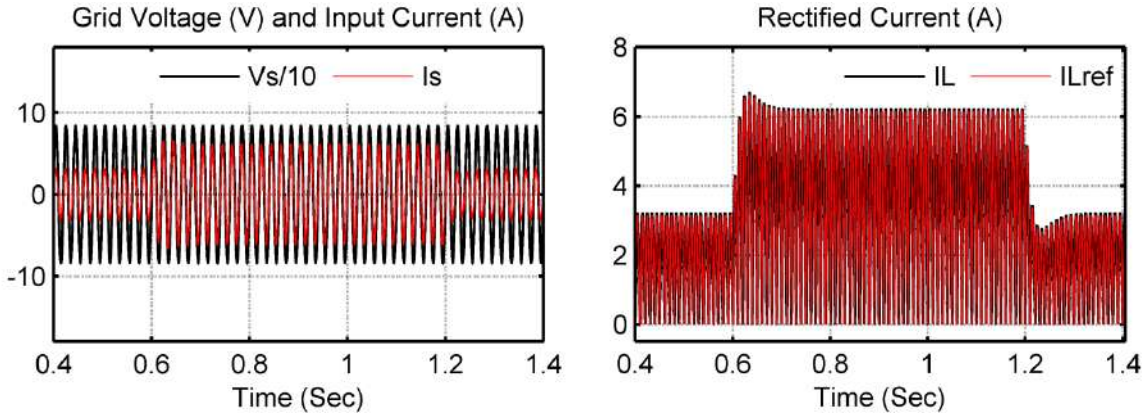


Figure 2.52: Réponses du courant de source, de la tension d'alimentation et du courant redressé avec sa référence pendant l'essai de robustesse

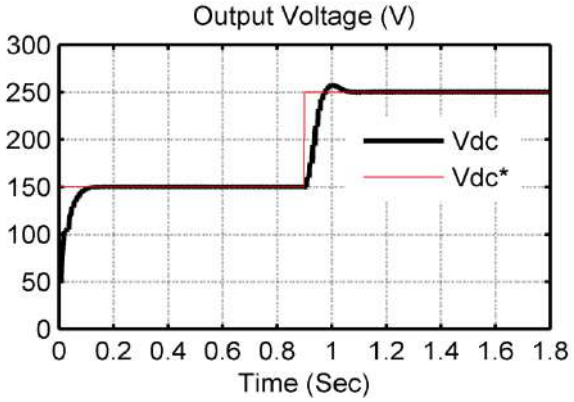


Figure 2.53: Réponses de la tension de sortie durant le changement de la consigne

Le courant redressé épouse parfaitement la forme de sa référence d'une part et réagit correctement quant à la variation de charge provoquée comme illustré sur la figure 2.52. Sur la même figure, le courant de source est constamment en phase avec sa tension qui lui correspond pendant la durée de la mise en œuvre du test de robustesse. La figure 2.53 fait apparaitre le changement de la consigne exercée sur la tension de sortie du convertisseur, un léger dépassement est obtenu lors du changement de la référence.

Ce même régulateur a été placé au niveau de la commande par hystérésis flou et a fait également l'objet d'une utilisation au niveau de la commande FS-MPC pour des fins de contrôle et d'amélioration des performances du PFC.

Pour la première technique basée sur l'hystérésis-flou, le choix se justifie par une généralisation de la logique floue sur le contrôle flou côté entrée pour le courant redressée et côté sortie pour la tension du bus continu.

L'introduction du régulateur flou dans le contrôle du PFC à base de la technique FS-MPC vise essentiellement à l'amélioration du THD et le facteur de puissance qui ont déjà donné des résultats satisfaisants par la technique FS-MPC avec PI classique d'une part et de résoudre le problème posé par le dépassement lié à la variation de la tension de sortie d'autre part.

Pour ce faire, ces deux nouvelles commandes résultant de la combinaison (hystérésis flou-régulateur flou) et (FS/MPC-régulateur flou) illustrées par les figures 2.54 et 2.55 ont été testées et évaluées expérimentalement dont les résultats sont exposés dans le volet des résultats pratiques.

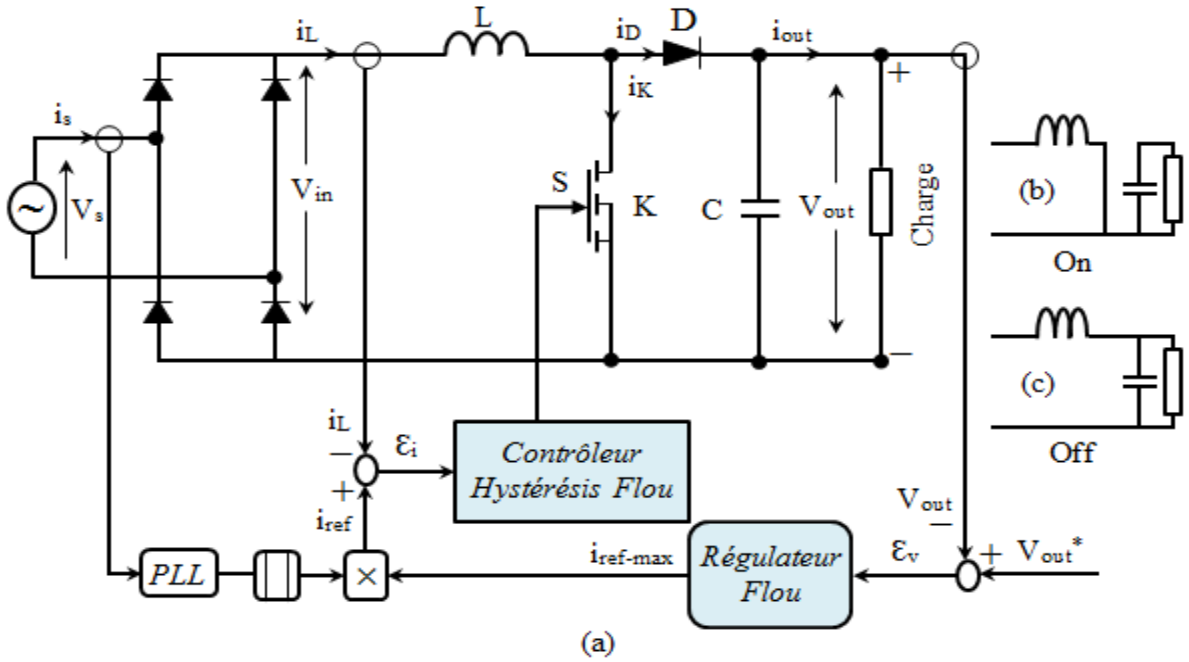


Figure 2.54: Schéma de commande du PFC via un contrôle intelligent (hystérésis flou-régulateur flou)

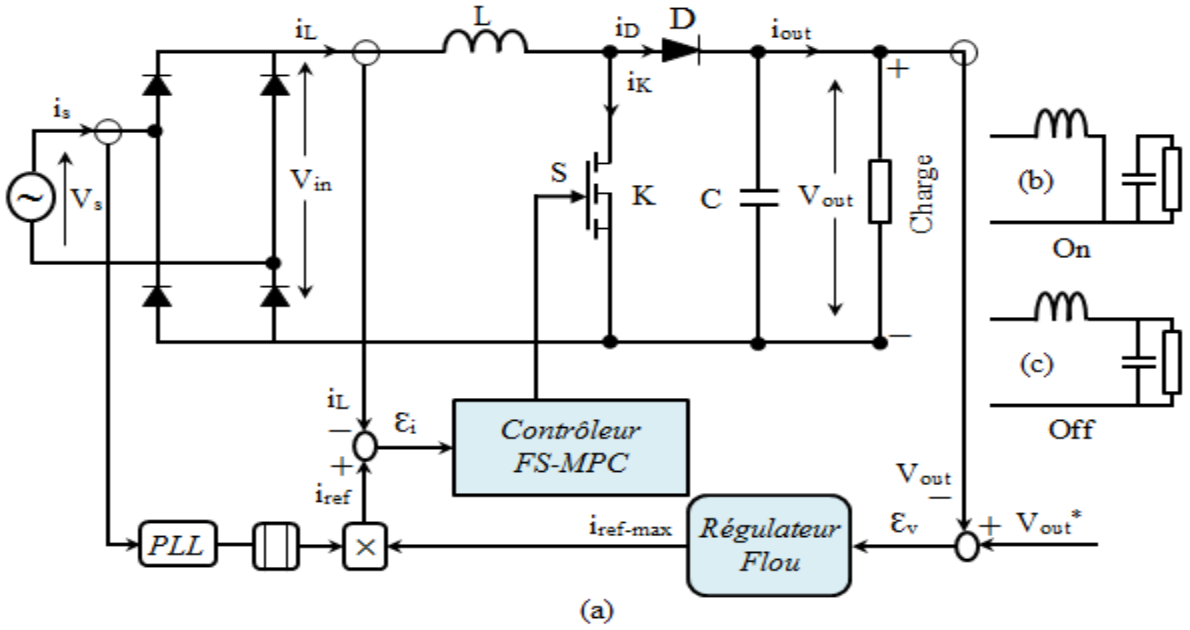


Figure 2.55: Schéma de commande du PFC via un contrôle intelligent (FS/MPC- régulateur flou)

2/ Résultats pratiques

La figure 2.56 montre clairement que les deux commandes présentent un courant de source d'allure sinusoïdale et en phase avec la tension d'alimentation. De plus, le courant redressé i_L présente la même forme que celle de sa référence.

Les deux techniques proposées réagissent correctement aux essais de robustesse relatifs à la variation de la charge et aux deux changements de la consigne du bus continu comme indiqué sur la figure et 2.57. Le dépassement remarqué pour la tension de sortie pendant l'augmentation et la diminution de sa référence est atténué comparativement aux dépassements enregistrés lors de l'application du régulateur PI classique. Les deux tableaux 2.11 et 2.12 comportent les différentes réponses obtenues durant les essais de robustesse.

Tableau 2.11: Caractéristiques descriptives des deux tests de robustesse pour le contrôle à hystérésis flou-régulateur flou

	ΔV (V)	Δt (Sec)
Test 1 : Variation de la charge	40	0.25
Test 2 : Augmentation de la référence du bus continu (de 180 V à 230 V)	17	0.20
Test 2 : Diminution de la référence du bus continu (de 230 V à 180 V)	17	0.20

Tableau 2.12: Caractéristiques descriptives des deux tests de robustesse pour le contrôle avec FS/MPC-régulateur flou

	ΔV (V)	Δt (Sec)
Test 1 : Variation de la charge	40	0.20
Test 2 : Augmentation de la référence du bus continu (de 180 V à 230 V)	10	0.20
Test 2 : Diminution de la référence du bus continu (de 230 V à 180 V)	10	0.20

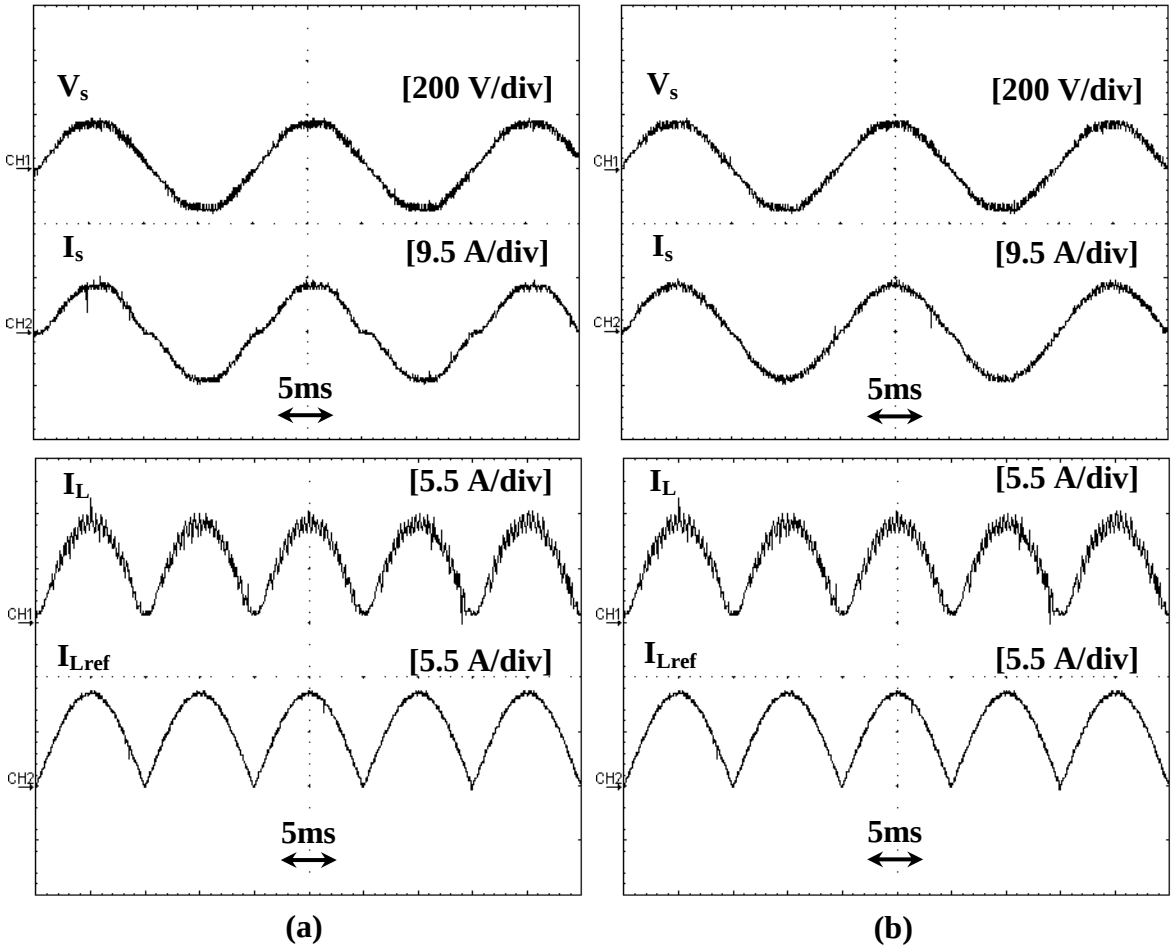
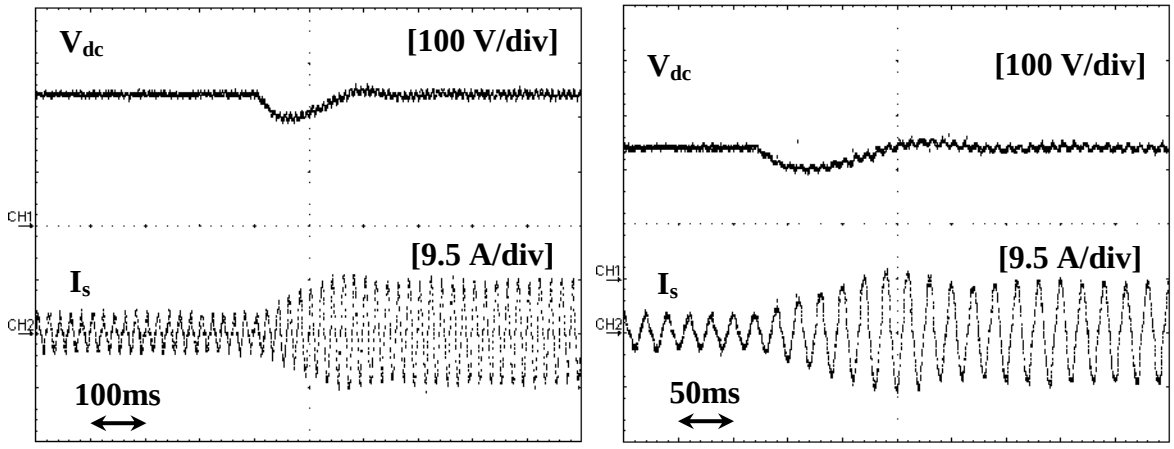
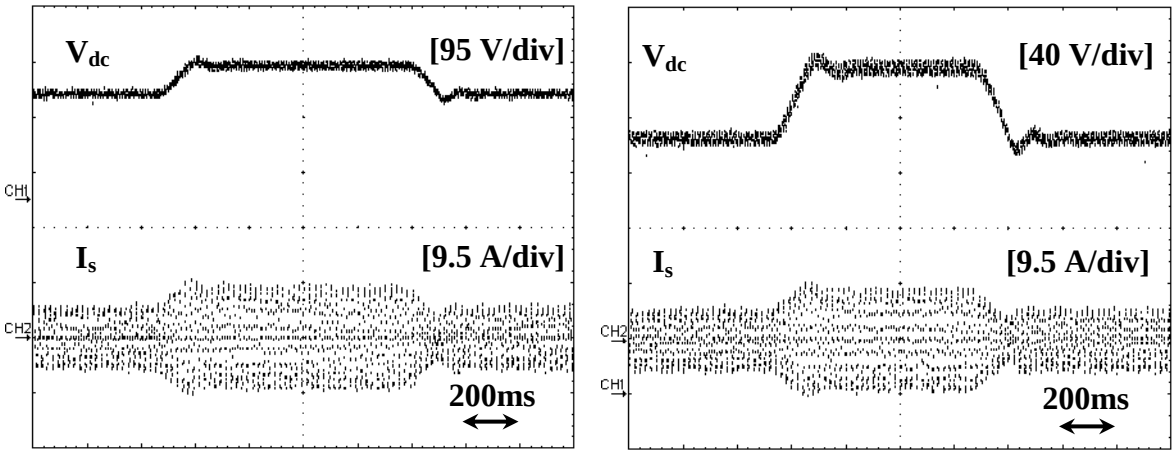


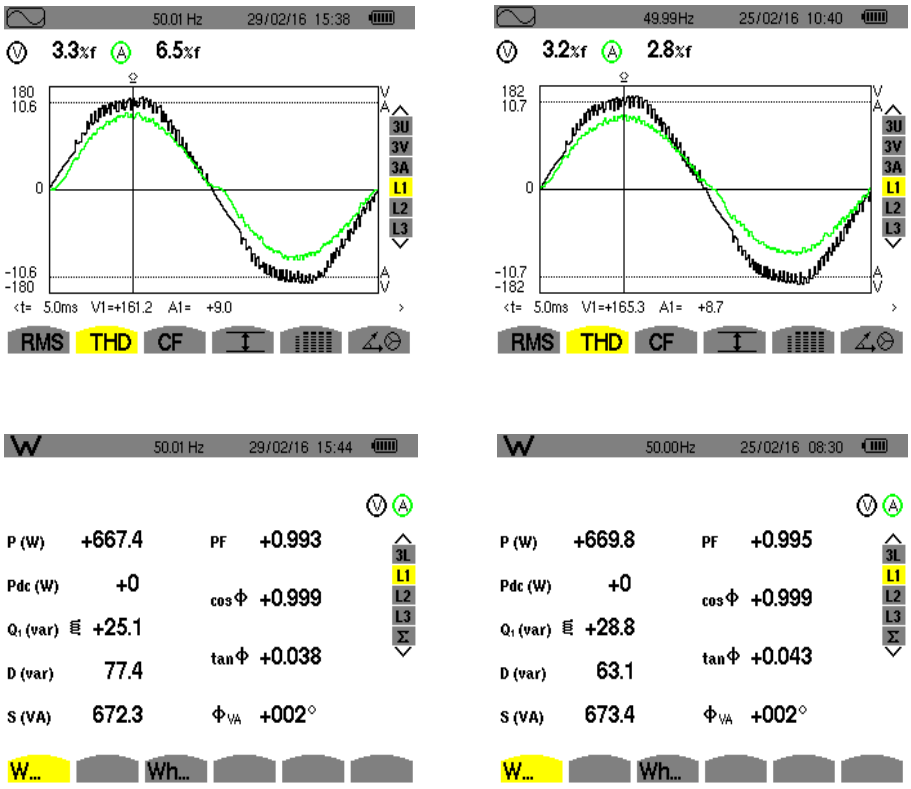
Figure 2.56: Résultats expérimentaux de la tension et du courant de source ainsi que le courant redressé avec sa référence relatifs au contrôle par : (a) Hystérésis flou et régulateur flou ; (b) FS-MPC et régulateur flou.





(a) **(b)**

Figure 2.57: Résultats expérimentaux de la tension redressée et du courant de source lors de la variation de charge et de la consigne de bus continu pour la commande:
(a) Hystérésis flou et régulateur flou ; (b) FS-MPC et régulateur flou.



(a) **(b)**

Figure 2.58: Résultats d'analyse de la qualité d'énergie pour: (a) Hystérésis flou et régulateur flou ; (b) FS-MPC et régulateur flou.

L'application du régulateur flou pour les deux techniques a participé efficacement à l'amélioration du THD et du facteur de puissance pour notre système étudié comme précisé par la figure 2.58.

Un tableau récapitulatif de l'ensemble des techniques proposées avec leurs résultats expérimentaux décrivant les performances de chaque contrôle est dressé pour nous permettre d'établir une étude comparative des différentes méthodes développées.

(**I_s** et **V_s**: Courant et Tension de Source ; **THD**: Taux de Distorsion Harmonique; **FP**: Facteur de Puissance ; **V_{out}**: Tension de Sortie ; **ΔV_{Charge}**: Variation de la Charge; **$\Delta V_{Référence}$**: Changement de la Référence de la Tension de Sortie; **Δt_{Charge}**: Temps de Réponse Lors de la Variation de la Charge; **$\Delta t_{Référence}$**: Temps de Réponse Lors du Changement de la Référence de la Tension de Sortie ; **Aug**: Augmentation ; **Dim**: Diminution ; **Rég** : Régulateur; **V**: Volt ; **S**: Seconde).

Tableau 2.13: Étude comparative des différentes méthodes proposées

	THD de I_s (%)	**THD de V_s (%)**	**FP**	**Déphasage (V_s/I_s) (degré)**	**État de V_{out} (V)**			**Temps de réponse (Sec)**		
					ΔV_{Charge}	**$\Delta V_{Référence}$**		**Δt_{Charge}**	**$\Delta t_{Référence}$**	
						Aug	**Dim**		**Aug**	**Dim**
Système sans PFC	56.4	3.8	0.777	26	–	–	–	–	–	–
Contrôle classique du PFC	7.5	3.6	0.990	03	26	24	24	0.16	0.20	0.20
PFC à base d'hystérésis flou et PI classique	6.6	3.3	0.992	02	26	24	24	0.16	0.20	0.20
Contrôle prédictif du PFC avec PI classique	7.5	4.5	0.990	03	20	28	28	0.10	0.20	0.20
PFC à base du contrôle FS-MPC et PI classique	3.8	3.5	0.994	01	24	20	20	0.08	0.16	0.16
PFC à base d'hystérésis flou et Rég flou	6.5	3.3	0.993	02	40	17	17	0.25	0.20	0.20
PFC à base FS-MPC et Rég flou	2.8	3.2	0.995	02	40	10	10	0.20	0.20	0.20

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons traité différentes commandes pour le contrôle du redresseur monophasé AC/DC en pont à diodes doté d'un étage de correction du facteur de puissance de type hacheur élévateur par le moyen des techniques modernes et avancées représentées par la théorie de la logique floue et la technique prédictive.

L'objectif attendu à travers l'application de ces nouveaux algorithmes est l'obtention d'un prélèvement de courant sinusoïdal sur le réseau et un fonctionnement avec un facteur de puissance très proche de l'unité. Dans ce même volet, un rappel des principales notions de base se rapportant à la logique floue a été exposé. Aussi, le raisonnement flou et la structure principale de la commande floue ont été abordés avec le maximum de détails pour mieux comprendre cette théorie.

Les différentes techniques proposées dans ce chapitre ont fait l'objet d'étude pour chacune d'elles suivie d'une évaluation sous le logiciel MATLAB/Simulink pour être enfin testées expérimentalement en différents modes de fonctionnement au niveau du laboratoire par l'intermédiaire d'une carte dSPACE de type 1104 tout en gardant les mêmes paramètres de simulation et de pratique. Ces mêmes techniques développées ont donné des résultats très acceptables en régimes dynamique et statique. Enfin, une étude comparative regroupant l'ensemble des techniques validées en temps réel a été effectuée en vue de montrer les particularités de chaque technique par rapport à l'autre sur le plan qualité d'énergie (THD, facteur de puissance, déphasage) et sur le plan robustesse vis-à-vis de la variation de la charge et de la référence de la tension de sortie du PFC.

CHAPITRE 3 TECHNIQUES DE COMMANDES AVANCÉES APPLIQUÉES AU REDRESSEUR TRIPHASÉ À MLI : APPLICATION À L'ENTRAINEMENT ÉLECTRIQUE ET AU FILTRAGE ACTIF PARALLÈLE

3.1 Introduction

Le développement de la technologie de l'électronique de puissance a contribué de manière significative à l'utilisation des convertisseurs statiques dans plusieurs applications industrielles. Cependant, ces dispositifs sont des charges non linéaires qui conduisent à une absorption de courant non sinusoïdal et par conséquent, ils sont considérés comme des générateurs d'harmoniques influant négativement sur le facteur de puissance. A cet effet, de nombreuses normes ont été proposées et imposées par les distributeurs d'électricité pour surmonter les problèmes rencontrés par l'utilisation des convertisseurs statiques.

Les travaux de recherche relatifs aux redresseurs à MLI ont connu au cours de ces dernières années une évolution remarquable.

En effet, ces nouveaux convertisseurs AC/DC font l'objet d'un intérêt particulier non seulement pour leurs applications dans les divers domaines industriels et domestiques mais aussi pour leurs avantages offerts à savoir [53] :

- ☑ Possibilité de régénération d'énergie.
- ☑ Contrôle de la tension du bus continu sur une large gamme.
- ☑ Absorption de courants sinusoïdaux et possibilité de fonctionnement avec un facteur de puissance proche de l'unité.

Plusieurs stratégies de commandes ont été proposées pour ce type de convertisseurs. Elles peuvent être classées en deux catégories [54]:

- VOC (Voltage Oriented control) similaire à la commande vectorielle des machines électriques.
- DPC (Direct Power Control) similaire à la commande directe du couple des machines électriques.

Mon travail de recherche a concerné principalement la technique DPC. Les deux chercheurs Takahashi et Noguchi sont les principaux fondateurs du contrôle direct du couple (DTC) de la machine à induction en 1986 [55]. En 1998, Noguchi a proposé le contrôle direct de la puissance pour les convertisseurs à MLI eu égard à la grande ressemblance avec le contrôle DTC de la machine asynchrone [56,71]. La différence réside dans la substitution du raccordement au réseau du convertisseur à la place du moteur avec installation des filtres de lignes. Le contrôle DPC a connu une évolution technologique remarquable développée par Mariusz Malinowski en 2001 et 2004 qui consistent respectivement d'estimer le flux virtuel pour les redresseurs à MLI triphasés et de fixer la fréquence de commutation par l'utilisation de la technique de la modulation du

vecteur spatial (SVM) [57,59]. En fait, les techniques de contrôle avancées telles que la logique floue, la commande prédictive et le mode de glissement ont été utilisées afin d'améliorer le contrôle direct de la puissance conventionnelle [60,64,66,70]. En outre, l'algorithme DPC a envahi la zone de filtrage actif et a été utilisé dans le but d'améliorer la qualité de l'énergie [59,61,65].

Dans ce chapitre, nous présenterons dans les sections qui suivront une solution destinée à améliorer la qualité d'énergie par la conception d'un redresseur à MLI contrôlé par la commande DPC floue d'une part et par la technique prédictive floue d'autre part. De même, un entrainement électrique intelligent du moteur asynchrone à base d'onduleur de tension à deux niveaux a été effectué. Aussi, une solution curative de dépollution du réseau a été apportée par le filtrage actif parallèle où le dispositif intervenant dans l'amélioration de la qualité d'énergie est constitué par un onduleur contrôlé par les deux méthodes qui sont : la DPC classique et la DPC prédictive.

3.2 Principe de contrôle par la technique DPC classique du redresseur MLI

La DPC classique est articulée sur le contrôle direct de la puissance active et réactive du redresseur à MLI. Les régulateurs utilisés sont des comparateurs à hystérésis pour les erreurs instantanées des puissances active et réactive (Ep et Eq). Connaissant les variables booléennes après correction des puissances active et réactive et du secteur de la position du vecteur de tension, la table de commutation peut être construite pour déterminer l'état des interrupteurs de commutation. En outre, le régulateur de tension du bus continu de type proportionnel-intégral (PI) participe à la fourniture de la puissance active de référence, comme indiqué sur la figure 3.1 [60,61].

Dans l'approche DPC illustrée en figure 3.1, la régulation de la tension du bus continu influe sur le contrôle de la puissance active. La puissance réactive est généralement égale à zéro Var en vue de garantir un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire. Les erreurs entre les puissances imposées et celles estimées sont les entrées des régulateurs à hystérésis classiques et les sorties de ces derniers sont les signaux logiques Sp et Sq [62,66].

En outre, le vecteur de tension d'alimentation est converti en signal numérique θ_n. Pour cette raison, les coordonnées fixes sont réparties en douze secteurs, comme illustré sur la figure 3.2.

Le calcul de la position angulaire du vecteur des tensions dans le plan fixe (α-β) nécessite la connaissance des composantes e_α et e_β pouvant être calculées à partir des mesures des tensions d'alimentations, ou estimées à partir des puissances instantanées et des courants absorbés [63].

Pour un système triphasé, la puissance active instantanée est définie comme étant le produit scalaire des courants et des tensions de lignes. La puissance réactive est déterminée par le produit vectoriel de ces grandeurs. Ces puissances sont données respectivement par les équations suivantes [64,65]:

$$P = e_{sa} \cdot i_{sa} + e_{sb} \cdot i_{sb} + e_{sc} \cdot i_{sc} \tag{3.1}$$

$$Q = \frac{1}{\sqrt{3}}[(e_{sb} - e_{sc}) \cdot i_{sa} + (e_{sc} - e_{sa}) \cdot i_{sb} + (e_{sa} - e_{sb}) \cdot i_{sc}] \tag{3.2}$$

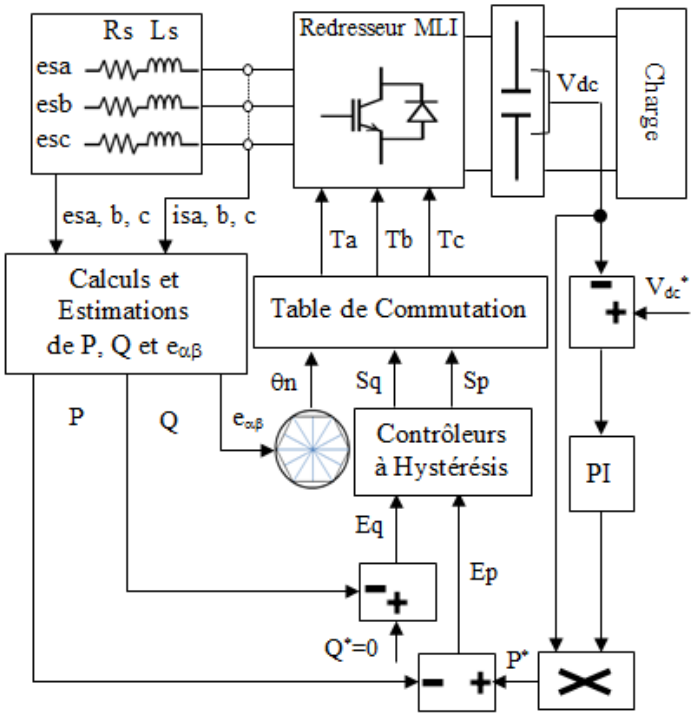


Figure 3.1: Diagramme de la stratégie DPC classique

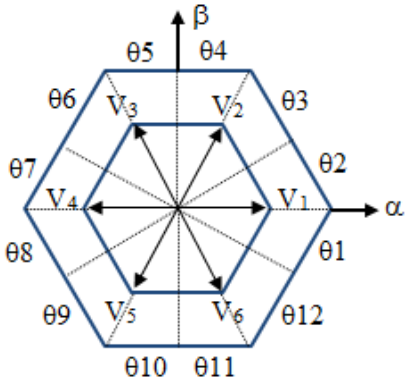


Figure 3.2: Vecteurs de tension

Le calcul de la position du vecteur de tensions dans le plan (α-β) est subordonné à l'estimation des valeurs des deux composantes e_α et e_β à partir des courants absorbés et des puissances instantanées, par l'utilisation de la relation suivante:

$$\begin{pmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{pmatrix} = \frac{1}{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha & -i_\beta \\ i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} \tag{3.3}$$

Ainsi, la position est définie par la relation suivante:

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\hat{e}_\beta}{\hat{e}_\alpha} \tag{3.4}$$

Le numéro du secteur pour le vecteur de tension est déterminé par la comparaison de l'angle θ avec les bornes de chacun des douze secteurs comme défini par la formule suivante:

$$(n-2)\frac{\pi}{6} < \theta_n < (n-1)\frac{\pi}{6} \qquad n = 1, 2, \ldots, 12 \tag{3.5}$$

Une fois l'emplacement du vecteur de tension d'alimentation et les sorties des deux régulateurs à hystérésis sont connus, la table de commutation classique peut être formée facilement.

3.3 Synthèse de la nouvelle table de commutation pour la commande DPC

La construction de la table de commutation en douze secteurs contrôlant en même temps la commande des deux puissances active et réactive repose essentiellement sur l'étude des variations

Tableau 3.1: Table de commutation classique destinée pour le contrôle de l'approche DPC

		Theta											
Sp	**Sq**	**1**	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**	**7**	**8**	**9**	**10**	**11**	**12**
1	**0**	V_6	V_7	V_1	V_0	V_2	V_7	V_3	V_0	V_4	V_7	V_5	V_0
	1	V_7	V_7	V_0	V_0	V_7	V_7	V_0	V_0	V_7	V_7	V_0	V_0
0	**0**	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6
	1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1

causées par l'application de chaque contrôle vectoriel sur ces mêmes puissances. La tâche principale de ce contrôle sélectionné qui forme la table de commutation est de limiter l'erreur de suivi des deux puissances de référence (P^* et Q^*) simultanément [54,62,64]. La valeur normalisée de la variation des deux puissances peut être calculée selon l'équation suivante:

$$\begin{cases} \overline{\Delta p_i} = \dfrac{\Delta p_i}{\dfrac{T_S}{L}\left\|e_{\alpha\beta}\right\|\cdot\left\|V_{\alpha\beta}\right\|} = \dfrac{\left\|e_{\alpha\beta}\right\|}{\left\|V_{\alpha\beta}\right\|} - (\cos\theta\cdot\overline{V}_{\alpha i} + \sin\theta\cdot\overline{V}_{\beta i}) \\ \overline{\Delta q_i} = \dfrac{\Delta q_i}{\dfrac{T_S}{L}\left\|e_{\alpha\beta}\right\|\cdot\left\|V_{\alpha\beta}\right\|} = (\cos\theta\cdot\overline{V}_{\beta i} - \sin\theta\cdot\overline{V}_{\alpha i}) \end{cases} \tag{3.6}$$

La tension de sortie du redresseur est définie dans le plan fixe (α-β) par l'équation (3.7), où le vecteur des tensions d'alimentations dans le même plan peut être formé et représenté par les équations (3.8) et (3.9).

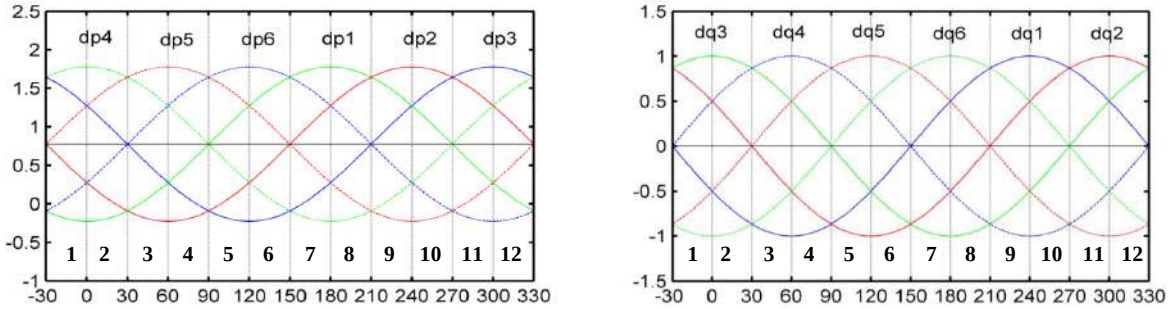
$$V_{\alpha\beta} = \left[V_\alpha \quad V_\beta\right]^T, \left\|V_{\alpha\beta}\right\| = \sqrt{2/3}\cdot V_{dc} \tag{3.7}$$

$$e_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix} e_{sa} \\ e_{sb} \\ e_{sc} \end{bmatrix} \tag{3.8}$$

$$\begin{cases} e_\alpha = \left\|e_{\alpha\beta}\right\|\cdot\cos(\theta) \\ e_\beta = \left\|e_{\alpha\beta}\right\|\cdot sin(\theta) \end{cases} \tag{3.9}$$

Les représentations des figures 3.3.(a) et 3.3.(b) sont essentiellement basées sur l'équation (3.6) qui concerne l'étude de la variation de la puissance active et réactive pour tous les secteurs [72-75]. Il est très clair qu'à travers les figures portées ci-dessous, un changement de la forme d'onde sinusoïdale est observé dans le cas de la puissance active avec une conservation de la forme d'onde sinusoïdale pour la puissance réactive.

La sélection adéquate du vecteur de tension redressée contrôlant la puissance active et réactive dans la DPC modifiée a pour rôle de maintenir la tension de sortie très proche de sa référence et de garantir un fonctionnement du facteur de puissance unitaire.



(a) **(b)**

Figure 3.3: Signe de variation des puissances en fonction de la de la position angulaire du vecteur de la tension de source (a) Puissance active (b) Puissance réactive

Pour cela, le signe et l'amplitude de la variation des deux puissances sont très importants et nécessaires pour le développement de la table de commutation pour chaque secteur. Il est remarquable que le signe de la variation de la puissance active mentionnée dans le tableau 3.2 pour le premier secteur est supérieur à zéro pour cinq vecteurs, inférieur à zéro pour deux autres vecteurs, tandis que le signe de la variation de la puissance réactive est supérieure à zéro pour trois vecteurs, inferieur à zéro pour trois autres vecteurs et nul pour un seul vecteur V_0.

Dans le secteur numéro un, les vecteurs de tension sélectionnés pour le contrôle du redresseur se rapportant aux sorties des régulateurs à hystérésis peuvent être donnés dans le tableau 3.3. La table de commutation modifiée et développée pour douze secteurs, comme mentionné dans le tableau 3.4.

Tableau 3.2: Niveau de variation de la puissance active et réactive pour le premier secteur

$\overline{\Delta p_1}$		$\overline{\Delta q_1}$		
> 0	< 0	> 0	= 0	< 0
V_2, V_3, V_4, V_5 ,V_0	V_6, V_1	V_3, V_2,V_4	V_0	V_1, V_5, V_6

Tableau 3.3: Vecteur de tension optimal sélectionné pour le premier secteur

	$\overline{\Delta q_1} > 0 \leftrightarrow$ Sq=1	$\overline{\Delta q_1} < 0 \leftrightarrow$ Sq=0
$\overline{\Delta p_1} > 0 \leftrightarrow$ Sp=1	V_2, V_3, V_4	V_5
$\overline{\Delta p_1} < 0 \leftrightarrow$ Sp=0	V_1	V_6

Tableau 3.4: Table de commutation modifiée pour le contrôle DPC

		Theta											
Sp	**Sq**	**1**	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**	**7**	**8**	**9**	**10**	**11**	**12**
1	**0**	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4
	1	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2
0	**0**	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6
	1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1

3.4 Commande DPC intelligente

La commande DPC est démunie de boucle de courant et de modulation à MLI. Les états de commutation du redresseur sont activés à partir d'une table de commutation sur la base des corrections de la puissance active et réactive et l'emplacement du vecteur des tensions de lignes. Le contrôle de la puissance réactive de référence est directement imposé égale à zéro Var pour avoir un facteur de puissance proche de l'unité. En plus, le contrôle de la puissance active de référence est fourni à partir de la régulation de la tension de sortie [64,68].

Dans la commande intelligente, les deux contrôleurs à hystérésis sont remplacés par un contrôleur flou pour corriger la puissance active et la puissance réactive en même temps, comme indiqué dans la figure 3.4. Ce remplacement conduit à une nouvelle structure de la table de commutation où les entrées de la nouvelle table ne sont pas basées sur des sorties numériques (comme c'est le cas pour le régulateur à hystérésis), mais basées sur des règles floues (variables linguistiques).

Le concept des ensembles flous a été introduit en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh Askar [40]. Ses principes ont été appliqués en 1974 par le Professeur E. H. Mamdani à la construction d'un premier contrôleur de logique floue [15,67]. Le contrôleur flou est devenu très important dans de nombreux domaines de recherche scientifique en raison de sa structure simple et de sa robustesse. Parmi ces domaines, on peut citer le domaine de l'ingénierie électrique [70]. Cette technique intelligente artificielle est articulée autour de trois phases à savoir : fuzzification qui transforme les variables réelles en variables floues, inférence floue sur la base des règles floues assurant la coordination entre les entrées et les sorties du contrôleur proposé. Enfin, après prise de décision, la defuzzification convertit les actions de commande floue en quantités physiques [69,71].

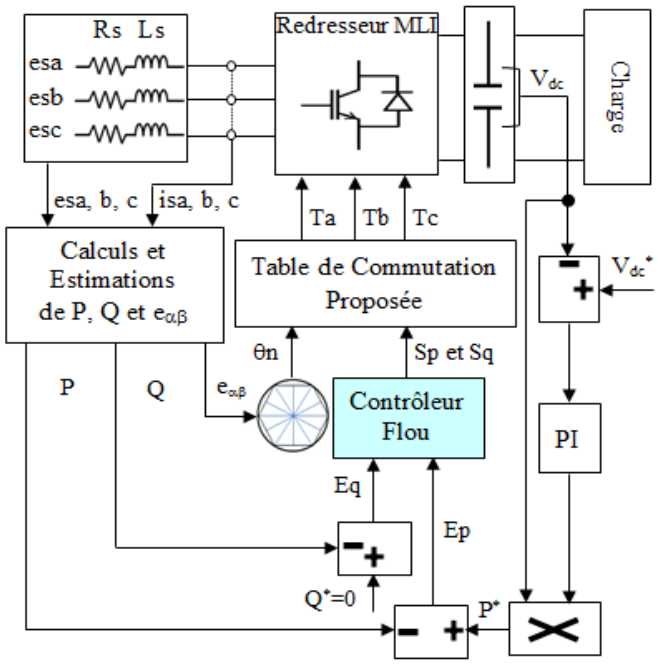


Figure 3.4: Diagramme de la stratégie DPC intelligente

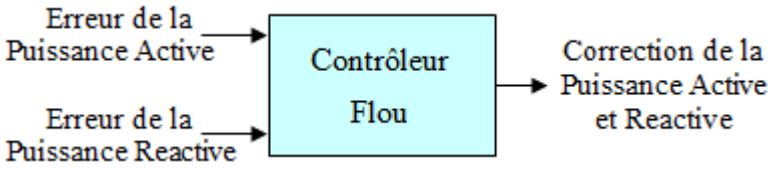


Figure 3.5: Conception du contrôleur flou

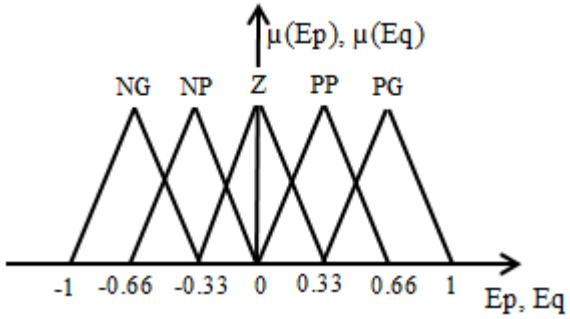


Figure 3.6: Fonctions d'appartenance pour les deux entrées du contrôleur flou

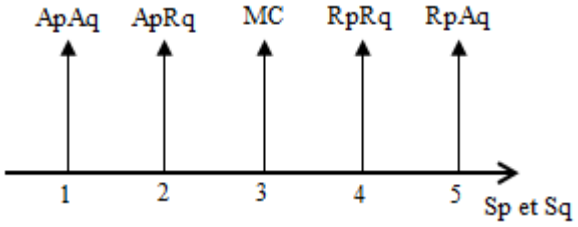


Figure 3.7: Fonctions d'appartenance pour la sortie du contrôleur flou

Notre contrôleur flou schématisé en figure 3.5 est caractérisé par deux variables d'entrée et une variable de sortie. Il reçoit l'erreur de la puissance active (Ep), l'erreur de la puissance réactive (Eq) et les fuzzifie avec un nombre suffisant d'ensembles flous. La sortie de la commande floue avec la position du vecteur de tension de réseau gèrent la maitrise des états de commutation des vecteurs actionnant le redresseur.

Les entrées de notre contrôleur intelligent sont fuzzifiées en cinq sous-ensembles flous, pour chaque variable telle que: {Négatif Grand (NG), Négatif Petit (NP), Zéro (Z), Positif Petit (PP) et Positif Grand (PG)} en utilisant une forme triangulaire pour ces fonctions d'appartenance comme illustré sur la figure 3.6.

Après la phase de fuzzification pour les erreurs de la puissance active et de la puissance réactive, le nouveau contrôleur fournit ses actions de contrôle de sortie ou de correction qui comprennent : ApAq=Augmenter p Augmenter q; ApRq=Augmenter p Réduire q; MC=Maintenir constante; RpRq=Réduire p Réduire q; RpAq=Réduire p Augmenter q (figure3.7)

Pour relier l'état de chaque ensemble d'entrées possibles à la sortie correcte, une liste de règles floues est également nécessaire. Les règles floues sont très utiles pour le fonctionnement du contrôleur flou parce qu'elles combinent avec les variables d'entrée floues et prennent une décision à la fin [15]. Le contrôleur développé utilise deux entrées (l'erreur de p et l'erreur de q)

et génère une sortie unique, qui est la correction de P et Q simultanément. La base de règles est formée par collection de règles de type :{Si-alors}, comme par exemple :

{**Si:** *erreur de p* est (NG) et *erreur de q* est (NG) **Alors:** *Correction de (P et Q)* est RpRq}.

Dans la structure de contrôle étudié, un système d'inférence est utilisé avec vingt-cinq règles floues. La liste de ces conditions est représentée dans le tableau 3.5. Le nouveau contrôleur est basé sur le modèle Mamdani avec defuzzification en utilisant la méthode du centre de gravité.

Tableau 3.5: Règles floues pour le contrôle DPC proposé

Erreur de p		**NG**	**NP**	**Z**	**PP**	**PG**
Erreur de q	**NG**	RpRq	RpRq	MC	ApRq	ApRq
	NP	RpRq	RpRq	MC	ApRq	ApRq
	Z	RpAq	RpAq	MC	ApAq	ApAq
	PP	RpAq	RpAq	MC	ApAq	ApAq
	PG	RpAq	RpAq	MC	ApAq	ApAq

Le mappage entrées/sortie de la commande floue proposée est donné par la figure 3.8.

La table de commutation floue développée appliquée au redresseur à MLI triphasé est construite à partir de la sortie du contrôleur flou et de θ_n décrivant l'emplacement du vecteur de tensions d'alimentations.

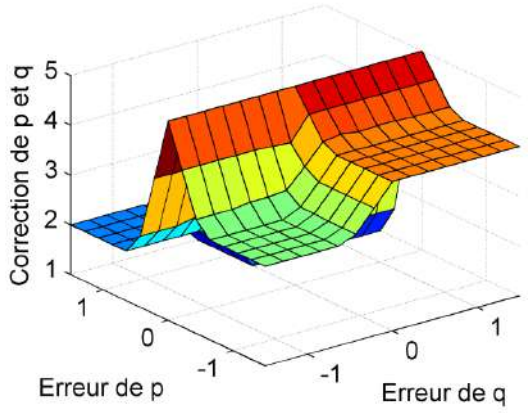


Figure 3.8: Description du système Entrées/Sortie pour le contrôleur flou développé

Tableau 3.6: Table de commutation floue proposée

	Theta											
Correction de P et Q	**1**	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**	**7**	**8**	**9**	**10**	**11**	**12**
ApAq	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3
ApRq	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4
MC	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
RpRq	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6
RpAq	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1

3.5 Résultats de simulation de la méthode DPC floue

Une simulation numérique a été concrétisée par MATLAB/Simulink pour la stratégie de commande développée dont ses principales valeurs sont portées en Annexe B.

Les figures. 3.9.(a), 3.10.(a) et 3.11.(a) montrent les tests de robustesse opérés sur un redresseur triphasé à MLI pour évaluer ses performances en appliquant progressivement une charge au temps t = 0,8 secondes suivie d'une autre phase de changement correspondant à une variation de référence de la tension du bus continu à l'instant t=1,4 secondes.

Comme on peut le voir sur la figure 3.9.(a), après quelques secondes, la tension redressée suivra sa valeur de référence qui est de 600 V. Le changement de la charge provoqué à l'instant t=0.8 secondes, cause une chute momentanée de la tension du bus continu qui s'élève pour reprendre sa valeur de référence de 600V.

A l'instant t=1,4 secondes, la référence de V_{dc} est augmentée de 600V à 700V. Les variations de la charge et de la tension de sortie ont provoqué une augmentation de la puissance active avec un maintien nul de la puissance réactive (figure 3.10.(a)). La figure 3.11.(a) montre que les courants de lignes augmentent pour compenser la variation de la charge et de la tension de sortie du redresseur.

La puissance active pour le contrôle traditionnel est stable et proche de sa valeur de référence. La puissance réactive est mal contrôlée pour certains secteurs (2, 4, 6, 8 et 10), par conséquent, les courants du réseau pour la méthode conventionnelle sont déformés (THD=4,29%) comme représenté sur la figure 3.12.(a).

L'utilisation de la table de commutation floue nous a permis d'avoir un meilleur contrôle des opérations pour notre redresseur. Les puissances active et réactive suivent leur valeur de référence avec une grande précision et une bonne stabilité et ce, malgré les différents tests effectués sur la commande comme indiqué dans les figures suivantes : (figures 3.9.(b), 3.10.(b) et 3.11.(b)).

La figure 3.12 présente les formes d'onde du courant d'alimentation et de la tension de source ainsi que l'analyse FFT (Fast Fourier Transformation) du courant du réseau pour la phase (a) de la commande DPC classique et floue. Le courant d'entrée et la tension qui lui correspond sont en phase ce qui permet le fonctionnement du système avec un facteur de puissance presque unitaire. Le courant présente une valeur de THD réduite à 1,21% avec la commande proposée comparativement à celle donnée dans le cas de l'utilisation de la commande DPC classique. Grâce aux résultats obtenus, la commande DPC intelligente a été en mesure de contrôler le redresseur à MLI avec une amélioration considérable de la qualité de l'alimentation et ce, conformément à la norme internationale IEEE-519 (THD<5%).

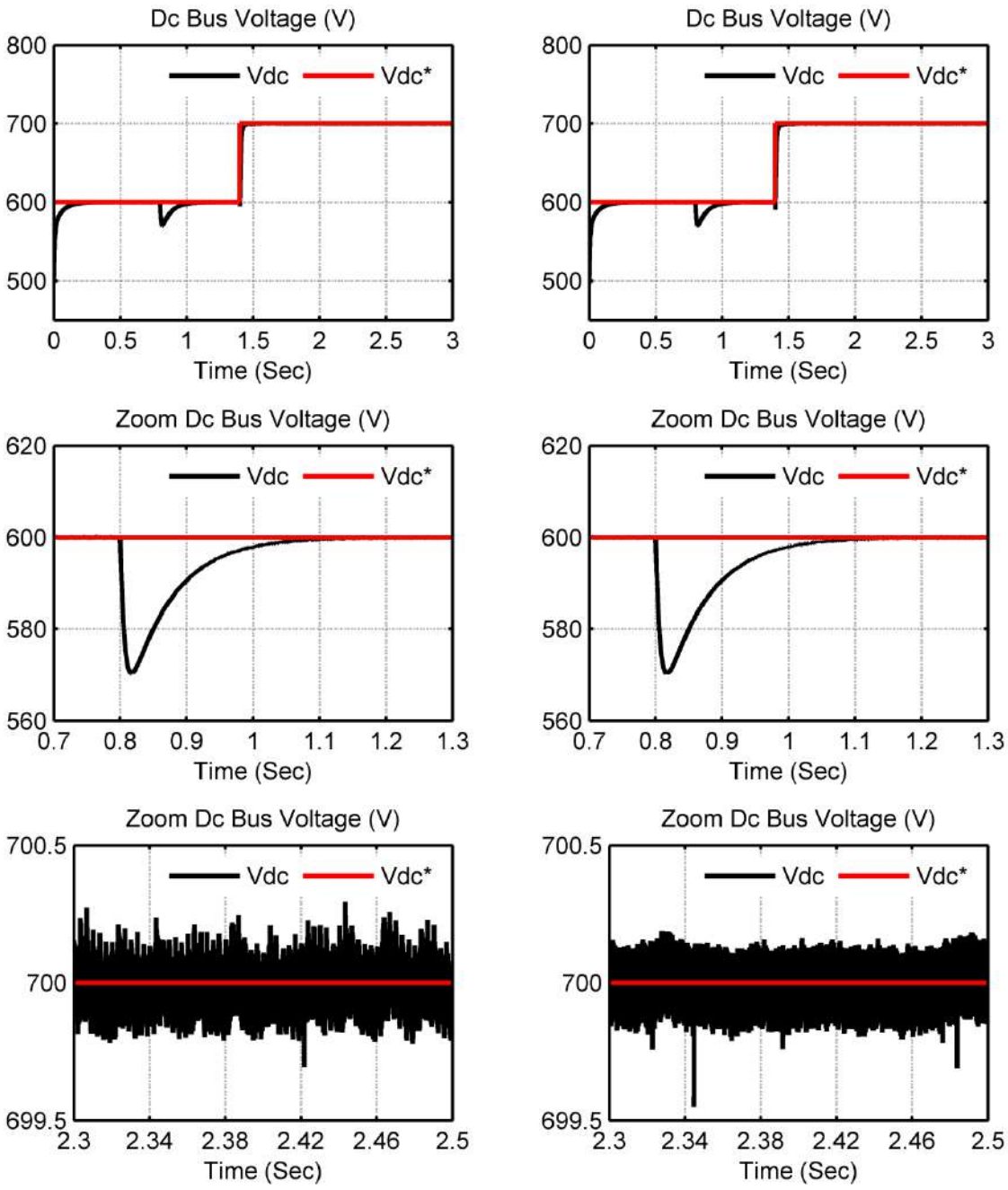


Figure 3.9: Étapes de changement de la charge et de la référence de la tension du bus continu pour: (a) DPC classique et (b) DPC proposée

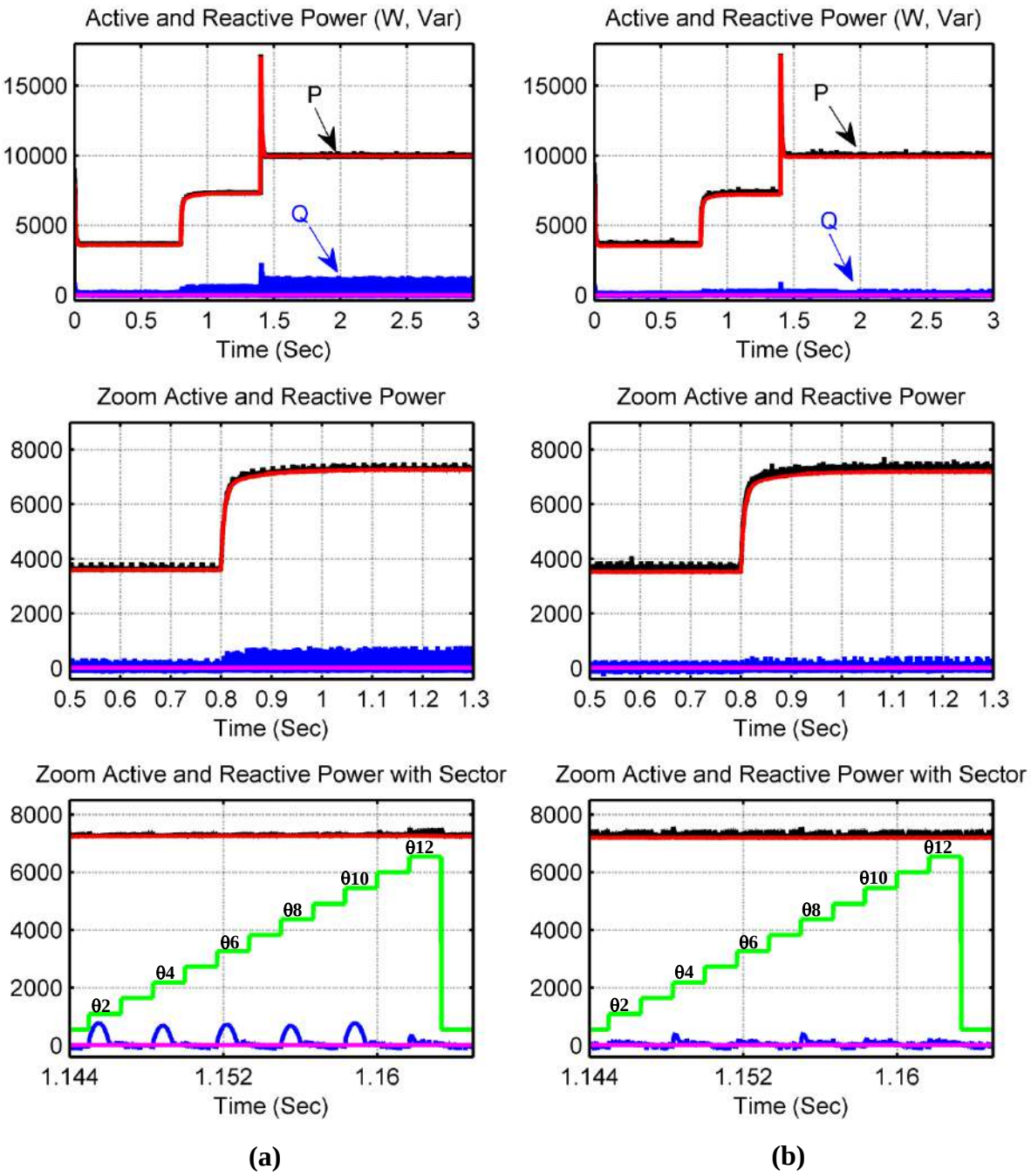


Figure 3.10: Réponses des puissances actives, réactives ainsi que les secteurs correspondants pour: (a) DPC classique et (b) DPC floue proposée

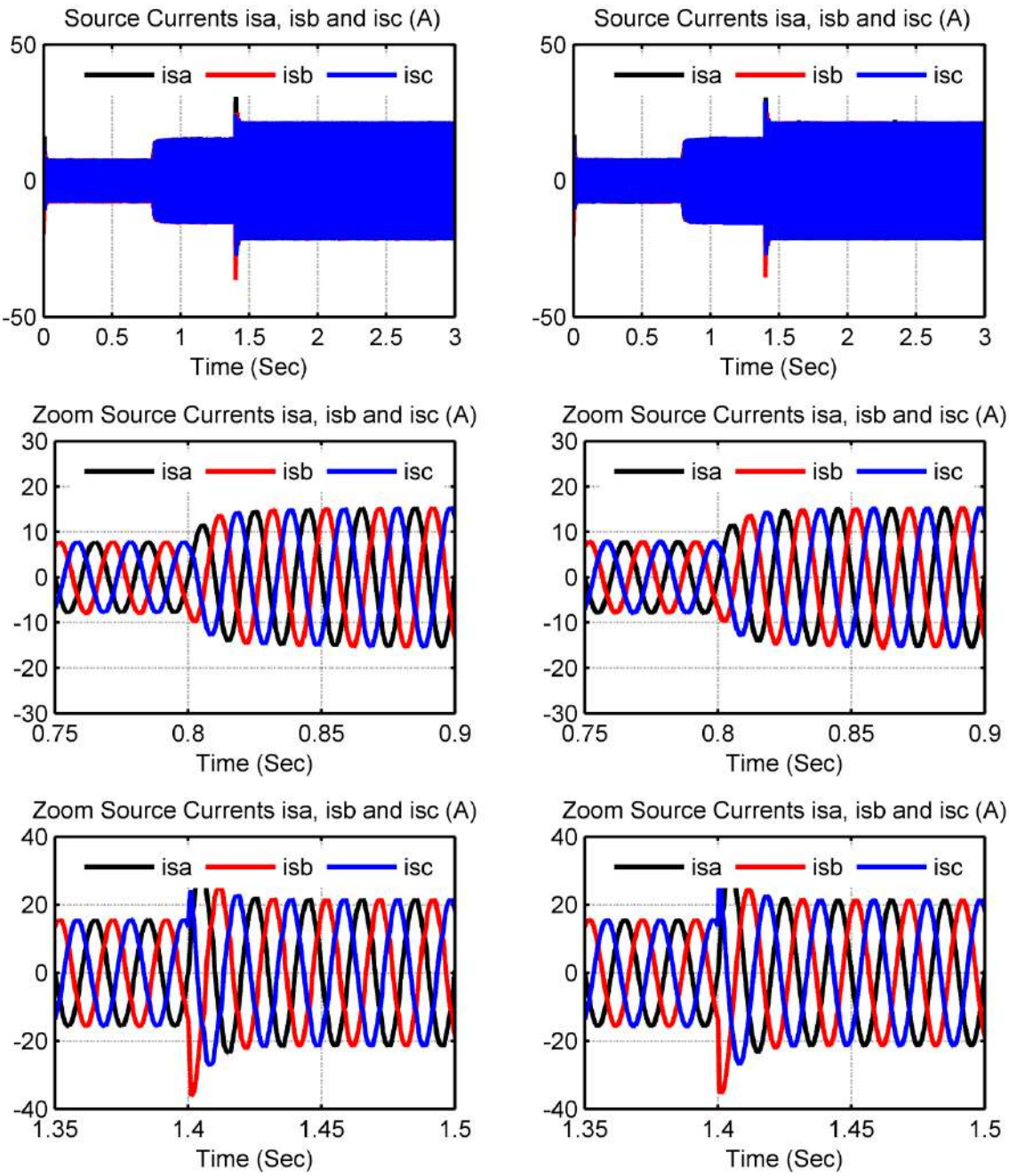


Figure 3.11: Courants de sources: (a) DPC conventionnelle et (b) DPC développée

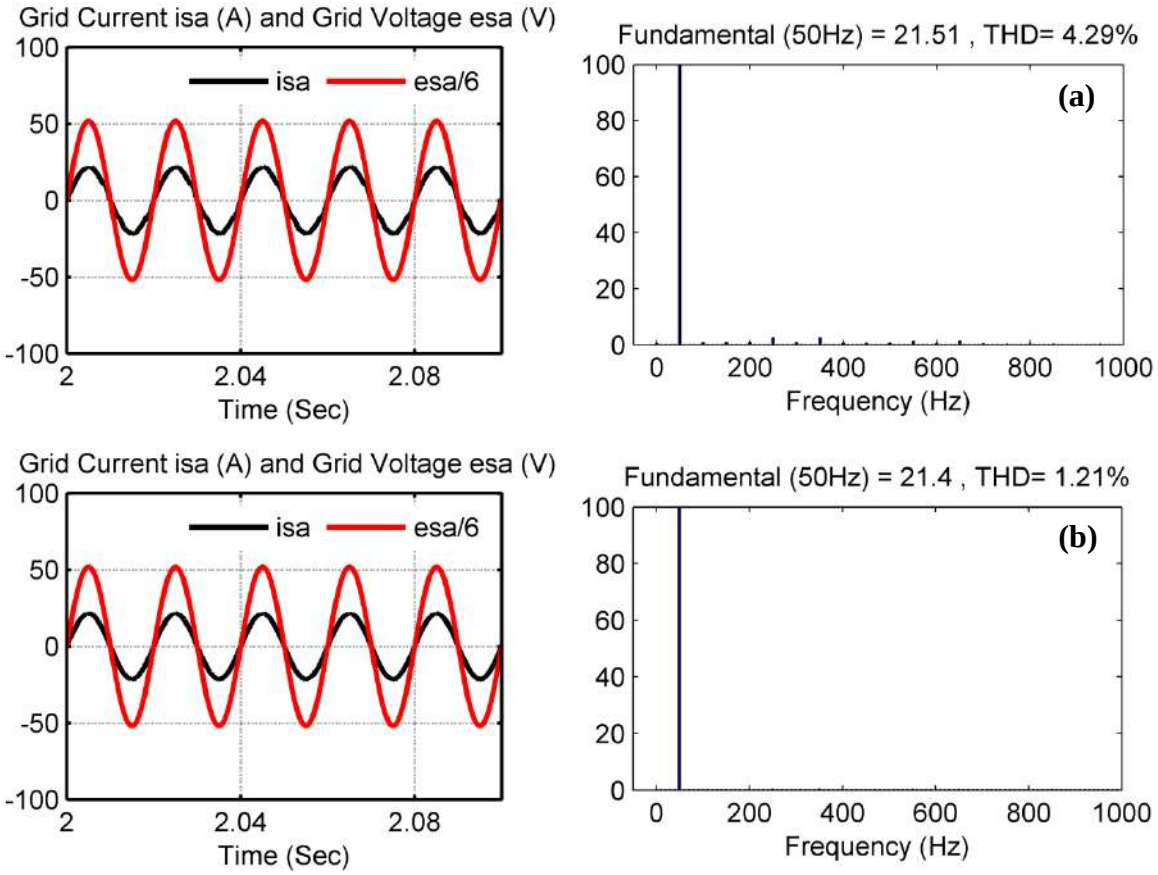


Figure 3.12: Représentation du déphasage entre le courant et la tension de source ainsi que l'analyse spectrale du courant pour: (a) DPC classique et (b) DPC proposée

3.6 Résultats expérimentaux de la technique DPC floue

Les deux algorithmes de contrôle DPC classique et DPC proposée ont été mis en œuvre en temps réel via une carte d'implémentation de type dSPACE 1104 dans le laboratoire comme le montre la figure 3.13 pour évaluer et vérifier l'utilité pratique de la commande développée. La validation de l'approche intelligente emploie un redresseur triphasé (Semikron, 20KVA, 1200V et 50A) connecté au réseau d'alimentation. Aussi, trois courants d'entrée (i_{sa}, i_{sb} et i_{sc}), deux tensions d'entrée (e_{sa} et e_{sb}) et la tension du bus continu sont détectées et mesurées à l'aide de trois capteurs de courant et trois capteurs de tension. Enfin, les résultats pratiques sont enregistrés pour être représentés au moyen d'un oscilloscope numérique. Les principaux paramètres électriques utilisés dans cette validation expérimentale sont donnés en Annexe B.

Les performances de l'approche de contrôle Fuzzy-DPC sont comparées à la méthode DPC traditionnelle par une large validation pour différentes conditions de fonctionnement.

Les résultats pratiques obtenus à l'état stationnaire pour les contrôles classiques et intelligents sont illustrés sur la figure 3.14 et la figure 3.15. Il est clairement visible que les courants de ligne de l'approche développée sont très proches de la forme d'onde sinusoïdale comparés à ceux de la DPC classique, qui ont un décalage de phase de valeur nulle avec la tension de source. En outre,

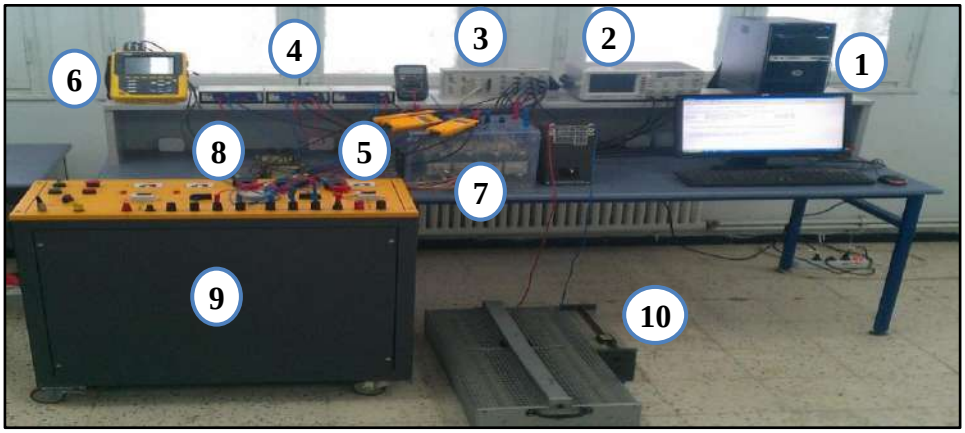


Figure 3.13: Banc d'essai expérimental de la DPC floue

(1: PC; 2: Oscilloscope; 3: Carte dSPACE 1104; 4: Capteurs de tensions; 4: Capteurs de courants; 6: Analyseur de la qualité d'énergie; 7: Redresseur à MLI; 8: Inductances de lignes; 9: Alimentation triphasée; 10: Charge résistive).

la tension redressée atteint sa référence parfaitement pour les deux contrôles. La puissance active est stable et conserve sa valeur imposée. D'autre part, la puissance réactive est fixée égale à zéro assurant ainsi un facteur de puissance très proche de l'unité. Par conséquent, la commande intelligente présente de meilleures performances par rapport à la commande classique.

Les réponses dynamiques relatives au changement de la tension de référence du bus de 170V à 150V pour la technique DPC traditionnelle et celle développée sont illustrées en figure 3.16.(a) et en figure 3.16.(b). Après un très bref moment, la tension redressée est réglée parfaitement à sa nouvelle référence pour les deux commandes. La puissance active instantanée est maintenue pour être très proche de sa nouvelle référence avec une très bonne forme de présentation, un degré élevé de précision et de stabilité pour la méthode floue par rapport à la DPC classique. Par ailleurs, la puissance réactive instantanée suit sa référence nulle dans le cas de la méthode classique avec une forme épaisse par rapport à la puissance réactive instantanée obtenue pour le cas de l'approche floue proposée. Cette représentation montre que la valeur de la puissance réactive de la DPC conventionnelle est supérieure par rapport à la nouvelle DPC et par voie de conséquence le facteur de puissance sera dégradé (loin de l'unité).

Il est clairement visible que notre algorithme intelligent garanti une commande régulière et douce de la puissance active et réactive et un facteur de puissance amélioré par rapport à la méthode traditionnelle.

Les figures 3.17.(a) et 3.17.(b) montrent l'évolution de la position du thêta estimé correspondant au vecteur de tension de réseau avec douze secteurs pour la DPC classique et proposée respectivement. Selon les mêmes figures, nous pouvons remarquer que les puissances instantanées active et réactive sont insuffisamment contrôlées avec la présence de fluctuations dans certains secteurs dans le cas de la commande classique. Dans le cas de l'application du contrôleur flou, la commande des deux puissances instantanées s'effectue d'une manière très souple, lisse et sans présence de fluctuations.

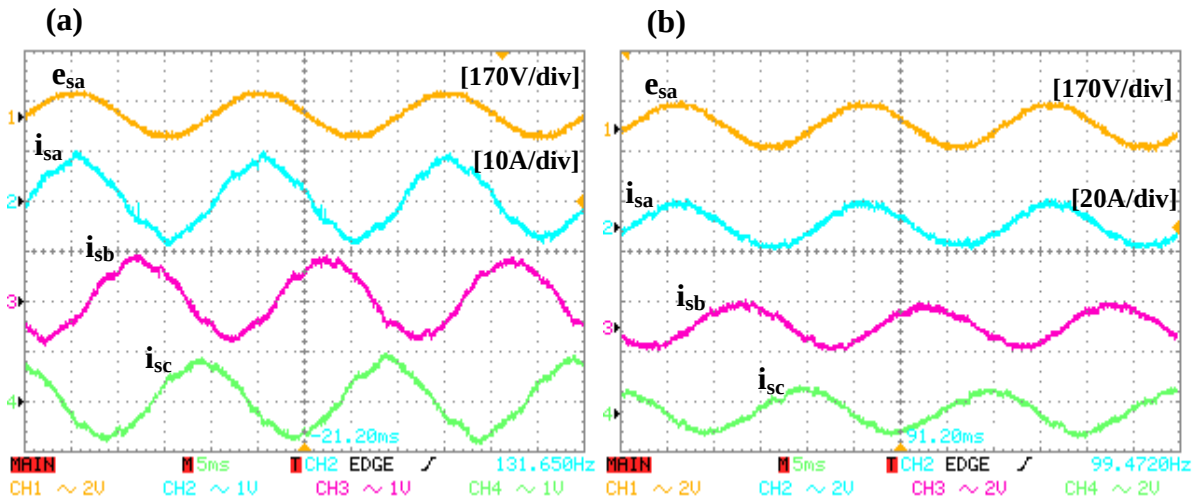


Figure 3.14: Formes d'ondes expérimentales en régime statique pour: (a) la méthode classique et (b) la méthode proposée pour la référence de tension de sortie égale à 150V et la référence de puissance réactive nulle

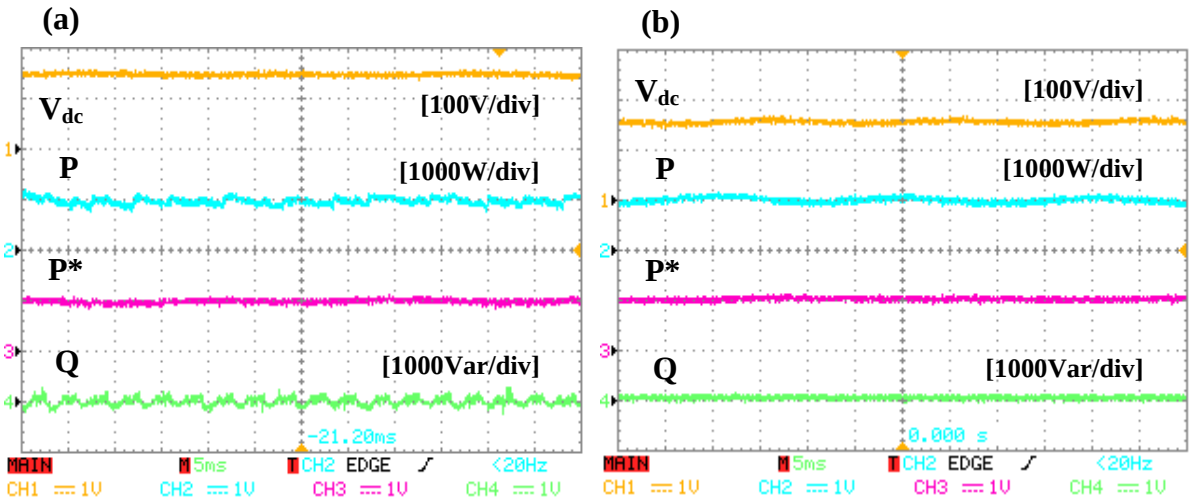


Figure 3.15: Les résultats expérimentaux de puissances en régime statique pour: (a) la DPC classique et (b) la DPC proposée pour la référence de tension de sortie égale à 150V et la référence de puissance réactive nulle

Avec la variation de la charge comme représenté sur la figure 3.18, la robustesse de la commande proposée est amplement prouvée. Le courant de source et la tension redressée réagissent parfaitement à cet essai. De même, la puissance active suit correctement sa nouvelle référence. Il convient de noter que, malgré la variation dûe à la charge, la puissance réactive conserve sa valeur de référence zéro. Le test opéré a mis en évidence le contrôle indépendant des deux puissances instantanées qui représente le principal avantage de cette commande.

Pour une meilleure clarification de la supériorité de l'approche développée concernant la qualité des courants de réseau et le fonctionnement du facteur de puissance, des mesures

expérimentales ont été prises à l'aide de l'analyseur de la qualité d'énergie pour le contrôle DPC conventionnel ainsi que la DPC proposée comme indiqué dans la figure 3.19.

Cette illustration montre clairement que le contrôle proposé nous offre une forme de courant d'entrée plus sinusoïdale (THD=4,4%, qui est conforme aux normes internationales IEEE-519) que celle de courant de source de la DPC classique (THD=6,7%). En outre, le déphasage entre le courant et la tension de grille est nulle, par conséquent, le facteur de puissance est très proche de l'unité. Il est important de noter que la commande DPC classique fonctionne avec un facteur de puissance (FP=0,989) tandis que le contrôle par DPC floue assure un fonctionnement avec un facteur de puissance nettement amélioré (FP=0,991).

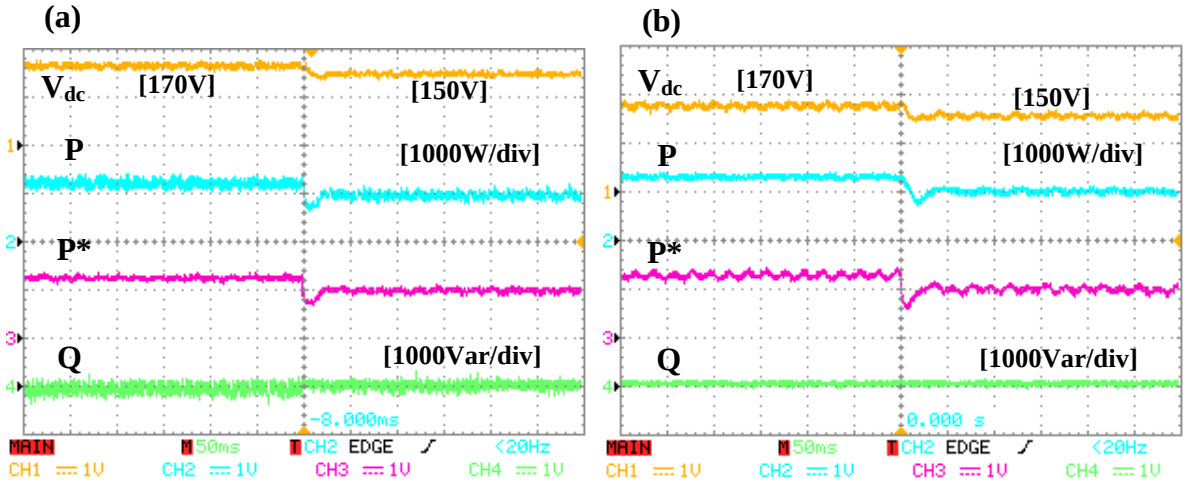


Figure 3.16: Réponses transitoires correspondant à l'étape de changement de la V_{dc}^{*} décroissante de 170V à 150V pour: (a) la DPC classique et (b) la DPC proposée, Q^{*}= 0Var

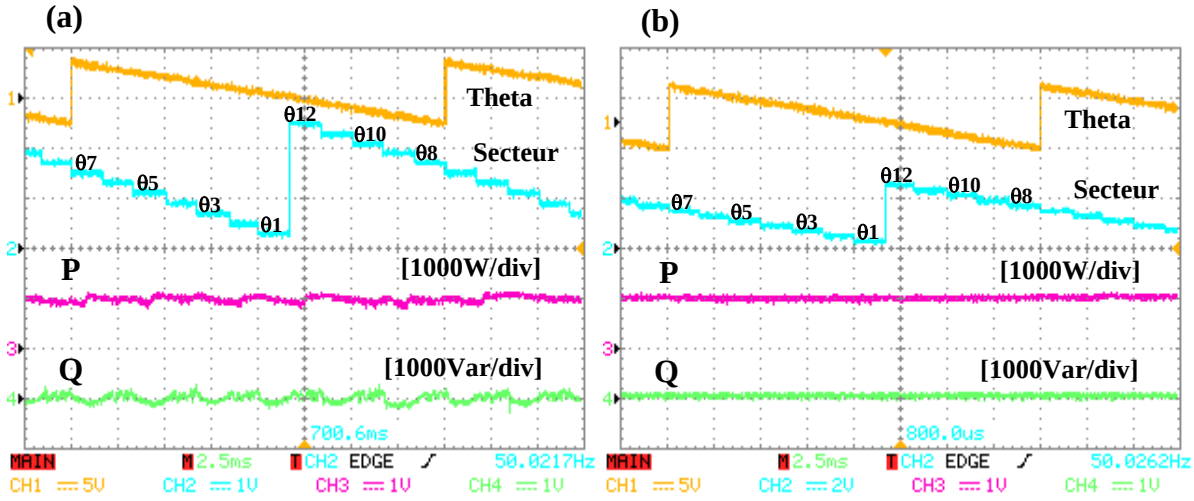


Figure 3.17: Les résultats expérimentaux instantanés : angle thêta, le numéro du secteur, les puissances active et réactive pour: (a) la DPC classique et (b) la DPC proposée

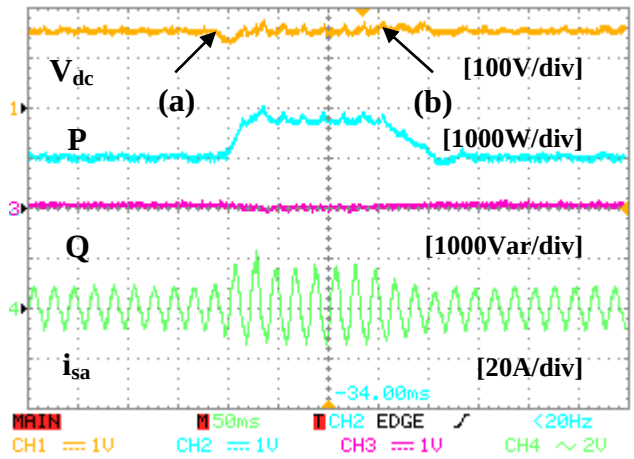
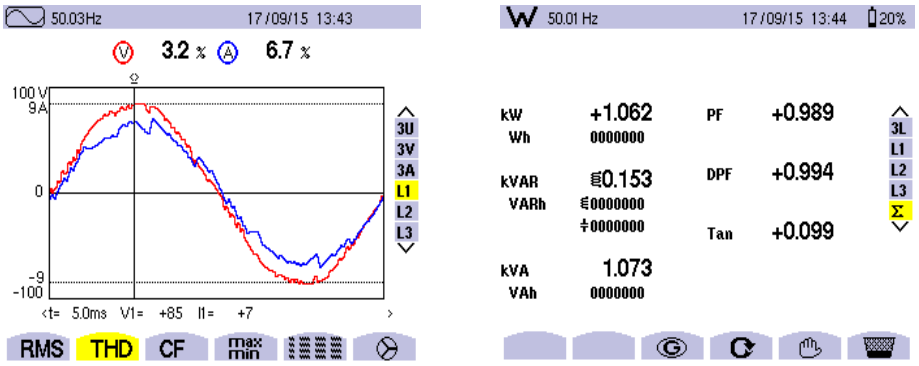
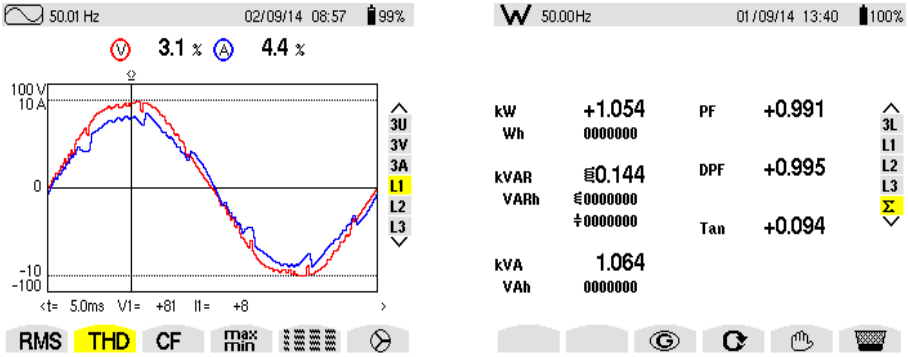


Figure 3.18: Réponses transitoires relatives au changement de la charge pour le contrôle flou: {(a) Augmentation de la charge, (b) Diminution de la charge} pour V_{dc}^{*} = 150V, Q^{*}= 0Var



(a)



(b)

Figure 3.19: Mesures expérimentales décrivant la qualité d'énergie de: (a) la commande classique et (b) la commande intelligente pour la référence de tension de sortie égale à 150V et la référence de puissance réactive nulle

3.7 Commande prédictive directe de puissance basée sur la logique floue

La DPC classique présente un inconvénient majeur lié à la fréquence des signaux de commande pour les commutateurs qui ne peuvent pas être contrôlés et nécessitent un taux d'échantillonnage élevé pour un contrôle précis et efficace des puissances active et réactive. Pour y remédier à cet inconvénient majeur de la commande DPC avec table de commutation prédéfinie, il est important de développer une nouvelle configuration pour imposer des critères explicites sur la qualité de contrôle de puissances [4,80,81]. Pour concrétiser cet objectif, une combinaison du principe de la DPC avec la stratégie prédictive est nécessaire pour garantir préalablement une maitrise de contrôle adéquat des puissances active et réactive. Cette approche proposée est connue sous le nom de commande directe de puissance prédictive (P-DPC). La combinaison préconisée pour piloter le redresseur triphasé à MLI s'opère à travers une optimisation d'une fonction de performance qui identifiera le vecteur de commande optimal à appliquer durant chaque période de commutation [82].

Pour cette commande, il est très nécessaire de développer un modèle prédictif décrivant le comportement des puissances instantanées. Le processus menant à ce modèle est expliqué comme suit:

Dans le plan fixe (α-β) et pour un système triphasé équilibré, les puissances active et réactive instantanées sont données par les relations ci-dessous [82,83]:

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & -e_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \tag{3.10}$$

Il convient de noter que la période d'échantillonnage (Ts) << période de la source d'alimentation (T), par conséquent les composantes de $e_{\alpha\beta}$ sont supposées constantes pendant la période de commutation ($e_{\alpha\beta}$ (k + 1) = $e_{\alpha\beta}$ (k)).

Ensuite, les changements dans les deux puissances pour les deux instants d'échantillonnage successifs sont donnés par la formule suivante:

$$\begin{bmatrix} P(k+1) - P(k) \\ Q(k+1) - Q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha(k) & e_\beta(k) \\ e_\beta(k) & -e_\alpha(k) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha(k+1) - i_\alpha(k) \\ i_\beta(k+1) - i_\beta(k) \end{bmatrix} \tag{3.11}$$

D'autre part, l'évolution du courant absorbé par le convertisseur est régulée par l'équation différentielle du premier ordre:

$$L\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha(t) \\ e_\beta(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_\alpha(t) \\ V_\beta(t) \end{bmatrix} - R \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} \tag{3.12}$$

Sans tenir compte de l'effet de la résistance série de la bobine de couplage R, et en employant une discrétisation de premier ordre pour l'équation (3.12) pour une période d'échantillonnage T_s, la variation du vecteur de courant entre les deux instants d'échantillonnage successifs "k" et "(k+1)" est exprimée par l'équation ci-dessous:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(k+1)-i_\alpha(k) \\ i_\beta(k+1)-i_\beta(k) \end{bmatrix} = \frac{T_S}{L}\left(\begin{bmatrix} e_\alpha(k) \\ e_\beta(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_\alpha(k) \\ V_\beta(k) \end{bmatrix}\right) \tag{3.13}$$

Par Remplacement de (3.13) dans (3.11), la variation des deux puissances au cours d'une période de commutation est donnée par (3.14):

$$\begin{bmatrix} P(k+1)-P(k) \\ Q(k+1)-Q(k) \end{bmatrix} = \frac{T_S}{L}\begin{bmatrix} e_\alpha(k) & e_\beta(k) \\ e_\beta(k) & -e_\alpha(k) \end{bmatrix} \cdot \left(\begin{bmatrix} e_\alpha(k) \\ e_\beta(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_\alpha(k) \\ V_\beta(k) \end{bmatrix}\right) \tag{3.14}$$

La convergence idéale de la puissance active et réactive requise est atteinte si les conditions suivantes sont remplies:

$$\begin{bmatrix} P(k+1) \\ Q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P^*(k+1) \\ Q^*(k+1) \end{bmatrix} \tag{3.15}$$

La condition (3.15) ne peut être satisfaite que si les variations de la puissance active et la puissance réactive pendant la période de commutation, prennent les valeurs suivantes:

$$\begin{bmatrix} \Delta P^*(k) \\ \Delta Q^*(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P^*(k+1)-P(k) \\ Q^*(k+1)-Q(k) \end{bmatrix} \tag{3.16}$$

Les deux variantes $\Delta P_i(k)$ et $\Delta Q_i(k)$ pour les sept vecteurs de commande sont exprimées par l'équation suivante comme suit:

$$\Delta P_i = \frac{T_S}{L}\left\|e_{\alpha\beta}\right\|^2 - \frac{T_S}{L}\left\|e_{\alpha\beta}\right\| \cdot \left[\cos(\theta)\cdot V_{\alpha i} + \sin(\theta)\cdot V_{\beta i}\right] \tag{3.17}$$

$$\Delta Q_i = \frac{T_S}{L}\left\|e_{\alpha\beta}\right\| \cdot \left[\cos(\theta)\cdot V_{\beta i} - \sin(\theta)\cdot V_{\alpha i}\right] \quad i = 0,1,...6$$

La prédiction de la puissance instantanée de référence pour le futur instant d'échantillonnage (k+1) est donnée par la relation indiquée ci-dessous:

$$\begin{bmatrix} P^*(k+1) \\ Q^*(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\,P^*(k)-P^*(k-1) \\ Q^*(k) \end{bmatrix} \tag{3.18}$$

Le vecteur de commande optimal à appliquer pendant la période de commutation $[KT_s\ (K+1)T_s]$ résultant de la fonction de la performance (3.19) qui optimise et consiste à vérifier la distance la plus courte entre les points de la variation de puissances instantanées et désirées.

$$f(i)=\min\left(\sqrt{\left[\Delta P^{*}(k)-\Delta P_i\right]^2+\left[\Delta Q^{*}(k)-\Delta Q_i\right]^2}\right) \quad i=1,2,...6 \tag{3.19}$$

Dans le but d'améliorer la technique P-DPC, un régulateur intelligent est appliqué à cette commande afin de réguler la tension de sortie du redresseur à sa valeur de référence d'une part et contribuer à la délivrance de la puissance active de référence d'autre part. Il est à signaler que ce régulateur PI flou est le même que celui utilisé au Chapitre 2 mentionné en section 2.6.4 sauf que ce contrôleur flou remplaçant le régulateur PI conventionnel au niveau de la commande P-DPC est démuni de gains de correction placés à ses deux entrées et à sa sortie. La configuration globale de la P-DPC-Floue avec sélection du vecteur de commande optimal est illustrée sur la figure 3.20.

3.8 Résultats de simulation de la méthode P-DPC floue

Deux simulations numériques ont été établies via MATLAB/Simulink relatives à la stratégie de contrôle prédictif de la DPC ainsi que la commande P-DPC basée sur la logique floue. Une étude comparative pour ces deux stratégies est exposée à travers les figures qui suivront pour montrer l'efficacité de la commande P-DPC et la contribution apportée par le régulateur flou vis-à-vis de la qualité de contrôle des puissances active et réactive et de l'énergie pour le système étudié.

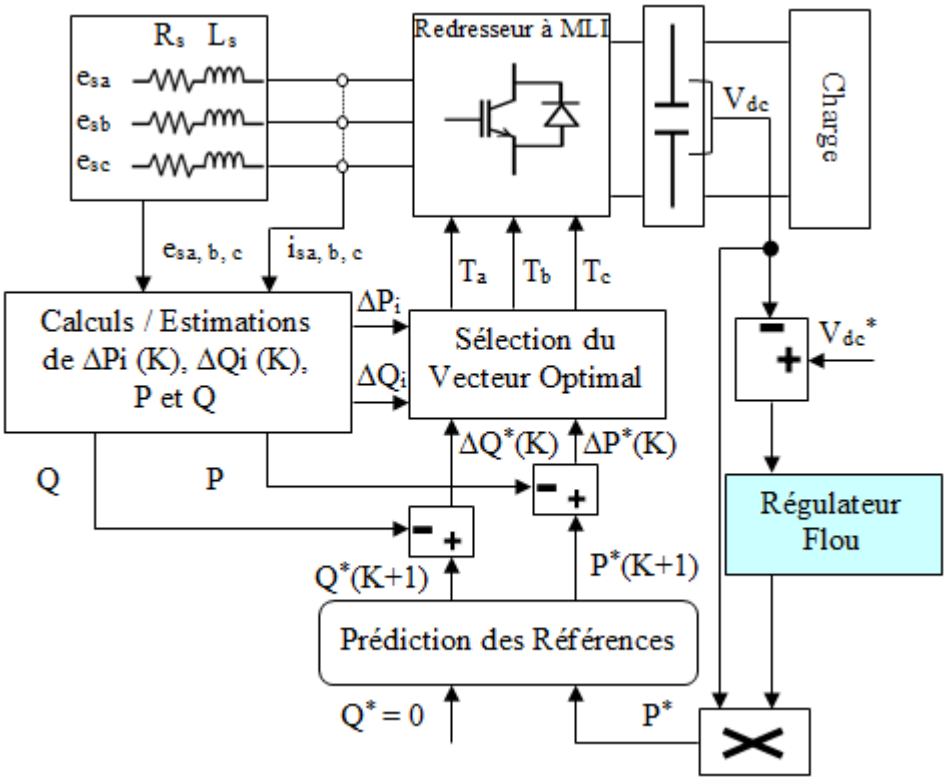


Figure 3.20: Diagramme de la stratégie P-DPC intelligente

Les résultats de simulation présentés ci-dessous montrent clairement que le réglage de la tension du bus continu avec le contrôleur flou développé est meilleur comparativement au PI conventionnel, surtout en régime transitoire. En effet, les réponses transitoires de la tension du bus continu V_{dc}, lors de la variation de la charge et du changement de la référence de la tension de sortie, une chute de tension est observée pour une valeur et une durée très minimales (1.5V, 0.3Sec) par rapport à celles obtenues en cas du PI classique (20V, 0.05Sec). Le deuxième essai de robustesse a été effectué sans dépassement de tension dans les cas du contrôle flou comme indiqué en figure 3.21.

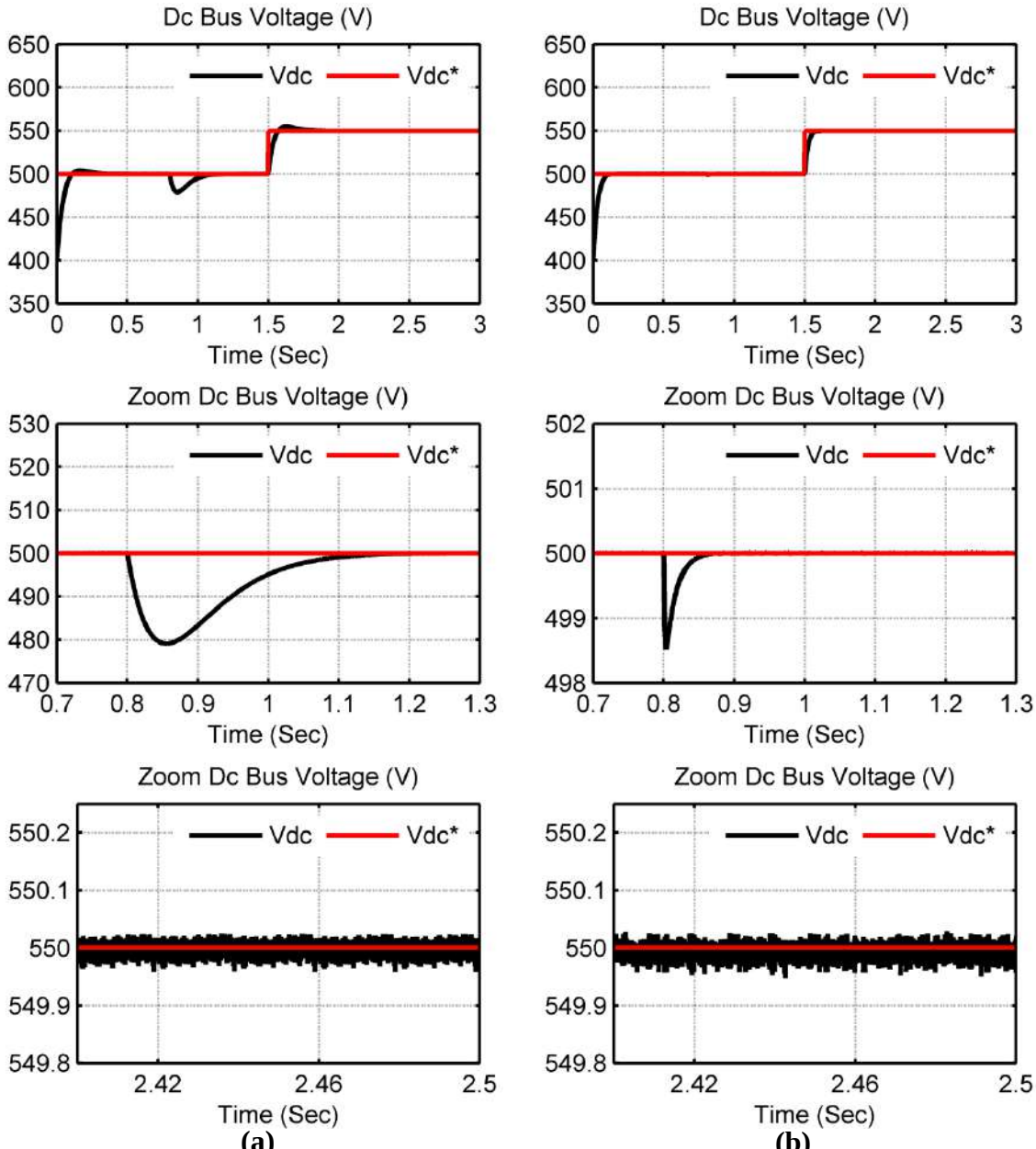


Figure 3.21: Étapes de changement de la charge et de la référence de la tension du bus continu pour: (a) P-DPC et (b) P-DPC-Floue proposée

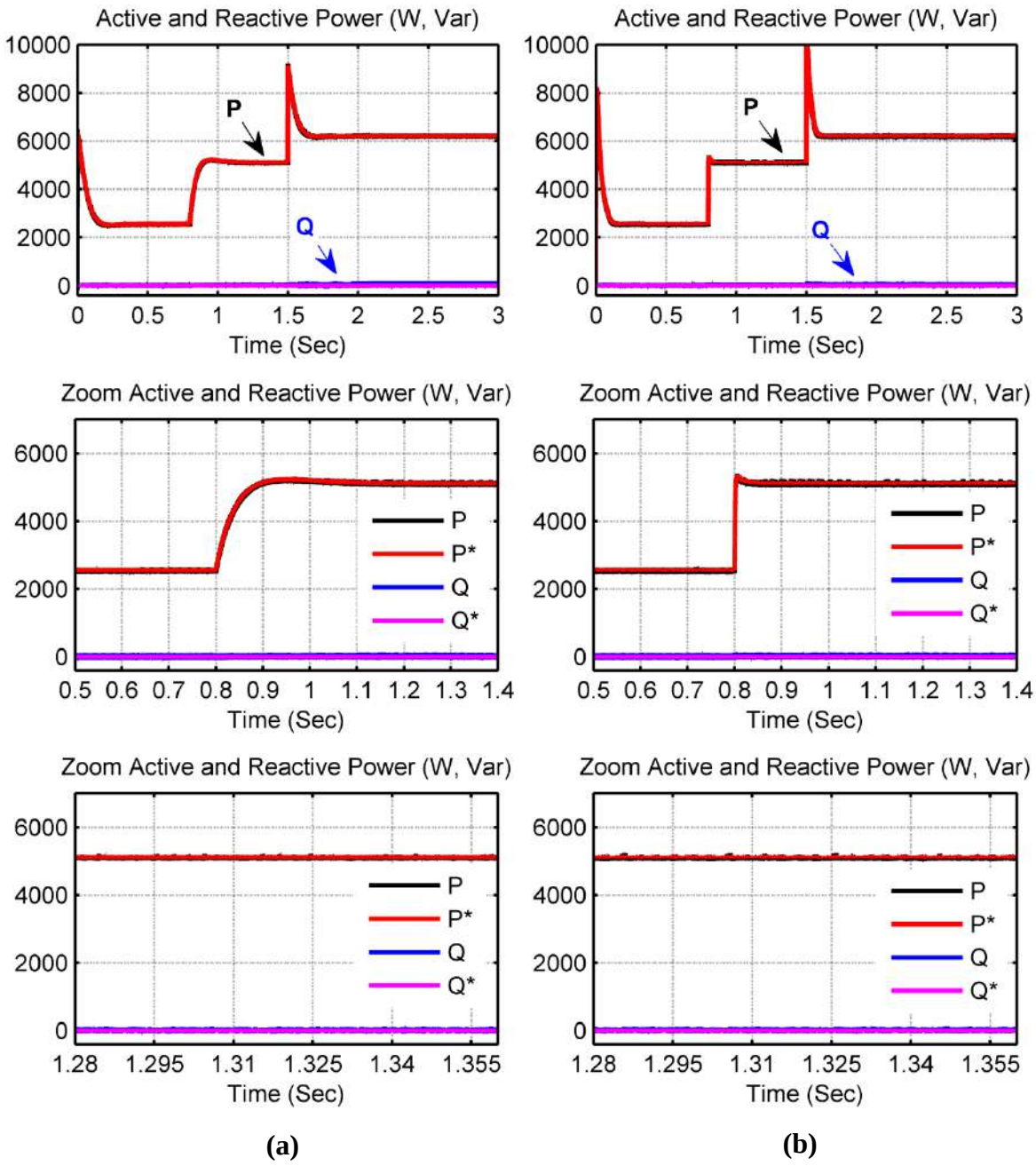


Figure 3.22: Réponses des puissances actives, réactives ainsi que les secteurs correspondants pour: (a) P-DPC et (b) P-DPC-Floue proposée

Les figures 3.22 et 3.23 représentent les réponses des puissances active et réactive ainsi que les courants de sources respectivement. Il est clairement visible que la commande P-DPC-Floue assure des résultats très acceptables avec comportements nettement améliorés vis-à-vis des deux tests effectués comparativement au contrôle P-DPC avec PI classique.

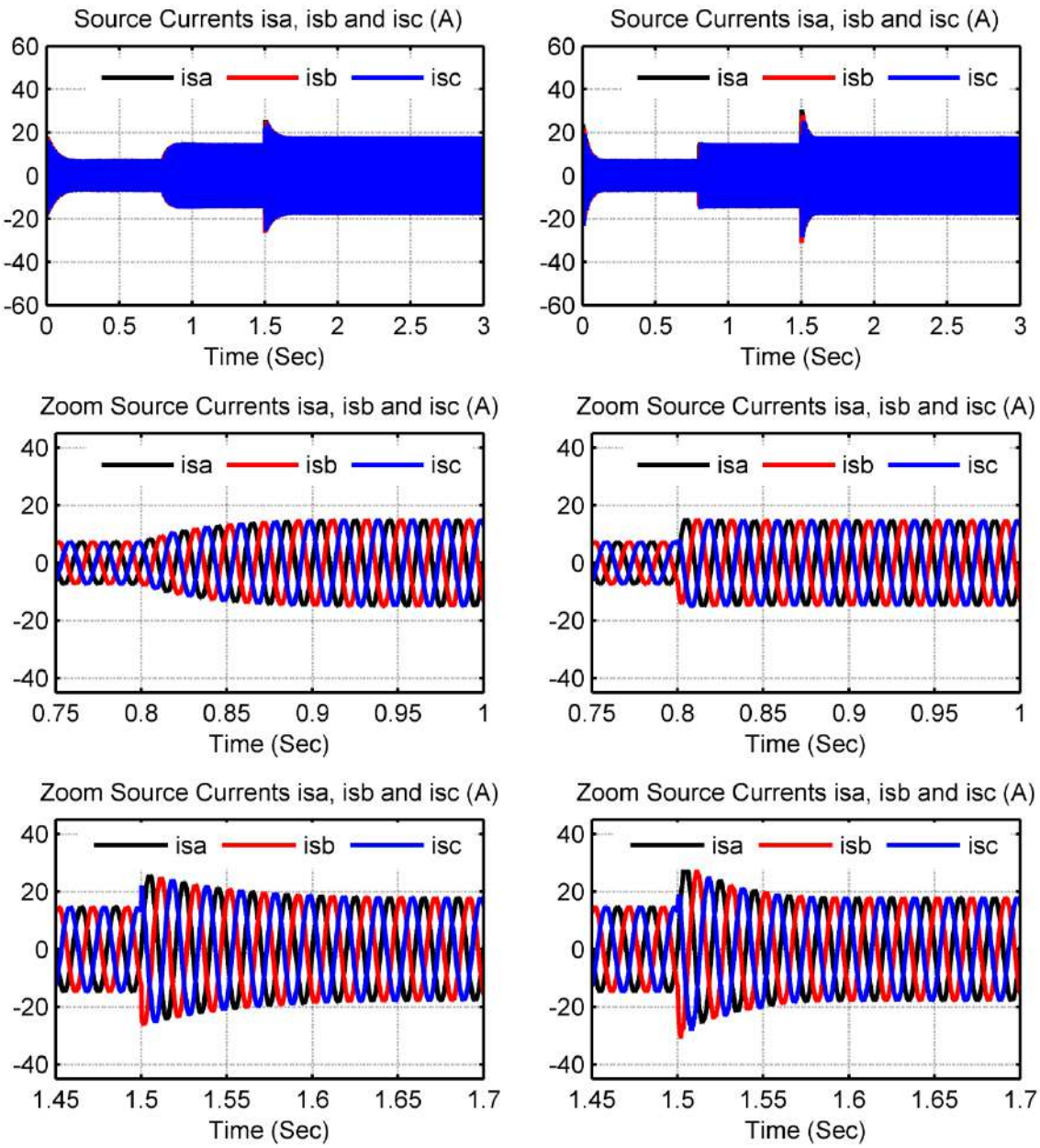


Figure 3.23: Courants de sources: (a) P-DPC et (b) P-DPC-Floue développée

Au vu de la figure 3.24, le courant et la tension de source sont en phase avec enregistrement d'un taux de distorsion harmonique de 0.96% pour la commande P-DPC et de 0.75% (THD amélioré) pour le contrôle P-DPC-Floue ce qui est conforme à la norme internationale IEEE.

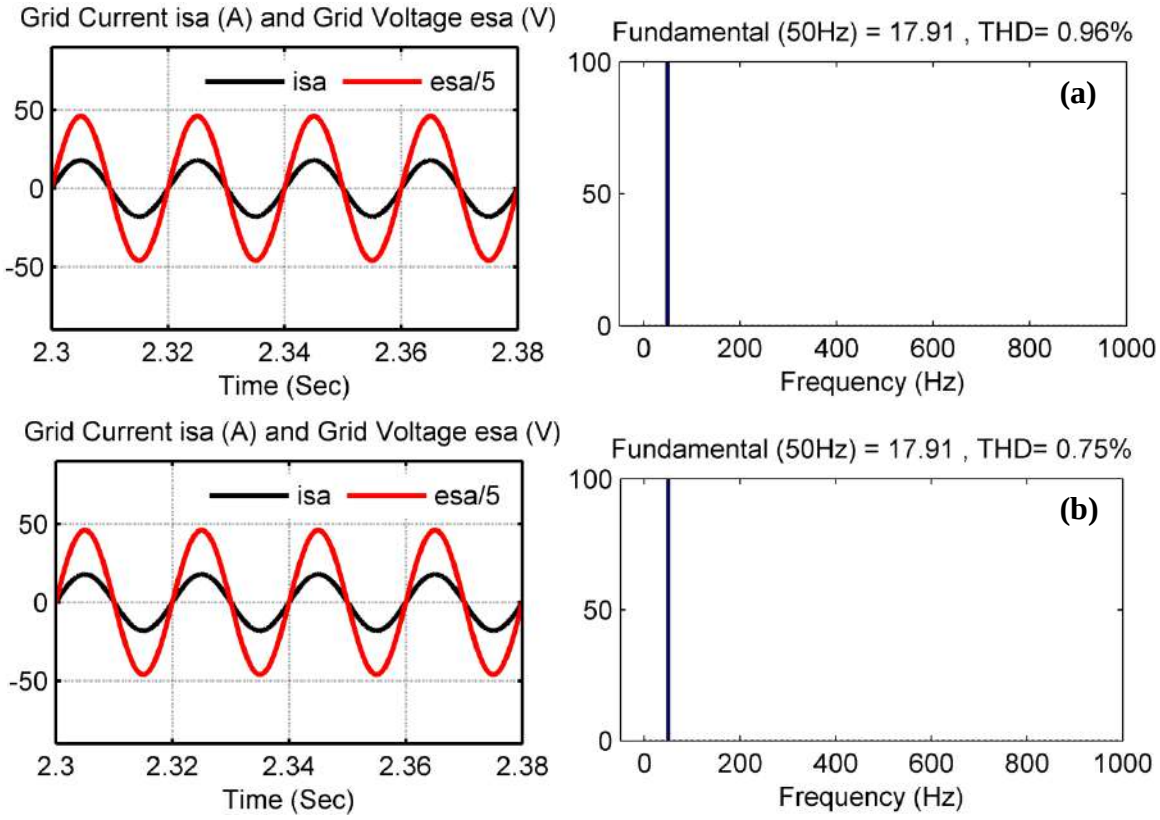


Figure 3.24: Représentation du déphasage entre le courant et la tension de source ainsi que l'analyse spectrale du courant pour: (a) P-DPC et (b) P-DPC-Floue proposée

3.9 Commande directe du couple de la machine asynchrone améliorée

3.9.1 DTC classique

Ces dernières années, plusieurs stratégies de contrôle ont été mises au point afin d'obtenir une commande découplée du moteur à induction. Ces méthodes appelées "contrôle vectoriel" ayant des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu. Récemment, le développement de nouvelles techniques de traitement du signal a permis la réalisation d'une grande partie de plusieurs systèmes de contrôles avancés. Le plus récent est le contrôle direct du couple qui minimise l'influence des paramètres de la machine sans capteur de position mécanique [53-55]. La technique de commande directe du couple (DTC) pour le moteur triphasé asynchrone a été généralement utilisée dans les secteurs industriels particulièrement dans les applications à vitesse variable [1]. Elle a révélé de bonnes performances dans les applications électriques du moteur à induction de moyenne et haute puissance.

La DTC a été proposée par I.Takahashi, T. Noguchi et Depenbrock [55,56]. Plusieurs avantages sont offerts par cette technique [53,62]:

- L'utilisation d'un modèle simplifié de la machine à induction ;
- Un contrôle indépendamment du couple et du flux statorique ;

- Haute réponse du couple dynamique ;
- Insensibilité des variations des paramètres du moteur ;
- Il est inutile de connaître précisément la position angulaire du rotor, seule la position du vecteur de flux statorique est suffisante.

Malgré les avantages offerts, la DTC présente également des inconvénients, à savoir:

- Présence d'ondulations au niveau du couple et du flux ;
- Changement de région et de position du flux statorique provoquant une distorsion harmonique du flux et du couple ;
- L'existence de certains problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif);
- L'utilisation des comparateurs à hystérésis conduisent à un fonctionnement à fréquence variable augmentant le risque de résonances mécaniques ou acoustiques.

L'idée de base de la DTC est de commander directement le couple du moteur à induction, en appliquant des différentes tensions de l'onduleur, qui déterminent les vecteurs d'état. Dans ce cas, les variables de contrôle sont le flux et le couple. Les comparateurs à hystérésis sont conçus pour le contrôle de ces variables. La sortie de ces régulateurs participe à la délivrance du vecteur de tension optimal à appliquer à chaque instant de commutation. Le flux statorique et le couple électromagnétique dans l'approche actuelle sont concrétisés avec la nécessité de mesurer la vitesse, le couple et le flux (figure 3.25). En outre, les autres grandeurs mesurées sont la tension et le courant alimentant le moteur. Ainsi, on estime entièrement le flux du stator et le couple électromagnétique en fonction de ces mesures dans le plan (α, β), selon les équations suivantes [53-55,65]:

$$\begin{aligned}
\phi_{s\alpha} &= \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s \cdot I_{s\alpha})\, dt \\
\phi_{s\beta} &= \int_0^t (V_{s\beta} - R_s \cdot I_{s\beta})\, dt \\
\phi_s &= \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \\
\theta_s &= \tan^{-1} \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \\
T &= P\,(\phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha})
\end{aligned} \tag{3.20}$$

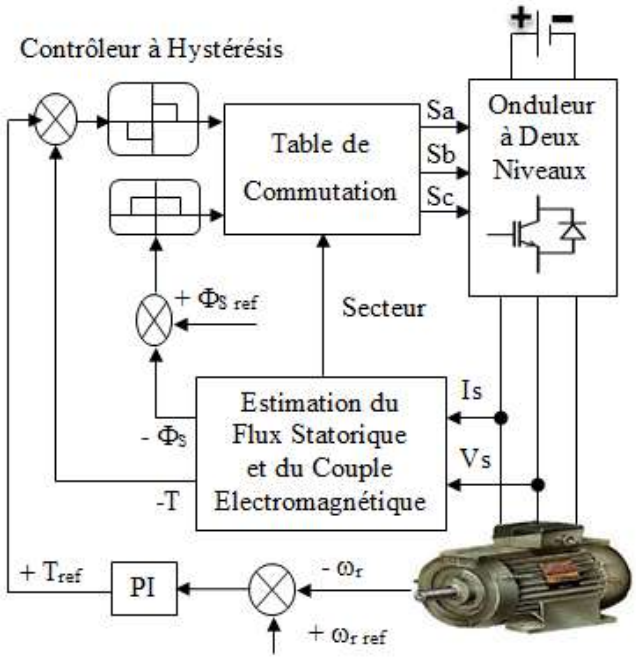


Figure 3.25: Configuration générale de la commande directe du couple

L'onduleur fournit huit vecteurs de tension. Ces vecteurs sont sélectionnés à partir d'une table de commutation en fonction des erreurs du flux et du couple ainsi que la position du vecteur du flux statorique. L'application d'un vecteur de tension statorique permet de diminuer ou d'augmenter le flux du stator et du couple électromagnétique en même temps. Pour atteindre cet objectif, un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour maintenir le flux du stator. Le contrôle du couple est réalisé par un comparateur à hystérésis à trois niveaux (figure 3.25) [58,62,63]. Afin de surmonter les inconvénients majeurs de la DTC classique, de nombreux chercheurs ont travaillé dans ce domaine et plusieurs approches modifiées et améliorées ont été proposées. Par exemple: la DTC avec SVM (Space Vector Modulation) dont le but est de régler la fréquence de commutation de l'onduleur; l'utilisation d'un contrôleur de rapport cyclique; l'utilisation des onduleurs multiniveaux qui assurent un bon contrôle du couple et du flux, cependant la commande de ce type d'onduleur est compliquée; les techniques d'intelligence artificielle comme: la logique floue, les réseaux de neurones et de neuro-fuzzy sont récemment employées pour le contrôle des machines électriques. En raison de sa simplicité, la logique floue est la plus utilisée par les chercheurs pour résoudre le problème des ondulations du flux et du couple dans la machine à induction [57,62].

3.9.2 Minimisation des ondulations du flux statorique et du couple électromagnétique par le moyen de la logique floue

Dans la méthode DTC proposée, le contrôleur flou a été introduit pour remplacer les régulateurs d'hystérésis de la DTC classique. Cette commande floue corrige le flux statorique et le couple électromagnétique en même temps, et gère la délivrance des états de commutation des vecteurs contrôlant l'onduleur à deux niveaux. Elle est caractérisée par deux variables d'entrée et

une variable de sortie. Le contrôleur proposé reçoit l'erreur du couple, l'erreur du flux et les fuzzifie avec un nombre suffisant d'ensembles flous (figure 3.26).

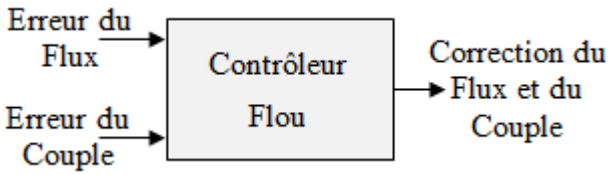


Figure 3.26: Design du contrôleur flou pour la commande DTC

L'erreur du couple électromagnétique est fuzzifiée par cinq sous-ensembles flous : Négatif Grand (NG), Négative Petit (NP), Zéro (Z), Positive Petit (PP), et positif Grand (PG). La distribution de leurs fonctions d'appartenance est représentée sur la figure 3.27.(a). L'erreur du flux est fuzzifiée par les sous-ensembles flous suivants: Négatif (N), Zéro (Z) et Positif (P). La distribution de leurs fonctions d'appartenance est illustrée sur la figure 3.27.(b).

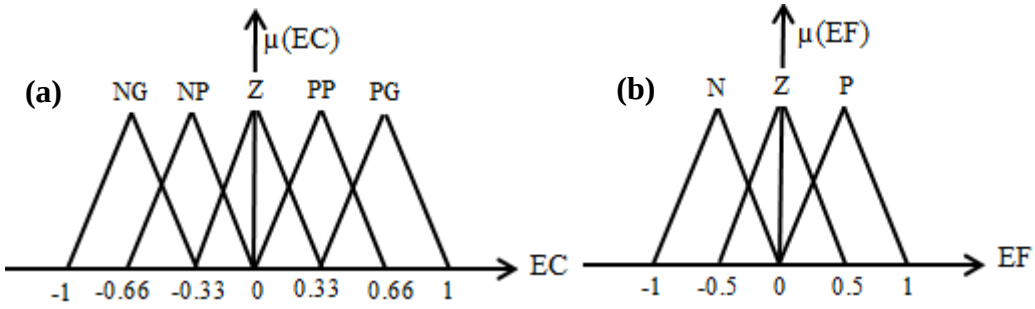


Figure 3.27: Fonctions d'appartenance pour (a) l'erreur du couple et (b) l'erreur du flux constituant les deux entrées du contrôleur flou

Après la phase de fuzzification de l'erreur du flux et de l'erreur du couple, le contrôleur flou donne les actions de contrôle à sa sortie qui sont représentées en figure 3.28 (ACAF: Augmenter C Augmenter F; ACRF: Augmenter C Réduire F; MC: Maintenir Constant; RCRF: Réduire C Réduire F; RCAF: Réduire C Augmenter F).

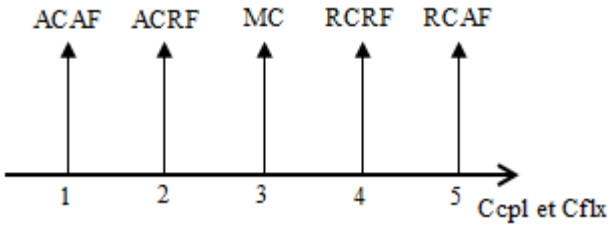


Figure 3.28: Fonctions d'appartenance pour la sortie du contrôleur flou

Pour relier l'état de chaque ensemble d'entrées possibles à la sortie correcte, une liste de règles floues est également nécessaire. Dans la structure du contrôle étudié, un système d'inférence est utilisé avec 15 règles floues. La liste de ces règles est décrite dans le tableau 3.7.

Tableau 3.7: Règles floues constituant le contrôleur flou de la commande DTC

	Erreur du couple	NG	NP	Z	PP	PG
Erreur du Flux	N	RCRF	RCRF	MC	ACRF	ACRF
	Z	RCAF	RCRF	MC	ACRF	ACRF
	P	RCAF	RCAF	MC	ACAF	ACAF

La nouvelle table de commutation appliquée à l'onduleur de tension est conçue en fonction des variables d'état Ccpl et Cflx (représentant les sorties du contrôleur flou) et la zone N définissant la position du flux du stator [58,62,64].

Tableau 3.8: Nouvelle table de commutation de la technique DTC

	N	1	2	3	4	5	6
Correction du couple et du flux	ACAF	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	ACRF	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	MC	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	RCRF	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4
	RCAF	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6

3.9.3 Contrôle de vitesse

La référence du couple électromagnétique dans cette approche est générée à partir d'un contrôleur PI basé sur la logique floue. Le régulateur proposé représenté sur la figure 3.29 utilise une configuration très simple articulée sur l'erreur de la vitesse (qui est la différence entre la vitesse de commande ω_r^* et la vitesse mesurée ω_r) et la dérivée de cette erreur. Le régulateur flou délivre à sa sortie le couple électromagnétique de référence pour la méthode DTC [76-78].

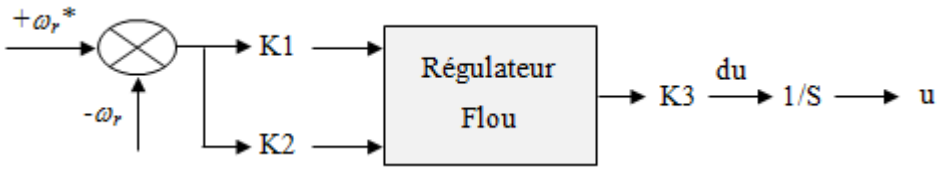


Figure 3.29: Structure du contrôleur flou

Le régulateur de vitesse comporte deux entrées et une sortie. Pour appliquer l'algorithme flou, une stratégie de contrôle doit être définie sur la base de l'erreur (e) de la vitesse et de la dérivée de l'erreur (de), dont le but d'ajuster la variabilité de la commande. La sortie du régulateur intelligent est donnée par la relation suivante [77]:

$$T_{ref} = T_{ref}(k) + du(k) \tag{3.21}$$

La sortie u représente la consigne du couple qui doit être appliquée au système. A chaque période d'échantillonnage T_e, le régulateur à base de la logique floue fournit la commande u correspondant à une paire d'entrée (erreur (e) et sa dérivée (de)).

Le contrôleur flou comporte trois parties importantes: fuzzification en utilisant des fonctions d'appartenance de type triangulaire, des bases de règles, et de defuzzification. L'augmentation du nombre d'ensembles flous à cinq (NL, NP, Z, PP, PL) exige le traitement de 25 règles. La distribution de ces sous-ensembles sur l'univers du discours de chaque variable doit être faite à partir d'un choix judicieux [78,79]. La mise en correspondance d'entrées/sortie du régulateur flou est donnée à la figure 3.30.

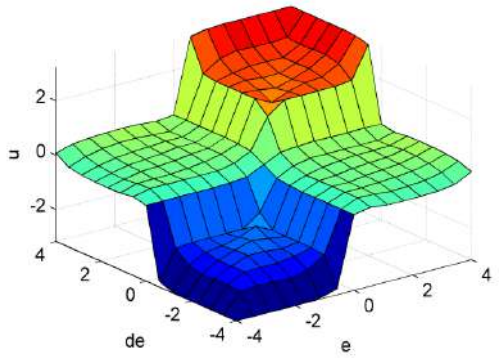


Figure 3.30: Description du système Entrées/Sortie pour le contrôleur flou

3.9.4 Essais expérimentaux pour le contrôle de la DTC améliorée

Afin de vérifier la mise en service pratique de la méthode développée, la DTC-Floue pour l'entraînement du moteur à induction de 1,5 kW a été testée en temps réel via la carte dSPACE 1104 au niveau du laboratoire LREA de l'université de Médéa comme le montre la figure 3.31.

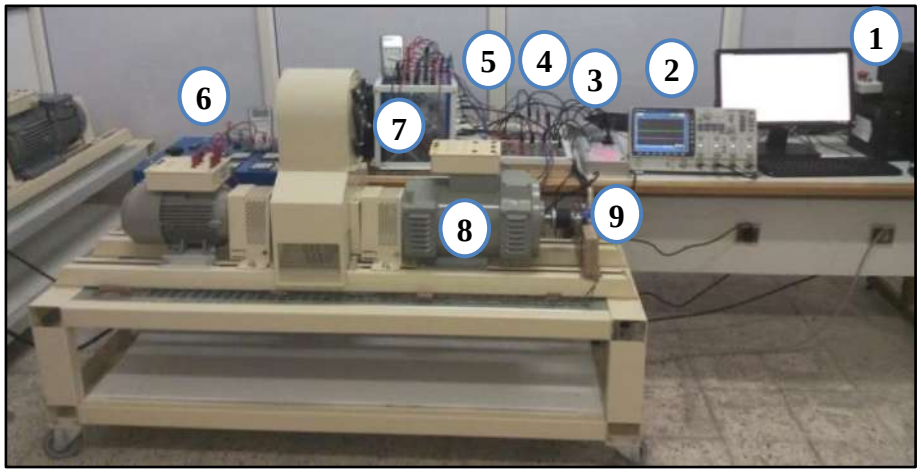


Figure 3.31: Banc d'essai expérimental de la commande DTC-Floue proposée
(1: PC; 2: Oscilloscope; 3: Carte dSPACE 1104; 4: Capteurs de tensions;
5: Capteurs de courants; 6: Alimentation Triphasée; 7: Onduleur de Tension;
8: Moteur à Induction; 9: Capteur de Vitesse)

Différents modes de fonctionnement ont été effectués en temps réel. Comme premier test, l'entraînement électrique a été démarré pour atteindre sa vitesse de référence de 80 rad/s. Ensuite, la machine a été chargée par l'application d'un couple de charge nominale égale à 10 N.m. Enfin, la machine a subit une inversion de vitesse de 80 rad/s à -80 rad/s. Le second test consiste en une inversion de vitesse de -80 rad/s à 80 rad/s non chargée, puis une charge nominale de 10 N.m est appliquée. Enfin, la machine fonctionne sous une charge et avec inversion de vitesse.

Ces essais sont illustrés par les figures 3.32 et 3.33 qui représentent la vitesse de rotation avec sa référence, le courant statorique de la phase (a), le flux du stator et le couple électromagnétique avec leurs références.

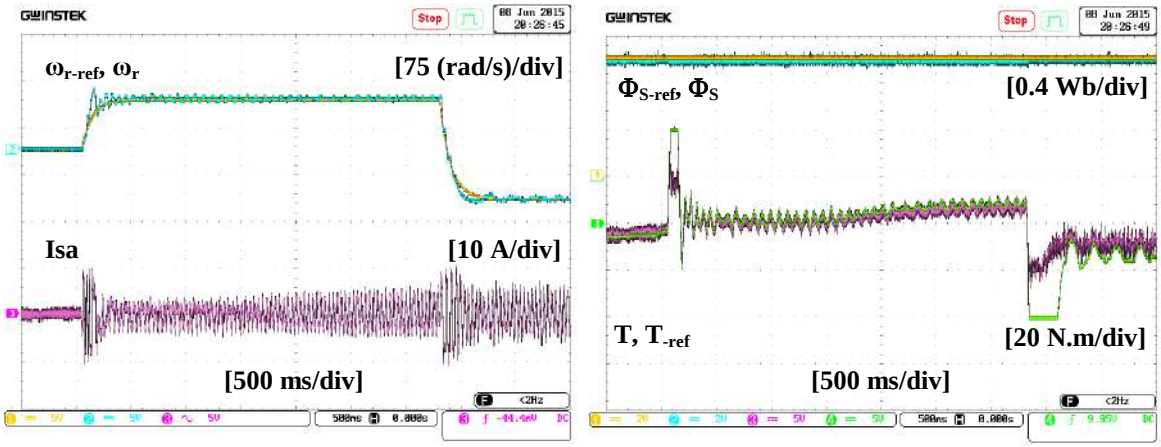


Figure 3.32: Résultats expérimentaux de la DTC-Floue pour le premier essai : (a) Réponse de la vitesse du rotor et du courant statorique ; (b) Réponse du flux statorique et du couple électromagnétique.

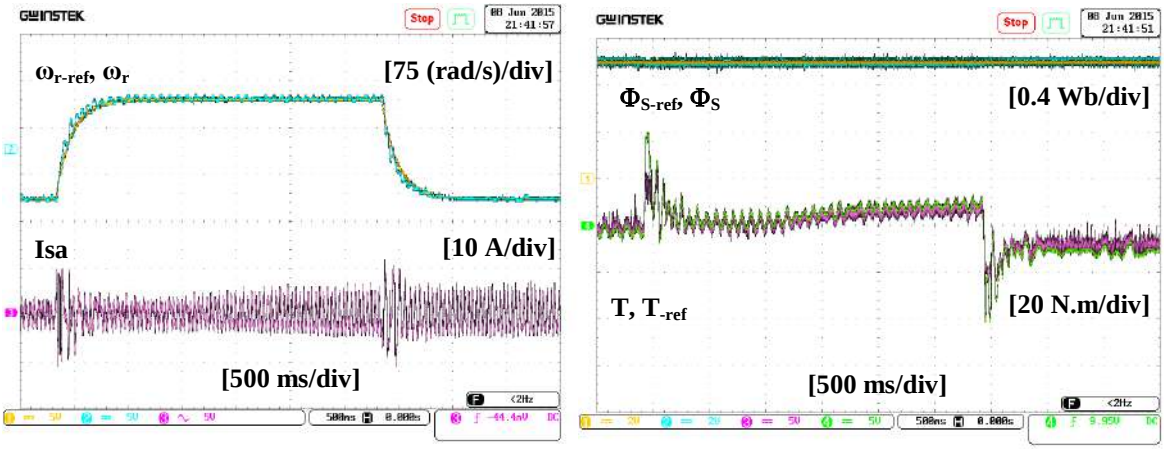


Figure 3.33: Résultats expérimentaux de la DTC-Floue pour le deuxième essai : (a) Réponse de la vitesse du rotor et du courant statorique ; (b) Réponse du flux statorique et du couple électromagnétique.

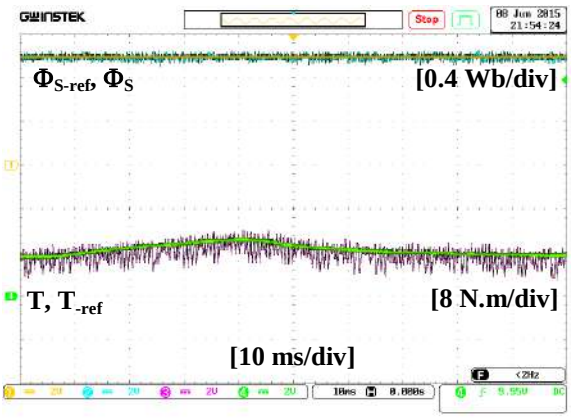


Figure 3.34: Résultats expérimentaux à l'état d'équilibre des réponses du flux et du couple pour le contrôle DTC-Floue

Les résultats pratiques obtenus montrent clairement que la vitesse suit sa référence avec une bonne précision et stabilité. Le courant du stator et le couple électromagnétique réagissent correctement aux différents modes de fonctionnement de la machine à induction. Il convient également de noter que le flux statorique conserve sa propre valeur de 1Wb et suit sa référence parfaitement.

Pour une meilleure clarification des ondulations du flux du stator et du couple électromagnétique, la représentation en régime permanent pour un fonctionnement à une vitesse de 80 rad/s avec une charge nominale de 10 N.m est traduite par la figure 3.34 qui fait apparaitre clairement que le contrôle proposé garantit des ondulations réduites pour le couple électromagnétique et le flux statorique.

3.10 Entrainement électrique du moteur à induction via une commande intelligente combinée des deux techniques (DPC et DTC) Floues

La commande DTC est généralement alimentée par un redresseur non contrôlé triphasé en pont à diodes pour convertir les trois tensions d'alimentation de source en tension continue. Un onduleur est placé juste après le redresseur ayant pour tâche la conversion du courant continu en courant alternatif à fréquence variable permettant le fonctionnement du moteur asynchrone triphasé. La présence du redresseur non commandé en amont du système électrique conduit à la création d'un courant d'entrée de forme non sinusoïdale avec une dégradation du facteur de puissance. Pour régler ce problème, un redresseur triphasé à MLI contrôlé par la méthode développée DPC-Floue est utilisé pour avoir un courant sinusoïdal prélevé de la source et un facteur de puissance proche de l'unité. Par combinaison de deux contrôles (DPC-Floue et DTC-Floue), un nouveau système d'entrainement électrique intelligent est obtenu qui a pour fonction d'améliorer la qualité de l'énergie et les performances de notre système étudié. Le contrôle proposé pour l'entrainement intelligent illustré par la figure 3.35 est simulé sous l'environnement MATLAB/Simulink pour différentes conditions de fonctionnement dont les paramètres sont présentés en Annexe B.

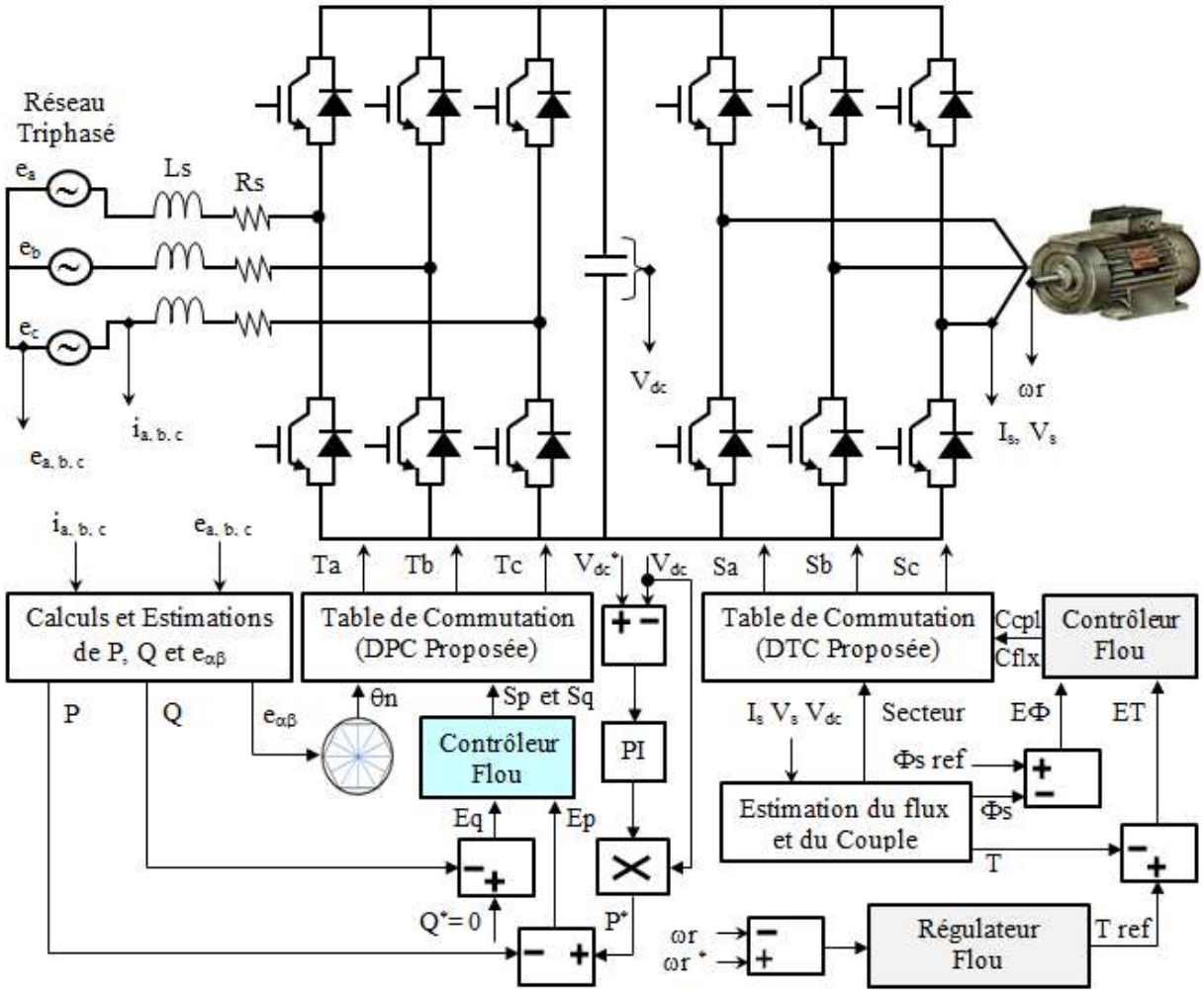
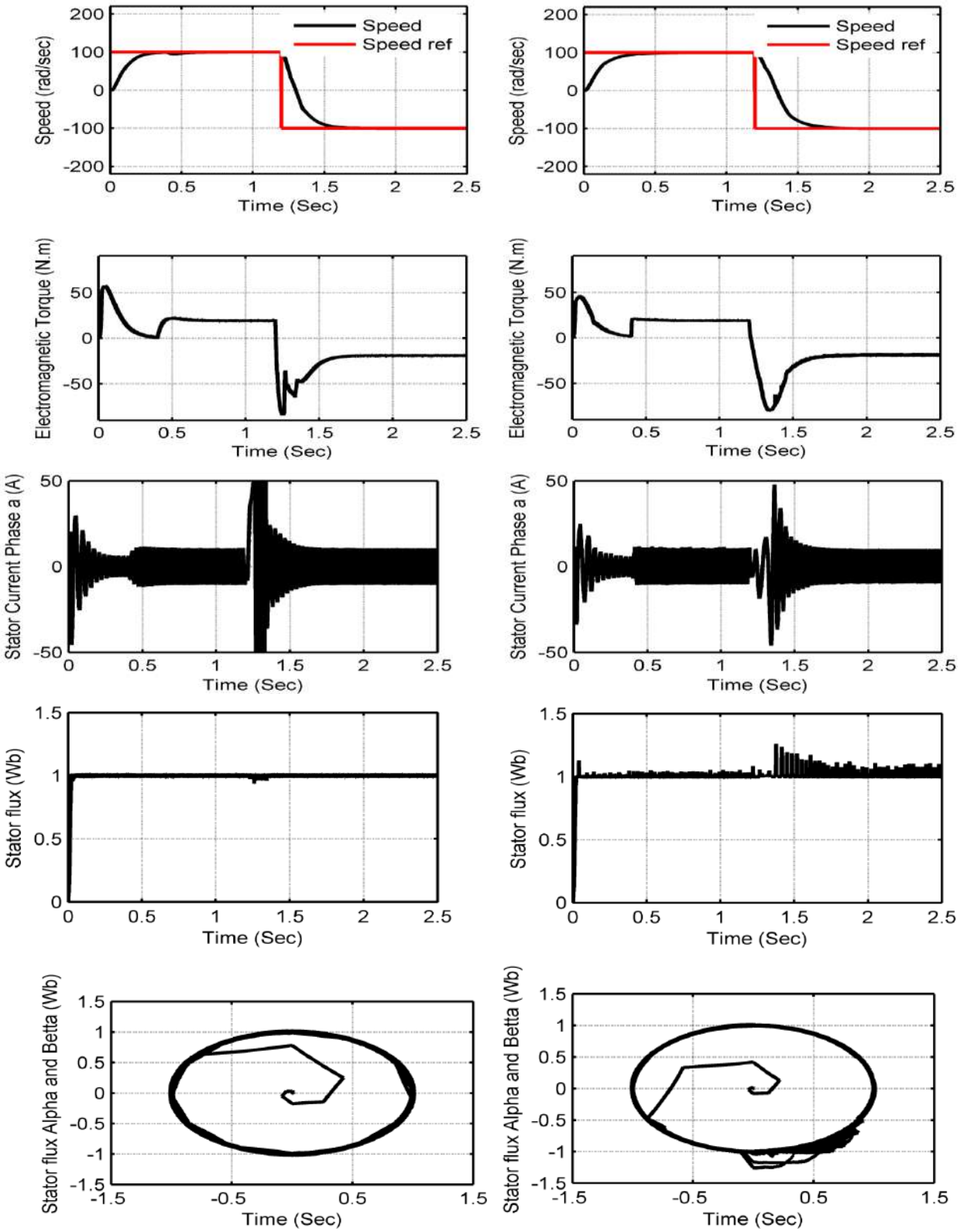


Figure 3.35: Configuration du système d'entraînement électrique proposé

La figure 3.36 représente les réponses de la vitesse, du couple électromagnétique, du courant du stator pour la phase (a) et du flux statorique pour l'entraînement électrique à base de commande classique et proposée.

Les résultats de la simulation montrent la réaction de l'entraînement électrique basé sur la commande classique ainsi que sur la technique floue proposée pour une start-up à vide à 100 rad/s, suivi par l'application d'un couple de charge égale à 20 N.m à l'instant t=0,4 seconde et une inversion de vitesse de 100 rad/s à -100 rad/s au moment t=1,2 secondes.

Les résultats de simulation pour les deux types de contrôle montrent que la vitesse de rotation, le couple électromagnétique et le flux statorique suivent leurs références avec une bonne précision. L'application du couple de charge au temps t=0,4 seconde est effectivement annulée rapidement par le régulateur de vitesse basé sur la logique floue. Aussi, il est à noter que le courant du stator pour la phase (a) est de forme sinusoïdale avec valeur appropriée.



(a) **(b)**

Figure 3.36: Résultats de simulation pour le système de contrôle (a) classique et (b) proposé

De même, la comparaison entre les figures. 3.36.(a) et 3.36.(b) montre que la dynamique du couple et du courant statorique dans le cas du second test de robustesse sont assurées avec un contrôle doux et souple à l'aide du régulateur de vitesse flou. Le vecteur du flux statorique décrit une trajectoire circulaire dans les deux méthodes de contrôle. Ainsi, une dynamique très satisfaisante a été obtenue en particulier pour le contrôle proposé.

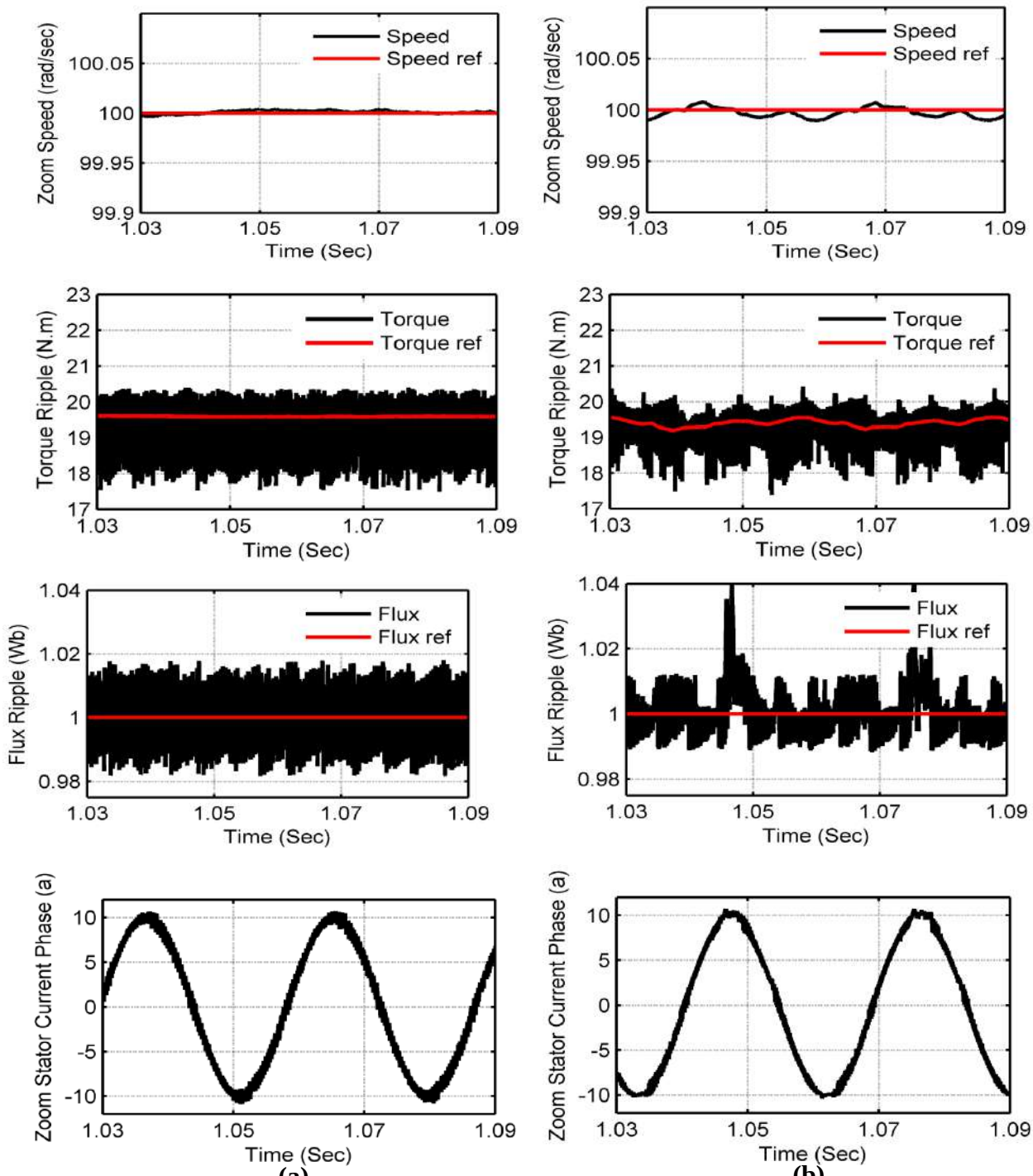


Figure 3.37: Réponses statiques pour le système de commande (a) classique et (b) proposé

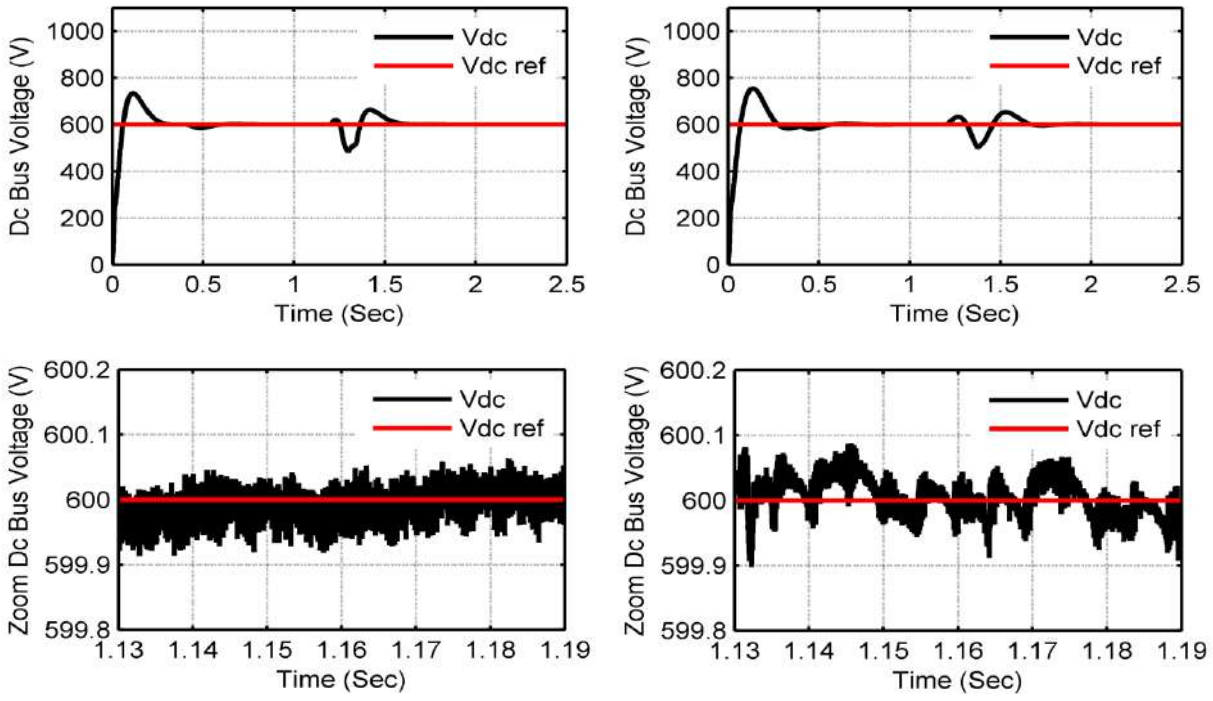


Figure 3.38: Évolution de la tension du bus continu avec zoom: (a) méthode classique et (b) méthode développée

A travers la représentation et la comparaison des réponses statiques dans les figures. 3.37.(a) et 3.37.(b) respectivement, il est très clair que les ondulations du couple et du flux sont réduites au minimum en parfait accord entre le flux de la machine et le couple ainsi que le contrôleur du flux et du couple. Par ailleurs, les ondulations de courant du stator sont minimisées et la vitesse suit sa référence avec précision, stabilité et faible erreur statique.

Les figures. 3.38.(a) et 3.38.(b) représentent l'évolution de la tension redressée obtenue par le redresseur à MLI commandé par la technique DPC classique et la méthode proposée. Nous pouvons observer que la tension du bus continu suit sa référence d'une manière très acceptable avec des ondulations réduites par rapport à la DPC classique.

Selon les figures 3.39.(a) et 3.39.(b), on peut remarquer que le courant de source pour l'approche proposée présente un bon comportement dynamique par rapport à la commande classique. En outre, la même figure montre que l'onde du courant réseau est sinusoïdale et en phase avec la tension qui lui correspond. Ainsi, le facteur de puissance est proche de l'unité.

Les résultats du THD obtenus pour les deux approches répondent parfaitement à la norme internationale IEEE-519 (THD<5%). Comme on peut le voir sur les figures 3.40.(a) et 3.40.(b), le THD du courant de grille est égal à 4,72% dans l'entraînement électrique classique et il sera égal à 3,13% en raison de l'application de l'entraînement électrique intelligent.

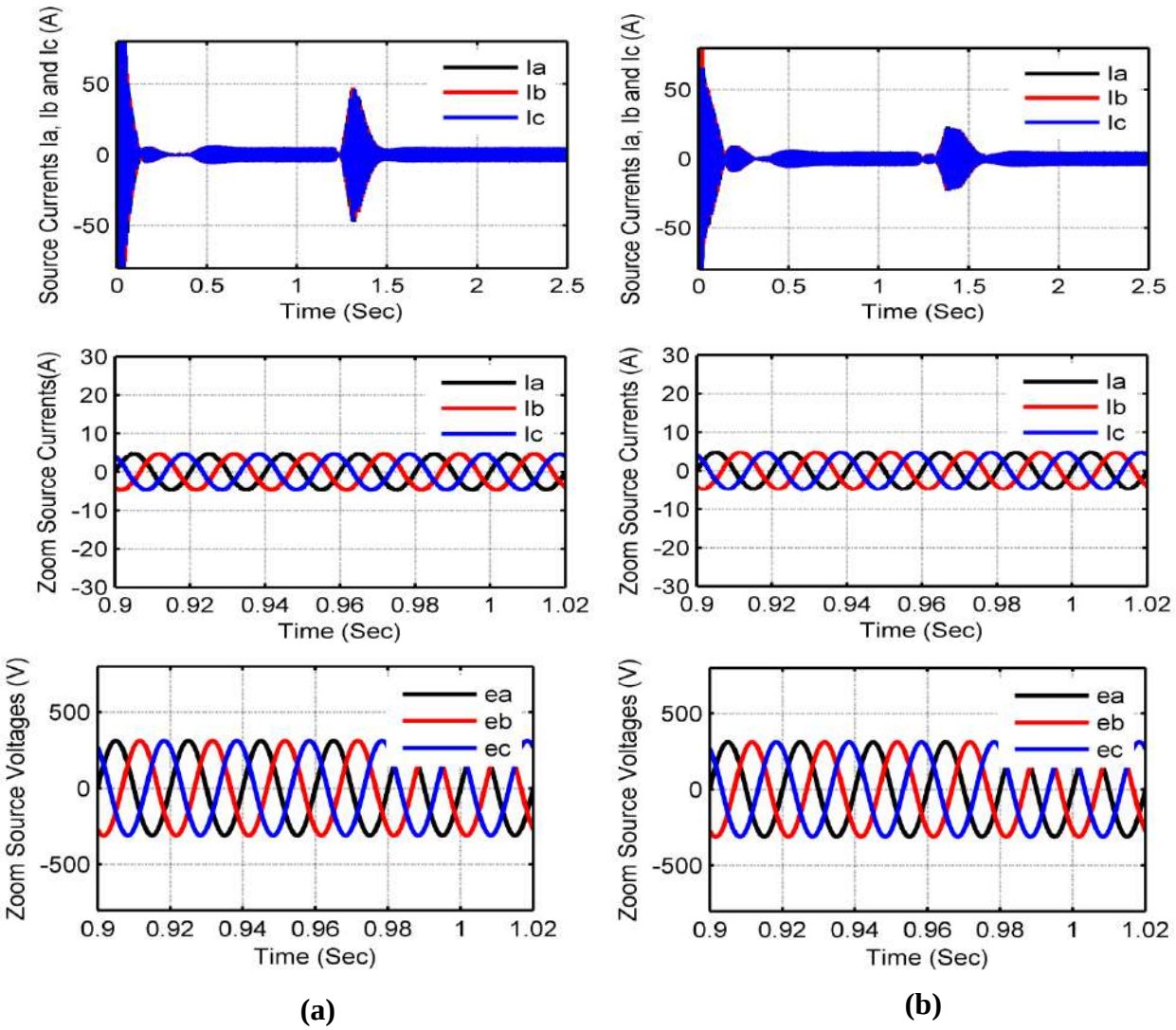


Figure 3.39: Résultats de simulation du courant et de la tension du réseau pour : (a) l'approche classique et (b) l'approche proposée

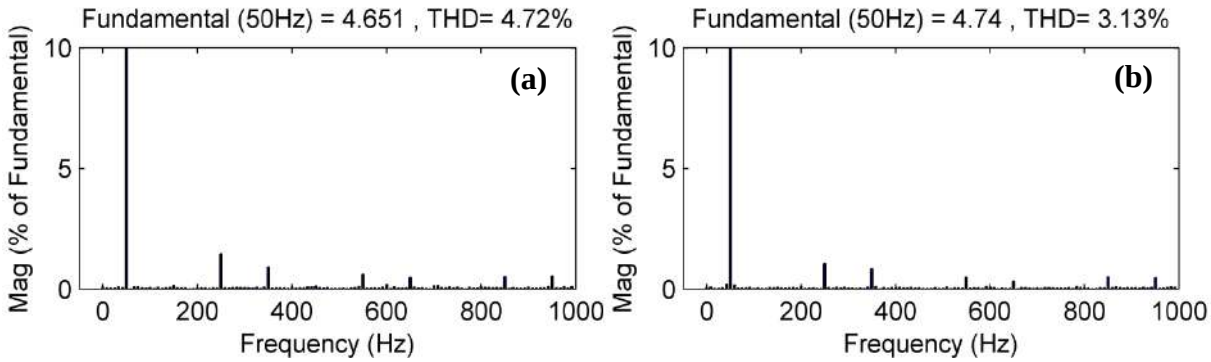


Figure 3.40: Analyse spectrale du courant du réseau:
(a) la méthode classique et (b) la méthode floue

3.11 Stratégies de commandes du filtre actif parallèle triphasé à base de contrôle direct de puissances

Actuellement, l'utilisation des convertisseurs statiques dans l'industrie connait une évolution remarquable [80]. La présence étendue de charges non linéaires génère des problèmes dans le système de puissance qui fournit des courants non sinusoïdaux et une qualité dégradée du facteur de puissance. Comme solution conventionnelle, La compensation des harmoniques et de la puissance réactive est assurée grâce aux filtres passifs. Les inconvénients majeurs présentés par ce type de filtre concernent sa taille volumineuse occupant un espace important, la présence des phénomènes de résonance et la non adaptation aux variations de charge et de réseau. En outre, l'impédance de la source a une influence significative sur les caractéristiques de ce type de filtre [82,86]. Pour écarter ces problèmes, le filtre actif parallèle de puissance (SAPF) est devenu une solution très utile et efficace grâce aux développements importants des semi-conducteurs [80,84]. L'élimination des harmoniques de courant et la compensation de la puissance réactive sont garanties par un onduleur couplé en parallèle avec les charges non linéaires constituant le filtre actif pour assurer une meilleure qualité d'énergie [85]. Pour ce faire, les techniques de contrôle du filtre actif doivent être basées sur la conception de la structure, les types de régulateurs et les méthodes employées pour avoir un courant de source de forme sinusoïdale et un facteur de puissance très proche de l'unité [86]. De nombreuses approches de contrôle ont été suggérées, traitées et citées dans la littérature. La plus connue est celle du schéma classique de courant par régulateur à hystérésis mais cette dernière ne garantit pas une liaison entre les trois comparateurs d'hystérésis distincts en plus le SAPF fonctionne avec une fréquence de commutation variable [86]. Pour corriger ces défauts et améliorer l'efficacité du filtre actif shunt en régime transitoire et en régime permanent, de nombreuses approches ont été appliquées, telles que: le contrôle direct de puissance à haute sélectivité du filtre [87], les techniques d'intelligences artificielles [88], le filtre auto-réglable [85], le filtre de Kalman avec commande par mode glissant [84] et la commande en courant à bande d'hystérésis adaptative basée sur un contrôleur flou [89] ... etc.

Le rôle du filtre actif a pour but de contrôler le courant du réseau tout en fournissant une forme d'onde de courant très proche de sa référence. La création de courants de référence dépend de l'équilibre entre la puissance instantanée délivrée par la source, le filtre actif et la charge non linéaire. Pour compenser la puissance réactive et éliminer les courants harmoniques, il est impératif de respecter les conditions garantissant l'équilibre des puissances données respectivement par les deux équations (3.22) et (3.23) [10, 84-86]. Le système de contrôle du filtre doit assurer une allure sinusoïdale du courant de source par l'intervention d'un courant de compensation émanant du filtre.

$$P_s = \overline{P}_l \; ; Q_s = 0 \; and \; P_f = P_l - P_s = \overline{P}_l + \tilde{P}_l - \overline{P}_l = \tilde{P}_l \tag{3.22}$$

$$Avec : s\,(\text{source}),\ f\ (\text{filtre}), l\,(\text{charge non linéaire})$$

$$Q_f = Q_l - Q_s = Q_l \tag{3.23}$$

Cette section du troisième chapitre traite aussi, la mise en œuvre numérique des deux méthodes: la commande directe de puissance conventionnelle (DPC) et la commande prédictive directe de puissance proposée (P-DPC) pour les appliquer au SAPF. Les puissances instantanées active et réactive injectées par le filtre actif au réseau sont commandées par les deux approches étudiées.

La mise en œuvre en temps réel des deux schémas de régulation par la carte dSPACE 1104 comme illustré par la figure 3.41 a été établie avec succès confirmant ainsi l'efficacité et la facilité d'utilisation pratique des systèmes développés. Les paramètres nécessaires pour cette implémentation sont donnés en Annexe B.

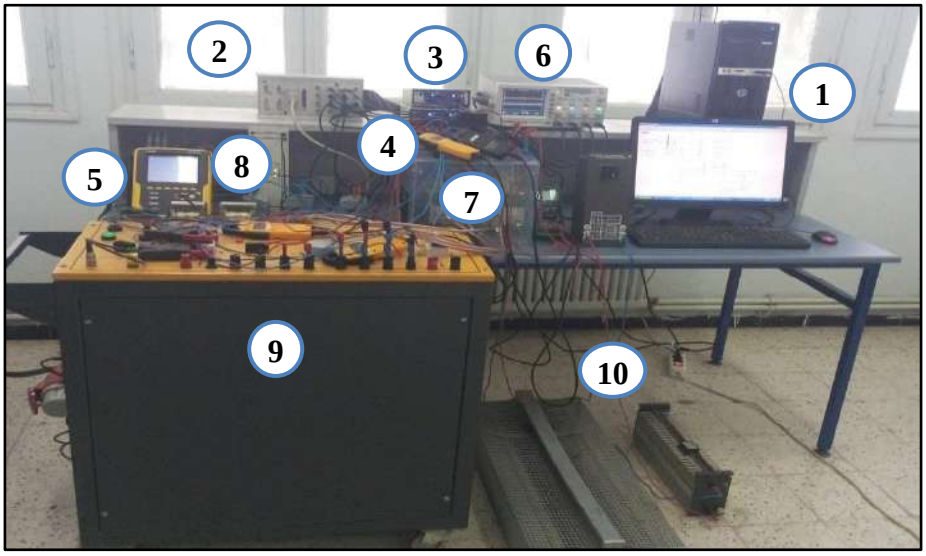


Figure 3.41: Banc d'essai expérimental du filtrage actif parallèle triphasé

(1: PC; 2: Carte dSPACE 1104; 3: Capteurs de tensions; 4: Capteurs de courants; 5: Analyseur de la qualité d'énergie; 6: Oscilloscope; 7: Convertisseur à MLI avec PD3 alimentant une impédance de type R-C; 8: Inductance de filtre et de charge; 9: Alimentation triphasée; 10: Charge résistive).

Interprétation des résultats pratiques :

Les résultats expérimentaux de la DPC classique et prédictive pour la commande du filtre actif parallèle sont illustrés par les figures 3.42.(a) et 3.42.(b), respectivement. Il est clairement visible que les filtres classiques et prédictifs injectent un courant harmonique vers la ligne.

En régime statique, La tension du bus continu atteint sa référence et les courants du réseau deviennent sinusoïdaux. Ainsi, si nous comparons les deux méthodes, nous constaterons que la puissance active instantanée suit sa référence correctement et avec un contrôle régulier alors que la puissance réactive est nulle avec une forme mince dans le cas de l'application du filtre actif parallèle prédictif. En outre, l'évaluation des deux techniques traitées a été effectuée par des doubles variations (augmentation et diminution) de la charge comme présenté sur les mêmes figures. Cet essai nous a conduit à des modifications adéquates du courant de la source, du

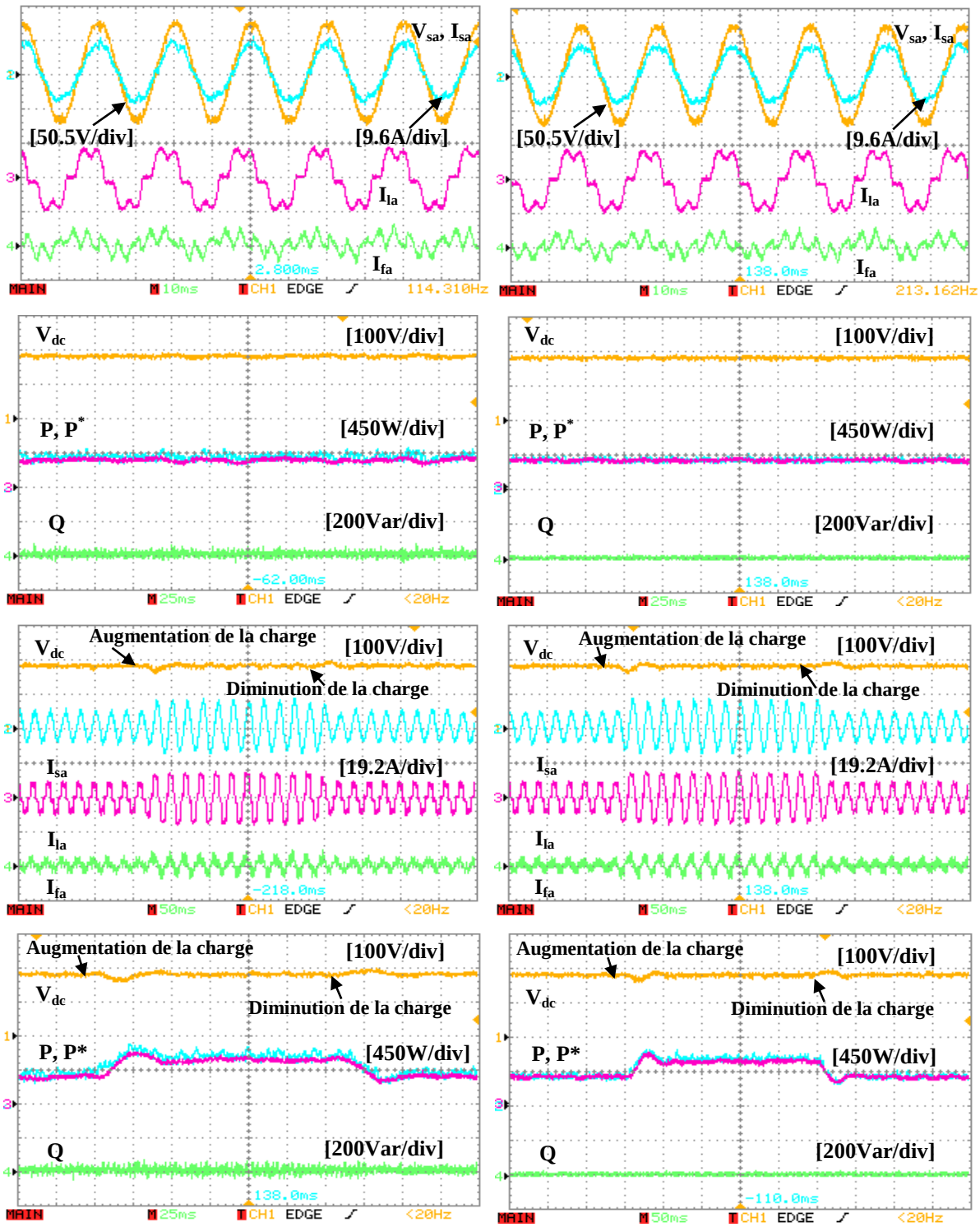
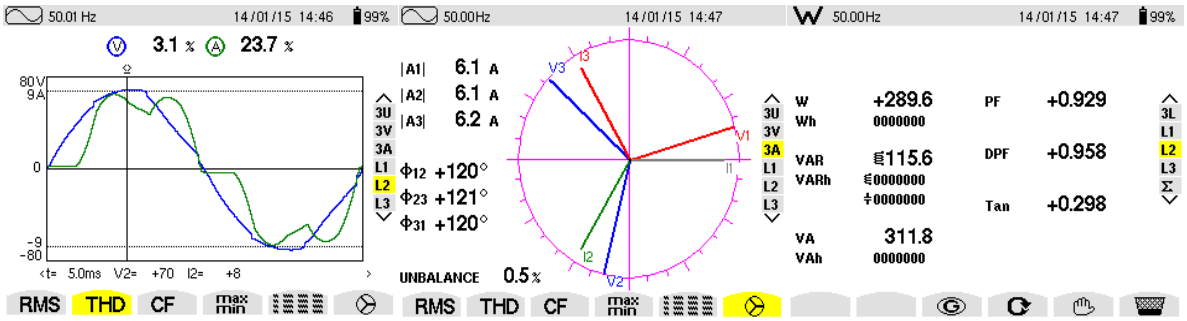
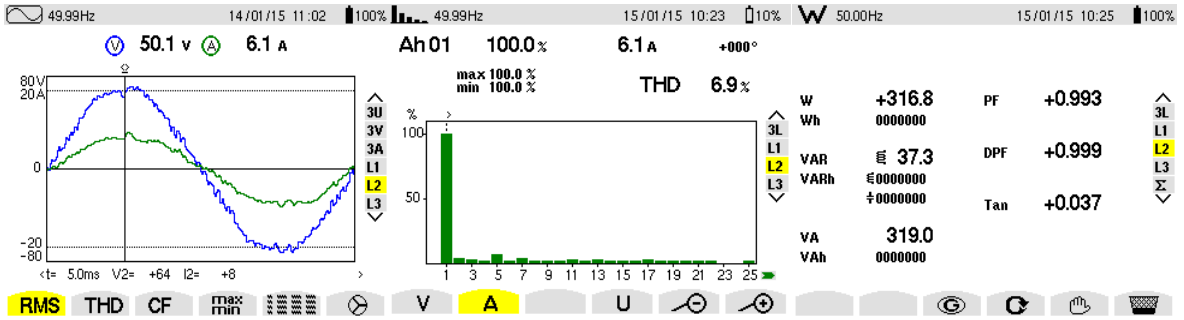


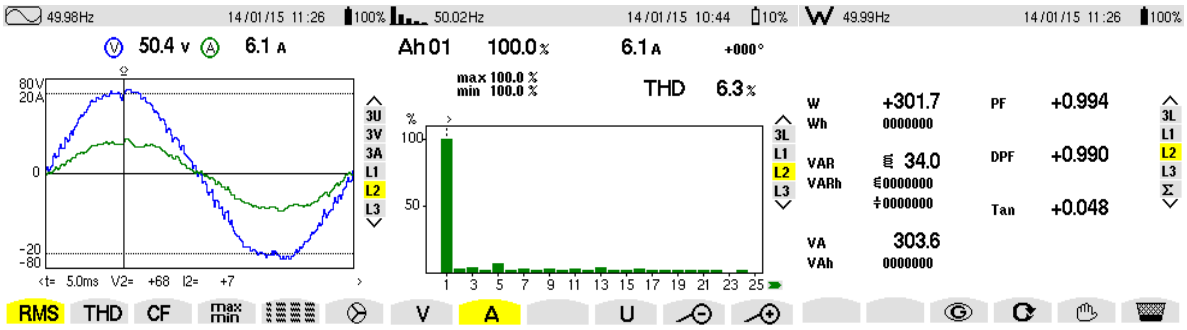
Figure 3.42: Résultats expérimentaux: (a) contrôle DPC classique et (b) contrôle Prédictif appliqué au filtrage actif parallèle



(a)



(b)



(c)

Figure 3.43: Mesures expérimentales: (a) sans filtre actif parallèle, (b) après filtrage basé sur la DPC Classique et (c) après filtrage basé sur la DPC prédictive

courant de la charge et du courant du filtre pour les deux méthodes testées pratiquement. Il convient de noter que malgré la variation provoquée dans la charge, la puissance réactive conserve sa valeur de référence zéro.

Le test opéré a mis en évidence le contrôle indépendant des deux puissances instantanées qui représente le principal avantage de cette commande.

Les figures 3.43.(a), 3.43.(b) et 3.43.(c) montrent clairement que les courants de réseau pour les deux commandes validées pratiquement (DPC classique et DPC prédictive) sont sinusoïdaux comparativement aux courants du système électrique obtenus en l'absence du filtre actif parallèle.

D'après les figures citées précédemment, des mesures expérimentales sont obtenues par l'intermédiaire d'un analyseur de la qualité de puissance pour le système de filtrage basé sur la commande DPC traditionnelle et la commande DPC prédictive.

Sans filtre actif parallèle, un THD de 23.7% relatif au courant de source avec un facteur de puissance du réseau de 0.929 sont enregistrés. Aussi, des déphasages entre les courants et les tensions de sources sont également observés. Après introduction et mise en fonctionnement du premier filtre actif parallèle fondé sur la DPC conventionnelle, une nouvelle valeur du THD du courant de source est passée à 6.9% alors que celle du facteur de puissance du réseau a connu un accroissement pour se situer à 0.993. L'intervention du deuxième filtre articulé sur la technique prédictive a amélioré considérablement le THD du courant de source qui a présenté une valeur de 6.3% et le fonctionnement du système pour un facteur de puissance très proche de l'unité soit 0.994.

3.12 Conclusion

L'objet de ce chapitre consiste à étudier et développer les techniques de commande avancées appliquées au redresseur triphasé à MLI dont le but d'améliorer la qualité d'énergie des systèmes électriques. Pour ce faire, nous avons présenté en premier lieu le principe de commande directe de puissance pour le redresseur à MLI avec une table de commutation classique. Ensuite, une table de commutation améliorée a permis de garantir un contrôle précis et simultané de la puissance instantanée active et réactive. Pour éliminer les comparateurs à hystérésis dans le fonctionnement de la technique DPC, un régulateur flou a été introduit au niveau de cette commande engendrant une nouvelle table de commutation floue dont le contrôle des deux puissances active et réactive s'effectue simultanément. A travers les résultats de simulation et de la pratique de la DPC classique et de la DPC floue nous pouvons conclure que la DPC proposée est nettement meilleure par rapport à la DPC traditionnelle car elle présente un bon contrôle de la puissance active et réactive ainsi qu'un prélèvement de courants sinusoïdaux avec un facteur de puissance amélioré.

Dans ce même chapitre, une commande prédictive directe de puissance basée sur la logique floue a été traitée dans le but d'assurer une absorption de courants sinusoïdaux sous un fonctionnement d'un facteur de puissance presque unitaire. Un régulateur PI flou a remplacé le régulateur PI classique pour la commande P-DPC en vue d'améliorer les performances de celle-ci surtout en régime transitoire et garantir la régulation de la tension du bus continu. L'utilisation du PI flou a permis d'améliorer le temps de réponse et la compensation des effets de perturbations d'une manière très significative ce qui a été prouvé par les résultats de simulation établis en MATLAB/Simulink relatifs à la comparaison de la technique P-DPC avec la P-DPC-Floue.

Par ailleurs, un entrainement électrique du moteur asynchrone a été effectué en combinant deux techniques (DPC floue et DTC floue) où deux contrôleurs flous ont été introduits pour la méthode DTC. Le premier contrôleur en remplacement des deux régulateurs à hystérésis du couple et du flux consiste à contrôler simultanément ces deux grandeurs précitées. Le deuxième régulateur flou remplacera le régulateur de la vitesse de rotation du moteur. Ces contrôleurs

développés ont été testés pratiquement et ont révélé des résultats satisfaisants. La combinaison (DPC floue et DTC floue) nous a offert un entrainement intelligent du moteur asynchrone regroupant les avantages fournis par les deux approches développées ce qui a été confirmé par les résultats obtenus à travers la simulation établie.

Une analyse théorique et une implémentation en temps réel du filtre actif parallèle triphasé basé sur la commande directe de puissance classique et la commande prédictive ont été effectuées pour garantir une compensation adéquate des harmoniques et de la puissance réactive. Les deux algorithmes du contrôle développé ont été validés pratiquement avec succès où les résultats expérimentaux en régimes transitoire et stable sont présentés dans ce chapitre. La comparaison entre les deux techniques testées montre clairement que l'approche prédictive a confirmé son efficacité et sa supériorité en matière de contrôle comparativement à la méthode DPC traditionnelle pour la fonction de filtrage actif parallèle. La méthode avancée a garanti une gouvernance précise et efficace de la puissance active et réactive. De plus, elle nous a offert un courant de source de forme sinusoïdale et un facteur de puissance amélioré présentant une valeur très proche de l'unité.

CHAPITRE 4 CONCEPTION ET MISE EN ŒUVRE EN TEMPS-RÉEL DU REDRESSEUR TRIPHASÉ MULTI-NIVEAUX DE VIENNE BASÉ SUR DES CONTRÔLEURS INTELLIGENTS

4.1 Introduction

Ces dernières années, les redresseurs actifs sont largement utilisés dans le secteur industriel parce qu'ils ont l'avantage de satisfaire aux normes internationales relatives à la qualité de la source d'alimentation. Ces redresseurs garantissent des courants d'entrée de forme sinusoïdale, en phase avec la tension de source conduisant ainsi à un fonctionnement avec un facteur de puissance proche de l'unité. Actuellement, une grande variété de ces redresseurs est disponible sur le marché industriel. Toutefois, le redresseur triphasé à trois niveaux avec trois commutateurs seulement connu sous l'appellation de redresseur de Vienne a déjà démontré son efficacité comme un redresseur de haute puissance [90,91]. De même, sa nouveauté, sa simplicité de contrôle et son large usage récemment dans divers domaines industriels nous ont encouragés à développer ce type de redresseur sur le plan d'amélioration de ses performances opérationnelles. Comme tous les convertisseurs statiques dans l'électronique de puissance, le redresseur de Vienne offre des avantages et des inconvénients. Parmi ces avantages, on peut citer [92-94]: Structure simple avec faible coût de fabrication; Courants de source sinusoïdaux avec distorsion harmonique totale (THD)<5%; Fonctionnement du système électrique avec un facteur de puissance très proche de l'unité; Réduction du nombre de transistors bipolaires à grille isolée (IGBT) par rapport au redresseur classique à deux niveaux composé de six commutateurs; Rendement élevé avec large gamme de tension et de puissance; Réduction des pertes par commutation des commutateurs. L'inconvénient principal du redresseur de Vienne est le mode de fonctionnement unidirectionnel dû à sa topologie spéciale basée sur les unités de commutation, qui ne lui permet pas de régénérer l'énergie et donc il ne peut pas agir comme un onduleur. En outre, la difficulté d'équilibrer les tensions de sortie du redresseur de Vienne et le problème des ondulations rencontrées dans les tensions de sortie seront toujours posés pour ce type de convertisseur.

En raison des avantages offerts par le redresseur de Vienne, différents domaines ont préféré l'application de ce type de redresseur, à savoir: les alimentations non interruptibles de puissance (UPS) [92,95], les applications aéronautique et maritime, les systèmes d'électronique médicale, les moteurs intégrés, les télécommunications [111], les équipements de mesure et d'essai et les unités de soudage [26] ... etc.

Récemment, plusieurs recherches ont fait des efforts considérables pour améliorer la modélisation, le contrôle et l'augmentation de la densité de puissance du redresseur de Vienne [90]. Ces approches comprennent l'application du schéma de commande à hystérésis du courant [93], la stratégie de gouvernance par modulation du vecteur spatial pour fixer la

fréquence de commutation [95,96], le contrôle par mode glissant dans l'architecture des micro-grids. Dans ce cas, le redresseur triphasé de Vienne fournit une tension de bus continu régulée dans le système micro-grid [97]. L'approche de la commande directe de puissance basée sur le contrôle en mode glissant a pour but de résoudre les problèmes rencontrés dans la DPC classique avec élimination de la variation de la fréquence de commutation [98,112]. De plus, le nouveau convertisseur a été appliqué ces dernières années dans le domaine des énergies renouvelables spécifiquement pour l'énergie éolienne [99], pour les systèmes d'entraînement électriques afin d'améliorer la qualité d'énergie [100] et pour les filtres actifs pour compenser la puissance réactive et réduire Le THD des courants de sources [90].

Les différentes approches citées ci-dessus présentent plusieurs inconvénients. Par exemple: l'utilisation des régulateurs à hystérésis conduit à une fréquence de commutation variable. Ce manque de contrôle sur la fréquence est l'origine de la présence d'ondulations au niveau de la tension du bus continu. En plus, ces différentes commandes sont généralement basées sur des régulateurs de type (PI) sensibles aux variations des paramètres du système d'un côté et aux changements des charges d'un autre côté. Généralement, la commande de ce type de redresseur multi-niveaux est compliquée, la problématique pour ce redresseur de Vienne est de savoir comment assurer un équilibre entre les deux tensions V_{c1} et V_{c2} situées aux bornes des deux condensateurs de sortie C_1 et C_2.

Des techniques d'intelligence artificielle telles que: la logique floue, les réseaux de neurones et les systèmes neuro-flous commencent à être appliqués récemment dans le domaine de l'électronique de puissance. La logique floue est la plus utilisée par les chercheurs pour résoudre les problèmes techniques dans les domaines du génie électrique. Comparé au régulateur PI classique, le contrôleur flou offre plus d'avantages car il n'a pas besoin de modèle mathématique précis pour le système étudié, dispose d'une capacité de fonctionnement avec des entrées imprécises et d'une propre robustesse [101,106]. Donc, c'est la raison qui m'a incité à choisir ce type de contrôleur. Cependant, cette technique intelligente présente également des inconvénients, à savoir [107,113]: Le contrôle flou est basé sur des informations linguistiques qui dépendent de la sélection des paramètres spéciaux tels que: (Terme linguistique et sémantique, opérateur d'agrégation pour les informations linguistiques, agrégation et exploitation de la meilleure alternative). Le choix de ces paramètres est encore soumis à l'expérimentation de l'opérateur ou à des expériences déjà traitées pour une même application. En outre, la mise en œuvre de la technique de la logique floue en temps réel nécessite un calculateur rapide et puissant.

Les chercheurs ont travaillé sur le contrôle du redresseur multi-niveaux et ne se sont pas beaucoup intéressés à la qualité des tensions de sortie et les équilibres entre elles pour ce type de convertisseur. Ce Chapitre présente la simulation et la validation pratique d'une nouvelle approche articulée sur la théorie de la logique floue pour assurer un meilleur contrôle du redresseur de Vienne. Le premier objectif est d'avoir une forme d'onde sinusoïdale des courants d'entrées avec un THD répondant à la norme internationale et un facteur de puissance amélioré. Le second objectif consiste à réduire les ondulations de la tension du bus continu et assurer l'équilibre entre les deux tensions localisées au niveau des condensateurs V_{c1} et V_{c2} du redresseur

de Vienne. Les deux objectifs visés ont été atteints grâce au développement et à l'application d'un seul régulateur intelligent pour une commande efficace du redresseur de Vienne. Les résultats de la simulation montrent clairement l'efficacité et la supériorité du contrôle intelligent par rapport à l'approche classique dans les états transitoires et stables. En outre, les résultats concrets obtenus grâce à la validation du régulateur intelligent en temps réel confirment et prouvent son efficacité et sa haute performance.

Le présent chapitre est scindé et organisé comme suit: La description et le mode de fonctionnement du convertisseur de Vienne sont illustrés dans la section 2. L'approche de contrôle classique du redresseur de Vienne est présentée en section 3. Dans la section 4, la stratégie de contrôle proposée est décrite avec des explications. Différentes simulations et résultats expérimentaux avec comparaison en régime transitoire et en régime permanent sont présentés et interprétés respectivement dans les sections 5 et 6. La section 7, traite le redresseur de Vienne fonctionnant en mode de filtrage actif où les résultats de simulation et de validation pratique ont été présentés. Enfin, une conclusion est donnée à la section 8.

4.2 Description et mode de fonctionnement du redresseur de Vienne

Le redresseur de Vienne a été développé à l'Université de Vienne par le professeur Johann W. Kolar et son groupe de recherche de l'électronique de puissance en 1993 [26,102].

La topologie du redresseur triphasé à trois niveaux représentée par la figure 4.1 est formée uniquement de trois unités de commutations (S_a, S_b et S_c). Chaque unité est composée d'un commutateur actif entouré de quatre diodes pour assurer un bon contrôle de la tension redressée et avoir un courant de ligne sinusoïdale [10,15]. Le condensateur de sortie est divisé en deux parties avec deux valeurs égales (C_1 et C_2). La tension détectée à chaque borne du condensateur est égale à (V_{c1} = +V_{dc}/2) et (V_{c2} = -V_{dc}/2) respectivement. Par conséquent, trois tensions différentes (V_{c1}, 0, V_{c2}) existent lorsque le point milieu N est considéré comme point de référence avec tension nulle [104,111].

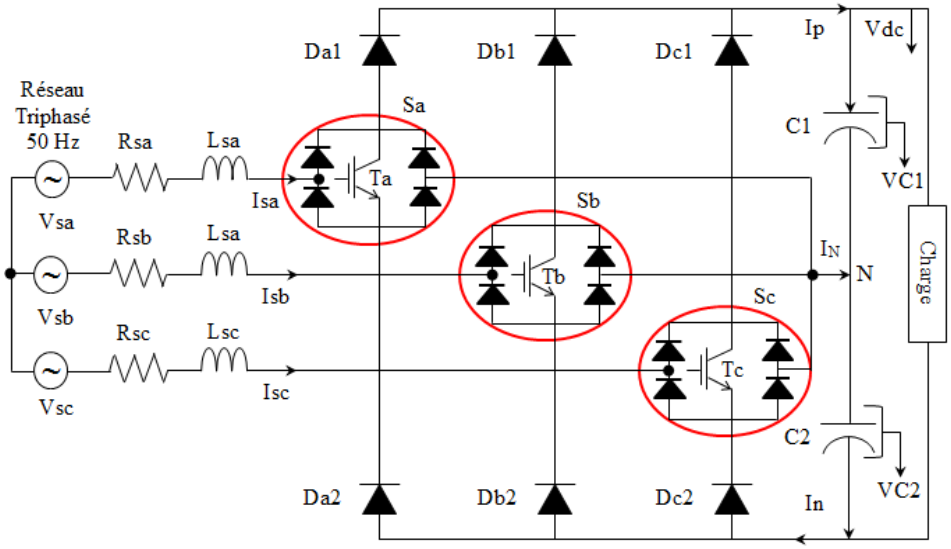


Figure 4.1: Schéma descriptif du redresseur multi-niveaux de Vienne

Le modèle mathématique du redresseur de Vienne est donné par les trois équations suivantes:

$$\begin{cases} L_s \dfrac{dI_{sa,\,sb,\,sc}}{dt} = V_{sa,\,sb,\,sc} - R_s \cdot I_{sa,\,sb,\,sc} - (V_{(a,\,b,\,c)N} + V_{N0}) \\ C_1 \dfrac{dV_{C1}}{dt} = I_p - \dfrac{V_{C1} + V_{C2}}{R} \\ C_2 \dfrac{dV_{C2}}{dt} = I_n - \dfrac{V_{C1} + V_{C2}}{R} \end{cases} \tag{4.1}$$

La tension de chaque phase dépend du choix des trois états de commutation (On/Off) et de la polarité du courant dans chaque phase. Pour une clarification, la tension V_{aN} correspondant à la phase (a) est donnée comme suit [98,105]:

$$V_{aN} = \begin{cases} 0, \;\; Si\; T_a = 1 \\ V_{c1},\, Si\; T_a = 0\; et\; I_{sa} > 0 \\ V_{c2},\, Si\; T_a = 0\; et\; I_{sa} < 0 \end{cases} \tag{4.2}$$

En général, l'équation logique des trois phases (a), (b) et (c) est définie par l'équation suivante :

$$V_{(a\,,b\,,c)N} = \begin{cases} 0, \;\; Si\; T_{(a\,,b\,,c)} = 1 \\ V_{c1} = \dfrac{+V_{dc}}{2}, \quad Si\; T_{(a\,,b\,,c)} = 0 \quad et\; I_{(sa\,,sb,\,sc)} > 0 \\ V_{c2} = \dfrac{-V_{dc}}{2}, \quad Si\; T_{(a\,,b\,,c)} = 0 \quad et\; I_{(sa\,,sb,\,sc)} < 0 \end{cases} \tag{4.3}$$

Le mode de fonctionnement du redresseur de Vienne repose essentiellement sur ces conditions: dans la phase (a), si le courant de source est positif et le commutateur T_a en état on, le courant I_{sa} passe à travers le commutateur et la tension de phase V_{aN} est égale à Zéro Volt. Le chemin de conduction est représenté par la figure 4.2.A.

Si le sens du courant reste positif alors que le commutateur T_a est en état off, le courant passant par la diode D_{a1} et la tension de phase V_{aN} est égal à (+ V_{dc}/2) Volts comme illustré sur la figure 4.2.B. Enfin, si le courant de source est négatif, la tension de phase V_{aN} peut prendre la valeur zéro Volt si le commutateur T_a est en état on ou (-V_{dc}/2) Volts si le commutateur T_a est en état d'arrêt comme montré par les figures 4.2.C et 4.2.D, respectivement. Le même principe de fonctionnement est appliqué pour les deux phases (b) et (c) [98,105,111]. En combinant les états des trois interrupteurs, trois niveaux de tension différents pour le convertisseur de Vienne peuvent être obtenus comme indiqué dans le tableau 4.1.

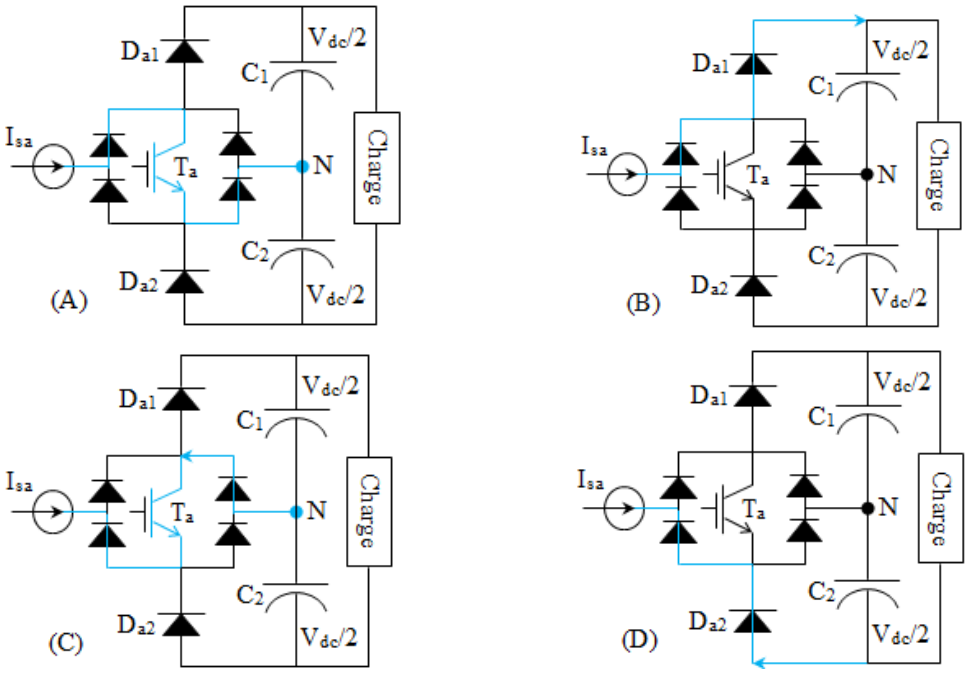


Figure 4.2: Chemins de conduction du courant pour la phase (a)

Tableau 4.1: Différents états de commutation relatifs au redresseur de Vienne

T_a	T_b	T_c	V_{aN}	V_{bN}	V_{cN}
0	0	0	$+V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$
0	0	1	$+V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	0
0	1	0	$+V_{dc}/2$	0	$-V_{dc}/2$
0	1	1	$+V_{dc}/2$	0	0
1	0	0	0	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$
1	0	1	0	$-V_{dc}/2$	0
1	1	0	0	0	$-V_{dc}/2$
1	1	1	0	0	0

4.3 Stratégie de contrôle du redresseur de Vienne

Différentes techniques de commande ont été proposées dans la littérature pour les redresseurs triphasés non-polluants. Ces contrôles doivent avoir les objectifs suivants: Absorption du courant sinusoïdal, correction du facteur de puissance, régulation de la tension du bus continu et garantie de l'équilibre entre les différentes tensions partielles pour les topologies multi-niveaux [26]. Le schéma de contrôle pour la gestion des signaux de commande des commutateurs du redresseur de Vienne est illustré par la figure 4.3.

Le contrôle de la tension de sortie est effectué en utilisant un régulateur PI classique qui corrige l'erreur entre la tension redressée V_{dc} et sa référence V_{dc}^*, fournissant I_d^* à la sortie [93,100].

$$I^{*}d(n) = I^{*}d(n-1) + K_p(V_{dc_e(n)} - V_{dc_e(n-1)}) + K_i V_{dc_e(n)} \quad (4.4)$$

Où: Kp et Ki sont les constantes proportionnelles et intégrales du contrôleur. $I_d^*(n)$ et $I_d^*(N-1)$ sont les sorties du régulateur PI et $V_{dc_e}(n)$ et $V_{dc_e}(n-1)$ sont les erreurs de la tension du bus continu aux $n^{ième}$ et $(n-1)^{ième}$ moments.

Pour assurer l'équilibre de tension entre les deux condensateurs C_1 et C_2, un courant de référence I_c^* est généré à la sortie d'un contrôleur PI pour compenser la différence entre les deux tensions des condensateurs (V_{c1} et V_{c2}).

$$I^{*}c(n) = I^{*}c(n-1) + K'_p(V_{c_e(n)} - V_{c_e(n-1)}) + K'_i V_{c_e(n)} \quad (4.5)$$

Pour générer le courant de ligne de référence (I_{sa}^*), le courant I_d^* est multiplié par le modèle unitaire (U_{sa}) de la tension de phase (V_{sa}). Ensuite, le résultat de cette multiplication sera ajouté au courant I_c^*. Les trois courants de ligne de référence (I_{sa}^*, I_{sb}^* et I_{sc}^*) et les modèles unitaires de tensions (U_{sa}, U_{sb} et U_{sc}) sont définis respectivement par les relations suivantes (4.6) et (4.7):

$$\begin{cases} I^{*}sa = U_{sa} \cdot I^{*}d + I^{*}c \\ I^{*}sb = U_{sb} \cdot I^{*}d + I^{*}c \\ I^{*}sc = U_{sc} \cdot I^{*}d + I^{*}c \end{cases} \quad (4.6)$$

$$U_{sa} = V_{sa}/V_p, U_{sb} = V_{sb}/V_p, U_{sc} = V_{sc}/V_p \quad (4.7)$$

Où : V_p est la valeur crête de la tension de phase.

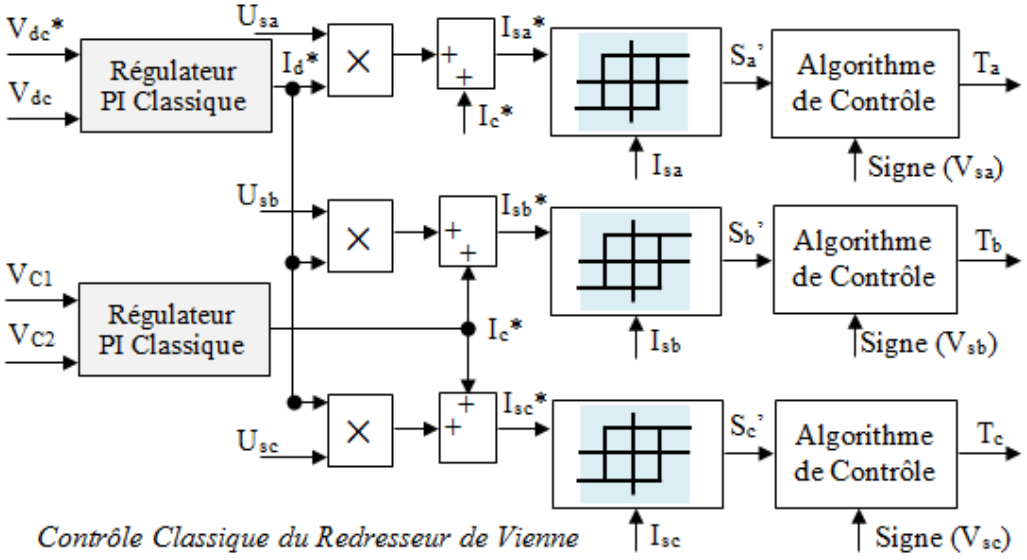


Figure 4.3: Blocs de contrôle du redresseur de Vienne

On effectue une comparaison entre le courant de phase mesuré I_{sa} et le courant de phase de référence I_{sa}^{*}, l'erreur résultante étant commandée par un régulateur à hystérésis pour produire l'impulsion de commande $S_a^{'}$. L'algorithme de commande pour l'interrupteur T_a peut être réalisé en utilisant la porte XOR. Les entrées d'OR exclusif sont le signe de la tension de phase V_{sa} et de l'impulsion $S_a^{'}$. De même, les décisions de commutation pour les commutateurs T_b et T_c sont générées en utilisant le même principe de commande comme présenté en figure 4.3.

Le déséquilibre des tensions de sortie pour le redresseur de Vienne en présence d'ondulations reste les deux inconvénients majeurs de l'approche classique basée sur les contrôleurs PI classiques. Pour ces raisons et comme solution préconisée, un seul régulateur flou est conçu pour assurer la régulation de la tension du bus continu avec atténuation des ondulations et contrôle de l'équilibre entre les deux tensions de sortie, tout en agissant sur les entrées du contrôleur intelligent. De plus, la particularité dans le fonctionnement du contrôleur intelligent consiste en l'imitation du raisonnement humain. Cette utilisation nous a permis de réduire le nombre de contrôleurs utilisés pour cet ordre et d'améliorer les performances de notre système étudié en régimes transitoire et permanent. Pour plus de détails, la nouvelle commande est présentée avec explication dans la section suivante.

4.4 Stratégie de contrôle flou proposée

Le concept des ensembles flous a été introduit en 1965 par le professeur Lotfi Askar Zadeh [40]. Ses principes ont été appliqués en 1974 par le professeur E. H. Mamdani à la construction d'un premier contrôleur de logique floue. Le régulateur flou inventé est devenu très important dans de nombreux domaines de la recherche scientifique en raison de sa structure simple et sa robustesse. Parmi ces domaines, on citera celui du génie électrique [106]. La technique floue est basée sur trois étapes, à savoir: la fuzzification qui transforme les variables réelles en variables floues. Le processus d'inférence floue basé sur des règles floues assurant la coordination entre les entrées et les sorties du contrôleur intelligent. Enfin, une fois la décision prise, les actions de contrôle flou seront converties en quantités physiques par l'étape de la defuzzification [107,108].

Le régulateur flou utilisé est de type Mamdani, sa fonction est basée sur une forme générale donnée comme suit: {Si: x_1 est A_1 et x_2 est A_2 ... et x_n est A_m Alors: y est B_k}. Les caractéristiques principales de ce genre de contrôleur utilisé pour obtenir de bonnes performances d'exploitation sont données de la manière suivante: l'opérateur "min" pour la "méthode et", l'opérateur "prod" pour l'implication et l'opérateur "max" pour Les règles d'agrégation. En outre, nous avons adopté pour la defuzzification la méthode du centre de gravité.

La figure 4.4 montre la conception du notre contrôleur intelligent. Celui-ci utilise une configuration très simple dans laquelle les entrées sont basées sur l'erreur (e) de la tension continue représentée par la différence entre la tension réelle et sa référence d'une part et sa variation (Δe) aidant le contrôleur à être rapide et efficace d'autre part. Le régulateur flou fournit alors à sa sortie la variation de l'amplitude du courant de référence (ΔI^{*}).

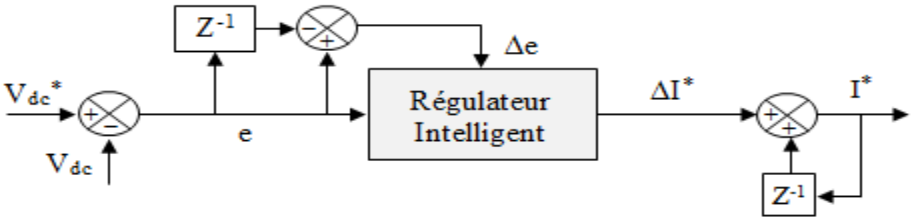


Figure 4.4: Structure du régulateur intelligent

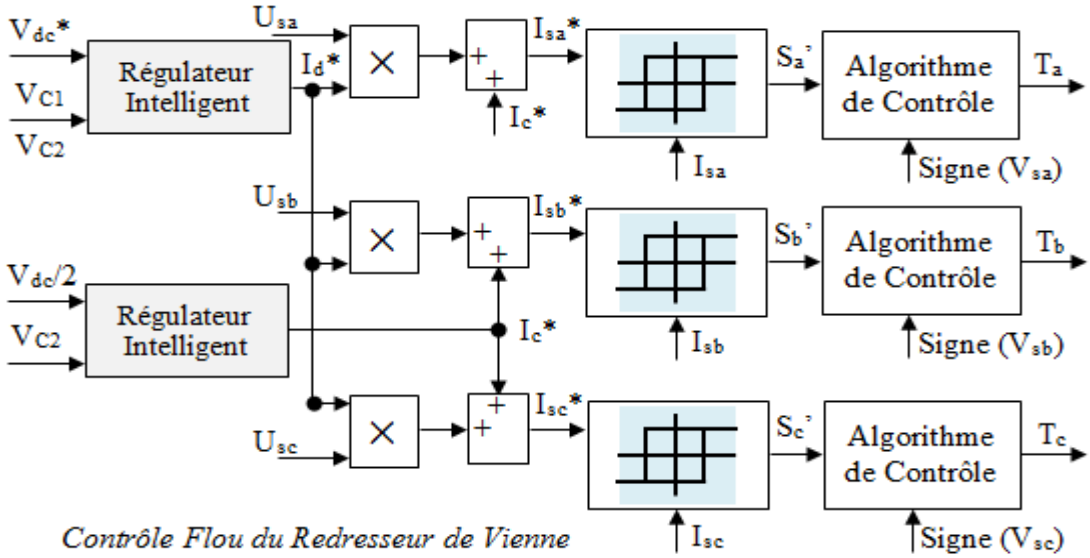


Figure 4.5: Diagramme de la commande floue proposée pour le redresseur de Vienne

Selon la figure 4.4, les variables combinées (entrées/sortie) employées pour le contrôleur intelligent peuvent être simplement exprimées par ces équations comme suit [109]:

$$\begin{cases} e(K) = V^{*}dc(K) - V_{dc}(K) \\ \Delta e(K) = e(K) - e(K-1) \\ I^{*}(K) = I^{*}(K-1) + \Delta I^{*}(K) \end{cases} \tag{4.8}$$

Dans ce travail, un régulateur intelligent a été développé et exploité pour deux tâches: la première consiste à ajuster et à maintenir la tension redressée du convertisseur de Vienne à sa valeur désirée et la deuxième tâche consiste à assurer un équilibre entre les deux tensions V_{c1} et V_{c2} situées aux bornes des deux condensateurs C_1 et C_2, comme représenté sur la figure 4.5.

Pour fournir un courant de référence I_d^*, les entrées du contrôleur proposé sont la tension de référence et les deux tensions mesurées V_{c1} et V_{c2}. Pour assurer la deuxième tâche, la première entrée du régulateur proposé dans ce cas est la moitié de la tension du bus continu et la deuxième entrée réside en la tension détectée au niveau de V_{c2}.

Les variables (entrées/sortie) sélectionnées pour une meilleure performance de contrôle de notre régulateur PI intelligent sont fuzzifiées en sept sous-ensembles flous, tels que: {Négatif

Grand (NG), Négatif Moyen (NM), Négatif Petit (NP), Zéro (Z), Positive Petit (PP), Positive Moyen (PM) et Positive Grand (PG)}. Les balises floues ont été choisies pour assurer une connaissance précise de l'état des variables du contrôleur flou (entrées/sortie). En outre, en adoptant plus de fonctions d'appartenance nous garantissons une information maximale pour le comportement du système étudié. D'autre part, une simple forme triangulaire de fonctions d'appartenance a été utilisée pour une meilleure localisation de nos variables comme on peut le voir sur la figure 4.6 [101,110]. Les valeurs particulières représentées sur la même figure ont été sélectionnées et ajustées sur la base de plusieurs tests effectués sur les fonctions d'appartenance des entrées et de sortie du contrôleur flou. De plus, ces valeurs ont été également sélectionnées et appliquées pour le but de former un régulateur intelligent sans gains de correction.

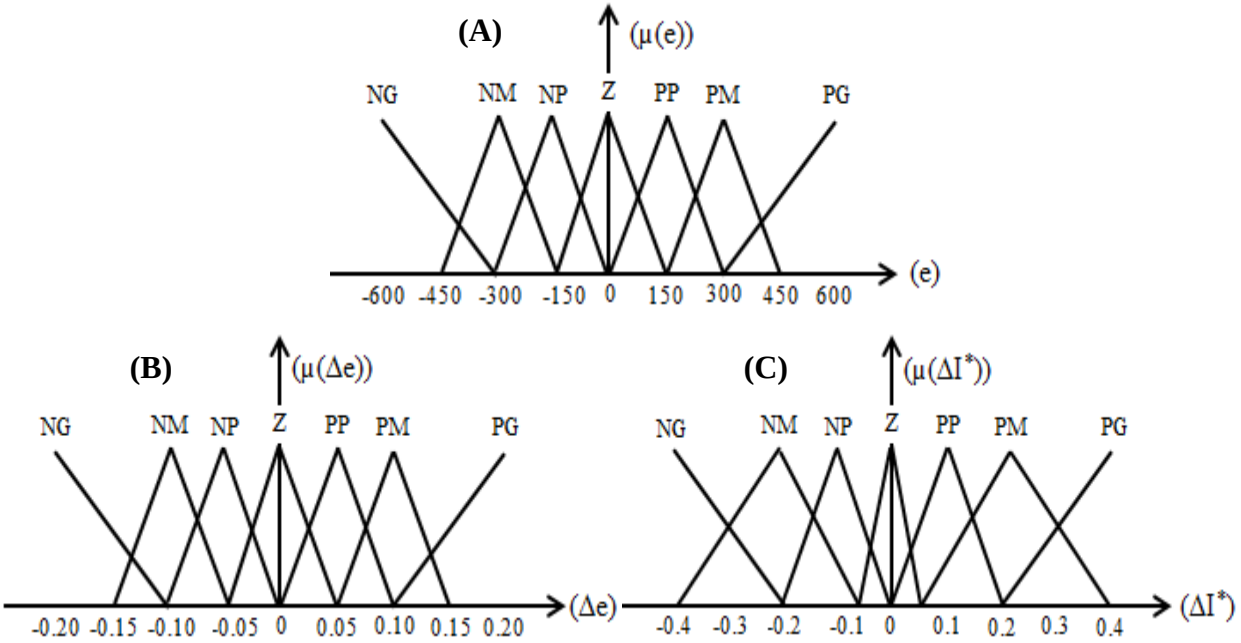


Figure 4.6: Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrées et de sortie: (A) Erreur e, (B) Variation de l'erreur Δe et (C) Variable de sortie ΔI^*.

La sortie linguistique du contrôleur proposé est déterminée à l'aide d'une table articulée sur des conditions intelligentes des variables floues d'entrées du contrôleur [109]. Les règles floues sont très nécessaires pour le fonctionnement du contrôleur flou, car elles se combinent avec des variables d'entrées floues et prennent une décision à la fin par le moyen d'opération conditionnée en prenant la forme suivante [110]:

$$\begin{cases} Règle\ (1): Si\ e(K)\ est\ NG\ et\ \Delta e(K)\ est\ NG\ Alors: \Delta I^*\ est\ NG \\ Règle\ (2): Si\ e(K)\ est\ NG\ et\ \Delta e(K)\ est\ NM\ Alors: \Delta I^*\ est\ NG \\ \vdots \\ Règle\ (n): Si\ e(K)\ est\ A_n\ et\ \Delta e(K)\ est\ B_n\ Alors: \Delta I^*\ est\ C_n, n = 1..m \end{cases} \quad (4.9)$$

Où: A_n, B_n et C_n sont des ensembles flous par exemple: Z (Zéro), PG (Positif Grand) ... etc.

Les règles résultantes ont été créées par un expert essayant d'imiter le fonctionnement du contrôleur classique. Par conséquent, le système d'inférence utilisé dans ce cas est composé de 49 conditions floues. La combinaison reliant les entrées et la sortie entre elles pour le contrôleur flou destiné à la commande du redresseur de Vienne est montrée en figure 4.7.

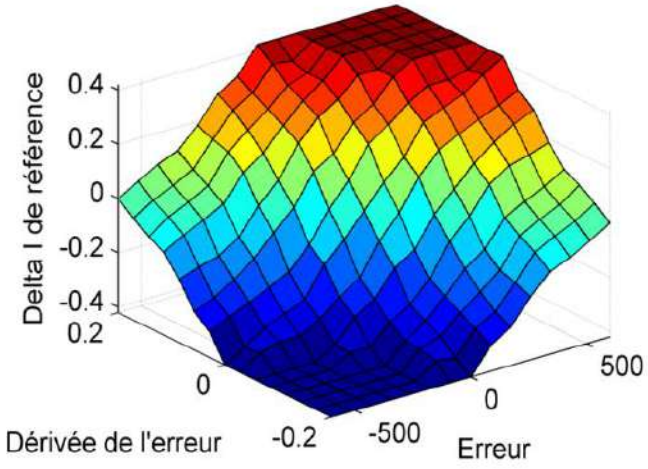


Figure 4.7: Représentation surfacique de la sortie du contrôleur intelligent en fonction des deux entrées (e et Δe).

4.5 Résultats de simulation et interprétations

Pour développer l'algorithme de contrôle de la méthode proposée dans ce chapitre, une simulation numérique par MATLAB/Simulink a été établie pour le modèle du redresseur de Vienne. Les paramètres nécessaires utilisés dans l'étude de simulation sont donnés en Annexe C.

Pour tester la robustesse du système de commande développé, on a appliqué une variation de charge de 100Ω à 75Ω à l'instant t=0,3 seconde lorsque la tension de référence du bus continu est égale à 800V. Ensuite, à l'instant t=0,6 seconde, la tension de référence du bus continu a connu une hausse de 100V. Les figures 4.8.A et 4.8.B représentent l'état transitoire de la tension de sortie, de la tension aux bornes du condensateur 1, de la tension aux bornes du condensateur 2 et du courant redressé I_{dc}.

La tension du bus continu atteint les valeurs souhaitées de 800V et de 900V respectivement. Le temps nécessaire pour que la tension du bus continu atteigne sa référence dans le premier test est égale à 0,07 seconde. La chute de tension enregistrée aux bornes de chacun des condensateurs C_1 et C_2 a pour valeur 9V. Dans le deuxième essai, pour obtenir la nouvelle référence de tension de sortie, une durée de 0,1 seconde est nécessaire. En outre, on peut remarquer à partir de la figure 4.8.A que la présence de dépassements dans la tension du bus continu est approximativement égale à 100V dans le premier test et 40V dans le second test de robustesse.

En se référant à la figure 4.8.B relative à la commande développée, la tension redressée suit sa nouvelle référence avec une bonne précision et stabilité sans dépassement pour les deux cas de tests de robustesse. Le temps écoulé lors de la chute de tension obtenue aux bornes de chacun des condensateurs C_1 et C_2 d'une valeur de 0.5V est de 0.05 seconde. D'autre part, le temps nécessaire pour avoir la nouvelle référence de tension de sortie pour le deuxième test de robustesse est de 0,08 seconde. Aussi, le courant redressé répond parfaitement aux différents tests appliqués au contrôle du redresseur de Vienne pour les deux approches étudiées.

Les figures 4.9.A et 4.9.B représentent les résultats de simulation pour les deux stratégies de commande classique et floue en régime statique pour les deux tensions V_{c1} et V_{c2}. Il est très clair que les tensions de sorties supérieure et inférieure sont symétriques et égales à $V_{dc}/2$, Avec un minimum d'ondulations enregistrées par rapport au contrôle classique pour le redresseur de Vienne.

A travers la figure 4.10 on remarque que la valeur de l'erreur absolue de la tension de sortie obtenue avec le contrôleur intelligent est nettement meilleure que celle du régulateur PI classique en termes de présence de fluctuations, de temps de réponse, de dépassement et de chute de tension. De plus, le contrôleur intelligent assure un meilleur équilibre entre les deux tensions localisées dans les condensateurs V_{c1} et V_{c2}.

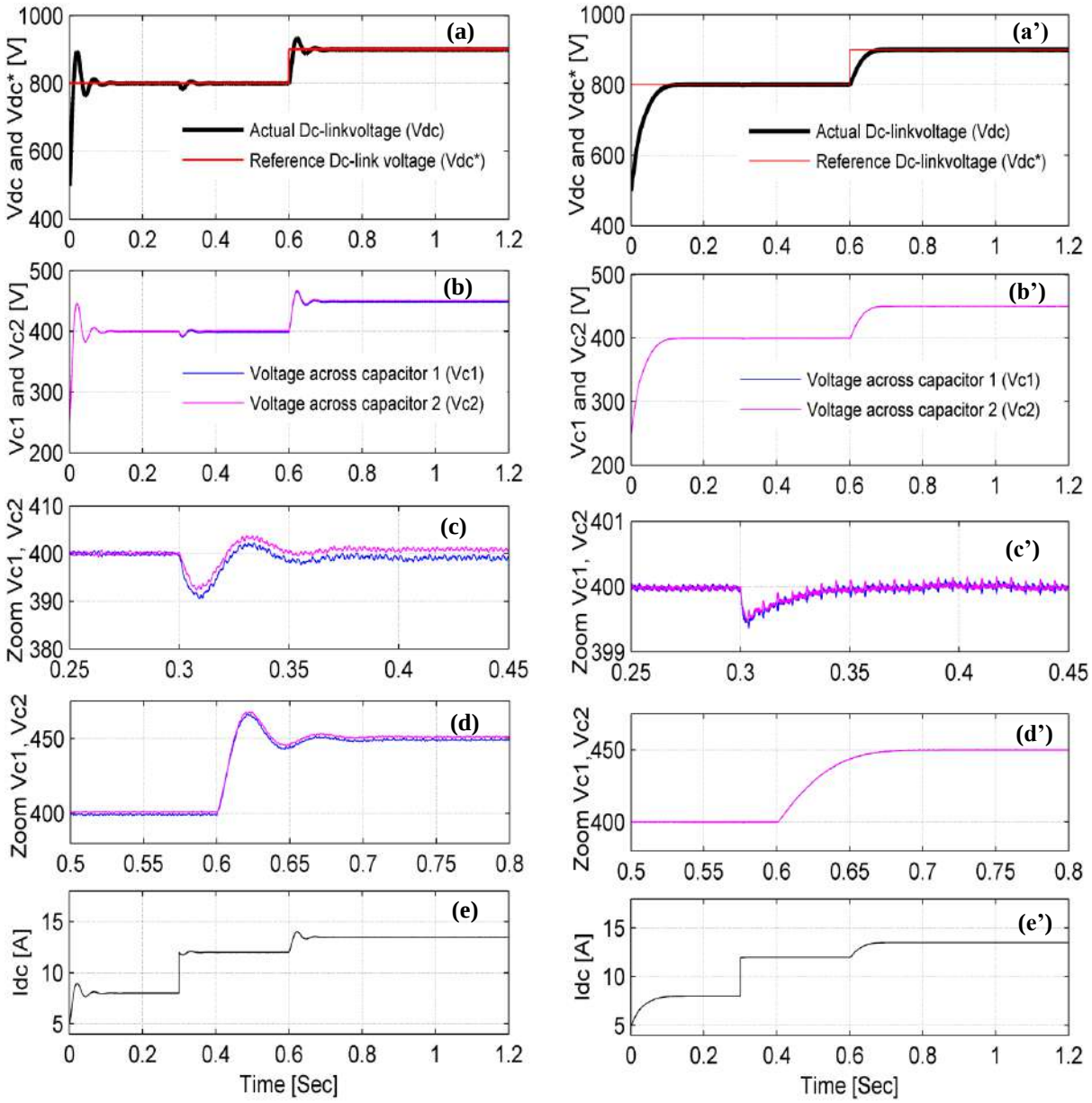
La comparaison des résultats de performance entre le régulateur PI classique et le régulateur intelligent est donnée par le tableau 4.2 grâce à l'équation (4.10) qui calcule l'erreur moyenne de la balance des deux tensions de sorties :

$$Erreur\ Moyenne = \frac{1}{N}\left(\sum_{i=1}^{N}\frac{\left|V_{c1}-V_{c2}\right|}{V_{c1}}\right),\ N : Numéro\ d'échantillonnage \tag{4.10}$$

Les figures 4.11.A et 4.11.B illustrent les états transitoires de la tension du bus continu et des courants d'alimentations pour les deux types de commandes. La réponse dynamique de la technique intelligente est plus rapide avec de meilleures formes d'ondes comparativement à la méthode classique lorsque la tension de référence est atteinte.

Tableau 4.2: Résultats comparatifs

	Régulateur PI classique	Régulateur intelligent
Balance de l'erreur de tension moyenne (V)	0.0011	0.0000828



(A) **(B)**

Figure 4.8: Résultats de simulation pour la stratégie de contrôle avec (A) régulateur PI classique et (B) régulateur intelligent : (a, a') Tension totale du bus continu ; (b, b') Tensions partielles (V_{c1} et V_{c2}) localisées aux bornes des deux condensateurs C_1 et C_2 ; (c, c') et (d, d') Comportement transitoire avec zoom pour les deux tensions (V_{c1} et V_{c2}) situées aux deux sorties des condensateurs C_1 et C_2 lors de l'application d'une variation de charge et un changement de la tension continue de référence de 800V à 900V; (e, e') Courant redressé I_{dc}.

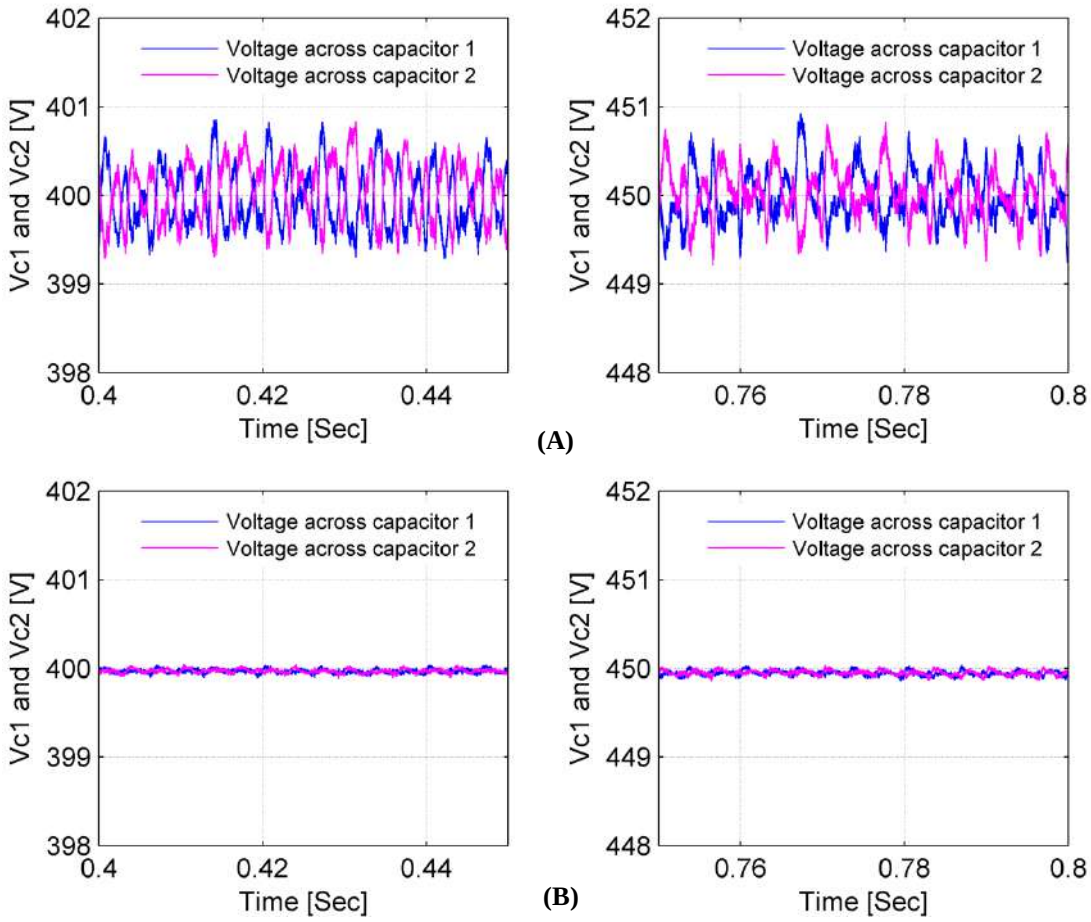


Figure 4.9: Résultats de simulation de la stratégie de contrôle avec régulateur PI classique et avec régulateur intelligent en régime permanent: (A) Ondulations des deux tensions V_{c1} et V_{c2} pour la commande classique ; (B) Ondulations des deux tensions V_{c1} et V_{c2} pour la commande floue.

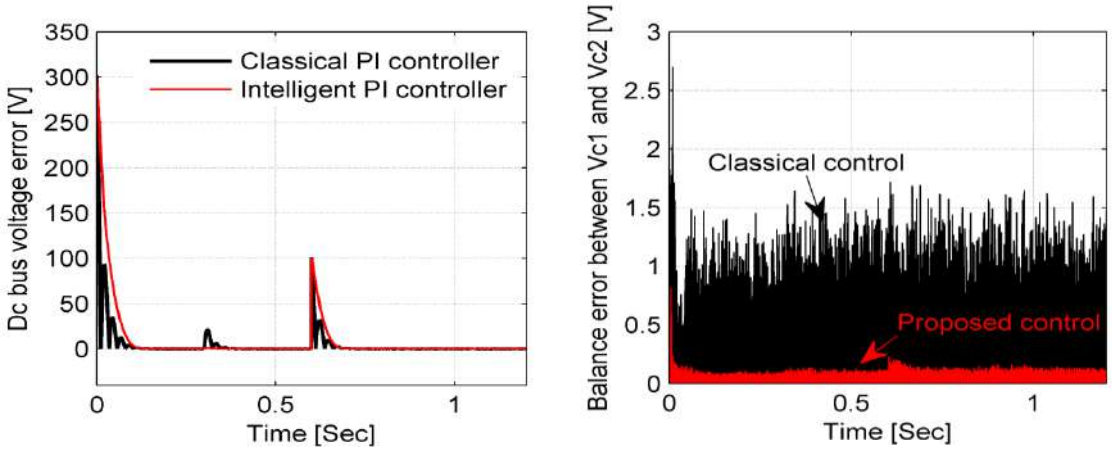


Figure 4.10: Valeur absolue de l'erreur de la tension du bus continu ainsi que l'erreur de la balance entre les deux tensions V_{c1} et V_{c2}.

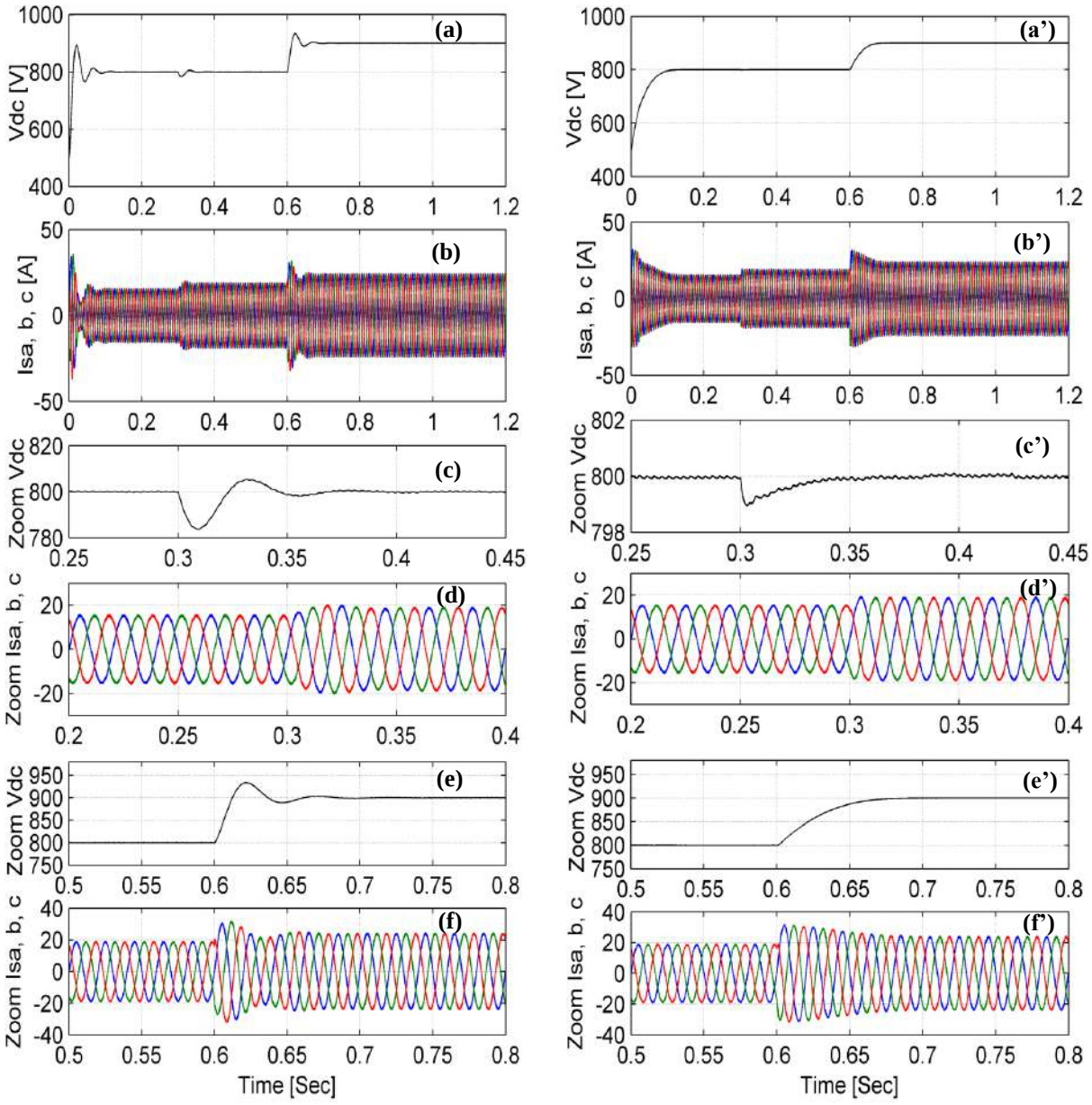


Figure 4.11: Résultats de simulation pour la technique de contrôle avec (A) régulateur PI classique et (B) régulateur intelligent : (a, a') Tension totale du bus continu ; (b, b') Courants de sources triphasées (I_{sa}, I_{sb} et I_{sc}); (c, c') et (d, d') Comportement transitoire avec zoom pour la tension de sortie ainsi que pour les trois courants de phases durant l'application de la variation de charge; (e, e') et (f, f') Comportement transitoire avec zoom pour la tension du bus continu ainsi que pour les trois courants de phases lors du changement de la tension de référence de 800V à 900V.

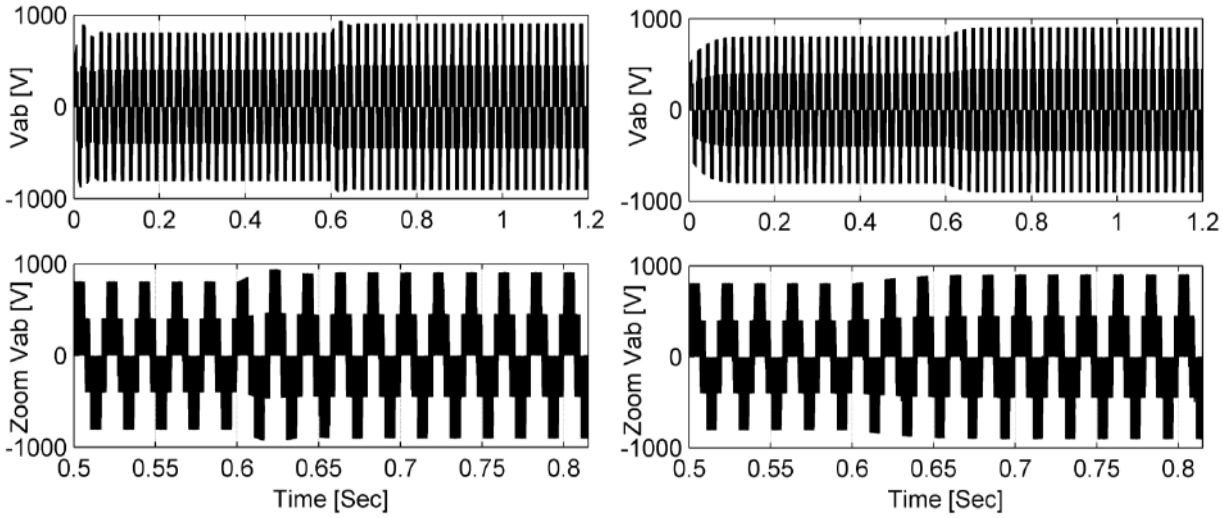


Figure 4.12: Résultats de simulation pour (A) la méthode de contrôle conventionnelle et (B) la méthode de contrôle proposée de la tension (V_{ab}) avec zoom du redresseur de Vienne

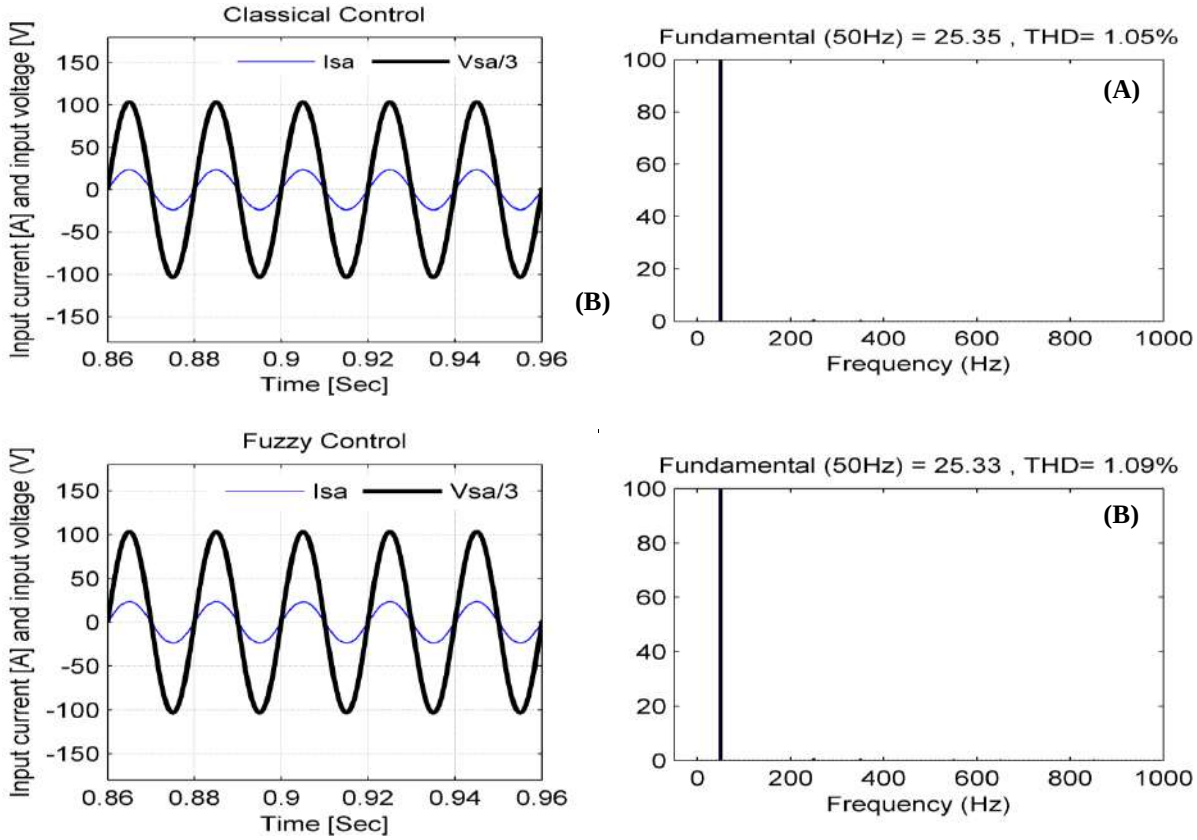


Figure 4.13: Résultats de simulation de la tension et du courant de grille avec analyse des harmoniques: (A) Contrôleur classique du redresseur de Vienne ; (B) Contrôleur intelligent du redresseur de Vienne.

Les résultats de simulation présentés par les figures 4.12.A et 4.12.B montrent la réponse dynamique avec zoom de la tension V_{ab} (ligne à ligne) à trois niveaux pour le contrôle classique et intelligent respectivement. Il est évident que la tension redressée V_{ab} présente une bonne performance avec un comportement flexible à l'état transitoire vis-à-vis de la variation de la tension de sortie de référence et de la charge et ce, grâce à la commande proposée.

Les deux figures 4.13.A et 4.13.B montrent que l'onde du courant de grille est de forme sinusoïdale, présente un déphasage nul avec la tension de phase qui lui correspond, assurant ainsi un facteur de puissance très voisin de l'unité. Comme on peut le constater, le THD du courant de source est égale à 1,05% pour le régulateur classique du redresseur de Vienne et égale à 1,09% pour le contrôleur intelligent du redresseur de Vienne.

Les résultats de THD obtenus pour les deux approches sont parfaitement conformes à la norme internationale IEEE-519 (THD <5%). Les résultats de simulation de la commande intelligente et quelques techniques récentes appliquées au redresseur multi-niveaux de Vienne sont portés au tableau 4.3 aux fins d'une étude comparative.

Tableau 4.3: Étude comparative de la méthode proposée avec quelques travaux antérieurs

	Méthode Proposée	**Contrôle Classique**	Réf. [93] (2011)	Réf. [94] (2015)		Réf. [98] (2015)	Réf. [112] (2016)	
Techniques Employées	Contrôleur Intelligent	Régulateur PI	Régulateur PI	Méthode DDS		Méthode SMC DPC-SVM	Méthodes PI-DPC et SMC-DPC	
Dépassement de la Tension de Sortie	Sans dépassement (V_{dc}^*=800V)	100V (V_{dc}^*=800V)	10V (V_{dc}^*=900V)	- (V_{dc}^*=740V)		- (V_{dc}^*=250V)	50V (V_{dc}^*=300)	05V (V_{dc}^*=300V)
Chute de Tension de la Tension Redressée	01V	18V	-	15V	03V	25V	16V	08V
Ondulations de la Tension	<0.2V	0.9V	10V	02V	0.5V	04V	Moins d'Ondulations	
État d'Équilibre Entre V_{c1} et V_{c2}	Très Bien Équilibré	Bien Équilibré	Non Respecté (V_{c1}=320V, V_{c2}=580V)	-		Respecté	Respecté	
Valeur de THD du Courant de Source	1.09%	1.05%	Bonne Forme de Courant	Bonne Forme de Courant		1.27%	3.37%	1.84%

PI: Proportional–Integral; DDS method: Direct Decoupled Synchronization method;
SMC: Sliding Mode Control; DPC: Direct Power Control; SVM: Space Vector Modulation.

Par comparaison aux résultats de simulation obtenus par l'application de différentes approches mentionnées au tableau 4.4, il est très clair que la méthode proposée qui s'articule sur un seul et simple contrôleur flou a prouvé sa nouveauté, son efficacité et sa supériorité par rapport aux

techniques de commande non combinées récemment développées (Réf. 93 et Réf. 94) ou même celles basées sur une utilisation combinée de deux ou trois commandes (Réf. 98 et Réf. 112). Par conséquence, notre technique proposée nous a garanti un bon control et une amélioration de la performance du redresseur multi-niveaux en régimes dynamique et statique.

4.6 Résultats expérimentaux et discussions

Pour vérifier l'utilisation pratique et examiner les performances de la stratégie de contrôle proposée contrôlant le redresseur multi-niveaux, un prototype expérimental a été développé au laboratoire LAS, Université Setif-1, Algérie, comme illustré en figure 4.14. L'algorithme intelligent a été simulé sous le logiciel MATLAB/Simulink et validé en temps réel par le moyen de la carte dSPACE (DS1104). Les paramètres nécessaires utilisés pour cette validation pratique sont mentionnés à l'Annexe C.

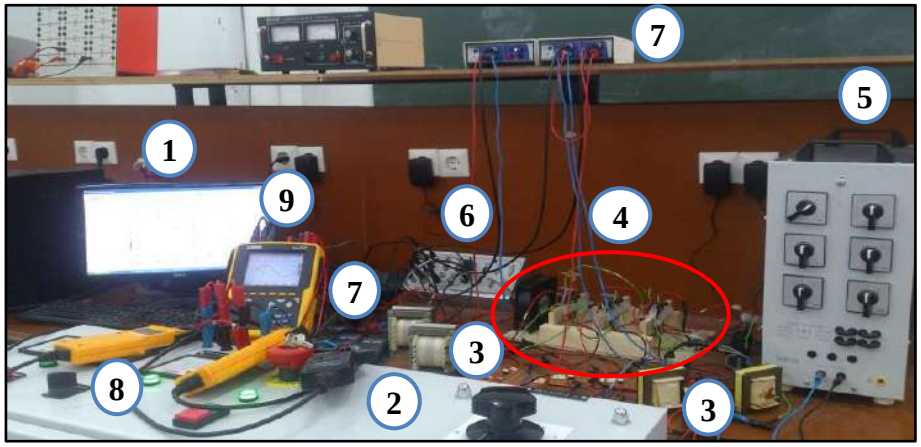


Figure 4.14: Banc d'essai relatif au contrôle intelligent du redresseur multi-niveaux de Vienne
(1: PC; 2: Alimentation triphasée; 3: Inductances de lignes ; 4: Convertisseur de Vienne;
5: Charge résistive variable; 6: Carte dSPACE 1104; 7: Capteurs de tensions;
8: Capteurs de courants; 9: Analyseur de la qualité d'énergie).

Les performances de la commande intelligente du redresseur de Vienne ont été testées et comparées en temps réel par rapport au contrôle standard sous différentes conditions de fonctionnement. Les résultats expérimentaux sont illustrés et présentés par les figures allant de 4.15 à 4.19 via le Control Desk de la carte dSPACE 1104.

Comme premier essai, une variation de la valeur de la charge de 05 à 15% de sa puissance nominale de 04 Kw puis remise à sa valeur initiale de 05% a été effectuée afin d'évaluer l'influence de la perturbation de la charge provoquée.

Les figures 4.15.A et 4.15.B représentent la réponse dynamique de l'approche classique et intelligente concernant le test de la variation de charge. La tension de sortie pendant l'étape de changement de charge est maintenue à sa valeur de référence fixée à 200V. On peut facilement remarquer que l'état transitoire de la variation de la charge pour la commande intelligente développée connait un faible dépassement et peu de temps de réponse pour l'augmentation et la

diminution de la charge. Ces résultats nous amènent à dire que notre commande proposée est rapide, stable et présente de bonnes performances en régime dynamique.

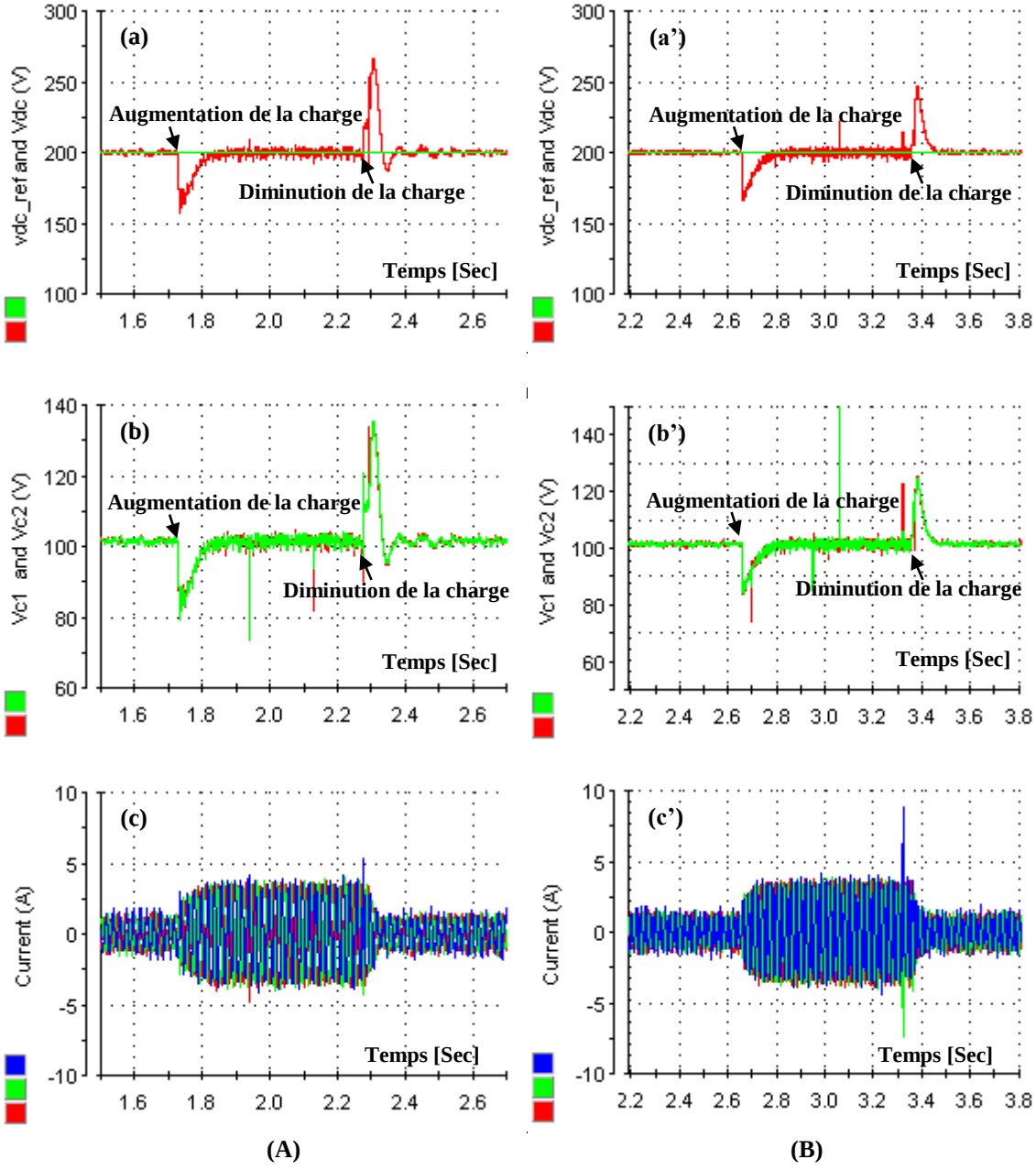


Figure 4.15: Résultats expérimentaux correspondant au changement provoqué à la charge: (A) Stratégie de contrôle classique: (a) Tension pleine du bus continu, (b) Tensions partielles (V_{c1} et V_{c2}) localisées aux bornes des deux condensateurs C_1 et C_2, (c) Courants d'entrées triphasés I_{sa}, I_{sb} et I_{sc}. (B) Stratégie de contrôle intelligente: (a') Tension pleine du bus continu, (b') Tensions partielles (V_{c1} et V_{c2}) localisées aux bornes des deux condensateurs C_1 et C_2, (c') Courants d'entrées triphasés I_{sa}, I_{sb} et I_{sc}.

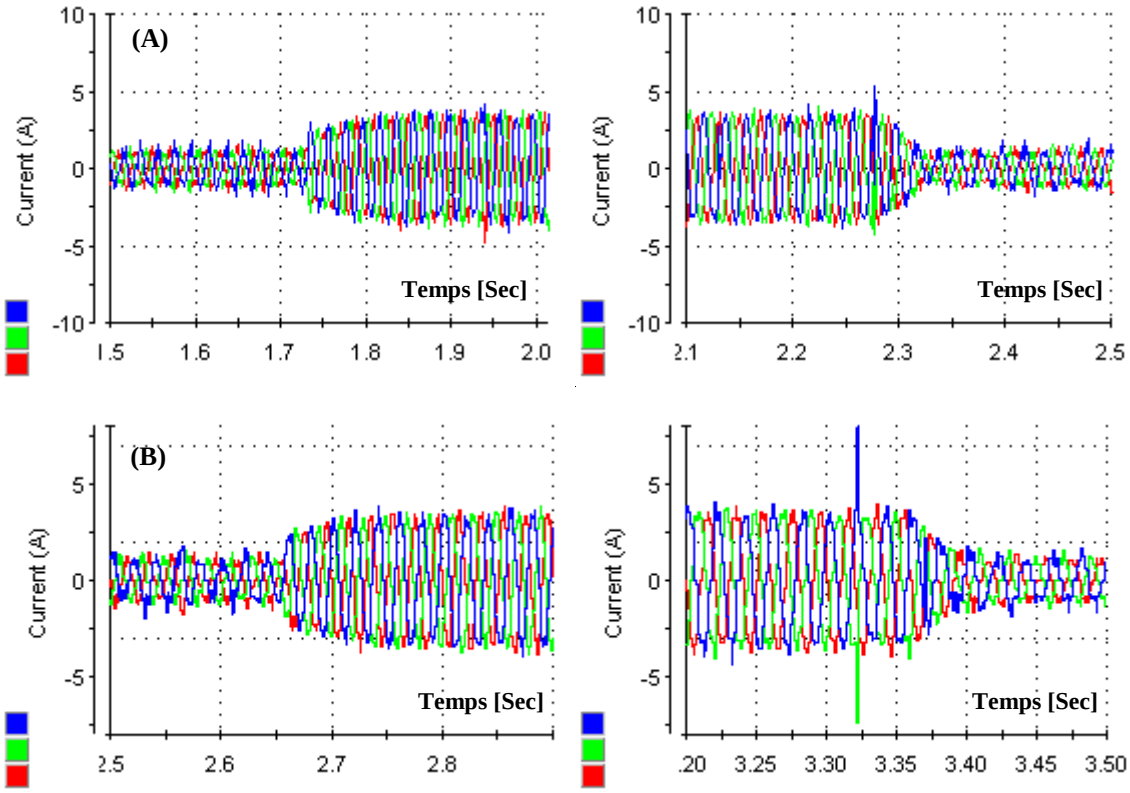


Figure 4.16: États transitoires des courants d'entrées triphasées: (A) Méthode classique et (B) Nouvelle méthode

Comme représenté sur les figures 4.16.A et 4.16.B, et pour une meilleure clarification, le zoom sur les sources de courant montre que ces derniers réagissent parfaitement à cet essai pour les deux contrôles étudiés.

Le deuxième test consiste à changer la tension de référence de sortie du redresseur multi-niveaux d'une valeur de 200V à 250V puis la remettre à sa valeur initiale de 200V. L'évolution du système étudié pour la commande traditionnelle et intelligente pendant le deuxième test est illustrée par les figures 4.17.A et 4.17.B respectivement. Après un bref moment, la tension redressée correspondant à cet essai, atteint rapidement sa valeur de référence sans dépassement, avec une bonne précision et stabilité pour le cas de la commande intelligente. D'un autre côté, les courants de source manifestent une correcte réaction vis-à-vis des changements de références d'une manière satisfaisante.

Pour donner plus de détails de comparaison des résultats pratiques représentés par les figures 4.15 et 4.17, le tableau 4.4 résume l'ensemble des résultats expérimentaux obtenus à partir des commandes classique et intelligente du redresseur de Vienne relatifs aux deux tests de robustesse effectués (variation de la charge et le changement de la tension de sortie de référence).

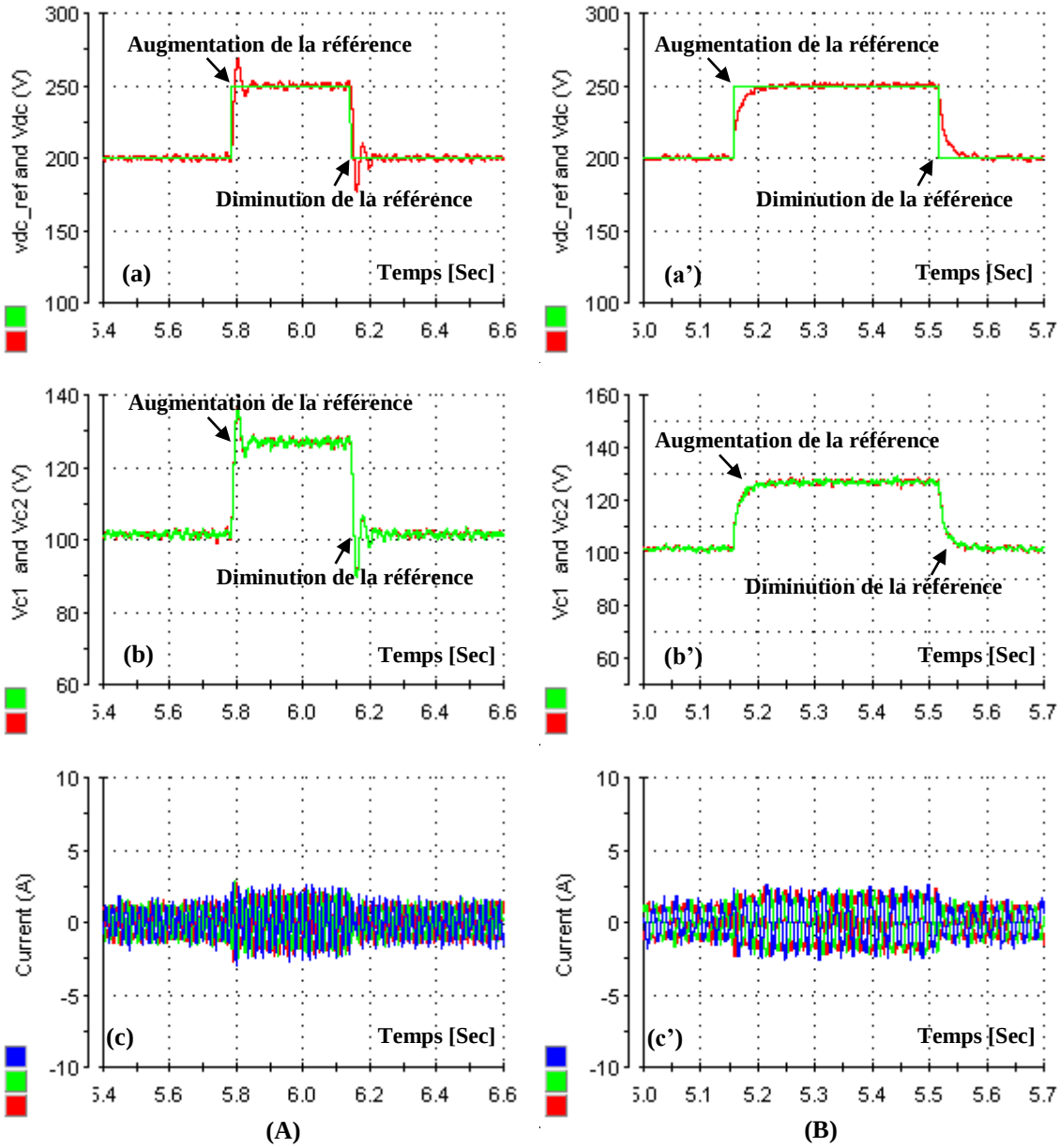


Figure 4.17: Résultats expérimentaux correspondant au changement provoqué à la tension de sortie de référence: (A) Stratégie de contrôle classique: (a) Tension pleine du bus continu, (b) Tensions partielles (V_{c1} et V_{c2}) localisées aux bornes des deux condensateurs C_1 et C_2, (c) Courants d'entrées triphasés I_{sa}, I_{sb} et I_{sc}. (B) Stratégie de contrôle intelligente: (a') Tension pleine du bus continu, (b') Tensions partielles (V_{c1} et V_{c2}) localisées aux bornes des deux condensateurs C_1 et C_2, (c') Courants d'entrées triphasés I_{sa}, I_{sb} et I_{sc}.

Tableau 4.4: Étude comparative en temps réel de la méthode intelligente avec celle classique

	Augmentation de la Charge		Diminution de la Charge		Augmentation de la Tension de Sortie		Diminution de la Tension de Sortie	
	Δv (V)	Δt (S)	Δv (V)	Δt (S)	Δv (V)	Δt (S)	Δv (V)	Δt (S)
Contrôle Classique	40	0.10	63	0.16	70	0.10	72	0.10
Contrôle Intelligent	30	0.10	50	0.066	Sans Dépassement	0.07	Sans Dépassement	0.07

Δv: Changement de la tension de sortie de référence; Δt: Temps de réponse.

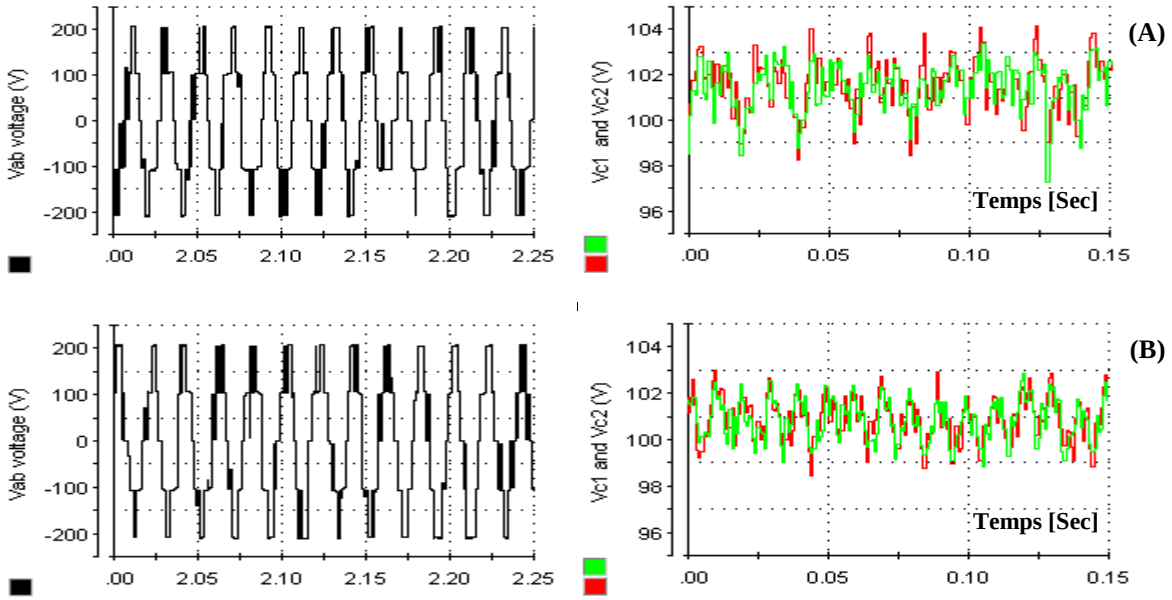


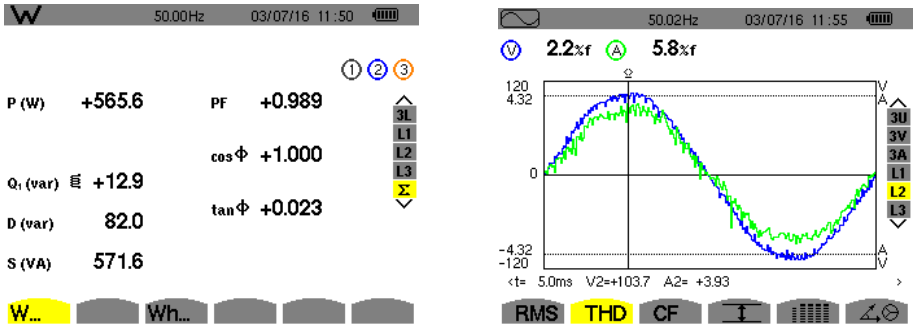
Figure 4.18: Résultats expérimentaux de la tension (V_{ab}) et des ondulations pour les deux tensions V_{c1} et V_{c2} en régime permanent: (A) Méthode classique et (B) Méthode intelligente.

Les résultats concrets dans l'état stationnaire sont représentés par les figures 4.18.A et 4.18.B correspondant à la méthode classique et intelligente respectivement. Pour le cas de la méthode intelligente, La tension V_{ab} localisée entre la phase (a) et la phase (b) fournit une description claire du nombre de niveau pour le redresseur de Vienne qui est de l'ordre de trois avec une bonne représentation de cette tension en régime statique. Selon la figure 4.18.B, les résultats obtenus ont démontré et confirmé que la nouvelle commande est capable de minimiser d'une façon très acceptable les ondulations de la tension de sortie redressée comparativement à la technique classique représentée par la figure 4.18.A.

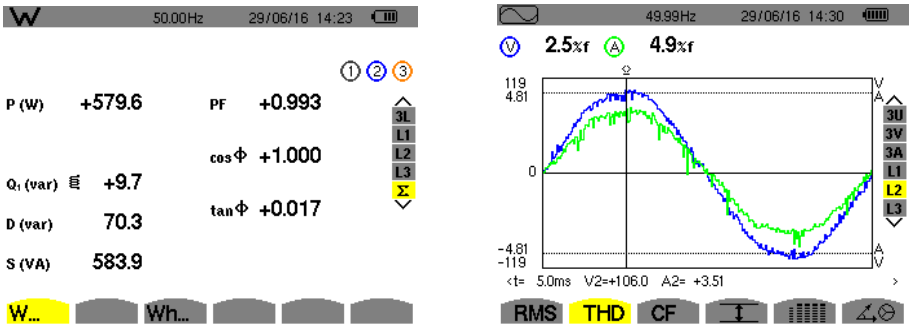
La figure 4.19 montre clairement que le contrôle développé nous a offert une forme de courant d'entrée (phase b) plus sinusoïdale (THD=4,9% répondant aux normes internationales IEEE-519) que celle du courant de source de l'approche classique (THD=5,8%). De plus, le

déphasage remarqué entre le courant et la tension de grille est nul, par conséquent le facteur de puissance est très proche de l'unité. Il est important de noter aussi que la commande conventionnelle pour le système global fonctionne avec un facteur de puissance égale à une valeur de 0,989, alors que le système de contrôle flou pour le redresseur de Vienne assure un fonctionnement avec un facteur de puissance amélioré égale à une nouvelle valeur de 0,993.

En finalité, ces résultats nous amènent à dire que notre commande proposée est rapide, stable et offre de bonnes performances en régimes transitoire et permanent.



(A)



(B)

Figure 4.19: Mesures expérimentales pour l'analyse de la qualité d'énergie: (A) Commande classique et (B) Commande développée.

4.7 Redresseur de Vienne fonctionnant en mode de filtrage actif

Dans cette deuxième partie du quatrième chapitre, le convertisseur multi-niveaux de Vienne est intégré pour exercer une fonction liée à l'amélioration de la qualité de puissance dans un système triphasé. Cette nouvelle tâche se présente par un nouveau filtre actif parallèle intervenant pour compenser la puissance réactive et annuler les harmoniques du courant causées par les charges non linéaires. Le nouveau filtre multi-niveaux est testé et vérifié via une simulation sous MATLAB/Simulink et une implémentation en temps réel à l'aide de la carte d'SPACE 1104.

Le diagramme du pilotage du filtre garantissant la délivrance des signaux de contrôle des commutateurs est représenté par la figure 4.20.

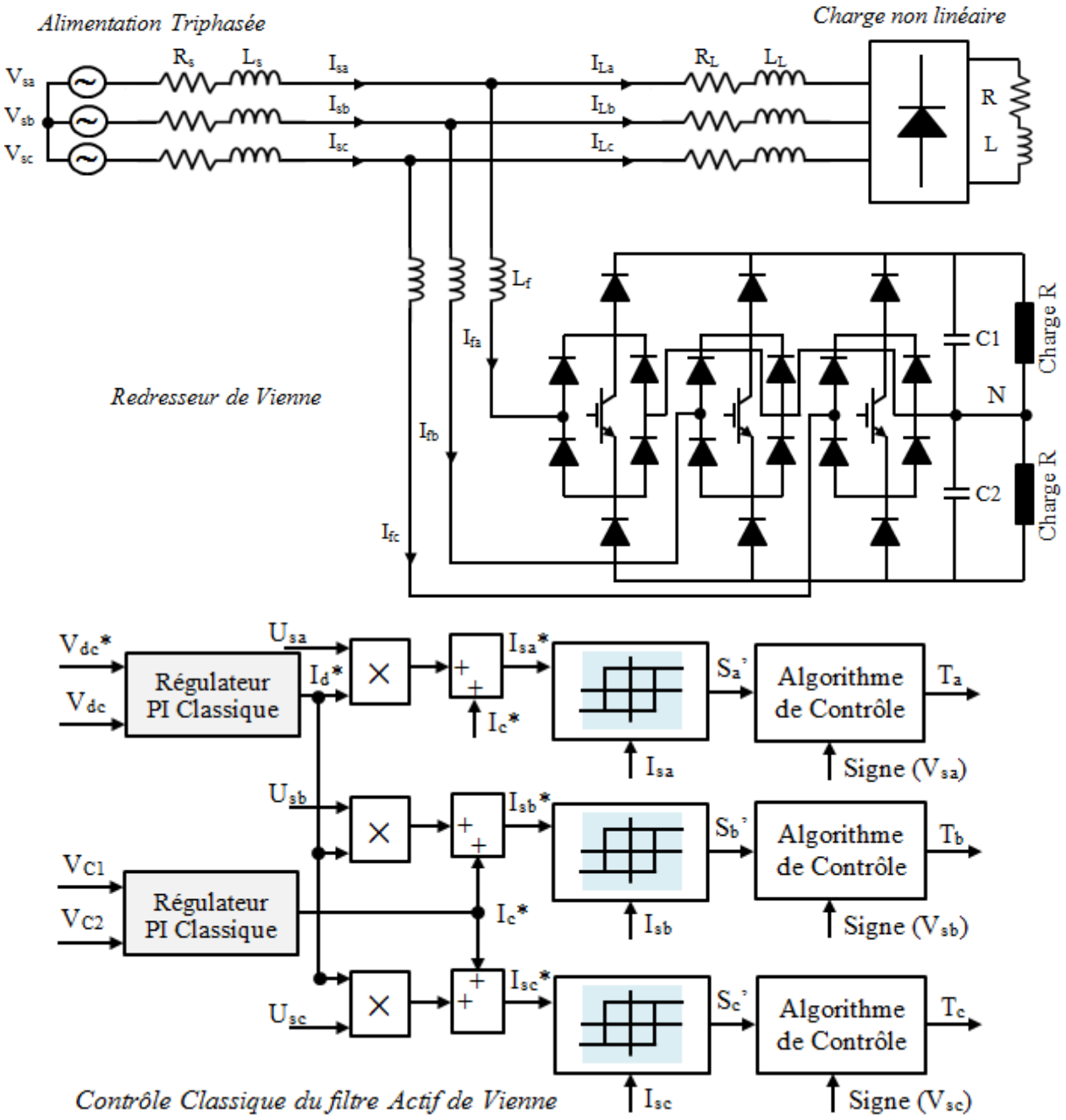


Figure 4.20: Schéma de commande du convertisseur de Vienne pour la fonction du filtrage actif parallèle triphasé

Les paramètres nécessaires utilisés pour la simulation du filtre multi-niveaux de Vienne sont portés en Annexe C.

L'ensemble des résultats de simulation obtenus, décrivant le comportement du filtrage actif parallèle multi-niveaux en régimes dynamique et statique sont donnés dans par les figures 4.21, 4.22, et 4.23 respectivement.

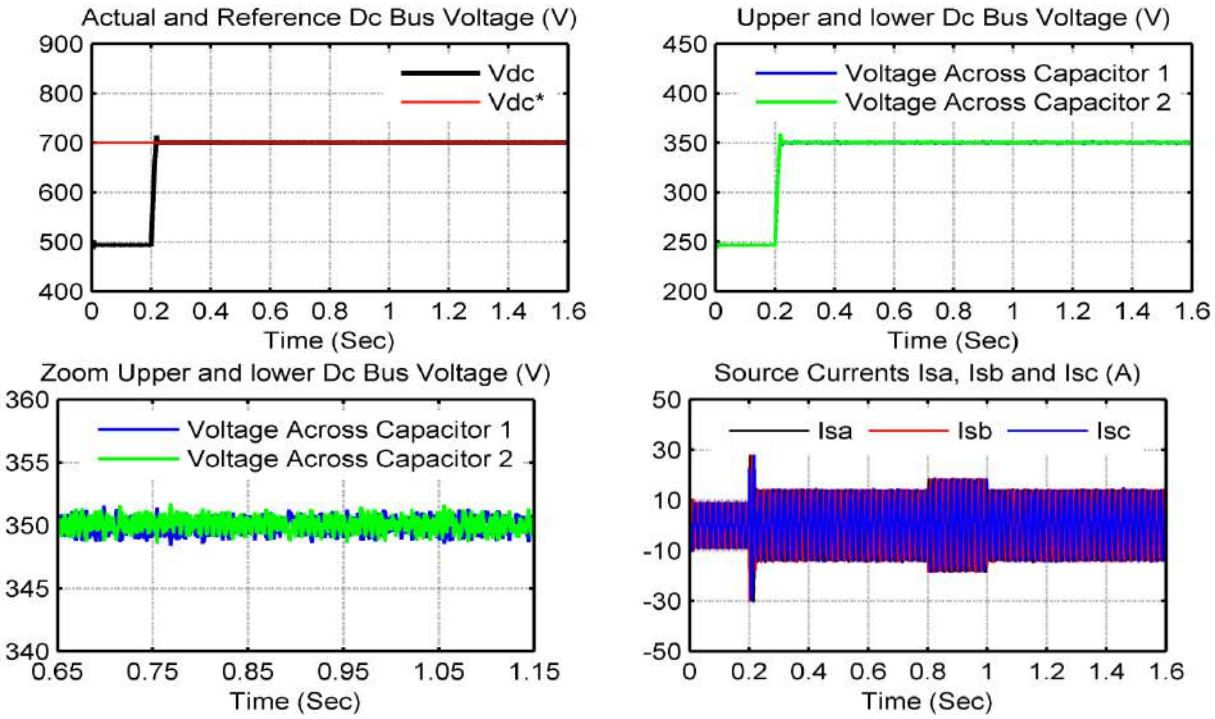


Figure 4.21: Résultats de simulation du filtre de Vienne (Filtre activé à t=0,2 seconde): tension du bus continu, tensions partielles V_{c1} et V_{c2} avec zoom ainsi que les courants de sources

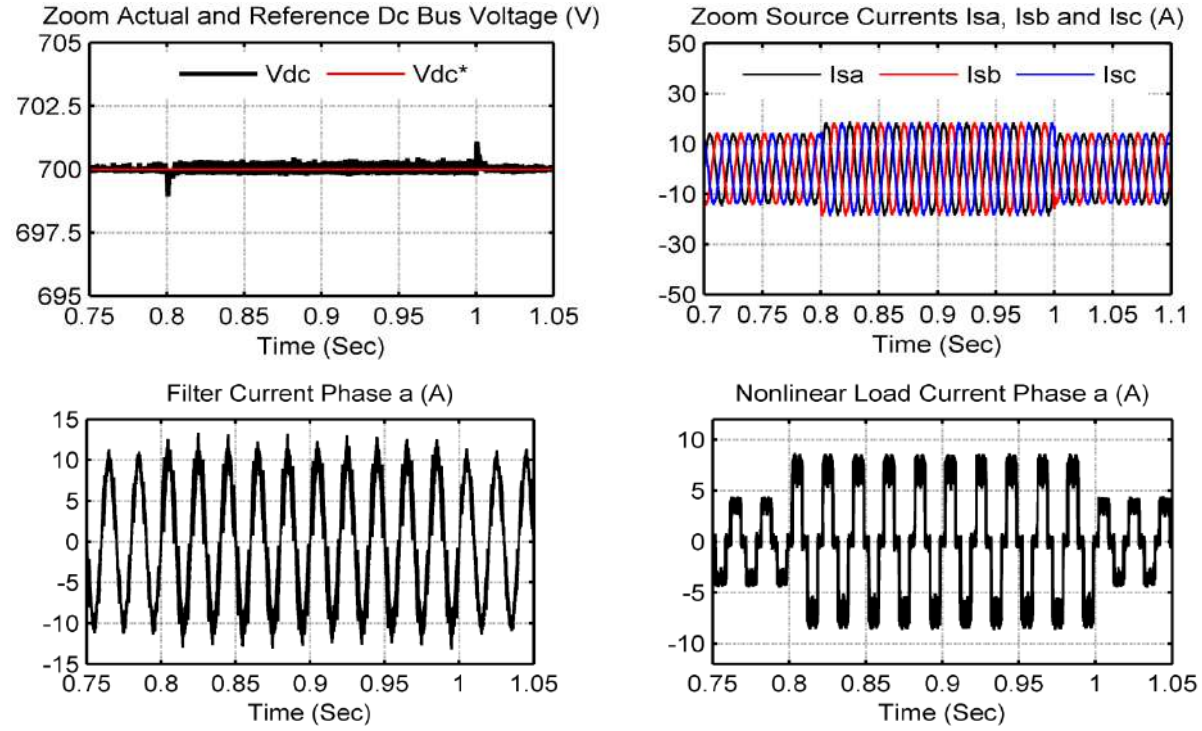


Figure 4.22: Résultats de simulation du filtre de Vienne (Changement de la charge aux instants t_1=0.8 seconde et t_2=1 seconde): Tension du bus continu, courant de source pour la phase (a), courant du redresseur de Vienne (de filtre) pour la phase (a) et courant de la charge non linéaire

Dès le commencement du fonctionnement du filtre à l'instant t=0.2 seconde (comme illustré en figure 4.21), on constate que la tension globale du bus continu est maintenue constante à sa valeur de référence. De leurs côtés, Les régulateurs employés assurent l'égalité des tensions situées entre les bornes des deux condensateurs (V_{c1}=V_{c2}). L'évolution des courants de sources est également donnée par la même figure. Les courants prennent une allure de forme sinusoïdale avec une réaction positive suite aux variations provoquées.

Pour mettre en évidence les performances de notre système en régimes transitoire et statique, une variation brusque dans la charge est introduite entre les instants t_1=0,8 seconde et t_2=1 seconde. La figure 4.22 montre les différentes formes d'ondes relatives aux courants d'alimentations, au courant du filtre et au courant de la charge non linéaire pour un comportement adéquat pendant le déroulement du test.

La figure 4.23 montre la qualité du courant de source avant et après le filtrage. Il est facilement remarquable que la distorsion harmonique totale du courant de grille a connu une régression significative de 31,39% à 2,25% par suite d'utilisation du nouveau filtre multi-niveaux. De plus, le courant d'entrée de la phase (a) présente un déphasage nul avec sa tension de source correspondante favorisant au réseau une prestation de service sous un facteur de puissance très voisin de l'unité.

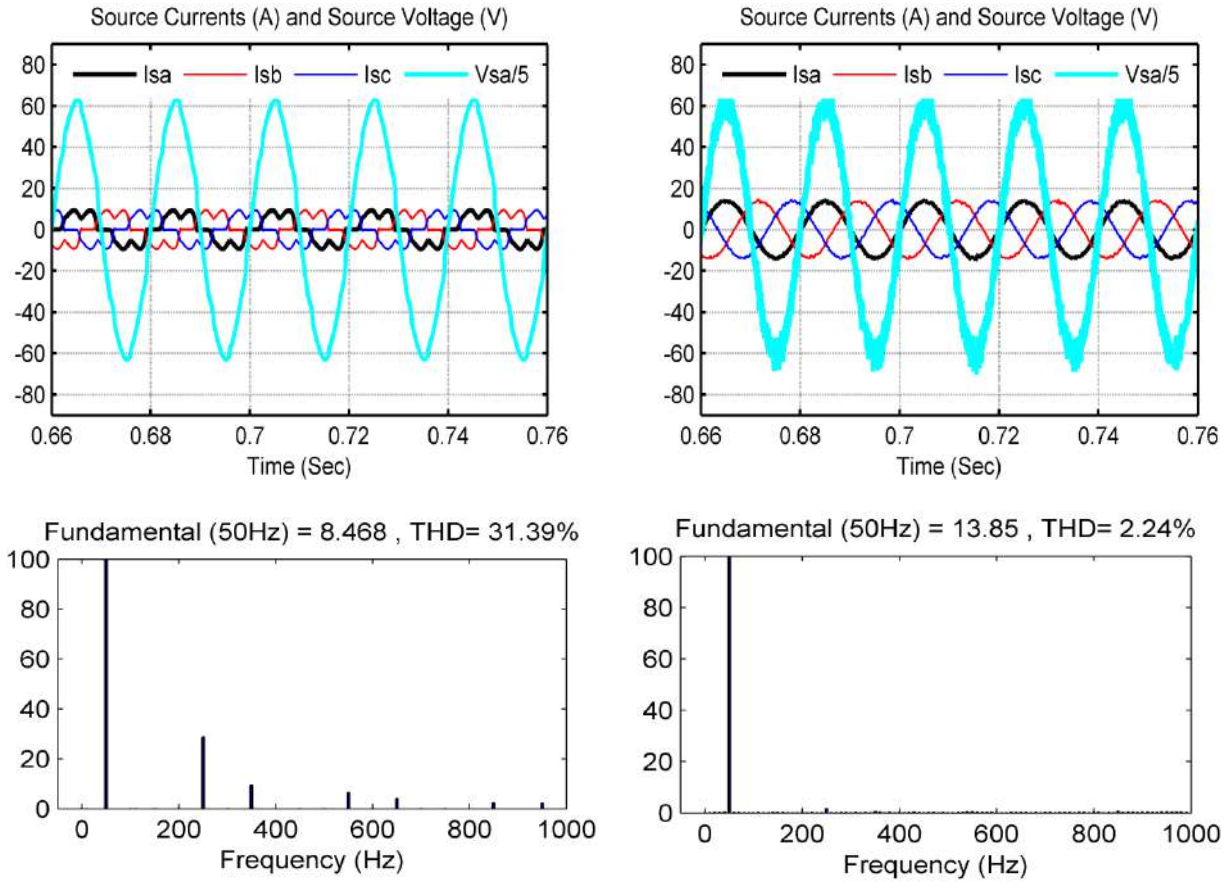


Figure 4.23: Allures des courants de source avec analyse spectrale avant et après mise en service du filtre de Vienne

Un banc d'essai expérimentale a été concrétisé au niveau du laboratoire LAS de l'université de Sétif afin d'examiner et d'évaluer notre filtre proposé comme exhibé par la figure 4.24. Les paramètres nécessaires utilisés pour les différents essais pratiques sont résumés en Annexe C. Les résultats pratiques sont illustrés et présentés par les figures allant de 4.25 à 4.27 à travers le Control Desk de la carte dSPACE 1104.

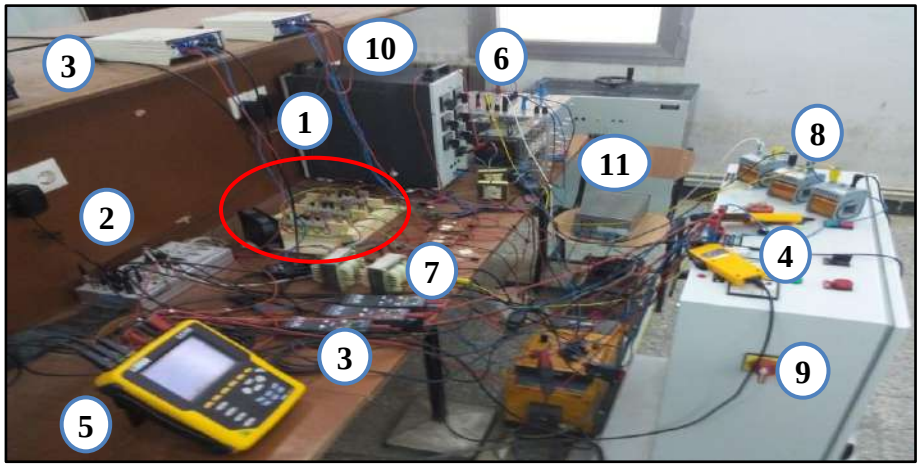


Figure 4.24: Banc d'essai relatif au filtrage actif parallèle triphasé basé sur le convertisseur multi-niveaux de Vienne

(1: Convertisseur de Vienne; 2: Carte dSPACE 1104; 3: Capteurs de tensions; 4: Capteurs de courants; 5: Analyseur de la qualité d'énergie; 6: Convertisseur à MLI avec PD3 alimentant une charge résistive; 7: Inductance de filtre ; 8 : Inductance de charge; 9: Alimentation triphasée; 10: Charge résistive variable; 11: Résistance du convertisseur de Vienne).

D'après les résultats pratiques obtenus, nous pouvons remarquer selon la figure 4. 25 que le filtre multi-niveaux présente une tension stable du bus continu qui suit convenablement sa référence de 110V. Les deux tensions de sorties partielles sont équitables pour une valeur de 55V chacune. Le courant du redresseur de Vienne (représentant le courant du filtre proposé) et de la charge non linéaire pour la phase (a) sont illustrés sur la même figure. On peut également constater que le filtre proposé est arrivé à rendre le courant d'entrée de forme sinusoïdale et en phase avec sa tension de source qui lui correspond.

Sous l'effet de l'application d'une variation de charge pour une tension de sortie du redresseur de Vienne de 160V, comme indiqué en figures 4. 26, la tension du bus continu suit identiquement sa référence. Aussi, il est évident que le courant de source de la phase (a), le courant du filtre et le courant de la charge non linéaire ont été influencés positivement par ce changement provoqué.

Aux fins d'analyses de la qualité d'énergie du système étudié tel que montré en figure 4.27, il ressort qu'en l'absence du filtre actif parallèle développé, le courant de source pour la phase (c) présente une allure non sinusoïdale avec un THD de 66.4% opérant sous un facteur de puissance de 0.826. Après introduction et activation du filtre multiniveau, le courant de grille pour la même

phase est devenu sinusoïdal avec une valeur de THD de 5.4% et un facteur de puissance en progression significative évalué à 0.979.

L'ensemble des résultats expérimentaux valident et confirment avec succès les résultats obtenus lors de la simulation du nouveau filtre. De même, par ses qualités de performances qui lui sont reconnues à travers les essais pratiques effectués, le redresseur multi-niveaux de Vienne a l'aptitude de fonctionnement comme filtre actif parallèle.

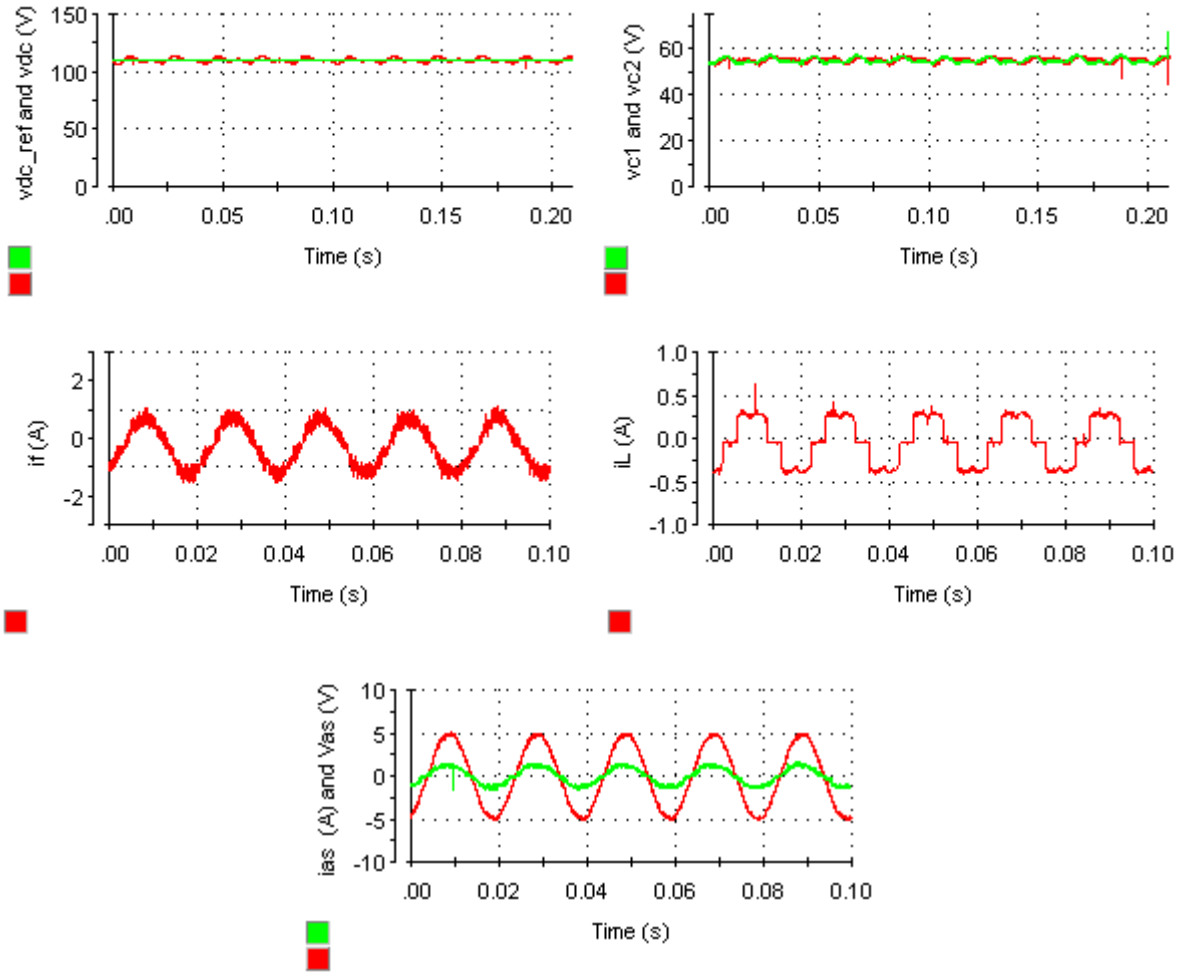


Figure 4.25: Résultats pratiques du filtre multi-niveaux pour la phase (a) : Tension du bus continu, tensions partielles (V_{c1} et V_{c2}) avec zoom, courant du redresseur de Vienne (du filtre), courant de la charge non linéaire ainsi que le courant et la tension de source (Vsa/10)

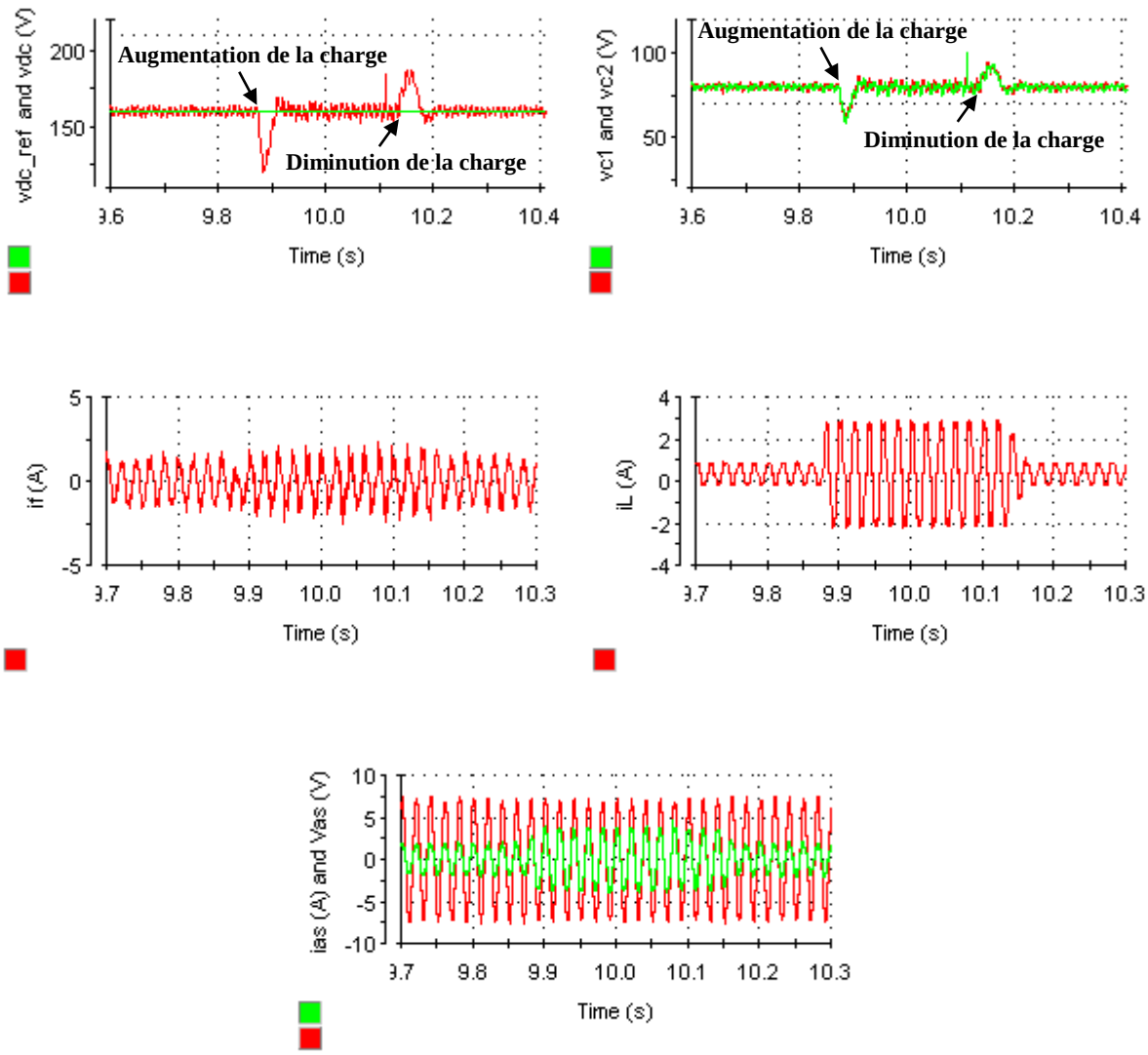


Figure 4.26: Résultats pratiques du filtre multi-niveaux pour la phase (a) lors de variations de charge: Tension du bus continu, tensions partielles (V_{c1} et V_{c2}) avec zoom, courant du redresseur de Vienne (de filtre), courant de la charge non linéaire ainsi que le courant et la tension de source

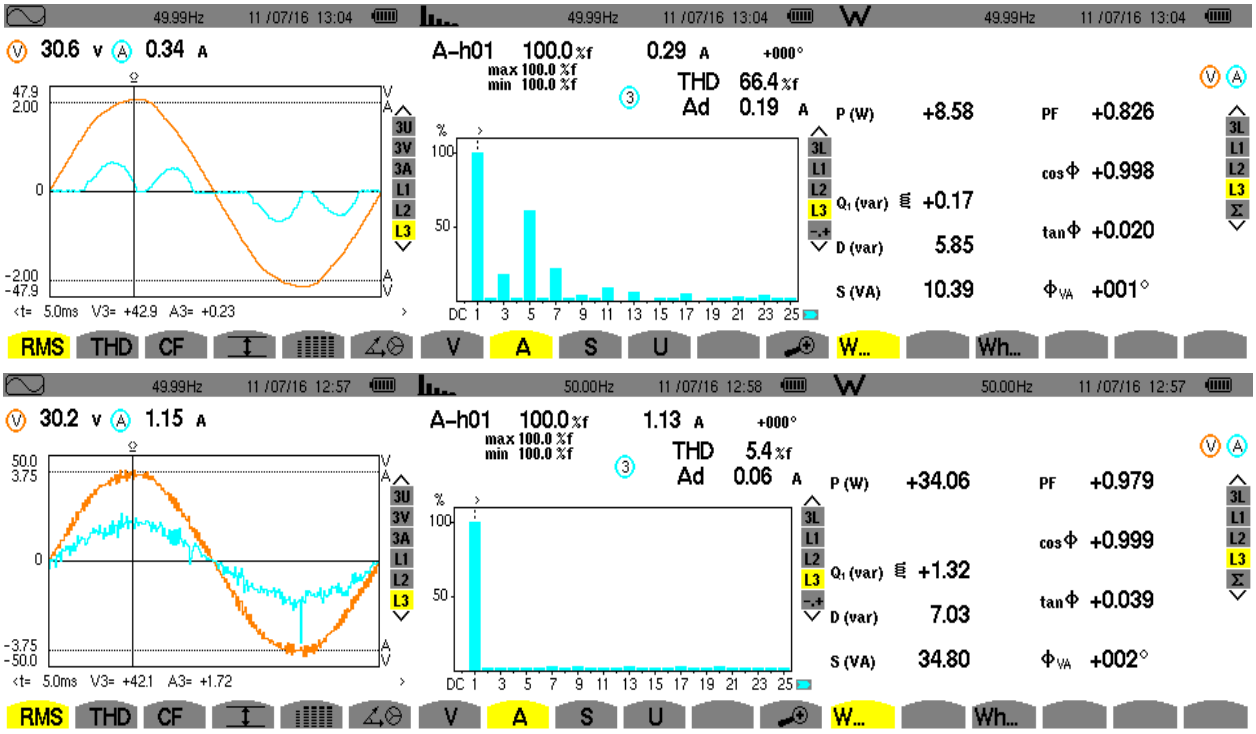


Figure 4.27: Allures du courant de source, analyse spectrale et bilan énergétique avant et après mise en service en temps réel du filtre actif parallèle de Vienne

4.8 Conclusion

Ce chapitre présente la modélisation, la simulation sous l'environnement MATLAB/Simulink et la mise en œuvre en temps réel du redresseur triphasé de Vienne à trois niveaux et à trois commutateurs basé sur la théorie de la logique floue. Le nouveau système de gouvernance de ce type de convertisseur consiste en un seul contrôleur intelligent qui remplacera les deux régulateurs traditionnels de la commande classique. Le contrôleur intelligent utilisé pour deux tâches principales consistant à assurer la régulation de la tension du bus continu avec atténuation des ondulations de manière très remarquable, garantir l'équilibre entre les différentes tensions partielles pour la topologie multi-niveaux, avec une valeur moyenne très améliorée égale à 0,0000828 par rapport à celle obtenue en simulation pour le cas du contrôle classique d'une valeur de 0,0011. En plus, cette approche modifiée permet aux utilisateurs d'obtenir une bonne qualité des courants de sources (THD<1,5%) conforme à la norme internationale IEEE-519, en phase avec les tensions de réseau permettant ainsi le fonctionnement avec un facteur de puissance très proche de l'unité. Les résultats obtenus par la simulation numérique de la commande proposée ont prouvé l'efficacité et la supériorité de la nouvelle méthode appliquée au système étudié par rapport aux méthodes classiques et récentes de contrôles existants. Plusieurs tests ont été réalisés avec succès en temps réel grâce à la carte dSPACE 1104 pour prouver l'efficacité du contrôleur intelligent. Comparativement au régulateur PI classique, les résultats expérimentaux confirment la supériorité de la technique proposée. Le contrôle intelligent du redresseur de Vienne représenté par ses résultats pratiques très satisfaisant en termes de qualité de l'énergie et

de qualité des tensions redressées peuvent contribuer efficacement au développement du secteur industriel. En plus, la nouvelle tâche allouée au redresseur de Vienne qui consiste au filtrage actif parallèle a été simulée et testée sous environnements MATLAB/Simulink et carte dSPACE 1104 respectivement. Les résultats de simulation et de pratique confirment l'habilité et la capacité du filtre multi-niveaux développé de garantir la compensation nécessaire des harmoniques de courants ainsi que la puissance réactive.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Le présent travail de cette thèse, consiste à trouver des solutions modernes et avancées basées sur l'électronique de puissance afin de dépolluer les réseaux électriques de distribution. L'utilisation sans cesse croissante des ponts redresseurs à diodes ou thyristors dans les secteurs domestiques et industriels a induit une injection de courants harmoniques dans le réseau. Ce type de convertisseurs considérés comme charges non linéaires, sont l'origine des harmoniques qui affectent la forme d'onde de la tension du réseau. Cette situation influe négativement sur la qualité des courants prélevés sur le réseau dont le taux de distorsion harmonique relatif à ces courants dépasse largement les limites fixées par les normes techniques internationales.

Les solutions de dépollution envisagées pour lutter contre le problème d'existence d'harmoniques générées par les convertisseurs statiques et freiner leur prolifération dans le réseau consistent à prévoir des dispositifs curatifs (filtre passif, filtre actif et PFC) et préventifs (conception de convertisseurs statiques non polluants dits propres). Deux solutions curatives ont été apportées pour résoudre le problème de pollution à savoir le PFC monophasé et deux filtres actifs parallèles triphasés basés l'un sur le convertisseur AC/DC de tension à MLI et l'autre sur le convertisseur multi-niveaux de Vienne. Sur le plan préventif, deux solutions ont été également proposées l'une concerne la conception d'un redresseur de tension à MLI participant à l'entrainement électrique du moteur à induction et l'autre se présente sous forme d'un redresseur multi-niveaux de Vienne qui a été développé pour la qualité de ses courants prélevés et son facteur de puissance élevé.

Après avoir traité au premier chapitre les problèmes posés par la pollution harmonique dans le réseau de distribution et les effets négatifs engendrés par ces perturbations, nous avons mis en relief les solutions modernes apportées par l'électronique de puissance pour dépolluer et améliorer la qualité de l'énergie.

Dans le deuxième chapitre, une étude détaillée portant sur un système électrique monophasé composé par un redresseur en pont à diodes associé à un hacheur élévateur formant la structure PFC a été présentée parmi les solutions curatives proposées pour la dépollution du réseau électrique. Aussi, différentes stratégies de commande ont été également proposées pour le système PFC se basant sur la technique prédictive, la logique floue et la combinaison des deux méthodes pour un meilleur contrôle du PFC. Les développements d'un contrôleur à hystérésis flou, d'un régulateur PI flou, d'un algorithme prédictif et d'un algorithme FS-MPC ont contribué et apporté des plus-values sur la qualité du courant de source et du facteur de puissance du réseau d'une part et sur la qualité de contrôle de la tension de sortie du PFC vis-à-vis des perturbations provoquées d'autre part. Tous les indices d'amélioration du PFC sont dûs à l'application des différentes méthodes proposées. Les solutions de simulation par MATLAB/Simulink et expérimentation via une carte dSPACE 1104 justifient amplement ces améliorations.

En abordant le troisième chapitre, nous avons jugé utile d'étudier en première phase la commande directe de puissance avec une table de commutation basée sur la logique floue. La nouveauté de cette commande réside dans le contrôle simultané de la puissance active et réactive dû essentiellement à la présence d'un contrôleur flou. Ce dernier a remplacé les deux régulateurs à hystérésis qui ont pour tâche de commander la puissance active et la puissance réactive de la DPC traditionnelle. Le contrôleur intelligent a participé dans l'introduction d'une nouvelle table de commutation dite table floue afin d'assurer une approche DPC intelligente garantissant des courants de forme très proches de la sinusoïde, un facteur de puissance voisin de l'unité et un contrôle adéquat et amélioré de la puissance active et réactive. Les performances de la structure floue proposée ont été validées et confirmées par les résultats de simulation et de l'expérimentation qui ont montré leur efficience et supériorité par rapport à la DPC conventionnelle.

En deuxième phase, une commande prédictive directe de puissance dotée d'un régulateur flou a été proposée pour le contrôle du redresseur de tension à MLI. L'introduction du contrôleur flou développé, assure la régulation de la tension de sortie du convertisseur à MLI dont les résultats obtenus en régime transitoire ainsi qu'en régime statique sont nettement meilleurs que ceux obtenus dans le cas de l'utilisation du PI classique. L'évaluation de la technique P-DPC-Floue testée et comparée avec la P-DPC par le logiciel MATLAB/Simulink a démontré son efficacité et sa performance.

Dans un objectif visant à entrainer le moteur à induction à des vitesses variables avec des courants absorbés côté sources de formes sinusoïdales et un fonctionnement de tout le système électrique sous un facteur de puissance très voisin de l'unité, deux techniques de gouvernance sont proposées.

Pour la commande DTC classique, le problème des ondulations du flux statorique et du couple électromagnétique sont les principaux inconvénients de cette technique. Afin de surmonter ces problèmes posés, un contrôleur flou remplacera les deux comparateurs à hysteresis du flux et du couple et assurera le contrôle simultané de ces deux grandeurs avec fixation de la fréquence de commutation. En plus, sur cette même structure de commande, la vitesse est contrôlée par un régulateur flou pour garantir une maitrise intelligente de la vitesse de rotation du moteur asynchrone lors de sa variation. La DTC floue est validée pratiquement où les résultats obtenus sont très satisfaisants et confirment l'usage pratique des contrôleurs flous développés.

Notre système d'entrainement dit intelligent est constitué à partir de la DPC floue et de la DTC floue. Cette combinaison préconisée nous permet de regrouper les avantages offerts par ces deux techniques proposées. Les résultats de simulation pour l'entrainement proposé relatif au moteur à induction ont atteint avec succès les objectifs attendus.

Comme solution curative préconisée pour régler le problème de la pollution harmonique, le concept de la commande directe de puissance classique et prédictive pour la fonction du filtrage actif parallèle a été abordé à la fin du troisième chapitre. Ces stratégies sont utilisées pour

améliorer la performance du filtre actif de puissance par compensation de la puissance réactive et élimination des courants harmoniques tirés par des charges non linéaires. Une analyse théorique suivie d'une simulation utilisant le logiciel MATLAB/Simulink pour les techniques étudiées a été établie. De plus, deux bancs d'essais ont été réalisés à l'aide de la carte dSPACE 1104 pour le contrôle DPC classique et prédictif afin d'évaluer les méthodes proposées en temps réel. Les résultats obtenus sont présentés et comparés dans le présent travail, confirment la supériorité de la technique prédictive.

Le quatrième chapitre a été consacré dans un premier temps au contrôle d'un redresseur multi-niveaux par l'application de la technique intelligente artificielle représentée par la logique floue. Cette dernière, fournie une solution peu coûteuse pour la commande des systèmes complexes mal connus tout en se basant sur l'imitation du raisonnement humain. Dans notre cas, le contrôleur intelligent proposé a pour but d'éliminer les harmoniques de courants de sources, garantir un facteur de puissance amélioré, réduire les ondulations de la tension de sortie et assurer l'équilibre entre les deux tensions de sorties situées aux bornes des deux condensateurs du redresseur de Vienne. Afin d'évaluer la performance du contrôle proposé pour le redresseur de Vienne, une étude comparative en temps réel via la carte dSPACE 1104 a été effectuée entre l'approche traditionnelle basée sur les contrôleurs classiques et la nouvelle méthode utilisant un contrôleur intelligent. Les résultats expérimentaux confirment que l'approche du contrôle modifiée a garanti une bonne qualité des courants de sources en phase avec les tensions de grille et un fonctionnement du système étudié avec un facteur de puissance très proche de l'unité. En outre, un seul contrôleur flou utilisé a assuré la régulation de la tension du bus continu, la minimisation des ondulations pour les deux tensions partielles et l'amélioration de l'erreur de la balance de tension pour le redresseur de Vienne. La deuxième partie de ce chapitre est réservée à la nouvelle configuration du filtre actif parallèle à base du convertisseur de tension à trois niveaux de Vienne. Ce dernier a montré son efficacité en termes de qualité d'énergie, sa capacité sur le plan de la compensation des harmoniques de courants et de la puissance réactive et enfin sa facilité et simplicité d'implémentation. Le filtre de Vienne est capable également de rendre d'une façon très acceptable les courants de sources sinusoïdaux et en phases avec leurs tensions propres à eux. Ce contexte conduit systématiquement à un fonctionnement du système électrique global sous un facteur de puissance très proche de l'unité. Eu égard à ses qualités de performances qui lui sont reconnues à travers les essais pratiques effectués, on peut confirmer que le redresseur multi-niveaux de Vienne a l'aptitude d'agir et de fonctionner comme un filtre actif parallèle.

En conclusion nous pouvons souligner que les différentes solutions proposées dans le cadre de l'amélioration de la qualité de l'énergie ont démontré leurs efficiences et supériorités comparativement aux méthodes classiques existantes.

Finalement, pour la poursuite de ce travail, des perspectives apparaissent dans le cadre de l'amélioration de la qualité d'énergie des systèmes électriques, les thématiques qui nous semblent les plus prometteuses concernent :

- L'étude des nouvelles structures et topologies de correction du facteur de puissance, nous citerons à titre d'exemple le PFC multi-niveaux;

- L’entrainement du moteur à induction par des convertisseurs multi-niveaux pour des fins d’utilisation dans des installations électriques de hautes puissances;
- L’introduction et l’application du redresseur de Vienne dans le secteur des énergies renouvelables.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[1] Denoun. Hakim, Thèse de doctorat: *Contribution à l'étude et la réalisation des convertisseurs AC/DC à MLI à facteur de puissance unitaire*, Université de Tizi-Ouzou, 2013.

[2] Amaia Lopez De Heredia Bermeo, *Thèse de doctorat: Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension a la montée en tension*, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2006.

[3] Ould Abdeslam. Djaffar, Thèse de doctorat: *Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension*, Université de Haute-Alsace, 2005.

[4] Bouafia. Abdelouahab, Thèse de doctorat: *Predictive and fuzzy control technology for power electronic systems*: *application to PWM rectifiers*, Université de Setif, 2010.

[5] Thameur. Abdelkrim, Thèse de doctorat: *Application du multiniveau au filtrage actif des réseaux*, Ecole Nationale Polytechnique, Algérie, 2010.

[6] Abdusalam. Mohamed Muftah, Thèse de doctorat: *Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales*, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2008

[7] Serge Raoul. Dzonde Naoussi, Thèse de doctorat: *Implantation de réseaux neuromimetiques sur cible FPGA-Application à l'intégration d'un système de filtrage actif*, Université de Strasbourg, 2011.

[8] Alali. Mohamad Alaa Eddin, Thèse de doctorat: *Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension*, Université Louis Pasteur – Strasbourg I, 2002.

[9] Chaoui. Abdelmadjid, Thèse de doctorat: *Active Filter for Three-phase Nonlinear loads*, Université de Setif, 2010.

[10] Mustapha. Sarra, Thèse de doctorat: *Contribution à l'étude des filtres actifs hybrides*, Université de Setif, 2013.

[11] François. Defay, Thèse de doctorat : *Commande prédictive directe d'un convertisseur multicellulaire triphasé pour une application de filtrage actif*, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2008.

[12] Chennai. Salim, Thèse de doctorat : *Etude, modélisation et commande des filtres actifs: apport des techniques de l'intelligence artificielle*, Université de Biskra, 2013.

[13] Youssef. Touzani, Thèse de doctorat : *Commande aléatoire du convertisseur Buck-Boost triphasé à prélèvement sinusoïdal du courant*, Université Blaise Pascal, 2006.

[14] J. C. Das, ''Passive Filters—Potentialities and Limitations,'' *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 40, No. 01, pp. 232–241, 2004.

[15] Kessal. Abdelhalim, Thèse de doctorat: *Correction du facteur de puissance à l'entrée d'un convertisseur AC/DC*, Université de Setif, 2012.

[16] A. Nasiri, A. E. Amac, A. Emadi, ''Series-parallel active filter/uninterruptible power supply system,'' *Electric Power Components and Systems*, Vol. 32, pp. 1151–1163, 2004.

[17] Amir. Ghorbani, Babak. Mozafari, Soodabeh. Soleymani, Ali. Mohammad Ranjbar, ‘‘Operation of synchronous generator LOE protection in the presence of shunt-FACTS,’’ *Electric Power Systems Research*, Vol. 119, pp. 178–186, 2015.

[18] A.A. Alabduljabbar, J.V. Milanovic, ‘‘Assessment of techno-economic contribution of FACTS devices to power system operation,’’ *Electric Power Systems Research*, Vol. 80, pp. 1247–1255, 2010.

[19] Robert S. Weissbach, George G. Karady, Richard G. Farmer, ‘‘A combined uninterruptible power supply and dynamic voltage compensator using a flywheel energy storage system,’’ *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 16, No. 02, pp. 265–270, 2001.

[20] Loubna. Yacoubi, Thèse de doctorat: *Contribution à l'étude, la modélisation et la commande des redresseurs triphasés non-polluants: Application au convertisseur trois-niveaux à point neutre calé*, Université du Québec, 2004.

[21] Manoj. Badoni1, Alka. Singh, Bhim. Singh, ‘‘Adaptive recursive inverse-based control algorithm for shunt active power filter,’’ *IET Power Electronics*, Vol. 09, No. 05, pp. 1053–1064, 2016.

[22] Milijana. Odavic, Veronica. Biagini, Mark. Sumner, Pericle. Zanchetta, Marco Degano, ‘‘Low carrier–fundamental frequency ratio PWM for multilevel active shunt power filters for aerospace applications,’’ *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 49, No. 01, pp. 159–167, 2013.

[23] Ahmed M. Massoud, Stephen J. Finney, Andrew J. Cruden, Barry W. Williams, ‘‘Three-phase, three-wire, five-level cascaded shunt active filter for power conditioning, using two different space vector modulation techniques,’’ *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 22, No. 04, pp. 2349–2361, 2007.

[24] Pratap Ranjan. Mohanty, Anup Kumar. Panda, ‘‘Fixed frequency sliding mode (SM) control scheme based on current control manifold for improved dynamic performance of boost pfc converter,’’ *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol., No. 99, pp. 01–11, 2016.

[25] Hadi. Kanaan, Thèse de doctorat: *Contribution à la modélisation et au réglage des redresseurs triphasés non polluants unidirectionnels de type élévateur et à fréquence de commutation fixe*, Université du Québec, 2002.

[26] Belhadj Youssef. Nesrine, Thèse de doctorat: *Modélisation et commande des redresseurs triphasés fonctionnant à haut rendement et à faible taux de distorsion harmonique: application au redresseur triphasé de Vienne*, Université du Québec, 2007.

[27] Denis De Castro. Pereira, Marcio. Renato Da Silva, Elder. Mateus Silva, Fernando Lessa. Tofoli, ‘‘Comprehensive review of high power factor AC-DC boost converters for PFC applications,’’ *International Journal of Electronics*, Vol. 102, No. 08, pp. 1361–1381, 2015.

[28] Vishnu. Murahari Rao, Amit. Kumar Jain, Kishore K. Reddy, Aman. Behal, ‘‘Experimental comparison of digital implementations of single-phase PFC controllers,’’ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 01, pp. 67–78, 2008.

[29] Sagiroglu. S, Colak. I, Bayindir. R, ‘‘Power factor correction technique based on artificial neural networks,’’ *Energy Conversion and Management*, Vol. 47, pp. 3204–3215, 2006.

[30] Pritam. Das, Majid. Pahlevaninezhad, Josef. Drobnik, Gerry. Moschopoulos, Praveen K. Jain, ‘‘A nonlinear controller based on a discrete energy function for an AC/DC boost PFC converter,’’ *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28, No. 12, pp. 5458– 5476, 2013.

[31] Liping. Guo, John Y. Hung, R.M. Nelms, ‘‘Comparative evaluation of sliding mode fuzzy controller and PID controller for a boost converter,’’ *Electric Power Systems Research*, Vol. 81, pp. 99–106, 2011.

[32] K. I. Hwu, ,Y. T. Yau, Y.C. Chang, ‘‘Full-digital AC–DC converter with PFC based on counting,’’ *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, Vol. 11, No. 01, pp. 122– 131, 2015.

[33] S.I. Seleme, Jr. A.H.R. Rosa, L.M.F. Morais, P.F. Donoso-Garcia, P.C. Cortizo, ‘‘Evaluation of adaptive passivity-based controller for power factor correction using a boost converter,’’ *IET Control Theory and Applications*, Vol. 06, No. 14, pp. 2168–2178, 2012.

[34] L. Roggia, F. Beltrame, J. Eduardo Baggio, J. Renes Pinheiro, ‘‘Digital current controllers applied to the boost power factor correction converter with load variation,’’ *IET Power Electronics*, Vol. 05, No. 05, pp. 532–541, 2012.

[35] Alberto. Sanchez, Angel. de Castro, Victor Manuel. Lopez, Francisco J. Azcondo, Javier Garrido, ‘‘Single ADC digital PFC controller using precalculated duty cycles,’’ *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 29, No. 02, pp. 996–1005, 2014.

[36] Kamel. Guesmi, Abdelaziz. Hamzaoui, Janan Zaytoon, ‘‘Control of nonlinear phenomena in DC–DC converters: Fuzzy logic approach,’’ *International Journal of Circuit Theory and Applications*, Vol. 36, pp. 857–874, 2008.

[37] F. H. Dupont, V. F. Montagner, J. R. Pinheiro, H. Pinheiro, S. V. G. Oliveira, A. Péres , ‘‘Comparison of linear quadratic controllers with stability analysis for dc-dc boost converters under large load range,’’ *Asian Journal of Control*, Vol. 15, No. 03, pp. 861–871, Mai 2013.

[38] J. D. Faucher, S. Caux, Pascal Maussion, ‘‘Fuzzy controller tuning of a boost rectifier unity power factor correction by experimental designs,’’ *Electrical Engineering*, Vol. 91, pp. 167–176, 2009.

[39] Faa-Jeng. Lin, Ming-Shi. Huang, Po-Yi. Yeh, Han-Chang. Tsai, Chi-Hsuan. Kuan, ‘‘DSP-based probabilistic fuzzy neural network control for li-ion battery charger,’’ *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 08, pp. 3782– 3794, 2012.

[40] L. A. Zadeh, ‘‘Fuzzy sets,’’ *Information and Control*, Vol. 08, pp. 338–353, 1965.

[41] B. Bouchon : *La logique floue et ses applications*, Presses Universitaire de France, 1999.

[42] Timothy. J. Ross: *Fuzzy logic with engineering applications*, 2ème Edition, John Wiley library, 2004.

[43] Kai. Michels, Frank. Klawonn, Rudolf. Kruse, Andreas. Nurnberger: *Fuzzy control fundamentals, stability and design of fuzzy controllers*, Springer Library, 2006.

[44] Enric. Trillas, Luka. Eciolaza: *Fuzzy logic an introductory course for engineering students*, Springer Library, 2015.

[45] James J. Buckley, Esfandiar. Eslami: *An introduction to fuzzy logic and fuzzy sets*, Springer Library, 2002.

[46] M. J. Patyra, O. M. Mlynek: *Fuzzy logic implementation and applications*, John Wiley library, 1996.

[47] Rodriguez. J, Cortes. P: *Predictive control of power converters and electrical drives*, John Wiley Library, 2012

[48] Patricio. Cortés, Marian P. Kazmierkowski, Ralph M. Kennel, ‘‘*Predictive control in power electronics and drives*,’’ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 12, pp. 4312–4324, 2008.

[49] Haitham Z. Azazi, E. E. El-Kholy, S. A. Mahmoud, S. S. Shokralla, ‘‘Power factor correction using predictive current control for three-phase induction motor drive system,’’ *Electric Power Components and Systems*, Vol. 42, No. 02, pp. 190–202, 2014.

[50] Jin-Hyuk. Park, Dae. Joong. Kim, Kyo-Beum. Lee, ‘‘Predictive control algorithm including conduction-mode detection for PFC converter,’’ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 63, No. 09, pp. 5900–5911, 2016.

[51] Panagiotis E. Kakosimos, Antonios G. Kladas, ‘‘Implementation of photovoltaic array MPPT through fixed step predictive control technique,’’ *Renewable Energy*, Vol. 36, pp. 2508–2514, 2011.

[52] Panagiotis E. Kakosimos, Antonios G. Kladas, Stefanos N. Manias, ‘‘Fast photovoltaic system voltage or current oriented mppt employing a predictive digital current-controlled converter,’’ *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.60, No.12, pp. 5673–5685, 2012.

[53] Toufouti. Riad, Thèse de doctorat: *Contribution to the direct torque control of the induction machine*, Université de Constantine, 2008.

[54] Adel. Merabet, Thèse de doctorat: *Nonlinear predictive control model for an asynchronous machine*, Université de Quebec, 2007.

[55] Isao. Takahashi, Toshihiko. Noguchi, ‘‘A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor,’’ *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-22, No. 05, pp. 820–827, September/October 1986.

[56] Depenbrock. M, ‘‘Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine,’’ *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 03, No. 04, pp. 420–429, 1988.

[57] Gao. Sheng-wei, Wang. You-Hua, Cai. Tan, Zhang. Chuang, “Research on reducing torque of DTC fuzzy logic-based,” *Proceedings of 2nd IEEE Int. Conf. Advanced Computer Control*, Vol. 02, pp. 631–634, 2010.

[58] Ouboubker. L, Lamchich. M.T, “ Direct torque control of three phase asynchronous motor supplied by static converters,” *Proceedings of IEEE Int. Conf. Multimedia Computing and Systems*, pp. 334–340, 2009.

[59] Sergaki. E. S, “Motor flux minimization controller based on fuzzy logic control for DTC AC drives,” *Proceedings of XIX Int. Conf. Electrical Machines*, pp. 01–06, 2010.

[60] Auzani. Jidin, Nik Rumzi. Nik Idris, Abdul. Halim Mohamed Yatim, Tole. Sutikno, Malik E. Elbuluk, “An optimized switching strategy for quick dynamic torque control in DTC hysteresis based induction machines,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 08, pp. 3391–3400, 2011.

[61] Haghi. H.V, Eskandari. B, Pashajavid. E, Bina. M.T, "An experimental examination of a fuzzy logic based DTC scheme," *Proceedings of 2nd IEEE Int. Conf. Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference*, pp. 251–255, 2011.

[62] Ramesh. Tejavathu, Panda. A. K, Kumar. S.Shiva, Bonala. Sathyam, "High performance direct torque and flux control of induction motor drive using fuzzy logic based speed controller," *Proceedings IEEE Int. Conf. Circuits, Power and Computing Technologies*, pp. 213–218, 2013.

[63] Khouch. F, Marouani. K, Haddoum. A, Kheloui. A, Benbouzid. M.E.H, "An improved sensorless DTC scheme for EV induction motors," *Proceedings of IEEE Int. Conf. Electric Machines & Drives Conference*, Vol. 02, pp. 1159–1164, 2007.

[64] Jawad. Faiz, M.B.B. Sharifian, "Comparison of different switching patterns in direct torque control technique of induction motors," *Electric Power Systems Research*, pp. 63–75, 2001.

[65] Vinay. Kumar, Srinivasa. Rao, "Modified direct torque control of three-phase induction motor drives with low ripple in flux and torque," *Leonardo Journal of Sciences*, Issue. 18, pp. 27–44, January-June 2011.

[66] Jingjing. Huang, Aimin. Zhang, Hang. Zhang, Jianhua. Wang , "A novel fuzzy-based and voltage-oriented direct power control strategy for rectifier," *Proceedings of 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1115–1119, 2011.

[67] J.G. Norniella, J.M. Cano, G.A. Orcajo, C.H. Rojas, J.F. Pedrayes, M.F. Cabanas, M.G. Melero, "Optimization of direct power control of three-phase active rectifiers by using multiple switching tables," *Proceedings of Int. Conf. renewable energies and power quality*, Granada (Spain), 2010.

[68] Abdelhafid. Semmah, Ahmed. Massoum, Habib. Hamdaoui, Patrice. Wira, "Comparative study of PI and fuzzy dc voltage control for a DPC-PWM rectifier," *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*, Vol. 87, No. 10, pp. 355–359, 2011.

[69] A. Bouafia, J.P. Gaubert, A. Chaoui, "Direct power control scheme based on disturbance rejection principle for three-phase PWM AC/DC converter under different input voltage conditions," *J. Electrical Systems*, pp. 367–383, 2012.

[70] Alberto. Berzoy, Miguel. Strefezza, "Optimized fuzzy variable structure for a three-phase rectifier with power factor correction," *Wseas Transactions on Power Systems*, Vol. 04, No. 08, pp. 275–284, August 2009.

[71] Eskandari-Torbati. H. , Khaburi. D. A, "Direct power control of three phase PWM rectifier using model predictive control and SVM switching," *Proceedings of 4th IEEE Int. Conf. Power Electronics, Drive Systems and Technologies*, pp. 193–198, 2013.

[72] A. Bouafia, Fateh. Krim, Jean-Paul. Gaubert, "Design and implementation of high performance direct power control of three-phase PWM rectifier, via fuzzy and PI controller for output regulation," *Energy Conversion and Management*, Vol. 50, No. 01, pp. 06–13, 2009.

[73] A. Bouafia, Fateh. Krim, "A fuzzy logic based controller for three phase PWM rectifier with unity power factor operation," *J. Electrical Systems*, pp. 36–50, 2008.

[74] A. Chaoui, J-P Gaubert, A. Bouafia, "Direct power control switching table concept and analysis for three-phase shunt active power filter," *J. Electrical Systems*, pp. 52–65, 2013.

[75] Razali, A.M, Rahman. M.A, "Performance analysis of three-phase PWM rectifier using direct power control," *Proceedings of IEEE Int. Conf. Electric Machines & Drives*, pp. 1603–1608, 2011.

[76] Ramesh. T, Panda. A.K, Suresh. Y, Mikkili. S, "Direct flux and torque control of induction motor drive for speed regulator uses PI and fuzzy logic controllers," *Proceedings of IEEE Int. Conf. Advances in Engineering, Science and Management,* pp. 288–295, 2012.

[77] Abdelfatah. Nasri, Abdeldjabar. Hazzab, Ismail. K.Bousserhane, "Fuzzy logic speed control stability improvements of lightweight electric vehicle drive," *Journal of Electrical Engineering & Technology*, pp. 129–139, 2010.

[78] Jiaqiang Yang, Jin Huang, "Direct torque control system for induction motors with fuzzy speed PI regulator," *Proceedings of IEEE Int. Conf. Machine Learning and Cybernetics*, Vol. 02, pp. 778–783, 2005.

[79] Abdalla. T.Y, Hairik. H.A, Dakhil. A.M, "Direct torque control system for a three phase induction motor with fuzzy logic based speed controller," *Proceedings of 1st IEEE Int. Conf. Energy, Power and Control*, pp. 131–138, 2010.

[80] A Yongchang. Zhang, Zhengxi. Li, Yingchao. Zhang, Wei. Xie, Zhengguo. Piao, Changbin. Hu, "Performance improvement of direct power control of PWM rectifier with simple calculation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28, No. 07, pp. 3428–3437, July 2013.

[81] Jingjing. Huang, Aimin. Zhang, Hang. Zhang, Zhigang. Ren, Jianhua. Wang, Lei. Zhang, Chao. Zhang, "Improved direct power control for rectifier based on fuzzy sliding mode," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 22, No. 03, pp. 1174–1180, 2014.

[82] Zhanfeng. Song, Wei. Chen, Changliang. Xia, "Predictive direct power control for three-phase grid-connected converters without sector information and voltage vector selection," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 29, No. 10, pp. 5518–5531, October 2014

[83] Yongchang. Zhang, Wei. Xie, Zhengxi. Li, Yingchao. Zhang, "Model predictive direct power control of a pwm rectifier with duty cycle optimization," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28, No. 11, pp. 5343–5351, Nov. 2013.

[84] Rakhee. Panigrahi, Prafulla. Chandra. Panda, Bidyadhar. Subudhi, "A robust extended complex kalman filter and sliding mode control based shunt active power filter," *Electric Power Components and Systems*, Vol. 42, No.05, pp. 520–532, 2014.

[85] Samet. Biricik, Soydan. Redif, Ozgür. C. Ozerdem, Shafiuzzaman. K. Khadem, Malabika. Basu, "Real-Time control of shunt active power filter under distorted grid voltage and unbalanced load condition using self-tuning filter," *IET Power Electronics*, Vol. 07, No. 07, pp. 1895–905, 2014.

[86] Siddharthsingh. K. Chauhan, Mihir. C. Shah, Ram. Ratan. Tiwari, P. N. Tekwani, "Analysis, design and digital implementation of a shunt active power filter with different schemes of reference current generation," *IET Power Electronics*, Vol. 07, No. 03, pp. 627–639, 2014.

[87] Nadhir. Mesbahia, Ahmed. Ouaria, Djaffar. Ould. Abdeslam, Tounsia. Djamahc, Amar Omeiria, "Direct power control of shunt active filter using high selectivity filter (HSF)

under distorted or unbalanced conditions," *Electric Power Systems Research*, Vol. 108, pp. 113–123, 2014.

[88] Mohammed. Qasim, Parag. Kanjiya, Vinod. Khadkikar, "Artificial neural network based phase-locking scheme for active power filters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 61, No. 08, pp. 3857–3866, August 2014.

[89] George. Adam, Alina. Georgiana. Stan, Gheorghe. Livinţ, "An adaptive hysteresis band current control for three phase shunt active power filter using fuzzy logic," *In IEEE Proceedings of 16th International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE)*, Iasi, Romania, pp. 324–329, 25-27 October 2012.

[90] Bachir. Kedjar, Hadi. Y. Kanaan, Kamal. Al. Haddad, "Vienna rectifier with power quality added function," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 61, No. 08, pp. 3847–3856, August 2014.

[91] Johann. W. Kolar, Thomas. Friedli, "The essence of three-phase pfc rectifier systems Part II," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 29, No. 02, pp. 543–560, 2014.

[92] Michael. Hartmann, Simon. D. Round, Hans. Ertl, Johann. W. Kolar, "Digital current controller for a 1 Mhz, 10 kw three-phase Vienna rectifier," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 24, No. 11, pp. 2496–2508, 2009.

[93] Anantha. Baddam Reddy, G. Tulasi. Ram. Das, "High quality rectifiers with reduced THD for enhanced mains power quality-Vienna with synchronous logic," ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences, Vol. 06, No. 07, pp. 97–109, 2011.

[94] Lijun. Hang, Hao. Zhang, Sensen. Liu, Xiaogao. Xie, Chen. Zhao, Shirong. Liu, "A novel control strategy based on natural frame for Vienna-type rectifier under light unbalanced-grid conditions," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 62, No. 03, pp. 1353–1362, 2015

[95] Lijun. Hang, Ming. Zhang, Bin. Li, Long. Huang, Shirong. Liu, "Space vector modulation strategy for Vienna rectifier and load unbalanced ability," *IET Power Electronics*, Vol. 06, No. 07, pp. 1399–1405, 2013.

[96] Rolando. Burgos, Rixin. Lai, Yunqing. Pei, Fei. Wang, Dushan. Boroyevich, Josep. Pou, "Space vector modulator for vienna-type rectifiers based on the equivalence between two and three-level converters: a carrier-based implementation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23, No. 04, pp. 1888–1898, 2008.

[97] Freddy. Flores-Bahamonde, Hugo. Valderrama-Blavi, Luis. Martinez-Salamero, Javier. Maixé-Altés, Germain. Garcia, "control of a three-phase AC/DC Vienna converter based on the sliding mode loss-free resistor approach," *IET Power Electronics*, Vol. 07, No. 05, pp. 1073–1082, 2014.

[98] Hui. Ma, Yunxiang. Xie, Biaoguang. Sun, Lingjun. Mo, "Modeling and direct power control method of Vienna rectifiers using the sliding mode control approach," *Journal of Power Electronics*, Vol. 15, No. 01, pp. 190–201, 2015.

[99] Amirhossein. Rajaei, Mustafa. Mohamadian, Ali. Yazdian. Varjani, "Vienna rectifier based direct torque control of PMSG for wind energy application," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 60, No. 07, pp. 2919–2929, 2013.

[100] Sandeep. Madishetti, G. Bhuvaneswari, Bhim. Singh, "Improved power quality converter for direct torque control based induction motor drives," *IET Power Electronics*, Vol. 06, No. 02, pp. 276–286, 2013.

[101] P. Thirumoorthi, N. Yadaiah, "Design of current source hybrid power filter for harmonic current compensation," *Simulation Modelling Practice and Theory*, Vol. 52, No. 01, pp. 78–91, 2015.

[102] Thiago. B. Soeiro, Johann. W. Kolar, "Analysis of high efficiency three-phase two and three-level unidirectional hybrid rectifiers," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 60, No. 09, pp. 3589–3601, 2013.

[103] Zheng. Wei, Jie. Chen, Xin. Chen, Chun-ying. Gong, Yi. Fan, "Modified one-cycle controlled three-phase pulse-width modulation rectifiers under low output dc voltage conditions," *IET Power Electronics*, Vol. 07, No. 03, pp. 753–763, 2014.

[104] Lijun. Hang, Ming. Zhang, Leon. M. Tolbert, Zhengyu. Lu, "Digitized feedforward compensation method for high-power-density three-phase Vienna PFC converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 60, No. 04, pp. 1512–1519, 2013.

[105] Bingsen. Wang, Giri. Venkataramanan, Ashish. Bendre, "Unity power factor control for three-phase three-level rectifiers without current sensors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 43, No. 05, pp. 1341–1348, 2007.

[106] Karuppanan. Pitchaivijaya, KamalaKanta. Mahapatra, "PI and fuzzy logic controllers for shunt active power filter—a report," *ISA Transactions*, Vo. 51, No. 01, pp. 163–169, 2012.

[107] N. Venkataramana. Naik, S. P. Singh, "Improved torque and flux performance of type-2 fuzzy based direct torque control induction motor using space vector pulse-width modulation," *Electric Power Components and Systems*, Vol. 42, No. 06, pp. 658–669, 2014.

[108] Jingjing. Huang, Aimin. Zhang, Hang. Zhang, Zhigang. Ren, Jianhua. Wang, Lei. Zhang, Chao. Zhang, "Improved direct power control for rectifier based on fuzzy sliding mode," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 22, No. 03, pp. 1174–1180, 2014.

[109] M. T. Benchouia, I. Ghadbane, A. Golea, K. Srairi, M. E. H. Benbouzid, "Implementation of adaptive fuzzy logic and pi controllers to regulate the dc bus voltage of shunt active power filter, " *Applied Soft Computing*, Vol. 28, No. 01, pp. 125–131, 2015.

[110] Hadi. Ezoji, Abdolreza. Sheikholeslami, M. Rezanezhad, Hanif. Livani, "A new control method for dynamic voltage restorer with asymmetrical inverter legs based on fuzzy logic controller," *Simulation Modelling Practice and Theory*, Vol. 18, No. 06, pp. 806–819, 2010.

[111] Shikha. Singh, Gurumoorthy. Bhuvaneswari, Bhim. Singh, "Power quality improvement in three-phase telecommunication power supply system," *Electric Power Components and Systems*, Vol. 43, No. 19, pp. 2105–2115, 2015.

[112] Hui. Ma, Yunxiang. Xie, Zeyu. Shi, "Improved direct power control for Vienna-type rectifiers based on sliding mode control," *IET Power Electronics*, Vol. 09, No. 03, pp. 427–434, 2016.

[113] Rosa. M. Rodriguez, Alvaro. Labella, Luis. Martinez, "An overview on fuzzy modelling of complex linguistic preferences in decision making," *International Journal of Computational Intelligence Systems*, Vol. 09 (sup-01), pp. 81–94, 2016.

ANNEXE A - PARAMÈTRES NÉCESSAIRES EMPLOYÉS EN SIMULATIONS ET EN VALIDATIONS PRATIQUES POUR LE CONTRÔLE DU PFC PRÉSENTÉ EN CHAPITRE 2.

Paramètres nécessaires employés pour la simulation du PFC.

Tension efficace du réseau (V_s)	60 (V)
Fréquence du réseau (f)	50 (Hz)
Inductance d'entrée (L)	10 (mH)
Capacité du bus continu (C)	1100 (μF)
Résistance de la charge (R)	200 (Ω)
Tension de sortie de reference (V_{out}^{*})	150 (V)
Fréquence de commutation (f_s)	20 (KHz)
Largeur de la bande (ΔI)	0.01 (A)

Paramètres nécessaires employés pour la validation pratique du PFC.

Tension efficace du réseau (V_s)	115 (V)
Fréquence du réseau (f)	50 (Hz)
Inductance d'entrée (L)	20 (mH)
Capacité du bus continu (C)	1100 (μF)
Résistance de la charge (R)	$P_{nominale}$ = 04 (Kw)
Tension de sortie de reference (V_{out}^{*})	230 (V)
Fréquence de commutation (f_s)	20 (KHz)
Largeur de la bande (ΔI)	0.01 (A)

ANNEXE B - PARAMÈTRES NÉCESSAIRES EMPLOYÉS EN SIMULATIONS ET EN VALIDATIONS PRATIQUES POUR LE CONTRÔLE DES DIFFÉRENTES COMMANDES ET MÉTHODES PRÉSENTÉES EN CHAPITRE 3.

Paramètres utilisés pour la simulation du redresseur à MLI.

Tension efficace du réseau (V_s)	220 (V)
Fréquence du réseau (f)	50 (Hz)
Inductance d'entrée (L_s)	10 (mH)
Résistance d'entrée (R_s)	0.25 (Ω)
Capacité du bus continu (C)	1100 (μF)
Résistance de la charge (R)	100 (Ω)
Tension de sortie de reference (V_{dc}^*)	600 (V)

Paramètres utilisés pour la validation pratique du redresseur à MLI.

Tension efficace du réseau (V_s)	60 (V)
Fréquence du réseau (f)	50 (Hz)
Inductance d'entrée (L_s)	10 (mH)
Résistance d'entrée (R_s)	0.20 (Ω)
Capacité du bus continu (C)	1100 (μF)
Résistance de la charge (R)	21.5 (Ω)
Tension de sortie de reference (V_{dc}^*)	150 (V)

Paramètres utilisés pour la simulation de l'entrainement électrique intelligent du moteur à induction.

Puissance du moteur (P)	04 (kW)
Vitesse de rotation (ω_r)	1420 (tr/min)
Tension efficace du réseau (e_a)	230 (V)
Fréquence du réseau (f)	50 (Hz)
Résistance statorique (R_{st})	01.20 (Ω)
Résistance rotorique (R_r)	01.80 (Ω)
Inductance statorique (L_{st})	0.1554 (H)
Inductance rotorique (L_r)	0.01568 (H)
Inductance mutuelle (L_m)	0.15 (H)
Nombre de paires de pôles	02
Tension de sortie de reference (V_{dc}^*)	600 (V)

Paramètres utilisés pour la validation pratique du filtre actif parallèle à deux niveaux articulé sur les deux commandes : DPC classique et DPC predictive.

Tension efficace du réseau (V_{sa})	50 (V)
Fréquence du réseau (f)	50 (Hz)
Tension de sortie de reference (V_{dc}^{*})	175 (V)
Inductance de ligne (L_l)	02 (mH)
Résistance de ligne (R_l)	0.80 (Ω)
Résistance de la charge non linéaire (R_1 et R_2)	14.50 et 10 (Ω)
Capacité de la charge non linéaire (C)	2200 (μF)
Inductance du filtre (L_f)	10 (mH)
Capacité du bus continu (C)	1100 (μF)

ANNEXE C - PARAMÈTRES NÉCESSAIRES EMPLOYÉS EN SIMULATIONS ET EN VALIDATIONS PRATIQUES POUR LA COMMANDE DU CONVERTISSEUR MULTI-NIVEAUX DE VIENNE PRÉSENTÉ EN CHAPITRE 4.

Paramètres utilisés pour la simulation du redresseur multi-niveaux de Vienne.

Tension efficace du réseau (V_s)	220 (V)
Fréquence du réseau (f)	50 (Hz)
Inductance d'entrée (L_s)	03.60 (mH)
Résistance d'entrée (R_s)	0.25 (Ω)
Capacité du bus continu (C_1 et C_2)	2200 (μF)
Résistance de la charge (R)	100 (Ω)
Tension de sortie de reference (V_{dc}^*)	800 (V)

Paramètres utilisés pour la validation pratique du redresseur multi-niveaux de Vienne.

Tension efficace du réseau (V_s)	75 (V)
Fréquence du réseau (f)	50 (Hz)
Inductance d'entrée (L_s)	10 (mH)
Résistance d'entrée (R_s)	0.20 (Ω)
Capacité du bus continu (C_1 et C_2)	470 (μF)
Résistance de la charge (R)	$P_{nominale}$ = 04 (Kw)
Tension de sortie de reference (V_{dc}^*)	200 (V)

Paramètres utilisés pour la simulation du filtre actif parallèle à trois niveaux.

Tension efficace du réseau (V_{sa})	220 (V)
Fréquence du réseau (f)	50 (Hz)
Tension de sortie de reference (V_{dc}^*)	700 (V)
Inductance d'entrée (L_s)	02 (mH)
Résistance d'entrée (R_s)	0.10 (Ω)
Inductance de ligne (L_l)	2.50 (mH)
Résistance de ligne (R_l)	0.10 (Ω)
Inductance de la charge non linéaire (L)	40 (mH)
Résistance de la charge non linéaire (R)	140 (Ω)
Inductance du filtre (L_f)	02 (H)
Résistance du convertisseur de Vienne (Charge R)	60 (Ω)
Capacité du bus continu (C_1 et C_2)	2200 (μF)

Paramètres utilisés pour la validation pratique du filtre actif parallèle à trois niveaux.

Tension efficace du réseau (V_{sa})	35 (V)
Fréquence du réseau (f)	50 (Hz)
Tension de sortie de reference (V_{dc}^{*})	110 (V), 160 (V)
Inductance de ligne (L)	02 (mH)
Résistance de ligne (R)	0.80 (Ω)
Inductance de la charge non linéaire (L)	10 (mH)
Résistance de la charge non linéaire (R)	$P_{nominale}$ = 04 (Kw)
Inductance du filtre (L_f)	10 (mH)
Résistance du convertisseur de Vienne (Charge R)	100 (Ω)
Capacité du bus continu (C_1 et C_2)	470 (μF)