

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ MOULOU D MAMMERI DE TIZI-OUZOU



FACULTÉ DU GÉNIE ÉLECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DÉPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE

THÈSE DE DOCTORAT 3^{EME} CYCLE LMD

SPÉCIALITÉ : ÉLECTROTECHNIQUE

PRÉSENTÉE PAR

M. FEKIK Arezki

Thème:

**Commande Directe De Puissance D'un Redresseur à MLI
Par DSP**

Soutenue publiquement le 20/06/2018 devant le jury d'examen compose de :

Président :	Pr. DJENNOUNE Saïd	Université MMTO
Rapporteur :	Pr. BENAMROUCHE Nacereddine	Université MMTO
Co- Rapporteur:	M.C.A.DENOUN Hakim	Université MMTO
Examineur :	Pr. HADDAD Salah	Université MMTO
Examineur :	Pr. GHANES Malek	Ecole Centrale de Nantes
Examineur :	Pr. BARBOT Jean Pierre	E.N.S.E.A de Paris

Thèse préparée au laboratoire **LATAGE** de l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou

Directeur de Thèse : BENAMROUCHE Nacereddine
Co-directeur de Thèse : DENOUN Hakim

Commande directe de puissance d'un redresseur à MLI par DSP

Résumé :

La pollution harmonique constitue un problème majeur surtout dans le secteur industriel. Elle est due principalement aux charges non linéaires prélevant sur le réseau des courants non sinusoïdaux. Les convertisseurs statiques surtout les redresseurs à diodes et à thyristors sont de nature non linéaires et représentent la principale source d'injection harmoniques dans le réseau, ils requièrent donc une attention particulière afin de réduire leur taux harmonique. Dans ce contexte une solution adoptée, consiste à remplacer les redresseurs classiques par les redresseurs à MLI, dont les caractéristiques leur permettent d'absorber des courants sinusoïdaux et de contrôler le facteur de puissance.

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse visent à développer des techniques de commande avancées qui permettent d'améliorer les caractéristiques des techniques de commande directe de puissance du redresseur à MLI triphasé à savoir : la commande directe de puissance, la commande directe de puissance avec modulation vectorielle, la commande directe de puissance à base des réseaux de Pétri.

Les meilleures performances offertes par les différentes techniques de commande développées dans le cadre de ce travail sont vérifiées par voie de simulation à l'aide du logiciel Matlab/Simulink. L'efficacité de la technique de commande directe de puissance est validée par l'implémentation expérimentale sur la carte DSPACE 1103.

Mots clés : Commande Directe de Puissance, Facteur de Puissance Unitaire, Logique Floue, Modulation Vectorielle, PI, Pollution/Dépollution Harmonique, Réseau de Pétri, Redresseurs à MLI, THD.

Abstract

Harmonic pollution is a major problem especially in the industrial sector. It is caused mainly by non-linear loads drawing on the network of non-sinusoidal currents, static converters especially rectifier diodes and thyristors are non-linear in nature and are the main source of harmonics into the grid, so they require special attention to reduce the harmonic rate. In this context a solution adopted is to replace conventional rectifiers by PWM rectifiers, whose characteristics allows it to absorb sinusoidal currents and control the power factor

The research presented in this thesis aimed to develop control techniques that improve the characteristics of the direct control of technical rectifier power three-phase PWM namely the direct power control, direct control of power with vector modulation, direct power control based on Petri nets.

The best performances provided by different advanced control techniques developed in this work are verified by simulation using Matlab/Simulink software. In addition, the efficiency of direct power control technique applied to three phase PWM rectifier is validated by practical implementation on DSPACE 1103 system card.

Keywords: Direct Power Control, Fuzzy Logic, Harmonic Pollution/Elimination, Petri Nets, PWM Rectifier, PI, Space Vector Modulation, THD, Unity Power Factor.

Avant propos

Le travail présenté dans cette thèse s'inscrit dans le cadre des travaux de recherche du Laboratoire de Technologies Avancées en Génie Électrique (LATAGE) de l'Université MOLOUD MAMMERI de TIZI-OUZOU, Algérie.

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

Tout d'abord, Je tiens à remercier très chaleureusement mon directeur de thèse, Monsieur ***Nacreddine BENAMROUCHE***, Professeur à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, d'avoir accepté de diriger ce travail, ainsi que Mon Co-directeur de thèse ***Hakim DENOUN*** Maître de conférences à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou pour sa disponibilité totale et ses encouragements dans tous les phases de travail et son suivi permanent et ses précieux conseils qu'il trouve ici ma grande reconnaissance.

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

Monsieur ***Saïd DJENNOUNE***, Professeur à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Algérie, d'avoir accepté de juger mon travail et de présider le jury de soutenance de cette thèse.

Messieurs ***Salah HADDAD***, Professeur à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Algérie, ***Malek GHANES***, Professeur à l'Ecole Centrale de Nantes, France, et ***Jean Pierre BARBOT*** Professeur à l'E.N.S.E.A de Paris, France, pour m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être les rapporteurs de cette thèse.

Je remercie aussi très sincèrement :

-Tous ceux et celles qui me sont chers.

-Toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail.

Listes des Symboles et Acronymes

Symboles :

e_a, e_b, e_c	Tensions simples du réseau ;
u_{ea}, u_{eb}, u_{ec}	Tensions simples à l'entrée du pont redresseur ;
i_a, i_b, i_c	Courants débités par le réseau ;
i_d	Composante directe de Park du Courant;
i_q	Composante en quadrature de Park du Courant;
V_{dc}	Tension du bus continu ;
i_s	Courant de sortie du convertisseur ;
i_r	Courant du réseau ;
i_{fa}	Courant du filtre actif parallèle;
u_l	Tension aux bornes de l'inductance de couplage ;
i_{ch}	Courant de charge ;
α - β	Repère stationnaire ;
d-q	Repère synchrone tournant ;
i_α, i_β	Composantes du vecteur courant dans le repère stationnaire ;
i_d, i_q	Composantes du vecteur courant dans le repère synchrone ;
S_a, S_b, S_c	Signaux de commande des interrupteurs de puissance ;
S_P, S_Q	Sortie digitale des comparateurs à hystérésis des puissances P,Q;
L, R	Inductance et résistance de la source ;
L_f	Inductance du filtre ;
L_{ch}	Inductance de la charge ;
C	Capacité du condensateur du bus continu ;
δ_1, δ_2	Tolérance des erreurs des puissances;
i_1, i_h	Valeur efficace du fondamental et de l'harmonique de rang h du Courant;
V_1, V_h	Valeur efficace du fondamentale et de l'harmonique de rang h de la tension ;
α_1, α_h	Déphasage du courant fondamental et du courant harmonique de rang h ;
S	Puissance apparente ;
P	Puissance active ;
Q	Puissance réactive ;
D	Puissance déformante ;
P_{ref}, Q_{ref}	Référence de la puissance active et réactive ;
\hat{P}, \hat{Q}	Puissance active et réactive Estimée ;
$\Delta P, \Delta Q$	Variation de la puissance active et réactive ;
θ_n	Secteur numéro n ;
ω	Pulsation fondamentale du réseau ;
Δh	Largeur de la bande à hystérésis ;
$\mu_A(x)$	Degré d'appartenance de x au sous-ensemble A ;
$\min(\mu_A(x), \mu_B(x))$	Minimum des deux degrés d'appartenance ;
$\max(\mu_A(x), \mu_B(x))$	Maximum des deux degrés d'appartenance ;
u	Sortie du contrôleur flou ;
G_e et $G_{\Delta e}$	Gains de normalisation du contrôleur flou ;
G	Gain de dénormalisation du contrôleur flou ;
ε	Ecart de réglage ;
$\Delta\varepsilon$	Variation de l'écart de réglage ;

E

Valeur efficace de la tension du réseau.

Acronymes :

MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion ;
PWM	Pulse Width Modulation;
VOC	Voltage Oriented Control;
VFOC	Virtual-Flux-based Oriented Control;
VSC	Voltage Source Converter;
DPC	Direct Power Control;
V-DPC	Voltage-based Direct Power Control;
VF-DPC	Virtual-Flux-based Direct Power Control;
SVM-DPC	Space Vector Modulation- Direct Power Control;
Rdp-DPC	Petri-Nets-based Direct Power Control;
DTC	Direct Torque Control;
AC/DC	Conversion alternative continue;
PFC	Power Factor Correction;
THD	Total Harmonic Distortion;
SVM	Space-Vector Modulation;
FP	Facteur de Puissance ;
FAP	Filtre Actif Parallèle ;
FAS	Filtre Actif Série ;
UPF	Unity Power Factor ;
PI	Régulateur Proportionnel intégral ;
FLC	Fuzzy Logic Controller;
IGBT	Insulated-Gate-Bipolar-Transistor;
RdPC	Réseaux de Pétri continu ;
RdPH	Réseaux de Pétri hybride.

.

Liste des figures

Chapitre. I : Problématique des harmoniques, état de l'art et objectifs

Fig.I.1 : structure d'un filtre passif.....	13
Fig.I.2 : Structure d'un filtre actif parallèle.....	14
Fig.I.3 : Structure d'un filtre actif série.....	15
Fig.I.4 : Redresseur à MLI.....	16
Fig.I.5 : Topologie d'un redresseur triphasé à MLI de courant.....	17
Fig.I.6 : Topologie d'un redresseur triphasé à MLI de tension.....	18
Fig.I.7 : Principe de contrôle du courant par hystérésis.....	19
Fig.I.8 : Principe de génération des ordres de commande.....	19

Chapitre. II : Commande directe de puissance d'un redresseur à MLI

Fig. II.1 : pont de diodes.....	25
Fig.II.2 : Différentes topologies du redresseur à MLI.....	27
Fig. II.3 : Représentation simplifiée d'un redresseur à MLI triphasé à flux de puissance bidirectionnel.....	28
Fig. II.4 : Diagramme vectoriel du redresseur à MLI.....	29
Fig. II.5 : Représentation de polygone de commutation.....	31
Fig. II.6 : Relation entre le contrôle des redresseurs à MLI et les onduleurs à MLI alimentant un moteur à induction	36
Fig. II.7 : Classification des méthodes de contrôle d'un redresseur à MLI.....	37
Fig. II.8 : Configuration générale de la commande directe de puissance.....	38
Fig. II.9 : secteurs et vecteurs des tensions du redresseur.....	39
Fig. II.10 : Configuration de base d'un régulateur flou.....	42
Fig. II.11 : Réseau de Pétri autonome.....	44
Fig. II.12 : Réseau de Pétri Continu.....	44

Fig. II.13 : Réseau de Pétri Hybrides.....	45
---	----

Chapitre. III : Modélisation, Régulation et résultats de simulation

Fig. III.1 : Structure complète de la commande « DPC »	47
Fig. III.2 : Schéma de la source.....	48
Fig. III.3 : Convertisseur AC/DC à IGBT.....	49
Fig. III.4 : schéma de bloc de la charge.....	50
Fig. III.5 : Régulation de la tension continue avec le régulateur PI.....	50
Fig. III.6 : Structure interne du contrôleur flou.....	52
Fig. III.7 : Répartition des fonctions d'appartenance.....	53
Fig. III.8 : Réponse de la tension continue Vdc avec DPC classique.....	55
Fig. III.9 : Puissance active P_{est} et P_{ref} avec DPC classique.....	55
Fig. III.10 : Puissance réactive q_{est} et q_{ref} avec DPC classique.....	56
Fig. III.11 : Tension v_a en phase avec le courant i_a avec DPC classique.....	56
Fig. III.12 : Spectre du courant absorbé THD avec DPC classique.....	57
Fig. III.13 : Configuration générale de commande DPC-SVM.....	58
Fig. III. 14 : Diagramme vectoriel de la tension du réseau et du courant de ligne.....	59
Fig. III. 15 : Schéma bloc des boucles des puissances p et q avec deux correcteur PI	60
Fig. III. 16 : Régulateur de la puissance active.....	61
Fig. III.17 : Réponse de la tension continue Vdc avec DPC-SVM.....	62
Fig. III.18 : Puissance active P_{est} et P_{ref} avec DPC-SVM.....	62
Fig. III.19 : Puissance réactive Q_{est} et Q_{ref} avec DPC-SVM.....	63
Fig. III.20 : Tension v_a en phase avec le courant i_a avec DPC-SVM.....	63
Fig. III.21 : Spectre du courant absorbé THD avec DPC-SVM.....	64
Fig. III. 22 : Description d'un interrupteur idéal par réseau de Pétri.....	66

Fig. III.23 : Configuration générale de la commande DPC à base des réseaux de Pétri.....	67
Fig. III.24 : Graphique de réseau de Pétri pour un redresseur MLI triphasé à trois cellules de commutation	68
Fig. III-25-a : Puissance instantanées active et réactive de la DPC avec six secteurs.....	69
Fig. III-25-b : Zoom des puissances instantanées et les secteurs de la DPC.....	69
Fig. III-25-c : Tension continue en régime permanent.....	70
Fig. III-25-d : Courants de ligne et la tension de ligne en régime permanent.....	70
Fig. III-25-e : Spectre harmonique des courants de la DPC avec six secteurs.....	70
Fig. III.26 : Résultats de simulation en régime permanent de la DPC avec Douze secteurs à base des réseaux de Pétri.....	72
Fig. III .27: Résultats de simulation de la DPC à base des réseaux de Pétri.....	73
Fig. III.28: La tension Vdc et sa référence	74
Fig. III.29: La puissance active estimée et sa référence	75
Fig. III.30: La puissance Réactive estimée et sa référence	75
Fig. III.31: Les courants de ligne	76
Fig. III.28: La tension Vdc et sa référence ($V_{dc} = 170$ à 200 V).....	76
Fig. III.29: La puissance active estimée et sa référence ($V_{dc} = 170$ à 200 V)	77
Fig. III.30: La puissance Réactive estimée et sa référence ($V_{dc} = 170$ à 200 V).....	77
Fig. III.31: Les courants de ligne ($V_{dc} = 170$ à 200 V).....	78

Chapitre. IV : Implémentation de la DPC et résultats expérimentaux

Fig.IV.1 : Procédure de l'implantation temps réel.....	79
Fig.IV.2: La fenêtre du logiciel ControlDesk.....	80
Fig.IV.3 : Photo de la carte de commande.....	81
Fig.IV.4 : Schéma représentant la commande.....	82
Fig.IV.5 : photo du banc d'essai.....	83
Fig.IV.6 : La tension continue en régime permanent de la DPC classique.....	84

Fig.IV.7 : La puissance active de référence & estimée en régime permanent de la DPC classique.....	84
Fig.IV.8 : La puissance réactive de référence & estimée en régime permanent de la DPC classique.....	85
Fig.IV.9 : La forme d'onde des courants de ligne en régime permanent de la DPC classique.....	85
Fig.IV.10 : La forme d'onde de tension continue en régime Transitoire de la DPC classique.....	86
Fig.IV.11 : La forme d'onde de la puissance active de référence & Estimée en régime Transitoire de la DPC classique.....	86
Fig.IV.12 : La forme d'onde de la puissance réactive Estimée en régime Transitoire de la DPC classique.....	87
Fig.IV.13 : La forme d'onde des courants de ligne en régime Transitoire de la DPC classique.....	87

Conférences et Publications

Conférences:

A.Fekik, H.Denoun, N.Benamrouche, N.Benyahia M.Zaouia, S.Haddad “*Comparative study of PI and FUZZY DC- voltage control for Voltage Oriented Control-PWM rectifier*” WSEAS14th International Conference on Circuits, Systems, Electronics, Control & Signal Processing (CSECS’15), Konya Turquie, 2015

A.Fekik, H.Denoun, N.Benamrouche, N. Benyahia, A. Badji, M. Zaouia “*Comparative Analysis of Direct Power Control and Direct power control with space vector modulation of PWM rectifier*” Proceedings of IEEE 2016 4th International Conference on Control Engineering & Information Technology (CEIT-2016) Tunisia, Hammamet- December, 16-18, 2016

M. L.Hamida, H.Denoun, **A.Fekik**, N. Benyahia, M.Zaouia, N.Benamrouche “ A Comparison Between PWM and Petri Nets Control Applied for Series Multi-cells Chopper” 5TH International Conference On Control & Signal Processing (CSP 2017) Tunisia Kiraouan, 2017

A.Fekik, H.Denoun, A. T. Azar, , M. L.Hamida, N.Benamrouche, S. Vaidyanathan “Direct Power Control of a PWM-Inverter for Grid Connected Photovoltaic System” 5^{eme} Conférence Internationale des Energies Renouvelables (CIER2017), Sousse, Tunisie 20-22 Décembre 2017

Publications:

A.Fekik, H.Denoun, N.Benamrouche, N.Benyahia, M.Zaouia. “*A Fuzzy Logic Based Controller For Three Phase PWM Rectifier With Voltage Oriented Control Strategy*” International Journal Of Circuits, Systems And Signal Processing Volume 9, 2015, PP 412-419

H.Denoun, **A.Fekik**, N.Benamrouche. N.Benyahia, M.Zaouia, A. Badji “*Direct Power Control With Space Vector Modulation And Fuzzy DC- Voltage Control- PWM rectifier*” International Journal of Circuits and Electronics Volume N°1 pp 78-82, 2016

A.Fekik, H.Denoun, M. Zaouia, N. Benyahia, N.Benamrouche, A. Badji, S. Vaidyanathan “*Improvement Of The Performances Of The Direct Power Control Using Space Vector Modulation Of Three Phases PWM-Rectifier*” International Journal of Control Theory and Applications Vol 10 N° 30 2017 pp 133-145

Chapitre de Livres

A.Fekik, H.Denoun, A.T.Azar, M.Zaouia, N.Benyahia, M.L.Hamida, N.Benamrouche, S.Vaidyanathan “ Artificial Neural network for PWM rectifier direct power control and DC voltage control” IGI Global Advances in System Dynamics and Control DOI: 10.4018/978-1-5225-4077-9

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre I : Problématique des harmoniques, état de l'art et objectifs	
I.1. Introduction	5
I.2. Caractéristiques des perturbations du réseau électrique	5
I.3. Problématique des harmoniques.....	6
I.4. Perturbations dans le réseau	7
I.4.1. Origine des harmoniques	7
I.5. Caractérisations des harmoniques	8
I.5.1. Taux de distorsion harmonique	8
I.5.2. Facteur de puissance F_p	8
I.6. Conséquences des harmoniques.....	9
I.6.1. Effets instantanés	9
I.6.2. Effets à termes	10
I.7. Normes et réglementations	10
I.8. Solutions de dépollution des harmoniques dans le réseau	12
I.8.1. Solutions traditionnelles	12
I.8.2. Solutions modernes à base de l'électronique de puissance	13
I.9. La commande des convertisseurs AC/DC à MLI	18
I.9.1. Contrôle du courant par hystérésis.....	18
I.9.2. Contrôle par tension orientée (VOC)	20
I.10. État de l'art et objectifs.....	20
I.10.1. État de l'art	20
I.10.2. Objectifs	21
I.11. Conclusion	22

Chapitre. II : Commande Directe de Puissance d'un redresseur à MLI

II.1. Introduction	24
II.2. Topologies des redresseurs à MLI	24
II.3. Principe de fonctionnement d'un redresseur à MLI.....	27
II.4. Présentation vectorielle	30
II.5. Le modèle mathématique du redresseur à MLI.....	31
II.5.1. Le modèle dans le repère abc	31
II.5.2. Le modèle dans le repère fixe ($\alpha\beta$)	32
II.5.3. Modèle dans le repère synchrone (dq)	33
II.6. Calcul des puissances instantanées.....	34
II.6.1. Calcul des puissances instantanées dans le repère abc.....	34
II.6.2. Calcul des puissances instantanées dans le repère fixe ($\alpha\beta$)	34
II.6.3. Calcul des puissances instantanées dans le repère synchrone (dq)	34
II.7. Commande directe de puissance.....	36
II.7.1. Principe de fonctionnement de la DPC	37
II.7.2. Calcul de puissance instantanée	38
II.7.3. Détermination du secteur	39
II.7.4. Table de commutation et régulateurs à hystérésis	40
II.8. Logique floue.....	41
II.8.1. Concepts fondamentaux de la logique floue	42
II.8.2. Structure générale d'un système flou	42
II.9. Les réseaux de Pétri	43
II.9.1. Réseaux de Pétri autonomes	43
II.9.2. Réseaux de Pétri Continus	44
II.9.3. Réseaux de Pétri Hybrides	45
II.10. Conclusion	45

Chapitre. III : Modélisation, Régulation et résultats de simulation

III.1. Introduction	47
III.2. Modélisation de la commande directe de puissance	47
III.3. Synthèse des régulateurs de la tension continue.....	50

III.3.1. Régulateur PI	50
III.3.2. Régulateur Flou	51
III.3.3. Résultats de simulation	55
III.4. Commande Directe de Puissance avec modulation vectorielle (DPC-SVM)	58
III.4.1. Synthèse des correcteurs des puissances	59
III.4.2. Résultats de simulation	61
III.5. Étude comparative entre les deux types de régulateurs	65
III.6. Commande Directe de Puissance à base des réseaux de Pétri (DPC-Rdp).....	65
III.6.1. Réseau de Pétri	65
III.6.2. Résultats de Simulation	69
III.6.3. Résultats de simulation pour DPC-Rdp à douze secteurs	71
III.7. Résultats de simulation de commande directe de puissance avec table de commutation.....	74
III.8. Étude comparative entre les méthodes proposées	79
III.9. Conclusion	79
Chapitre IV Implémentation de la DPC et résultats expérimentaux	
IV.1. Introduction	82
IV.2. Description de la DSPACE 1103.....	82
IV.2.1. Vue d'ensemble du système	82
IV.2.2. Dispositifs d'entrée /Sortie	83
IV.3. Présentation du banc d'essai.....	83
IV.3.1. La partie puissance	84
IV.3.2. La partie commande	84
IV.3.3. Partie mesures	86
IV.4. Mise en œuvre du banc d'essai	86
IV.5. Résultats expérimentaux	88
IV.6. Conclusion	93
Conclusion Générale	94

Annexes

Références Bibliographiques

Introduction générale

Les convertisseurs statiques (redresseurs, onduleurs....) connaissent depuis longtemps à ce jour un développement considérable, et offrent un potentiel énorme pour la conversion d'énergie électrique. La recherche dans le domaine des convertisseurs, considère plusieurs aspects notamment les topologies de ces convertisseurs, les structures et les performances des interrupteurs de puissances ainsi que les techniques de commande.

L'utilisation croissante des convertisseurs statiques dans le secteur industriel aussi bien que dans le secteur domestique est motivé par l'amélioration de leurs performances par rapport aux convertisseurs électromécaniques classiques, et le nombre des convertisseurs statiques raccordés au réseau électrique est en constante progression. Le fonctionnement en régime de commutation des semi conducteurs constituant ces convertisseurs est la raison pour laquelle leur comportement vis-à-vis de la source d'alimentation est non linéaire, en effet ils prélèvent des courants non sinusoïdaux et pour la plupart consomment de la puissance réactive ainsi qu'un facteur de puissance faible, ce qui pose des sérieux problèmes aux réseaux électriques. Ils constituent une des principales sources d'harmoniques dans les réseaux de distribution. Cette pollution en harmonique peut détériorer la qualité du courant et de la tension en ce propageant dans le réseau.

Les convertisseurs statiques peuvent induire sous certaines conditions d'opération un taux de distorsion harmonique (THD_i) très élevé. Pour cette raison les normes internationales adaptées telles que IEEE standard 519 et CEI 61000 imposent des limites aux THD de courant et de tension au sein du réseau d'alimentation.

Afin de limiter le taux de perturbation harmonique provoquée par des charges non linéaires ou des systèmes électroniques de puissance raccordés au réseau, plusieurs méthodes de réduction d'harmoniques sont proposées. Elles sont basées sur des composantes passives ou actives, et des redresseurs à MLI, ces méthodes peuvent être divisées en deux catégories :

- Dépollution des charges non linéaires déjà installées ;
- Installation non polluante.

Le principe d'utilisation des filtres passifs pour la réduction des harmoniques consiste à insérer en amont de la charge un ou plusieurs circuits accordés sur les harmoniques à filtrer, leurs avantages est la simplicité et leurs faibles coûts. Malgré leurs larges utilisations dans l'industrie, ces dispositifs peuvent présenter beaucoup d'inconvénients tels que le manque de souplesse à s'adapter aux variations du réseau et de la charge, et les problèmes de résonance avec l'impédance du réseau.

Une alternative aux filtres passifs est l'utilisation du filtre actif qui présente une meilleure dynamique de commande et un contrôle adaptatif des perturbations.

Une autre technique de réduction des courants harmoniques est l'utilisation des redresseurs à MLI soit à structure courant ou tension. Parmi ces structures, les plus répandues et les plus attractives se trouvent le redresseur MLI à structure tension. Il a la capacité de contrôler les courants absorbés et à fonctionner sous un facteur de puissance unitaire, il assure aussi un transfert bidirectionnel du flux de la puissance. Ces convertisseurs constituant un thème de recherche clé pour les spécialistes de ce domaine, les recherches effectuées portent essentiellement sur les stratégies de commande surtout celles dites avancées (floue, réseaux de neurone et de Pétri ...etc).

Dans le cadre de cette problématique de recherche sur les redresseurs MLI à structure tension, le présent travail de doctorat a été effectué au sein du laboratoire de recherche LATAGE (Tizi-Ouzou Algérie). Il porte essentiellement sur l'amélioration des performances de ce convertisseur du point de vue de la régulation de la tension continue, en appliquant deux différents types de contrôleur, et aussi du point de vue du taux de distorsion harmonique des courants absorbés en utilisant différents algorithmes de la commande directe de puissance tel que la commande directe de puissance avec une table de commutation, la commande directe de puissance avec modulation vectorielle (DPC-SVM) et la commande directe de puissance basée sur les réseaux de Pétri (Rdp-DPC) avec fréquence de commutation variable ou constante.

De façon à atteindre les objectifs de nos recherches, le travail de cette thèse est divisé en quatre chapitres

Dans le premier chapitre nous présentons au début quelques caractéristiques des réseaux électriques. La problématique des harmoniques, leurs origines, leurs caractérisations, et leurs conséquences néfastes sur le réseau et sur les récepteurs, sont ensuite présentées. Les normes et réglementations en termes de pollution harmonique sont également présentées dans ce chapitre ainsi que les différentes solutions traditionnelles et modernes de dépollution harmoniques. En suite un bref rappel sur la commande des redresseurs MLI est présenté. Il se termine par la présentation d'un état de l'art de la commande directe de puissance.

Le deuxième chapitre propose un bref rappel sur le principe de fonctionnement du redresseur MLI et les différentes topologies, ainsi que le principe de la commande directe de puissance avec table de commutation. Dans un deuxième lieu un aperçu général sur les techniques de commande avancées telles que la logique floue, les réseaux de Pétri est présenté également dans ce chapitre, pour développer l'algorithme de la commande directe de puissance et le régulateur de la tension continue.

La modélisation et la simulation des différents algorithmes de la commande directe de puissance DPC fait l'objectif du troisième chapitre. Dans ce contexte notre contribution porte sur l'élaboration des nouvelles structures de la commande directe de puissance plus performantes utilisant une table de commutation à base des réseaux de Pétri. Le réglage de la tension continue par deux types différents de régulateurs (PI et FLC) est également abordé dans ce chapitre. Des résultats de simulations et une étude comparative des différents algorithmes seront présentés et discutés.

Dans le dernier chapitre, on exposera le dispositif expérimental mis en place pour vérifier les principes et valider les résultats de simulation de l'algorithme de la commande directe de puissance avec table de commutation (méthode I). L'équipement de commande sera construit autour d'une carte DSPace 1103. Les cartes de mesures et de communication du redresseur /DSPace, spécialement conçues et réalisées pour cette application seront aussi décrites.

Une conclusion générale ainsi que des perspectives clôturent ce travail.

Chapitre I

Problématique des harmoniques, état de l'art et objectifs

Ce chapitre décrit l'état de l'art sur notre thème de recherche, et permet aussi d'introduire la problématique de notre travail de recherche et de présenter une étude sur la pollution harmonique dans le réseau électrique et les différents moyens de dépollution. Nous commençons notre étude par présenter quelques caractéristiques des réseaux électriques et identifier les différentes sources d'harmoniques. La caractéristique et les effets néfastes des harmoniques sur le réseau électrique et sur les équipements raccordés au réseau pollué, sont également discutés dans cette partie. Les normes standards adoptées par les gestionnaires des réseaux électriques pour faire face aux harmoniques et réduire le taux de pollution sont montrées aussi dans cette partie. Ensuite nous discutons les différentes techniques possibles de dépollution harmonique, traditionnelles et modernes. Nous exposons l'utilité et le rôle primordial de l'électronique de puissance dans le processus de dépollution et l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique, et en fin nous fixons les objectifs de notre travail.

Sommaire :

I.1. Introduction	5
I.2. Caractéristiques des perturbations du réseau électrique	5
I.3. Problématique des harmoniques	6
I.4. Perturbations dans le réseau	7
I.5. Caractérisations des harmoniques	8
I.6. Conséquences des harmoniques	9
I.7. Normes et réglementations	10
I.8. Solutions de dépollution des harmoniques dans le réseau	12
I.9. La commande des convertisseurs AC/DC à MLI	18
I.10. État de l'art et objectifs.....	20
I.11. Conclusion	22

I.1. Introduction

La théorie classique de l'énergie électrique ne tient compte que des systèmes électriques basés sur des signaux sinusoïdaux. Cependant les signaux électriques présents sur les réseaux sont souvent perturbés et ils ne sont pas parfaitement sinusoïdaux [1].

Dans le domaine de la qualité de l'énergie, il est indispensable de bien connaître tous les échanges d'énergie entre le réseau et les différentes charges de façon à pouvoir compenser les éventuelles perturbations. Dans de nombreux cas le courant consommé par les charges n'a plus une forme de sinusoïde pure. La distorsion en courant implique une distorsion de la tension dépendant également de l'impédance de la source [2]. Les perturbations dites harmoniques sont causées par l'introduction sur le réseau des charges non linéaires comme les équipements intégrant de l'électronique de puissance (variateurs, onduleurs, ...etc.) [3]. Plus généralement, tous les matériels comprenant des redresseurs et des électroniques de découpage déforment les courants et créent des fluctuations de tension sur le réseau de distribution. C'est la concentration de nombreux pollueurs en harmoniques qui génère énormément des perturbations sur le réseau [2].

L'objet de ce premier chapitre est d'analyser, dans un premier temps, l'influence des perturbations et des courants harmoniques dans le réseau électrique. Nous présentons également dans cette partie les normes et les réglementations adoptées dans ce domaine. Dans un second temps, nous étudierons les différentes solutions traditionnelles et avancées permettant l'atténuation des effets les plus néfastes. Dans un troisième temps on va présenter l'état de l'art de la commande directe de puissance des redresseurs à MLI, et l'objectif de ce présent travail de recherche.

I.2. Caractéristiques des perturbations dans le réseau électrique

Les tensions d'un réseau électrique constituent un système alternatif triphasé dont la fréquence de base est de 50 Hz ou de 60 Hz, les paramètres caractéristiques d'un tel système sont les suivants [2], [4]:

- La fréquence ;
- L'amplitude des trois tensions ;
- La forme d'onde qui doit être la plus proche possible d'une sinusoïde ;
- L'équilibre du système triphasé caractérisé par l'égalité des modules des trois tensions et de leurs déphasages relatifs.

La qualité d'énergie électrique peut être affectée, soit du fait de certains incidents inhérents à la nature physique et l'exploitation du réseau, soit du fait de certains récepteurs. Ces défauts se manifestent sous forme de différentes perturbations affectant un ou quatre des paramètres cités précédemment. On a donc quatre possibilités distinctes de perturbations [2], [4]:

+les fluctuations de la fréquence à 50 Hz

Elles sont rares et ne sont observées que lors de circonstances exceptionnelles, par exemple certains défauts graves du réseau au niveau de la production ou du transport.

+les variations d'amplitude

Il s'agit des variations rapides des tensions ou de creux de tension se présentant souvent sous forme d'à-coups brusques.

+La modification de la forme d'onde de la tension

Cette onde n'est plus sinusoïdale et peut être considérée comme représentable par une onde de fondamentale à 50 Hz associée soit à des harmoniques de fréquence multiple entier de 50 Hz soit même parfois à des ondes de fréquence quelconque.

+Le déséquilibre des harmoniques

Ce sont les variations transitoires dont la durée est inférieure à 10ms.

I.3. Problématique des harmoniques

La problématique des harmoniques dans le réseau électrique, également appelée pollution harmonique n'est pas un phénomène nouveau. Néanmoins, du fait que de plus en plus des charges non linéaires se connectent au réseau, la pollution harmonique est devenue très répandue [5], [6].

Les charges non linéaires provoquent une distorsion des courants et donc de tension, ce qui peut entraîner un mauvais fonctionnement des dispositifs raccordés au réseau. D'où l'intérêt d'éliminer ou de repousser les harmoniques vers les fréquences les plus élevées [6].

Un récepteur d'énergie est considéré par le réseau électrique comme une charge perturbatrice s'il absorbe des courants non sinusoïdaux ou des courants déséquilibrés ou s'il consomme de la puissance réactive, les deux premiers types de perturbations peuvent déformer ou déséquilibrer les tensions du réseau lorsque l'impédance de celui-ci n'est pas négligeable. Le troisième réduit la capacité de production ou de transmission de la puissance active des générateurs ou des transformateurs et des lignes électriques [3], [5].

Les harmoniques de courant une fois injectés par la charge non linéaire se propagent à travers le réseau électrique en affectant la forme d'onde des tensions aux différents points du réseau, cette propagation n'est limitée que par les points de division des courants et les impédances du réseau qui dépendent généralement de la fréquence des courants harmoniques. La présence des harmoniques de courant se révèlent essentiellement à travers leurs effets sur la tension du réseau [3], [6].

I.4. Perturbations harmoniques dans le réseau

I.4.1. Origine des harmoniques

La prolifération des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques à entraîné ces dernières années une augmentation sensible du niveau de la pollution harmonique des réseaux électriques. Ces équipements électriques sont considérés comme des charges non linéaires émettant des courants harmoniques dont les fréquences sont des multiples entier de la fréquence du fondamental, ou parfois à des fréquence quelconques. Le passage de ces courants harmoniques dans l'impédance du réseau électrique peut entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordement et alors polluer les consommateurs alimentés par le même réseau électrique[2].

La cause principale de l'existence des harmoniques de tension est l'injection dans le réseau des courants non sinusoïdaux par des charges non linéaires.

Il s'agit alors des sources génératrices des courants harmoniques qui peuvent être classées en deux types :

I.4.1.1. Sources harmoniques identifiables

Les équipements dotés de dispositif à base d'électronique de puissance notamment les redresseurs et les différents types de convertisseurs de puissances importantes, installés sur le réseau haute et moyenne tension sont typiquement des sources harmoniques identifiables. Avec ce type de charges non linéaires, le distributeur d'énergie est capable d'identifier le point d'injection des harmoniques et de quantifier la perturbation provoquée.

Dans ce cas c'est l'utilisateur qui doit se procurer les moyens nécessaires afin de réduire cette perturbation au-dessous du seuil exigé par le distributeur de l'énergie, sous peine d'être pénalisé [3], [7].

I.4.1.2. Sources harmoniques non identifiables

Ce type de générateurs de courant harmonique est principalement représenté par les appareils utilisés dans le domaine électrodomestique ou tertiaire tels que les téléviseurs et les micro-ordinateurs vue leur très large diffusion. Ces équipements comportant souvent un redresseur monophasé à diodes avec un condensateur de lissage, prélèvent des courants harmoniques non négligeables. Dans ce cas il est de la responsabilité du distributeur de l'énergie électrique d'empêcher la propagation de la perturbation harmonique sur le réseau puisque individuellement chaque utilisateur génère un faible taux de distorsion harmonique [3], [7].

I.5. Caractérisation des harmoniques

Différentes grandeurs sont définies pour quantifier les perturbations harmoniques, parmi celles-ci les plus utilisées sont [3], [8]

I.5.1. Taux de distorsion harmonique

Le taux de distorsion harmonique du courant THD_i

$$\text{THD}_i = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{i_h^2}{i_1^2}} \quad (\text{I-1})$$

Le taux de distorsion harmonique de la tension THD_v

$$\text{THD}_v = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{v_h^2}{v_1^2}} \quad (\text{I-2})$$

En général, les harmoniques pris en compte dans le réseau électrique sont eux dont les fréquences sont inférieures à 2500Hz ce qui correspond au domaine des perturbations basses fréquences au sens de la normalisation. Les harmoniques de fréquence plus élevée sont fortement atténués par la présence des inductances de ligne. De plus les appareils générant des harmoniques ont, en grande majorité un spectre d'émission inférieur à 2500Hz. C'est la raison pour laquelle le domaine d'étude des harmoniques s'étend généralement de 100 à 2500Hz c'est-à-dire du rang 2 au rang 50.

I.5.2. Facteur de puissance Fp

Pour un signal purement sinusoïdal le facteur de puissance est donné par le rapport de la puissance active P sur la puissance apparente S [3], [5] et [8] :

$$F_p^2 = \frac{P^2}{S^2} = \frac{P^2}{P^2 + Q^2} \quad (\text{I-3})$$

Les générateurs et les transformateurs sont dimensionnés pour des tensions et des courants nominaux, une faible valeur du facteur de puissance se traduit par une mauvaise utilisation des ces équipements.

Il est donc possible de caractériser les harmoniques par leurs participations dans la puissance apparente. Nous utilisons alors la notion de la puissance déformante D, d'où la puissance apparente peut s'exprimer par

$$S = 3 \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} = 3VI \quad (\text{I-4})$$

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

$$P = 3 \sum_1^{\infty} V_n I_n \cos \varphi_n \quad (\text{I-5})$$

$$Q = 3 \sum_1^{\infty} V_n I_n \sin \varphi_n \quad (\text{I-6})$$

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (\text{I-7})$$

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

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{3 \sum_1^{\infty} V_n I_n \cos \varphi_n}{3 \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} \quad (\text{I-8})$$

On constate que le facteur de puissance F_p est dégradé en présence des harmoniques.

I.6. Conséquence des harmoniques

Les courants harmoniques se propagent dans le réseau électrique et polluent les consommateurs alimentés par ce même réseau.

Ils peuvent occasionner des incidents au niveau de l'appareillage du client et donnent lieu à des surcoûts de production d'énergie importante, on peut classer les effets engendrés par les harmoniques en deux types :

I.6.1. Effets instantanés

Les effets instantanés apparaissent immédiatement dans certains appareillages :

Défauts de fonctionnement dans certains équipements électriques : en présence des harmoniques, la tension et le courant peuvent changer plusieurs fois de signe dans une demi-période, les appareils dont le fonctionnement est basé sur le passage par zéro des grandeurs électriques peuvent être affectés.

- **Trouble fonctionnel des micro-ordinateurs :** se manifestent par la dégradation de la qualité d'image.
- **Erreurs des appareils de mesure :** certains appareils de mesure et les compteurs d'énergie à induction présentent des dégradations de mesure et des erreurs de lecture supplémentaires en présence des harmoniques.
- **Vibrations et bruits :** le courant harmonique génère également des vibrations et des bruits acoustiques (machines, transformateurs...etc.).

I.6.2. Effets à terme

Ils se rapportent essentiellement aux machines tournantes, aux transformateurs et aux condensateurs, ce qui se manifeste par des échauffements supplémentaires. Il en découle la destruction du matériel ou plus fréquemment une diminution de leur durée de vie par surcharge thermique.

▪ **Échauffement des câbles et des équipements**

Ces effets peuvent être à moyen terme (De quelques secondes à quelques heures) ou à long terme (de quelques heures à quelques années) et concernent les câbles qui peuvent être le siège du sùr échauffement et les matériels bobinés comme les transformateurs et les moteurs.

▪ **Échauffement dû aux pertes supplémentaires des machines et des transformateurs**

Un échauffement est causé par les pertes dans le stator des machines et principalement dans leurs circuits rotoriques (cage, amortisseur et le circuit magnétique) à cause des différences importantes de vitesse entre le champ tournant inducteur harmonique et le rotor.

Les harmoniques génèrent aussi des pertes supplémentaires dans les transformateurs par effet Joule dans les enroulements, accentués par l'effet de peau par hystérésis et courant de Foucault dans le circuit magnétique.

▪ **Interférence avec les réseaux de télécommunications**

Le couplage électromagnétique entre les réseaux électriques et de télécommunication peut induire dans ces dernières des bruits importants, dans le cas de résonance une petite partie des réseaux de télécommunication peut être rendue inutilisable.

▪ **Risque d'excitation de résonance**

Lorsque les batteries de capacité sont raccordées au réseau pour relever le facteur de puissance, les fréquences de résonance peuvent devenir assez faibles et coïncider ainsi avec celles des harmoniques engendrés par les convertisseurs statiques, dans ce cas il y aura des phénomènes d'amplification des harmoniques.

I.7. Normes standards et réglementations

Afin de garantir un niveau de qualité de l'énergie satisfaisante en limitant les effets des perturbations harmoniques, les distributeurs de l'énergie et les utilisateurs sont amenés à respecter des normes standards qui ont été établies par des institutions internationales pour limiter les niveaux des harmoniques de courant en vue d'une bonne qualité de l'énergie [5].

Ces normes harmoniques indiquent les limites sur les niveaux de distorsion des harmoniques. Parmi les principales normes on cite :

- **EN 50 006** : limitation des perturbations dans les réseaux électriques causées par des appareils domestiques et semblables équipés des dispositifs électroniques

«Norme européenne du Comité Européen de Normalisation Électronique (CENELEC) » [5].

- **Normes allemandes** [5].

- VDE 0838** : pour les appareils électroménagers
- VDE 0160** : pour les convertisseurs
- VDE 0712** : pour les ballastes de lampes fluorescentes

- **Normes IEEE**

L'IEEE définit les exigences et les recommandations pratiques pour le contrôle des harmoniques dans les systèmes électroniques de puissance. Cette norme s'applique aussi bien aux fournisseurs qu'aux utilisateurs et couvrent toutes les plages de puissance. Dans ce standards les limites sont données par rapport au quotient du courant de court circuit au point de raccordement du réseau et du courant de charge fondamental [5], [8].

-La Norme IEEE 519-1992 : recommande notamment une distorsion harmonique de tension inférieur, à 5% pour les systèmes moins de 69KV [5].

-La Norme IEEE 1159 - 1995, IEEE Recommended Practice on Monitoring Electric Power Quality : cette norme réalise un bilan exhaustif et donne une définition de tous les phénomènes électromagnétiques qui ont lieu dans le réseau en fonction de leur contenu spectral, leur durée et leur amplitude [8].

- **BSI 5406**

Ces normes indiquent les limites strictes de distorsion de courant très difficiles à respecter pour les industriels pour garantir une bonne qualité de puissance.

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

- **La C.E.I. (Commission Électrotechnique Internationale)**

La CEI n'utilise le terme de qualité de l'énergie dans aucune de ces normes. En revanche, elle utilise le concept de "Compatibilité Électromagnétique". Ce concept est défini comme la capacité d'un dispositif, équipement ou système à fonctionner de façon satisfaisante dans son environnement électromagnétique sans introduire des perturbations électromagnétiques intolérables .Les normes de la CEI sont regroupées dans la publication CEI-61000 [8].

I.8. Solutions de dépollution harmonique du réseau électrique

Plusieurs solutions de réduction des harmoniques existent, ces méthodes basées sur les composants passifs ou actifs, peuvent être divisées en deux catégories [9] :

- Solutions traditionnelles
- Solutions modernes à base de l'électronique de puissance

I.8.1. Solutions traditionnelles

Les méthodes traditionnelles utilisent le filtre passif, ces dernières sont généralement construits comme des bras reliant des condensateurs et des bobines connectés en parallèle avec le réseau, leurs nombres dépendent des harmoniques à filtrer (5^{ème}, 7, 11, 13) [10].

Il s'agit de mettre en œuvre les moyens suivants :

- Inductance anti-harmonique de protection des condensateurs ;
- Inductance de lissage des courants ;
- Les filtres passifs qui sont utilisés pour empêcher les courants harmoniques de se propager dans le réseau électrique, ils peuvent aussi être utilisés pour la compensation de la puissance réactive.

I.8.1.2. Filtrage passif

Il consiste à placer en parallèle sur le réseau d'alimentation (Figure. I-1) une impédance de valeur très faible autour de la fréquence à filtrer et suffisamment importante à la fréquence du fondamental du réseau. Un filtre passif est constitué des éléments passifs tels que des inductances, des condensateurs et des résistances qui forment une impédance dont la valeur varie en fonction de la fréquence [11].

On connecte alors le filtre passif en parallèle avec le réseau de manière à absorber un harmonique du courant donné; si on veut par exemple éliminer le courant harmonique du rang 5 on dimensionne alors les éléments passifs de manière à ce que l'impédance équivalente du filtre soit la plus petite possible à la fréquence de l'harmonique à éliminer, le courant circulera alors dans l'impédance la plus faible c.-à-d. dans le filtre passif et donc plus dans l'impédance de court-circuit de réseau comme illustré dans la figure suivante :

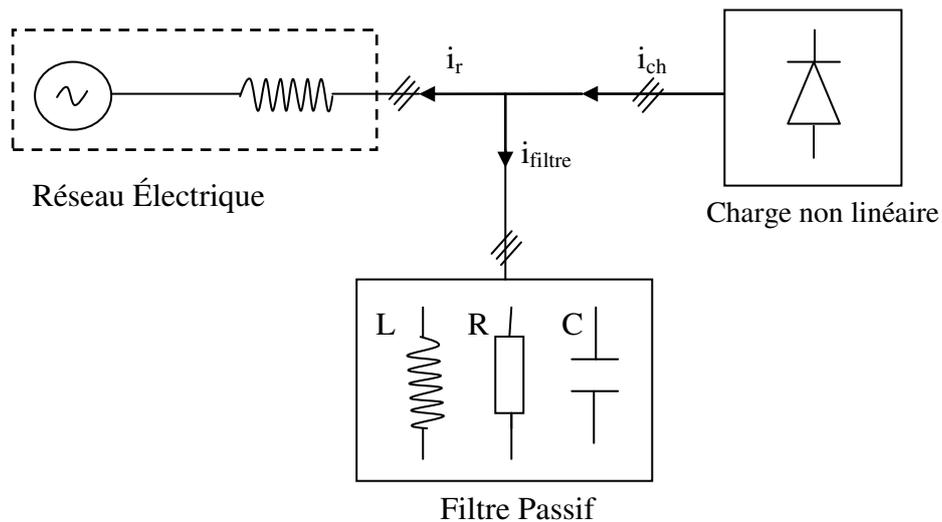


Fig.I.1 : Structure d'un filtre passif.

I.8.2. Solutions modernes à base de l'électronique de puissance

Le progrès remarquable réalisé d'une part dans le domaine des semi-conducteurs comme les IGBT, GTO et MOSFET ainsi que la maîtrise de leurs mise en œuvre et d'autre part l'existence de nouvelles méthodes de traitement analogique/ numérique du signal ont permis l'émergence des moyens modernes et efficaces pour faire face aux différentes perturbations affectant le système électrique [2] [3].

Parmi les moyens modernes on peut citer :

- Filtre actif : parallèle, série;
- Les convertisseurs à prélèvement sinusoïdal.

I.8.2.1. Les filtres actifs

Les filtres actifs de puissance sont composés d'un onduleur connecté au réseau par l'intermédiaire d'un filtre passif [6], [12], les avantages les plus importants de ces filtres actifs par rapport au filtre passif sont les suivants [6] :

- Le volume du filtre est plus réduit ;
- La capacité de filtrage est supérieure ;
- Flexibilité et adaptabilité très supérieures.

Ces filtres actifs présentent aussi des inconvénients :

- Leurs coûts élevés a limité leur implémentation dans l'industrie ;
- Les pertes sont plus élevées.

Deux différents types de filtres actifs sont distingués :

1. Filtre actif parallèle

Le filtre actif parallèle, appelé aussi compensateur shunt, présenté sur la figure. I-2 permet, avec une commande appropriée, de neutraliser les courants harmoniques des charges polluantes et de compenser les déséquilibres et les courants réactifs.

Généralement, une analyse préalable de la charge permet d'identifier les perturbations et de les compenser au niveau du réseau via le filtre actif parallèle. Le courant résultant côté réseau est de forme sinusoïdale, voire en phase avec la tension au point de raccordement dans le cas d'une compensation d'harmonique et du fondamental réactif [3], [13].

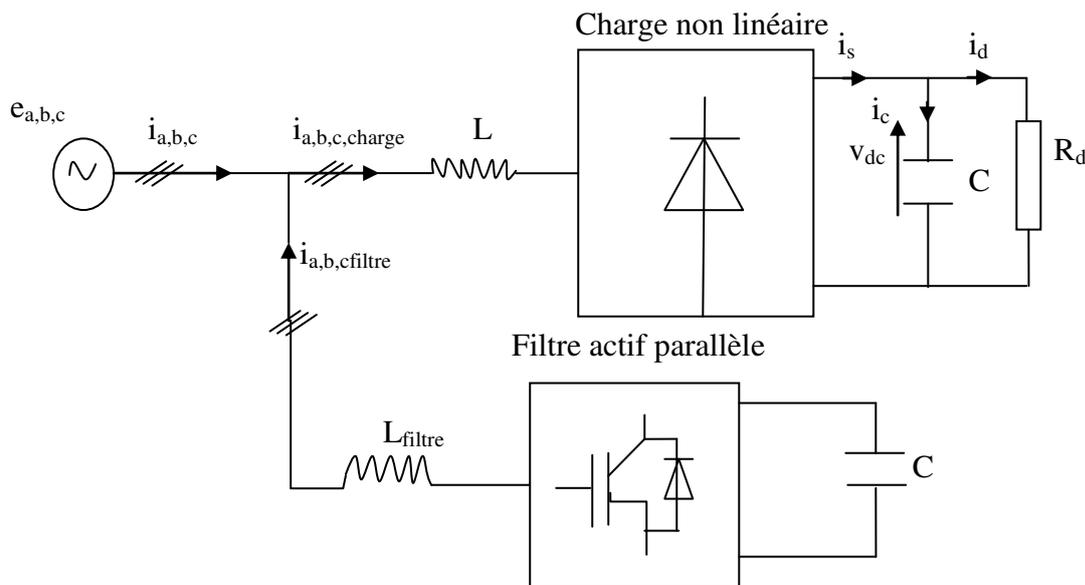


Fig.I.2 : Structure d'un filtre actif parallèle.

2. Filtre actif série

Ce filtre sert à filtrer les perturbations provenant du réseau, et se comporte comme une source de tension qui s'oppose aux perturbations de la tension harmonique venant du réseau en protégeant la charge des imperfections de la tension du réseau[3]. Il empêche les courants harmoniques consommés par la charge non linéaire de remonter vers la source. Ainsi la tension aux bornes de la charge à protéger est purement sinusoïdale [3]. L'élément de stockage de l'énergie d'un filtre actif série est conçu pour répondre aux exigences de compensation les plus sévères, notamment dans le cas de creux de tension de longue durée [14], [15].

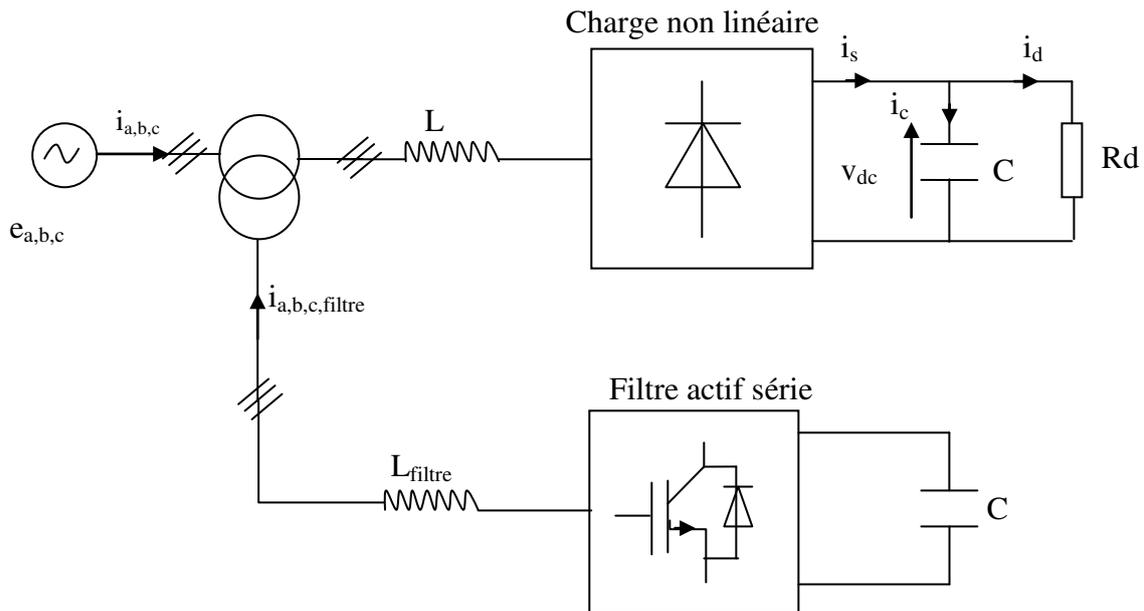


Fig.I.3 : Structure d'un filtre actif série.

I.8.2.2. Prélèvement sinusoïdal

L'accroissement des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques de type redresseur a connu un essor important aussi bien sur le plan industriel que domestique, c'est ainsi que le réseau de distribution est le siège de perturbations importantes que le distributeur a du mal à enrayer [3].

Ces convertisseurs sont polluants et absorbent des courants harmoniques qui ont un effet sur l'onde de tension délivrée. Devant ce constat il apparait important de développer sur le plan industriel des dispositifs de filtrage actif au niveau curatif et une démarche préventive afin de concevoir des alimentations non polluantes c.à.d. dotée d'une structure et d'un dispositif de commande rendant le courant prélevé le plus sinusoïdal possible.

Le prélèvement d'un courant sinusoïdal engendre une nouvelle structure de conversion AC/DC, différente de la version classique ou le courant peut être contrôlé. Dans ce contexte trois structures ont été développées et présentées dans la littérature, dont deux structures incluent une inductance pour pouvoir contrôler le courant absorbé [3]:

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

Dans notre étude on s'intéresse à la deuxième structure.

I.8.2.2.1. Redresseur MLI

Les redresseurs MLI sont des onduleurs exploitant leurs réversibilités en courant dans le deuxième mode de fonctionnement. Grâce à la commande MLI, ces convertisseurs peuvent prélever des courants sinusoïdaux sur le réseau alternatif et assurer aussi un facteur de puissance unitaire.

Selon le type d'onduleur utilisé, nous distinguerons deux structures de redresseur MLI :

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

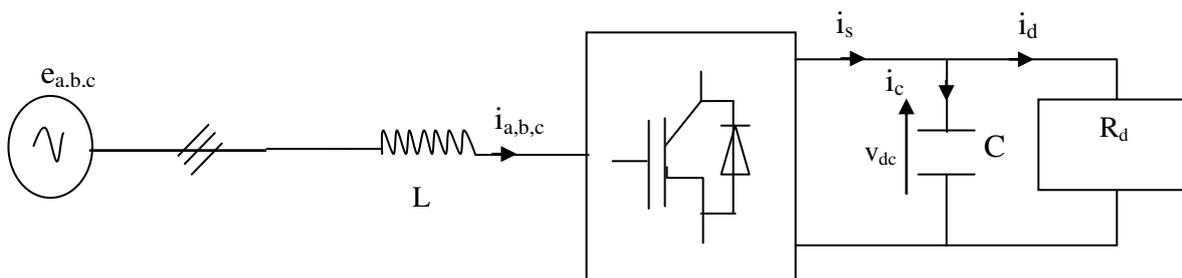


Fig.I.4 Redresseur à MLI.

1. Redresseur MLI de courant

La topologie du redresseur MLI de courant est illustrée sur la figure. I.5, il assure la conversion d'énergie entre une source de tension alternative et un récepteur de courant continu. Les interrupteurs sont unidirectionnels en courant mais bidirectionnels en tension.

L'utilisation des techniques MLI conduit à un courant côté alternatif ayant une pollution harmonique contrôlée, cette structure est souvent dotée d'un filtre de seconde ordre LC du côté alternatif [16], [17].

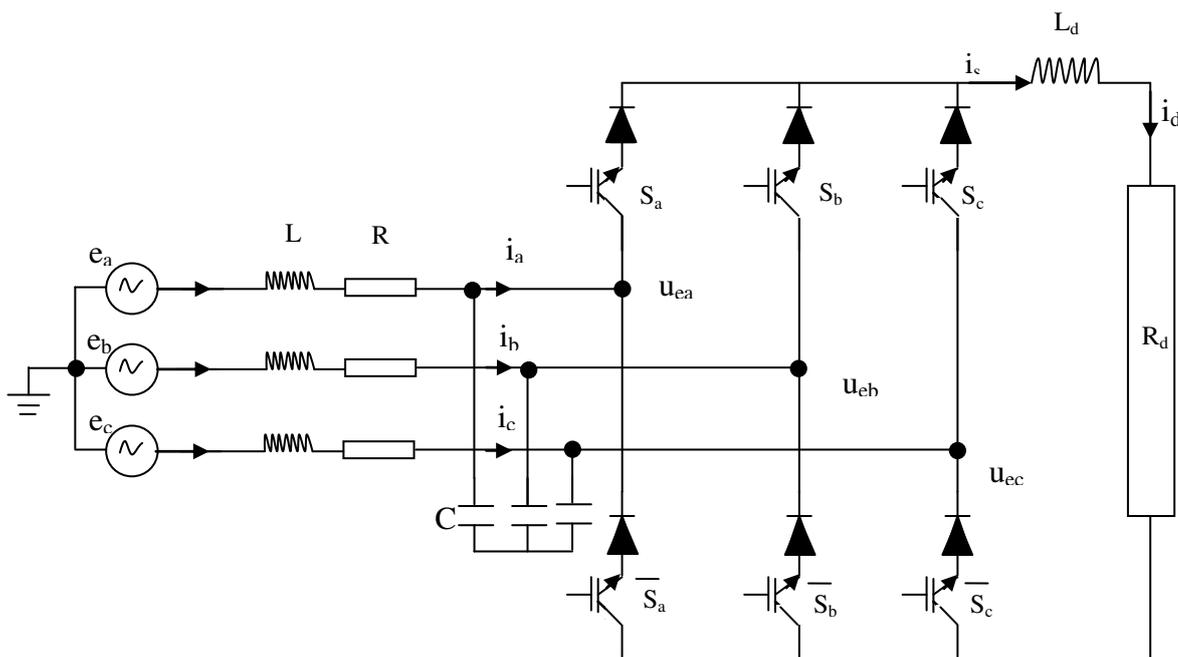


Fig.I.5 : Topologie d'un redresseur triphasé à MLI de courant.

3. Redresseur MLI de tension

Le redresseur MLI de tension est basé sur une structure d'onduleur de tension représenté sur la figure. I.6, chaque interrupteur est constitué d'un IGBT, composant commandé à l'amorçage et au blocage et d'une diode en antiparallèle [3].

Cet interrupteur est unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant, il peut donc contrôler de façon instantanée la forme d'onde des courants prélevés sur le réseau.

Il alimente une charge (active ou passive) en continu à partir d'un réseau alternatif, le courant absorbé étant sinusoïdal et éventuellement en phase avec la tension du réseau correspondant. Ce redresseur MLI permet d'atteindre un facteur de puissance unitaire et des harmoniques faibles via la commande choisie.

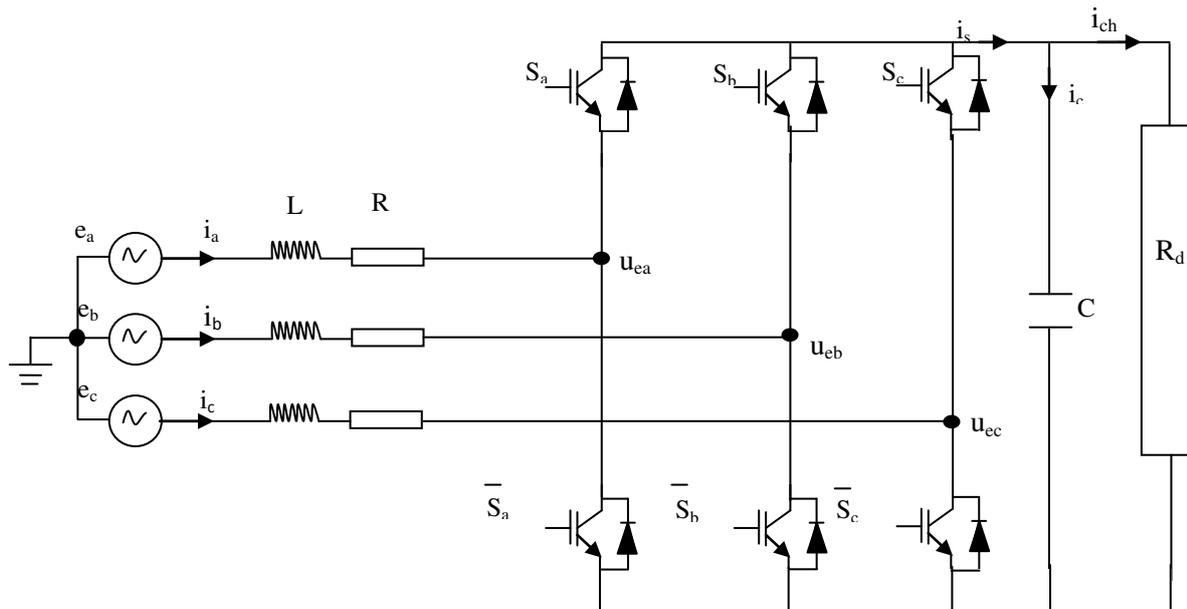


Fig.I.6 : Topologie d'un redresseur triphasé à MLI de tension.

On s'intéressera dans la suite de ce travail de recherche uniquement à la structure du redresseur MLI de tension. Elle constitue donc notre topologie support pour développer et implanter des stratégies de commande permettant le prélèvement de courants sinusoïdaux sur le réseau alternatif et le fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire.

I.9. La commande des convertisseurs AC/DC à MLI

Au cours des dernières années, des techniques variantes ont été proposées dans la littérature pour la commande des convertisseurs AC/DC à MLI, toutes ces stratégies visent à atteindre les mêmes objectifs à savoir le facteur de puissance unitaire et une forme d'onde de courant proche d'une sinusoïde.

Dans [19], les différentes techniques de contrôle du courant appliquées au redresseur à MLI sont classées en deux classes, contrôleur de courant linéaire (PI-Stationnaire, PI-repère tournant...) et contrôleur de courant non linéaire (contrôle par logique floue, réseaux de neurones, contrôle de courant par hystérésis...). Dans [20], les courants sont contrôlés dans le repère stationnaire ($\alpha\beta$) dont le principe est basé sur le calcul d'un vecteur de commande moyen par approche floue, et dans [21], le principe est basé sur le calcul d'une fonction de commande dans le repère tournant (dq), la régulation de la tension continue est assurée par un régulateur à base de la logique floue.

I.9.1. Contrôle du courant par hystérésis

Le contrôle du courant par hystérésis (hystérésis current control HCC) présenté dans [22, 23], fait partie des commandes non linéaires parce qu'elle fonctionne en tout ou rien, cela consiste à maintenir le courant dans une bande enveloppant sa référence comme la montre la figure .I.7. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation aux

interrupteurs. Elle présente de gros avantages au niveau de la robustesse et de la simplicité de mise en œuvre, possède un temps de réponse rapide au régime transitoire, une stabilité et une précision satisfaisante. Le seul paramètre qui reste à contrôler dans cette commande est la largeur de la bande d'hystérésis qui détermine l'erreur sur les courants et leurs références.

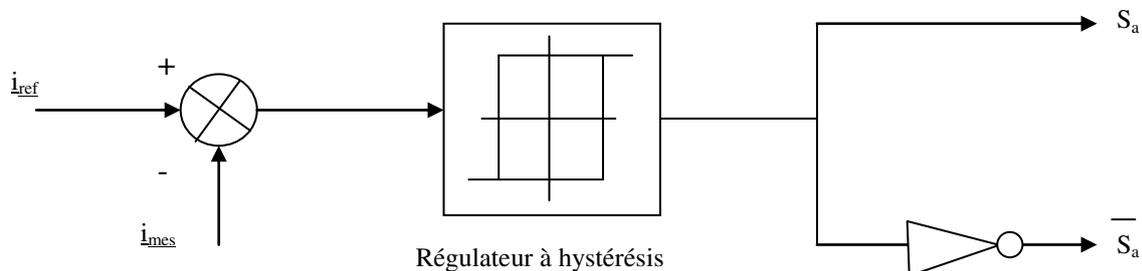


Fig.I.7 : Principe de contrôle du courant par hystérésis.

Le principal inconvénient de cette technique de modulation réside dans la fréquence de commutation qui est fortement variable. Ce qui génère un spectre harmonique étendu et très perturbé entraînant une difficulté de filtrage. Plusieurs travaux présentent des commandes par hystérésis améliorées [22-24], ce qui permet de maîtriser la durée minimale entre deux commutations successives ou de travailler à fréquence de commutation constante. Le principe de la génération des ordres de commande des interrupteurs est illustré sur la figure .I.8, où ΔI est la largeur de la bande à hystérésis.

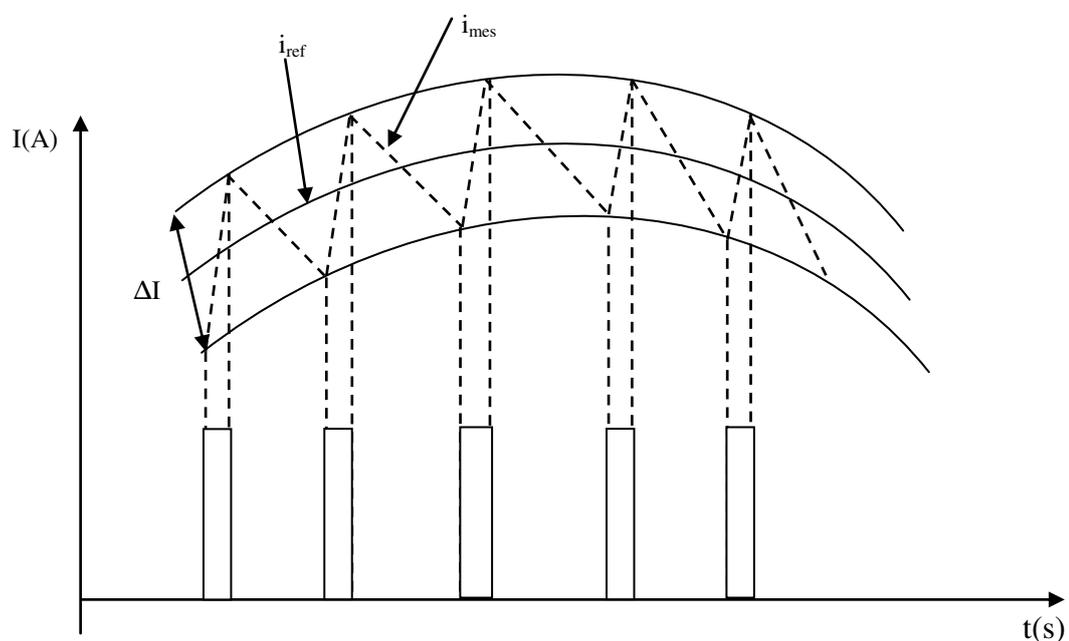


Fig.I.8 : Principe de génération des ordres de commande.

I.9.2. Contrôle par tension orientée (VOC) [29], [30]

Cette technique de commande est basée sur les transformées dans deux systèmes de coordonnées. Le premier est le système de coordonnées fixe (α - β), et le deuxième est le système de coordonnées tournant (d-q). Les valeurs mesurées de trois phases sont converties en système équivalent de deux phases (α - β) et sont alors transformées au système de coordonnées tournant.

Grâce à ce type de transformation, les grandeurs de commande sont des signaux continus, une transformation inverse (d-q)/(α - β) est réalisée sur la sortie du système de commande qui donne les signaux de référence du redresseur dans les coordonnées fixes

Dans le système de coordonnées tournantes (d-q) le vecteur courant \vec{i} a deux composantes perpendiculaires $\vec{i} = [i_d, i_q]$. Ainsi les puissances active et réactive peuvent être contrôlées d'une manière indirecte par les boucles internes intermédiaires des courants

La condition pour un facteur de puissance unitaire est obtenue quand le vecteur courant \vec{i} est aligné avec le vecteur tension \vec{e} en choisissant l'orientation de la tension vers l'axe d on obtient un modèle dynamique simplifié.

I.10. État de l'art et objectifs

I.10.1. État de l'art

Le contrôle des redresseurs à MLI peut être considéré comme un problème dual avec la commande des onduleurs à MLI, plusieurs stratégies ont été proposées dans les travaux de recherches récentes, bien que ces stratégies aient toutes le même objectif global exprimé par un facteur de puissance élevé et un contenu harmonique le plus faible possible.

La grande similitude entre une machine électrique alimentée par un onduleur triphasé et le redresseur à MLI triphasé connecté au réseau, a permis l'émergence d'une technique de contrôle analogue au DTC (Direct Torque Control) appelées Contrôle Direct de Puissance (Direct Power Control) DPC. La première configuration de ce type de contrôle a été proposée par T. Noguchi [27], pour un contrôle direct des puissances instantanées active et réactive du redresseur à MLI triphasé sans capteur de tension du réseau.

Ensuite, cette approche est développée, et différentes configurations ont été proposées par M. Malinowski [28], pour un contrôle direct des puissances instantanées active et réactive du redresseur à MLI triphasé par estimation du flux virtuels dont le but commun était d'assurer le prélèvement des courants sinusoïdaux tout en garantissant un facteur de puissance unitaire avec un contrôle découplé des puissances active et réactive.

Les différentes configurations de la commande directe de puissance DPC définie dans la littérature se divisent en deux catégories :

- ✓ **Commande Directe de Puissance basée sur l'estimation des tensions (V-DPC)** : utilise le vecteur de tension établissant des configurations du DPC basée sur la position du vecteur de tension dans le plan fixe $\alpha\beta$, les travaux ayant utilisé ce type de contrôle sont [27], [51], [52], [53] et [54] [61].
- ✓ **Commande Directe de Puissance basée sur l'estimation du flux virtuels (VF-DPC)** : utilise le flux virtuel, les configurations détaillées sont basées sur le calcul du flux virtuel dans le plan fixe $\alpha\beta$, les travaux ayant utilisé ce type de contrôle sont : [28], [55], [56], [57], [59], [60], et [70].

D'autres auteurs comme [37], [47], [50], [58] suggèrent d'associer le principe de la commande directe de puissance DPC avec SVM (Space Vector Modulation) DPC-SVM afin d'obtenir une fréquence de commutation constante sans utilisation de la table de commutation.

La commande directe de puissance est utilisée dans le redresseur à trois niveaux [62], [63] et aussi dans les énergies renouvelables telles que l'énergie éolienne et solaire, afin d'assurer une meilleure qualité d'énergie électrique présentée, dans des travaux de recherche récentes [64], [65] et [66].

Par ailleurs, il est intéressant de mentionner que la majorité des travaux utilisant la commande DPC est appliquée aux redresseurs à MLI et peut s'intéresser aux filtres actifs [67], [68].

I.10.2. Objectifs

Ces dernières années les recherches dans le domaine de l'élimination des perturbations dans les réseaux électriques, portent sur des structures des convertisseurs et des méthodes de contrôle pouvant prélever des courants de forme d'onde la plus sinusoïdale possible sur une source alternative.

Le développement des méthodes de contrôle des redresseurs MLI est possible grâce au développement des dispositifs semi conducteurs et aux techniques numériques qui permettent un fonctionnement rapide, ce qui offre la possibilité de l'implémentation en temps réel des algorithmes sophistiqués.

Un contrôle approprié peut provoquer l'amélioration des performances des redresseurs MLI et la réduction des composantes passives ainsi que l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique.

Une technique intéressante de réduction des courants harmoniques dans le réseau électrique est l'utilisation des redresseurs MLI qui permet de produire une tension continue à partir d'une source alternative mais absorbant sur le réseau des courants sinusoïdaux et un facteur de puissance élevé (unitaire).

L'objectif premier de ces convertisseurs commandés en MLI est de

- Délivrer un courant proche d'une sinusoïde (**THD<5%**) ;
- Diminuer la taille des dispositifs de filtrage ;
- Contrôle de la puissance réactive ;
- Assurer le transfert bidirectionnel de la puissance sans introduction d'un pont auxiliaire ;
- Introduire la commande numérique pour les convertisseurs MLI.

L'objectif de notre travail de recherche consiste en :

- L'étude du redresseur MLI de tension triphasé fonctionnant à un facteur de puissance unitaire par la commande directe de puissance (DPC) dont le but est d'obtenir un réglage performant de la tension du bus continu et aussi un prélèvement des courants sinusoïdaux sur le réseau électrique pour diminuer les perturbations harmoniques et avoir une très bonne qualité d'énergie sur celui-ci.
- L'application des différentes techniques avancées sur la commande directe de puissance pour avoir un meilleur réglage de la tension continue et aussi la sélection du vecteur de commande optimal.
- L'implémentation en temps réel de la commande directe de puissance du redresseur MLI sur DSPace.

I-11 : Conclusion

Dans ce chapitre nous avons abordé la problématique des harmoniques, et les perturbations affectant la tension du réseau et dégradant ainsi la qualité de l'énergie électrique. Nous nous sommes intéressés aux convertisseurs statiques et plus particulièrement à ceux qui sont en partie à l'origine de la pollution harmonique et la détérioration du facteur de puissance des réseaux.

De nombreuses solutions traditionnelles et modernes de dépollution harmonique ont été présentées et comparées, notamment les techniques de filtrage et compensation à base d'éléments passifs présentant de nombreuses contraintes.

Le redresseur à MLI est parmi les solutions prometteuses. Avec un contrôle approprié il peut remédier de lui-même à la génération des courants harmoniques.

C'est ainsi que dans l'objectif de commander et d'améliorer la qualité d'énergie électrique nous étudierons dans le prochain chapitre, le redresseur à MLI, nous nous intéresserons particulièrement au développement du modèle mathématique du redresseur à MLI triphasé de tension et une nouvelle stratégie de commande de ces convertisseurs sera proposée.

Chapitre. II :

Commande Directe de Puissance d'un redresseur à MLI

Ce chapitre présente en premier lieu le principe de fonctionnement du redresseur à MLI, ainsi que celui de la technique de commande directe de puissance (DPC), il donne ensuite un aperçu général sur les techniques de commande avancées. Dans la première partie on détaillera les différentes topologies, le principe de fonctionnement et la modélisation dans les différents repères du pont redresseur MLI à structure tension triphasée. En suite dans la deuxième partie, une nouvelle technique de commande du redresseur à MLI est présentée, cette dernière est développée par analogie au contrôle direct du couple (DTC) des machines à induction. Elle est basée sur l'erreur entre les puissances active et réactive instantanées estimées et leurs références, c'est la commande directe de puissance (DPC). Les notions de base de la logique floue, les réseaux de Pétri, ainsi que le principe de leurs exploitation dans la commande des systèmes seront abordés dans la troisième partie de ce chapitre.

Sommaire :

II.1. Introduction	24
II.2.Topologies des redresseurs à MLI.....	24
II.3. Principe de fonctionnement d'un redresseur à MLI.....	27
II.4. Présentation vectorielle	30
II.5.Le modèle mathématique du redresseur à MLI.....	31
II.6.Calcul des puissances instantanées.....	34
II.7.Commande directe de puissance.....	36
II.8. Logique floue.....	41
II.9.Les réseaux de Pétri.....	43
II.10. Conclusion	45

II.1 Introduction

On constate que les convertisseurs AC-DC à thyristors sont les plus utilisés. Ces convertisseurs présentent un facteur de puissance qui diminue lorsque l'angle d'amorçage des thyristors augmente et injectent des courants harmoniques dans le réseau électrique de distribution [8].

Le développement technologique des semi-conducteurs et l'apparition des nouvelles techniques de commande des redresseur à MLI telle que la commande vectorielle basée sur le contrôle des courants dans le repère tournant synchrone d-q appelée VOC (Voltage Oriented Control), et les techniques de modulation de la largeur d'impulsion ont encouragé plusieurs chercheurs à orienter leurs travaux dans ce domaine, dans le but de concevoir des convertisseurs plus performants à facteur de puissance unitaire et à faible taux de distorsion harmonique (THD) [8], [73].

L'accroissement des charges non linéaires caractérisées par des exigences technologiques très particulières a permis l'élaboration de plusieurs techniques de commande des convertisseurs statiques telles que le VOC (Voltage Oriented Control) contrôlé par un régulateur à base de la logique floue présenté dans [73].

Plusieurs stratégies de contrôle ont été présentées dans des travaux récents [66], pour ce type de convertisseurs à MLI. Ces stratégies de contrôle ont toutes le même objectif global : un facteur de puissance élevé et un courant de forme proche d'une sinusoïde.

Ces dernières années, les chercheurs s'intéressent de plus en plus à la commande directe de puissance (Direct Power Control) DPC, cette dernière garantit un contrôle découplé de la puissance active et réactive instantanées et de bonnes performances dynamiques.

Dans ce chapitre nous étudierons dans un premier lieu le principe de fonctionnement du redresseur à MLI et la technique de commande directe de puissance et dans un deuxième lieu nous donnerons un aperçu général sur les techniques intelligentes telles que la logique floue et les réseaux de Pétri.

II.2 Topologies des redresseurs

Le pont de diodes, non commandé (voir figure. II.1) a l'avantage d'être simple, robuste et moins coûteux, mais le flux de puissance dans ce pont est unidirectionnel. En plus, il présente un bas facteur de puissance et génère un courant très riche en harmoniques.

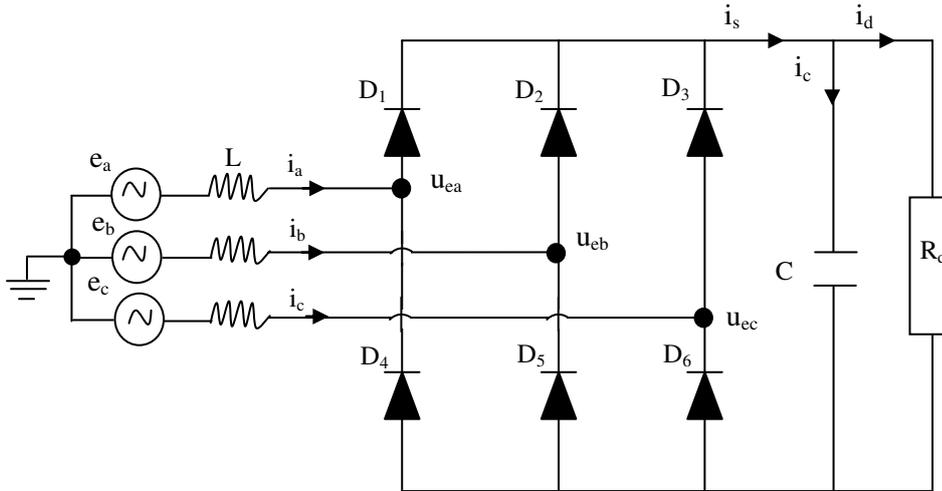
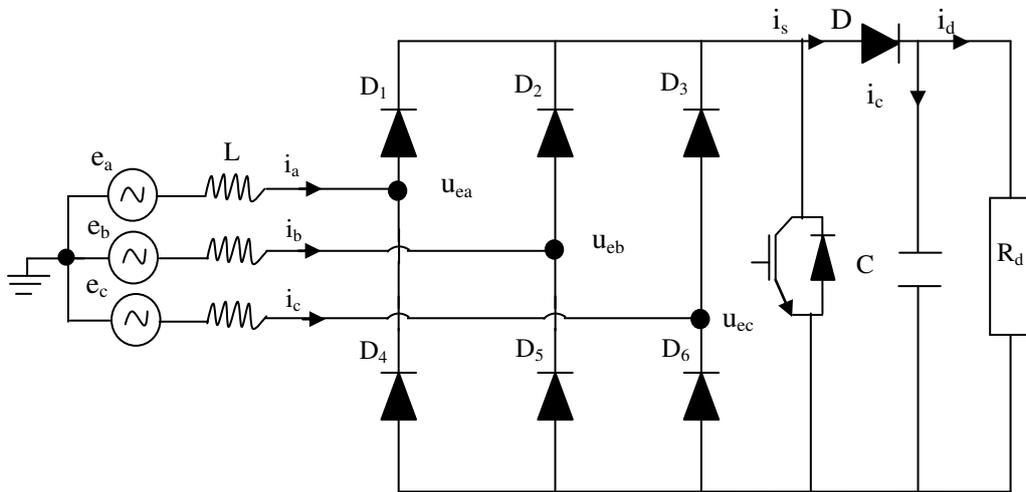
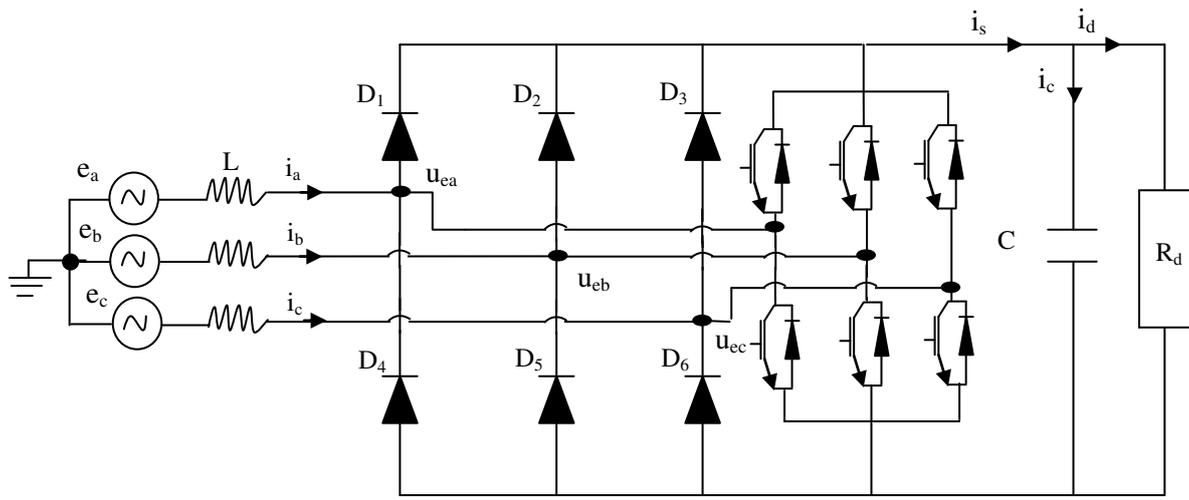


Fig. II.1 : pont de diodes.

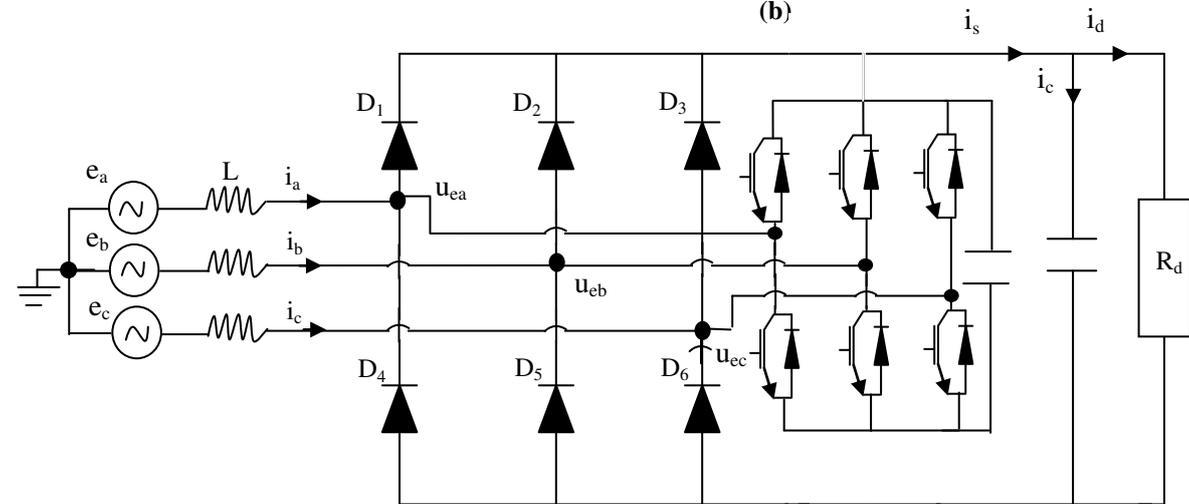
La topologie de la figure. II.2(a) présente une solution simple pour augmenter la tension continue de sortie de ces convertisseurs. C'est un dispositif important pour les entraînements à vitesse variable. L'inconvénient principal de cette solution est la basse fréquence de distorsion du courant de ligne. Les topologies (b) et (c) utilisent un module d'un redresseur à MLI, avec un courant de taux très bas (comparé au courant de la topologie (e)). Ils permettent la possibilité du freinage par récupération pour la topologie (b) et le filtrage actif pour la topologie (c). La figure. II.2 (d) présente un convertisseur à trois niveaux appelé redresseur de Vienna, mais la commutation forcée typique n'est pas requise [10].



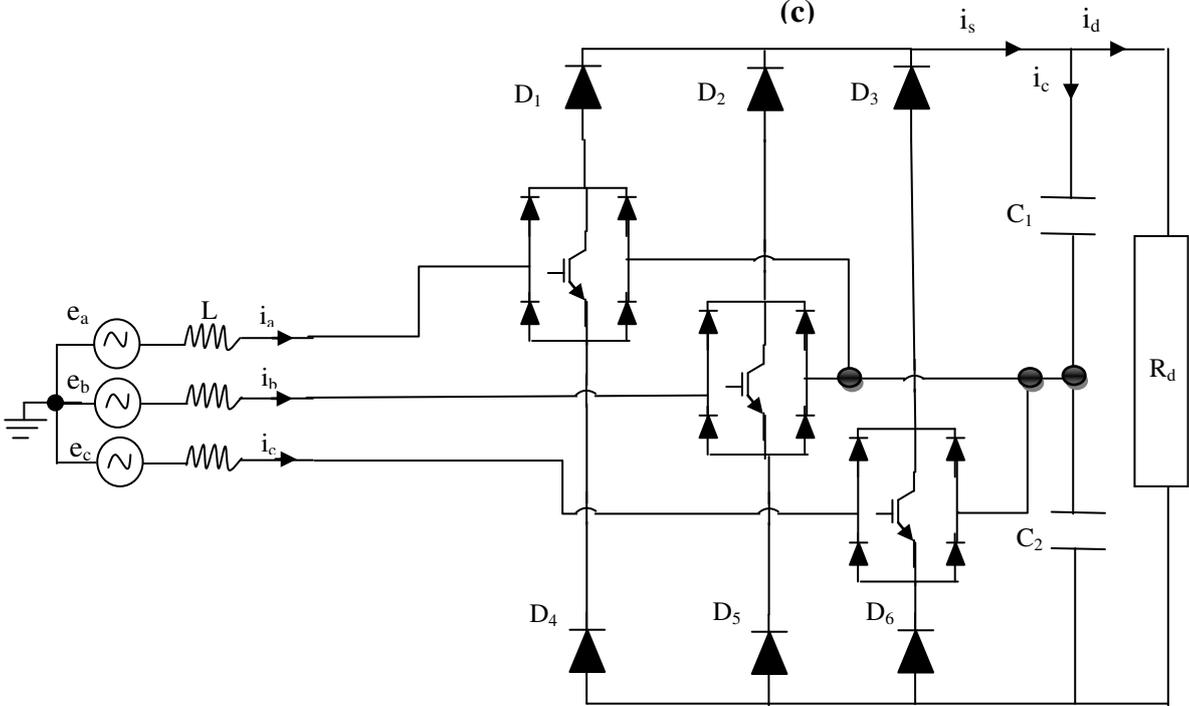
(a)



(b)



(c)



(d)

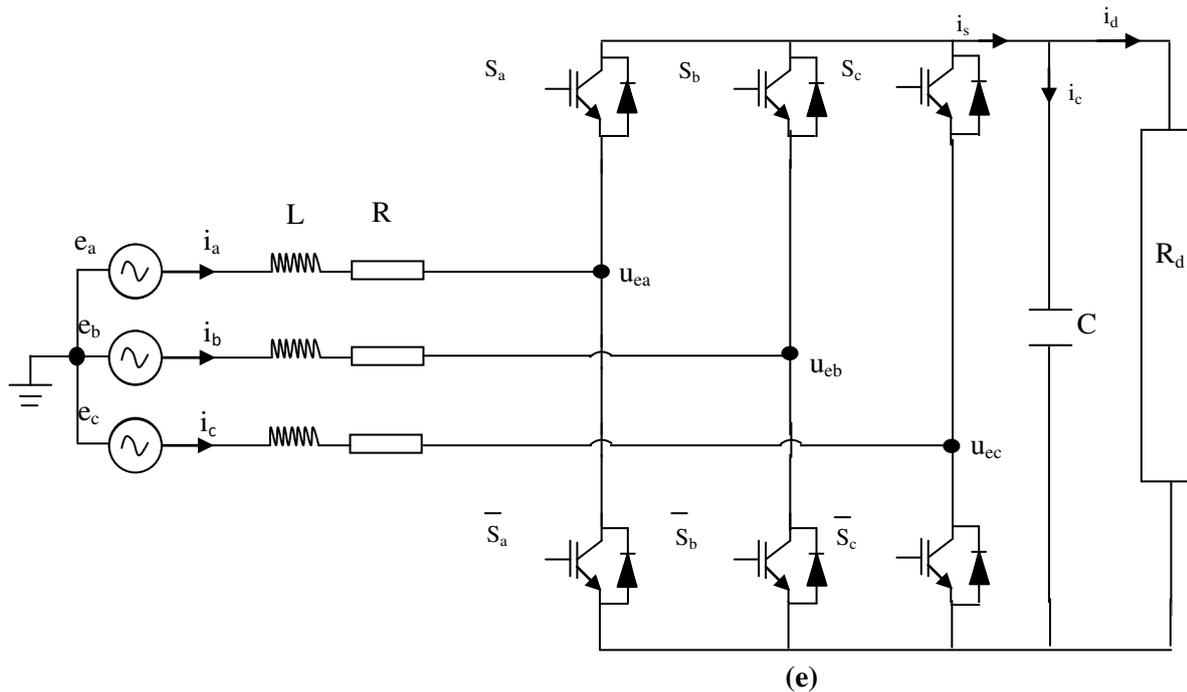


Fig.II.2 : a) Un simple convertisseur survolteur. b) pont de diode avec module pour freinage par récupération. c) Pont de diode avec un module pour le filtrage actif. d) Redresseur de Vienna (Convertisseur à trois niveaux). e) Redresseur à MLI (Convertisseur à deux niveaux).

II.3 Principe de fonctionnement d'un redresseur à MLI

La figure. II.3 montre le circuit d'un redresseur à MLI à structure tension triphasé et son schéma équivalent pour une seule phase.

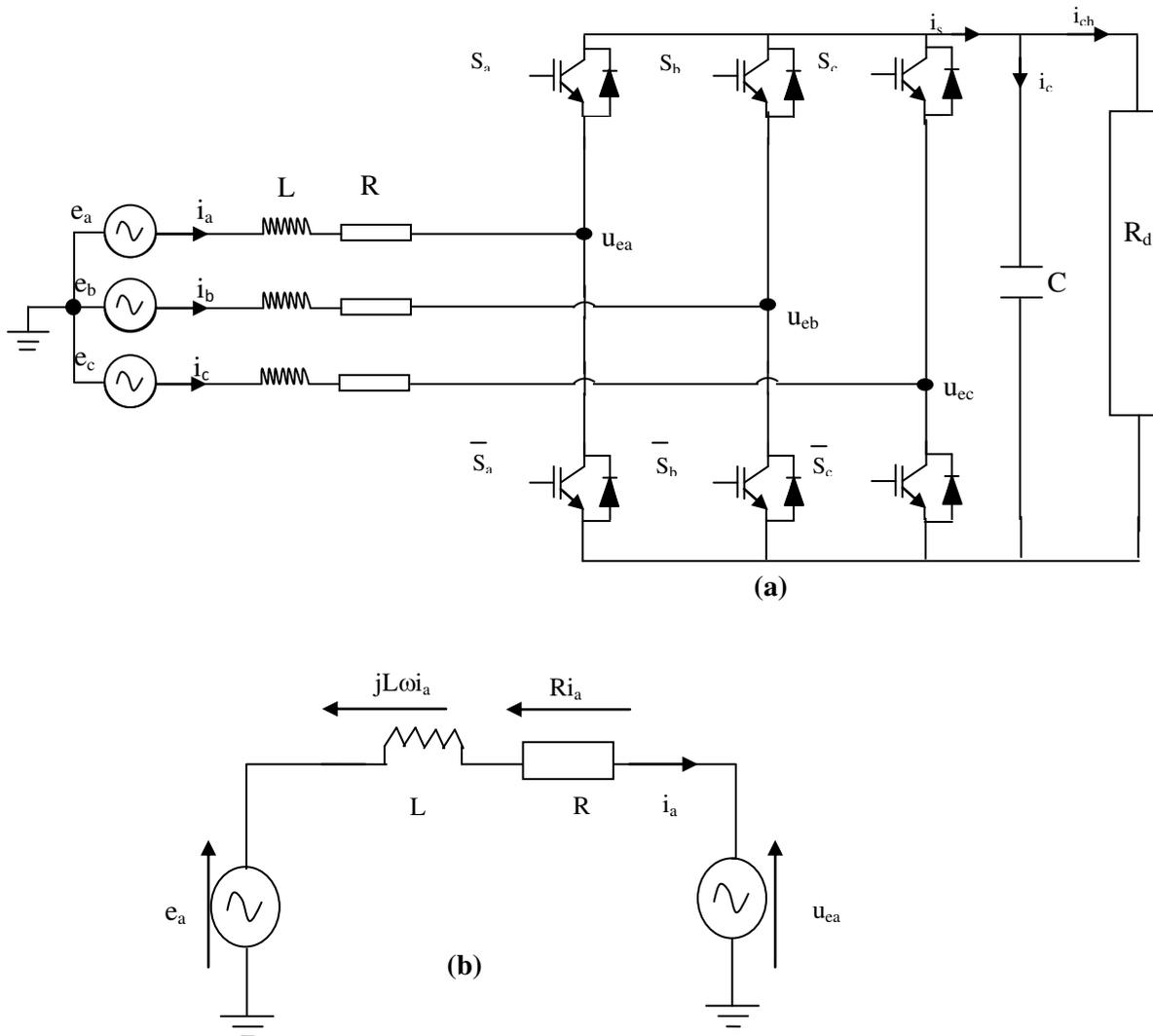


Fig. II.3 : Représentation simplifiée d'un redresseur à MLI triphasé à flux de puissance bidirectionnel. a) Circuit principal, b) schéma équivalent d'une seule phase (a).

Les inductances connectées entre l'entrée du redresseur et la ligne, sont une partie intégrée du circuit. Elles fournissent à la source et au convertisseur les caractères d'une source de courant et convertisseur survolteur respectivement [4].

La chute de tension aux bornes de l'impédance du réseau est égale à la différence entre la tension e_a et la tension U_{ea} . Cette dernière permet le contrôle du courant en phase et en amplitude. La valeur moyenne et le signe du courant redressé sont proportionnels à la puissance active conduite par le convertisseur.

La puissance réactive peut être contrôlée indépendamment par le décalage du fondamental du courant i_a , par rapport à la tension de ligne e_a .

La figure .II.4 présente le diagramme vectoriel du redresseur triphasé, général (a) et sous un facteur de puissance unitaire (b).

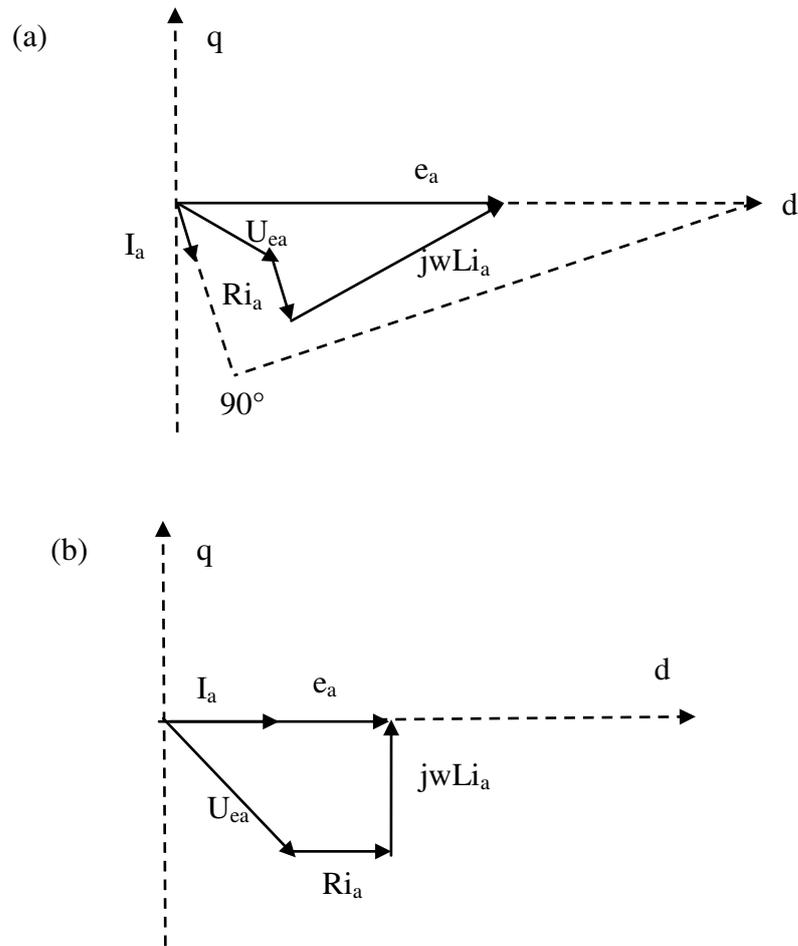


Fig. II.4 Diagramme vectoriel du redresseur à MLI : (a) général, (b) facteur de puissance unitaire

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs du redresseur représenté dans la figure. II.3.a dépendent de l'état des signaux de commande (S_a, S_b, S_c) comme ci-dessous

$$S_a = \begin{cases} 1 & T_1 \text{ fermée, } T_4 \text{ ouvert} \\ 0 & T_4 \text{ fermée, } T_1 \text{ ouvert} \end{cases}$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & T_2 \text{ fermée, } T_5 \text{ ouvert} \\ 0 & T_5 \text{ fermée, } T_2 \text{ ouvert} \end{cases}$$

$$S_c = \begin{cases} 1 & T_3 \text{ fermée, } T_6 \text{ ouvert} \\ 0 & T_6 \text{ fermée, } T_3 \text{ ouvert} \end{cases}$$

Ainsi le redresseur à MLI peut être représenté par huit états de commande possible (Tableau II.1) dont six sont actifs et deux sont nuls.

II.4 Représentation vectorielle

La représentation vectorielle consiste à placer le vecteur de commande dans le référentiel biphasé obtenu par la transformation de Clark. Les commutations possibles des interrupteurs peuvent être effectuées sur trois états (S_a, S_b, S_c), les commandes sont données par le Tableau II.1, qui permet de trouver toute combinaison des interrupteurs donnée. Le vecteur obtenu dans le référentiel ($\alpha\beta$), ceci donne le polygone de commutation de la Fig. II.5

S_a	S_b	S_c	U_{ea}	U_{eb}	U_{ec}	V_k	$U_{e\alpha}$	$U_{e\beta}$
0	0	0	0	0	0	V_0	0	0
0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	V_5	$\frac{-V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{-V_{dc}}{\sqrt{2}}$
0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	V_3	$\frac{-V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$
0	1	1	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	V_4	$-\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$	0
1	0	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	V_1	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$	0
1	0	1	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	V_6	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{-V_{dc}}{\sqrt{2}}$
1	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	V_2	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$
1	1	1	0	0	0	V_7	0	0

Tableau II.1

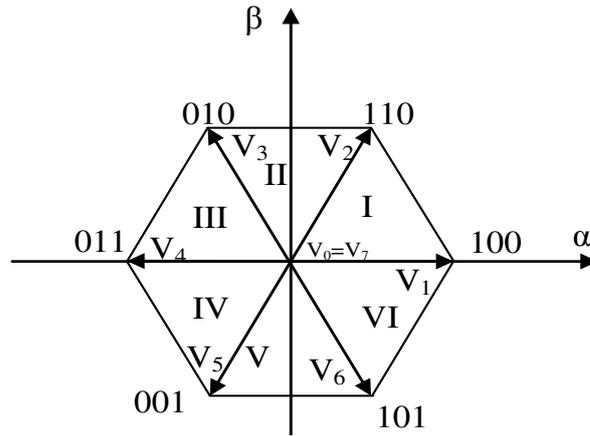


Fig. II.5 : Représentation du polygone de commutation

Les huit vecteurs de tension possibles sont exprimés par l'équation suivante :

$$V_k = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc} e^{jk\frac{\pi}{3}} \quad (\text{II-1})$$

Avec : $k=1,2,\dots,6$. $V_0 = V_7 = 0$

II.5 Modèle mathématique du redresseur à MLI triphasé

II.5.1 Modèle du redresseur dans le repère abc

L'équation de tension par phase de redresseur triphasé donnée par la figure (Fig. II.3) est :

$$\overline{e_{abc}} = R\overline{i_{abc}} + L \frac{d\overline{i_{abc}}}{dt} + \overline{u_{eabc}} \quad (\text{II-2})$$

Le courant redressé est donné par l'équation suivante :

$$i_s = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (\text{II-3})$$

Alors les équations des trois phases associées à la charge sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} L \frac{di_a}{dt} = e_a - Ri_a - u_{ea} \\ L \frac{di_b}{dt} = e_b - Ri_b - u_{eb} \\ L \frac{di_c}{dt} = e_c - Ri_c - u_{ec} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) - i_{ch} \end{array} \right. \quad (\text{II-4})$$

Connaissant l'état de chaque interrupteur on peut définir la matrice de conversion du redresseur.

Les tensions simple (u_{ea} , u_{eb} , u_{ec}) s'exprime par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} u_{ea} \\ u_{eb} \\ u_{ec} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-5})$$

en remplaçant l'expression (II-5) dans (II-4) on trouve :

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = e_a - Ri_a - \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} v_{dc} \\ L \frac{di_b}{dt} = e_b - Ri_b - \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} v_{dc} \\ L \frac{di_c}{dt} = e_c - Ri_c - \frac{2S_c - S_b - S_a}{3} v_{dc} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) - i_{ch} \end{cases} \quad (\text{II-6})$$

Avec :

$$\begin{aligned} u_{ea} &= \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} v_{dc} \\ u_{eb} &= \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} v_{dc} \\ u_{ec} &= \frac{2S_c - S_b - S_a}{3} v_{dc} \end{aligned} \quad (\text{II-7})$$

II.5.2 Modèle du redresseur dans le repère fixe ($\alpha\beta$)

Pour réécrire le modèle de redresseur sous une forme simplifiée, on utilise la théorie de la transformation triphasé / biphasé Virtuel. Ce qui donne :

$$\begin{cases} L \frac{di_\alpha}{dt} = e_\alpha - Ri_\alpha - u_{e\alpha} \\ L \frac{di_\beta}{dt} = e_\beta - Ri_\beta - u_{e\beta} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = (S_\alpha i_\alpha + S_\beta i_\beta) - i_{ch} \end{cases} \quad (\text{II-8})$$

Ou

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-9})$$

Et

$$\begin{bmatrix} u_{e\alpha} \\ u_{e\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ea} \\ u_{eb} \\ u_{ec} \end{bmatrix} \quad (\text{II-10})$$

Les courant s'expriment par :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-11})$$

$$u_{e\alpha} = S_\alpha v_{dc} \quad , \quad u_{e\beta} = S_\beta v_{dc} \quad (\text{II-12})$$

Avec

$$S_\alpha = \frac{1}{\sqrt{6}} (2S_a - S_b - S_c) \quad \text{et} \quad S_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c) \quad (\text{II-13})$$

II.5.3 Modèle du redresseur dans le repère synchrone (dq)

Dans le repère synchrone (d-q) le modèle transformé devient :

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = e_d - Ri_d - u_{ed} + l\omega i_q \\ L \frac{di_q}{dt} = e_q - Ri_q - u_{eq} - l\omega i_d \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = (S_d i_d + S_q i_q) - i_{ch} \end{cases} \quad (\text{II-14})$$

Le passage du système diphasé exprimé dans le référentiel immobilier ($\alpha\beta$) au système diphasé exprimé dans le référentiel synchrone (dq) fait appel à la matrice de rotation suivante :

$$\begin{bmatrix} u_{ed} \\ u_{eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{e\alpha} \\ u_{e\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II-15})$$

Par conséquent, les états de commande exprimée dans le repère (dq) sont donnés :

$$S_d = S_\alpha \cos \omega t + S_\beta \sin \omega t \quad \text{et} \quad S_q = S_\beta \cos \omega t - S_\alpha \sin \omega t \quad (\text{II-16})$$

Les tensions sont transformées par :

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II-17})$$

Les courants sont transformés par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II-18})$$

II.6 Calcul des puissances instantanées

II.6.1 Calcul des puissances instantanées dans le repère abc

La puissance active instantanée est définie par le produit scalaire entre les courants et les tensions de ligne par contre la puissance réactive instantanée est définie par leur produit vectoriel.

$$P = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \quad (\text{II-19})$$

$$Q = \frac{1}{\sqrt{3}} [(e_b - e_c) i_a + (e_c - e_a) i_b + (e_a - e_b) i_c]$$

La puissance apparente complexe S peut être exprimée par l'expression suivante [18] :

$$\bar{S} = P + jQ$$

$$\bar{S} = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c + j \frac{1}{\sqrt{3}} [(e_b - e_c) i_a + (e_c - e_a) i_b + (e_a - e_b) i_c] \quad (\text{II-20})$$

II.6.2 Calcul des puissances instantanées dans le repère fixe ($\alpha\beta$)

Les tensions dans le référentiel (abc) sont données par :

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II-21})$$

De même pour les courants :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II-22})$$

En remplaçant (II-20) et (II-21) dans (II-19) on trouve :

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & -e_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II-23})$$

Dans le côté continu, la puissance est donnée par l'équation suivante :

$$P = V_{dc} \cdot i_s \quad (\text{II-24})$$

i_s : le courant à la sortie du redresseur

De (II-23) et (II-24) le courant de sortie du redresseur est calculé par la relation suivante :

$$i_s = \frac{e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta}{V_{dc}} \quad (\text{II-25})$$

Pour trouver le modèle d'état du redresseur MLI triphasé dans les coordonnées stationnaires ($\alpha\beta$), on remplace le courant i_s par son expression (II-24) dans (II-8):

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = \frac{1}{L}(e_\alpha - u_{e\alpha} - Ri_\alpha) \\ \frac{di_\beta}{dt} = \frac{1}{L}(e_\beta - u_{e\beta} - Ri_\beta) \\ \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta}{CV_{dc}} - \frac{V_{dc}}{R_d} \end{cases} \quad (\text{II-26})$$

II-6-3 Calcul des puissances instantanées dans le repère synchrone (dq)

Les relations entre les tensions et les courants dans les deux repères ($\alpha\beta$), (dq) sont exprimées par :

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} u_{e\alpha} \\ u_{e\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ed} \\ u_{eq} \end{bmatrix} \quad (\text{II-27})$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{II-28})$$

En remplaçant les équations (II-27) et (II-28) dans l'équation (II-23) on trouve :

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d & e_q \\ e_q & -e_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{II-29})$$

Le courant de sortie de redresseur à MLI dans le repère (dq) est donné par :

$$i_s = \frac{e_d i_d + e_q i_q}{V_{dc}} \quad (\text{II-30})$$

Pour trouver le modèle d'état du redresseur à MLI triphasé dans les coordonnées synchrones on remplace (II-29) dans (II-14) on obtient :

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= \frac{1}{L}(e_d - u_{ed} - Ri_d) - \omega i_q \\ \frac{di_q}{dt} &= \frac{1}{L}(e_q - u_{eq} - Ri_q) + \omega i_d \\ \frac{dV_{dc}}{dt} &= \frac{e_d i_d + e_q i_q}{CV_{dc}} - \frac{V_{dc}}{R_d} \end{aligned} \quad (\text{II-31})$$

II.7 La commande directe de puissance

Dans cette partie, on présente une nouvelle technique de commande des redresseurs à MLI.

Le contrôle des redresseurs à MLI peut être considéré comme un problème dual avec la commande des onduleurs à MLI, (voir figure. II-6) [3], [10], plusieurs stratégies de commande ont été présentées dans des travaux récents [69], elles sont basées sur des boucles de régulation internes de courants, pour atteindre le même but global.

Par contre la nouvelle technique proposée, à savoir la commande directe de puissance DPC, il n'y a pas de boucle de régulation interne de courant. Cette technique est développée par analogie au contrôle direct de couple des machines à induction DTC basée sur l'erreur entre les puissances active et réactive estimées et leurs références [3], [10].

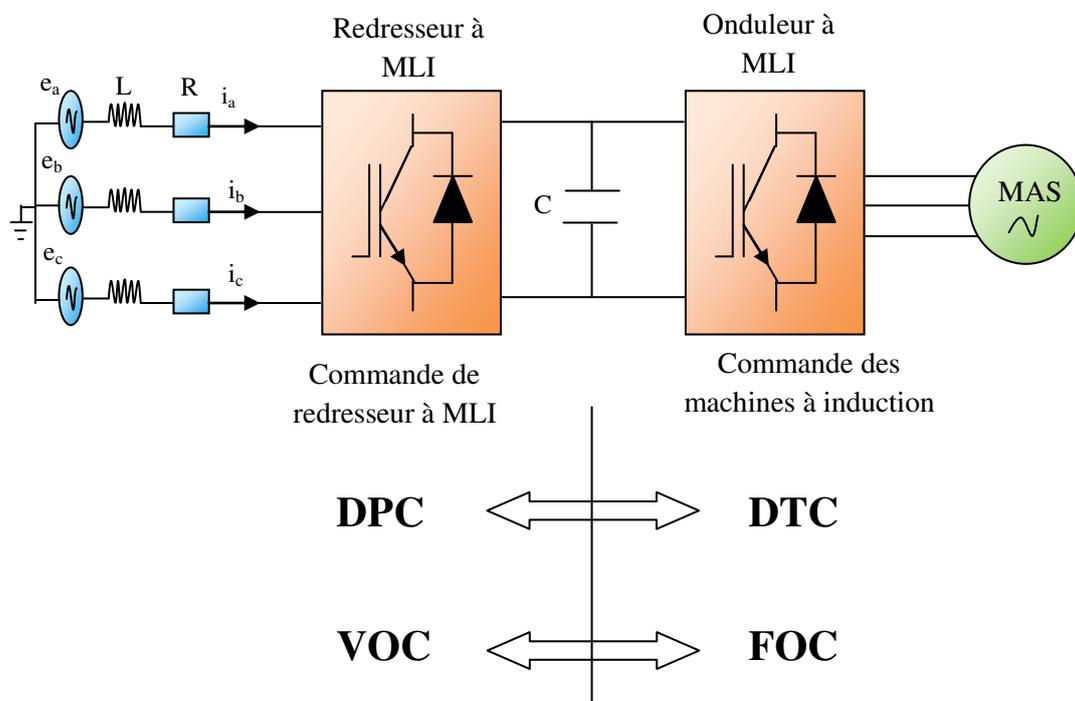


Fig. II.6 : Relation entre le contrôle des redresseurs à MLI et les onduleurs à MLI alimentant un moteur à induction.

Les nouvelles techniques de contrôle des redresseurs à MLI, peuvent être généralement classées en deux techniques, voir figure. II.7 [25] :

- Techniques basées sur la tension.
- Techniques basées sur le flux virtuel

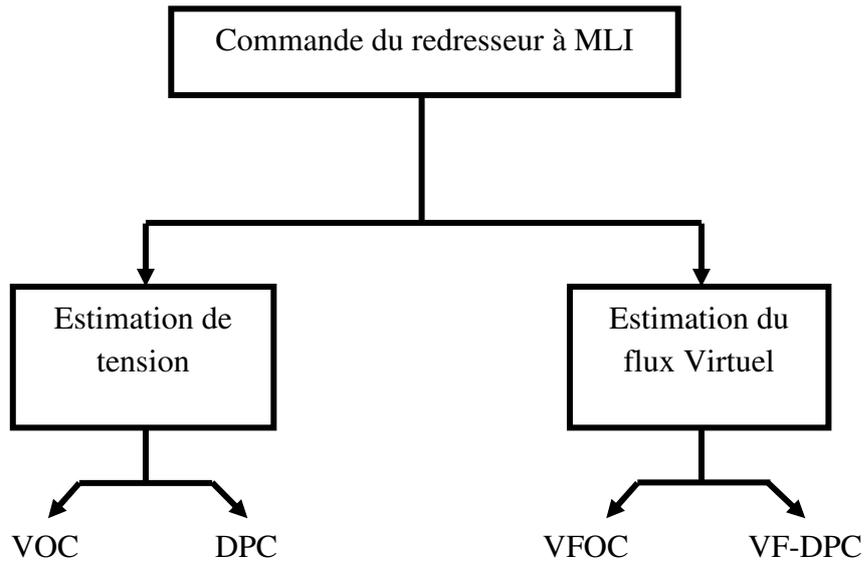


Fig. II.7 : Classification des méthodes de contrôle d'un redresseur à MLI.

II.7.1 Principe de fonctionnement de la DPC

La structure globale de la DPC, utilisant une table de commutation, appliquée au pont redresseur à MLI triphasé est illustrée sur la figure. II.8. Elle est analogue à celle du contrôle direct de couple (DTC) des machines à induction. Au lieu du couple et du flux statorique, c'est les puissances instantanées active et réactive qui sont les grandeurs contrôlées [3], [10].

La DPC consiste à sélectionner un vecteur de commande d'après une table de commutation. Cette dernière est fondée sur l'erreur numérisée S_p , S_q des puissances active et réactive instantanées, aussi bien que sur la position angulaire de la tension estimée. Le plan $(\alpha\beta)$ est divisé en douze secteurs, pour déterminer le secteur de travail [26], [27], [32] et [35].

La référence de la puissance active est obtenue par la multiplication de la sortie du régulateur et la tension du bus continue (régulateur PI ou FLC) [35], pour contrôler l'erreur entre la tension captée (continue) et sa référence. Tandis que pour réaliser un facteur de puissance unitaire, la puissance réactive de référence est directement imposée égale à zéro.

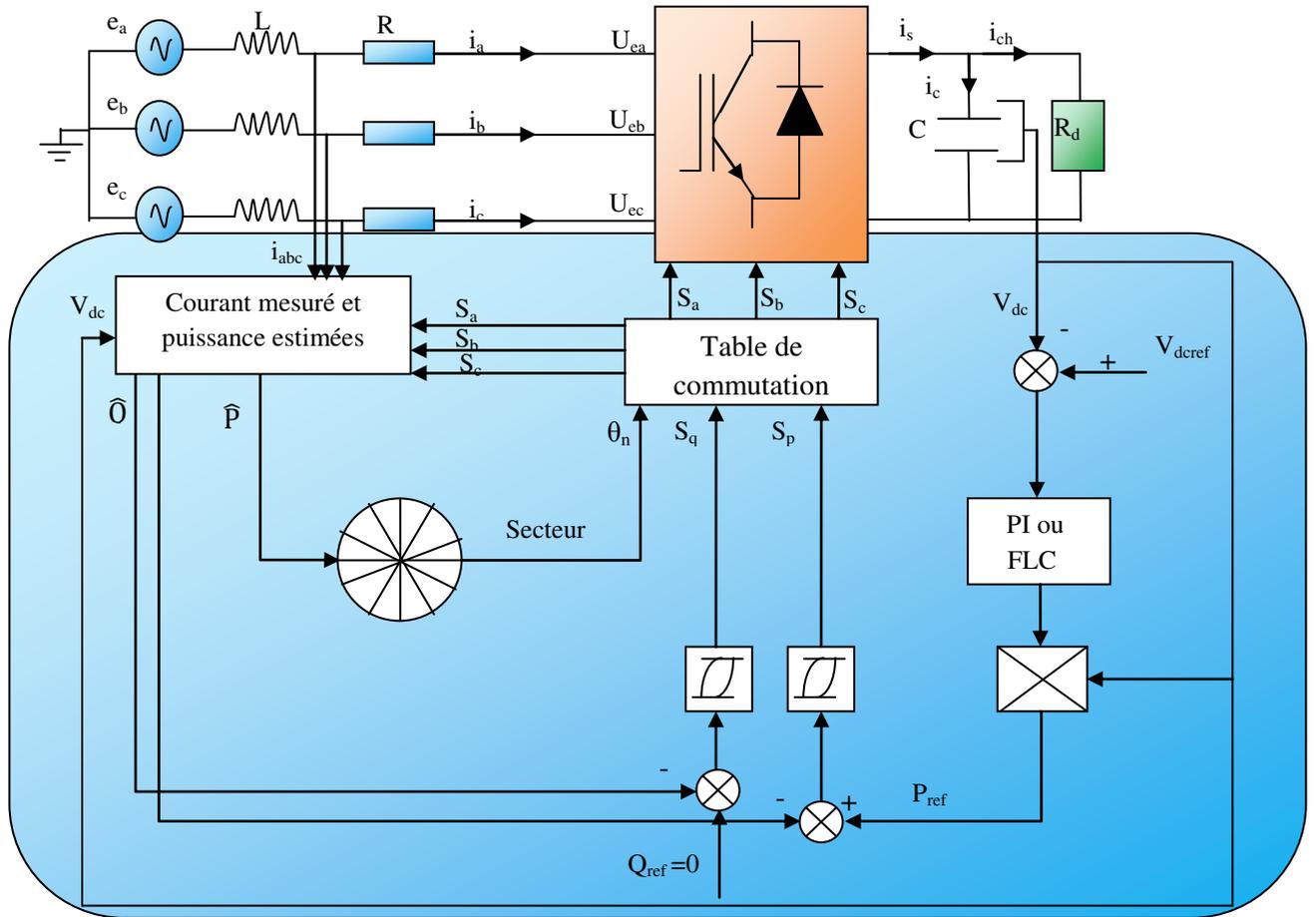


Fig. II.8 : Configuration générale de la commande directe de puissance.

II.7.2 Calcul de la puissance instantanée

Pour un système triphasé, Takahashi [27] a défini la puissance active instantanée par le produit scalaire entre les courants et les tensions de ligne. Alors que la puissance réactive est définie par le produit vectoriel entre eux, ces expressions sont exprimées respectivement par les relations suivantes [31-34] :

$$P = e_{abc} \cdot i_{abc} = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \quad (II-32)$$

$$Q = e_{abc} \wedge i_{abc} = (e_c i_b - e_b i_c) \vec{i} - (e_c i_a - e_a i_c) \vec{j} + (e_b i_a - e_a i_b) \vec{z} \quad (II-33)$$

Cependant les expressions (II-32) et (II-33) exigent l'information sur la tension de ligne, or cette dernière doit être éliminée pour une commande sans capteur. Pour que les puissances instantanées active et réactive puissent être estimées sans mesure de la tension de ligne.

Les expressions permettant cette estimation sont basées sur la mesure des courants de ligne de la tension du bus continu et les états des interrupteurs, sont données comme suit [26], [45] :

$$\hat{P} = L \left(\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c \right) + V_{dc} (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) \quad (II-34)$$

$$\hat{Q} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[L \left(\frac{di_a}{dt} i_c - \frac{di_c}{dt} i_a \right) + V_{dc} (S_a (i_b - i_c) + S_b (i_c - i_a) + S_c (i_a - i_b)) \right] \quad (II-35)$$

Les premières parties des deux expressions (II-34) et (II-35) représentent la puissance dans les inductances de ligne. La puissance active dissipée dans les résistances interne des inductances est négligeable devant la puissance mise en jeu. Cela implique que la valeur de la résistance est beaucoup plus faible, les autres parties représentent la puissance du convertisseur [36].

Pour calculer la position du vecteur tension dans le plan $(\alpha\beta)$, les vecteurs des composantes e_α et e_β peuvent être aussi estimés à partir des puissances instantanées et des courants absorbés en utilisant la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \begin{bmatrix} i_\alpha & -i_\beta \\ i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{p} \\ \hat{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II-36})$$

II.7.3 Détermination du secteur

La connaissance du secteur de la tension estimée est nécessaire pour déterminer les états de commutations optimales.

La zone du vecteur tension peut être divisé en douze ou six secteurs comme la montre la Fig. II.9, ces dernières peuvent être déterminées par la relation suivante [26],[27] , [37] et [45] :

$$(n - 2) \frac{\pi}{6} < \theta_n < (n - 1) \frac{\pi}{6}; \quad n=1,2,\dots,12 \quad (\text{II-37})$$

Avec n : le numéro du secteur

Le numéro du secteur est déterminé instantanément par la position du vecteur de tension estimé donnée par :

$$\theta_n = \arctan\left(\frac{e_\beta}{e_\alpha}\right) \quad (\text{II-38})$$

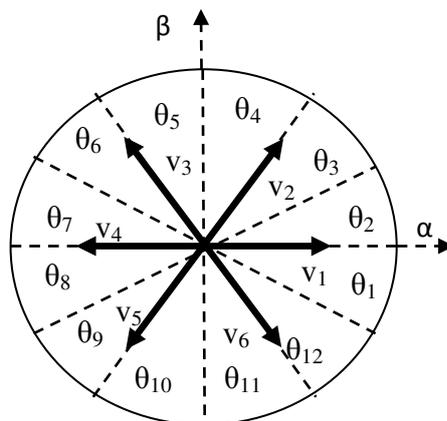


Fig. II.9 : secteurs et vecteurs des tensions du redresseur

II.7.4 Table de commutation et régulateurs à hystérésis

La table de commutation a été élaborée par l'initiateur du DTC, présentée dans [27]. Le vecteur tension à l'entrée du redresseur MLI u_c dépend des états de commutations S_a , S_b et S_c comme la montre l'équation (II-7), selon les différentes combinaisons possibles de ces trois états, huit vecteurs de tension peuvent être appliqués à l'entrée du redresseur.

Les erreurs entre les puissances active et réactive de référence et les puissances estimées sont introduites dans deux comparateurs à hystérésis qui permettent d'établir deux sorties logiques S_p et S_q [3], [45], qui sont les entrées de la table de commutation avec le numéro du secteur de travail, ou les états de commande S_a , S_b et S_c du redresseur MLI sont mémorisées.

L'état optimum de commutation du redresseur MLI peut être choisi à chaque état de commutation selon la combinaison des signaux numériques S_p , S_q et le numéro du secteur c'est-à-dire que, le choix de l'état optimum de commutation est effectué de sorte que l'erreur de la puissance active puisse être restreinte dans une bande à hystérésis de largeur $2\Delta h_p$, et de même pour la puissance réactive $2\Delta h_q$

Les sorties S_p et S_q prennent l'état « 1 » pour une augmentation de la variable contrôlée (p ou q) et l'état « 0 » pour une diminution :

$$P_{ref} - \hat{P} \geq h_p \implies S_p = 1$$

$$P_{ref} - \hat{P} \leq h_p \implies S_p = 0$$

$$Q_{ref} - \hat{Q} \geq h_q \implies S_q = 1$$

$$Q_{ref} - \hat{Q} \leq h_q \implies S_q = 0$$

S_p	S_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
0	0	V_6 101	V_1 100	V_1 100	V_2 110	V_2 110	V_3 010	V_3 010	V_4 011	V_4 011	V_5 001	V_5 001	V_6 101
0	1	V_1 100	V_2 110	V_2 110	V_3 010	V_3 010	V_4 011	V_4 011	V_5 001	V_5 001	V_6 101	V_6 101	V_1 100
1	0	V_6 101	V_7 111	V_1 100	V_0 000	V_2 110	V_7 111	V_3 010	V_0 000	V_4 011	V_7 111	V_5 001	V_0 000
1	1	V_7 111	V_7 111	V_0 000	V_0 000	V_7 111	V_7 111	V_0 000	V_0 000	V_7 111	V_7 111	V_0 000	V_0 000

Tableau II.1 : Table de commutation classique.

II.8 Logique Floue

La logique floue est une théorie qui a connu un grand engouement depuis que *lotfi A.Zedeh* [38] a introduit le concept de sous ensemble flou en 1965. Elle trouve notamment sa place dans le domaine de la commande pour une large gamme en génie électrique [39-41].

Elle présente en effet l'avantage d'utiliser des règles linguistiques simples permettant de traduire facilement le savoir faire d'un expert pour répondre à une problématique scientifique. Dans ce sens, des régulateurs à base de la logique floue améliorent de façon globale la robustesse des systèmes de commande en s'appuyant sur la connaissance de ceux-ci [3].

L'intérêt de la logique floue réside premièrement dans sa similitude avec le raisonnement humain. En effet la prise de décision d'un opérateur est fonction de plusieurs variables décrites de manière qualitative et non grâce à des valeurs numériquement précises. Deuxièmement, cette logique est intéressante car elle permet la prise de décision malgré l'absence d'une modélisation de système amont complexe comme le cas des systèmes non linéaires (convertisseurs statiques) [3].

II.8.1 : Concepts fondamentaux de la logique floue

La base de la logique floue est d'utiliser les variables linguistiques proches du langage humain courant

De plus ces variables linguistiques sont traitées à l'aide des règles qui font référence à une certaine connaissance du comportement du système. Ainsi la théorie de la logique floue fondée sur les aspects de la théorie des possibilités fait intervenir des ensembles d'appartenance appelés « ensembles flous » caractérisant les différentes grandeurs du système à commander. Le raisonnement flou emploie un ensemble de règles floues établies par l'expert dont la manipulation permet la génération de la commande adéquate ou la prise de décision.

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

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

II.8.2 Structure générale d'un système flou

Le réglage par logique floue traite les problèmes de commande mais avec une philosophie différente. En effet ce type de régulateur flou ne traite pas une relation mathématique bien définie mais utilise des inférences de plusieurs règles floues se basant sur des variables linguistiques. Ces inférences sont alors traitées par des opérateurs de la logique floue [41]

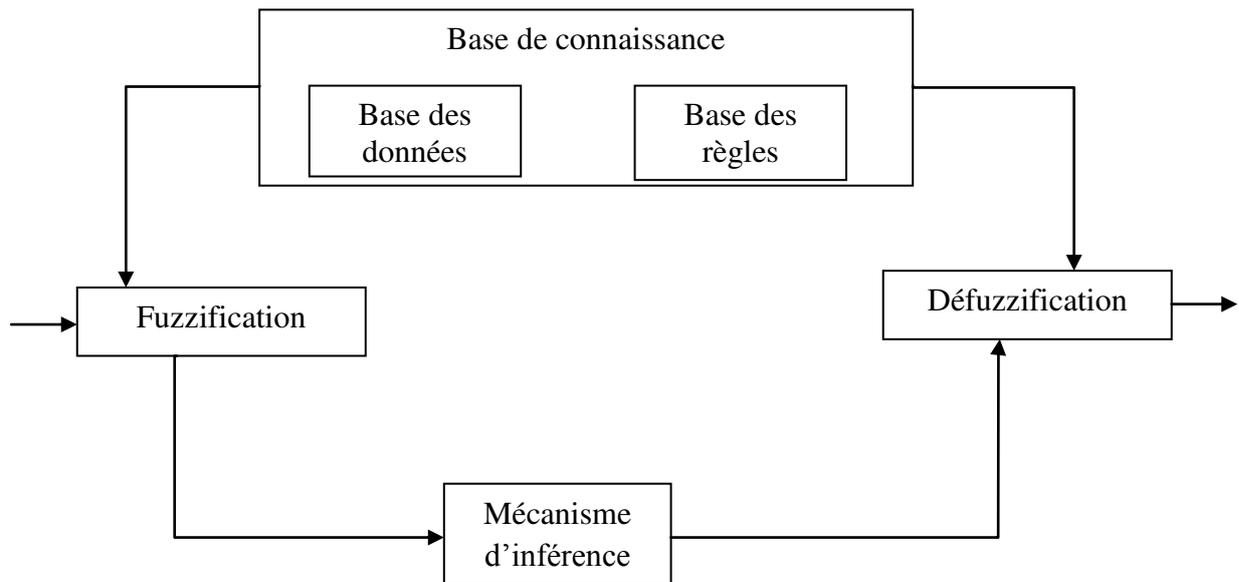


Fig. II.10 : Configuration de base d'un régulateur flou.

II.8.2.1 Interface de Fuzzification

L'interface de Fuzzification inclut les fonctions suivantes :

- Mesure des variables d'entrées ;
- Transformation des variables d'entrées en variables linguistiques avec la définition des fonctions d'appartenances.

II.8.2.2 Base de connaissances

La base de connaissance comprend les connaissances de l'expert humain pour le contrôle du système ainsi que le domaine de variation des entrées et sorties. Elle est constituée donc de :

a-Base de données : on regroupe dans ce bloc l'ensemble des définitions utilisées dans les règles du contrôleur flou (univers de discours, partitions floues.....etc)

b-Base de règles : ces règles permettent de déterminer le signal de sortie du régulateur en fonction des signaux d'entrées, elles sont exprimées sous la forme « *Si-Alors* » comme par exemple :

Si X_1 est A_{11} et.....et X_n est A_{1n} **Alors** Y est B_1 .

II.8.2.3 Mécanisme d'inférence (inférence floue)

La logique de prise de décision est le noyau du contrôleur flou, elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humaine en se basant sur le concept flou, et les règles d'inférences en logique floue [41].

Dans les règles floues interviennent les opérateurs « ET » et « OU ». L'opérateur « ET » s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle, tandis que l'opérateur « OU » lie les différentes règles. Il existe plusieurs possibilités pour interpréter ces deux opérateurs.

Pour le réglage par logique floue dans notre travail on utilise la méthode d'inférence Max-Min de MAMDANI

a-Méthode d'inférence, MAX-MIN (méthode de MAMDANI) : C'est la méthode la plus universelle, elle utilise au niveau de la condition l'opérateur « **OU** » pour la formation du **MAXIMUM** et l'opérateur « **ET** » pour la formation du **MINIMUM** ; la conclusion de chaque règle introduite par « **ALORS** » lie le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie par l'opérateur « **ET** » réalisé dans le cas présent par la formation du « **MINIMUM** », et l'opérateur « **OU** » lie les règles réalisées par la formation du « **MAXIMUM** »

II.8.2.4 Interface de Défuzzification

Pour définir la loi de commande, le contrôleur flou doit être accompagné d'une procédure de Défuzzification, qui a pour rôle de transformer la sortie en une valeur non floue permettant ainsi la commande effective du système

Plusieurs stratégies de défuzzification existent, dans notre cas on s'intéresse à la méthode du centre de gravité.

a-Méthode du centre de gravité : Cette méthode est la plus utilisée dans le contrôle flou, elle génère le centre de gravité de la fonction d'appartenance issue de l'inférence, donc elle est calculée pour obtenir la commande réelle u comme suit :

$$u = \frac{\int \mu_b(y)ydy}{\int \mu_b(y)dy} \quad (\text{II-39})$$

II.9 Réseaux de Pétri

Le terme « réseaux de Pétri » désigne une famille de graphes orientés, munis d'un formalisme mathématique qui fait intervenir la manipulation des nombres entiers ou réels positifs ainsi que l'algèbre linéaire. Plusieurs classes de réseaux de Pétri ont été développées et étudiées [78].

II.9.1 Réseaux de Pétri autonomes

Un réseau de Pétri autonome est un graphe orienté qui comporte deux types de nœuds : les places représentées par des cercles et les transitions représentées par des traits (figure. II.11). A chaque place est associé un marquage qui est un nombre entier correspondant au nombre de jetons dans la place [78], [79]. Un jeton est un petit disque noir qui représente généralement une ressource disponible dans la place où il se trouve. Le marquage initial indiqué sur la figure. II.15 est (3, 2, 0, 0). Le marquage correspond à l'ordre croissant des indices, c'est à dire à (m_1, m_2, m_3, m_4) . Les transitions T_1 et T_3 sont sensibilisées parce qu'il y a au moins un jeton dans chaque place d'entrée de ces transitions. Le franchissement consiste à retirer un jeton de chacune des places d'entrée et à rajouter un jeton à chaque place de sortie de la transition franchie. Le franchissement de T_1 conduirait au marquage (2, 2, 1, 0) et le franchissement de T_3 conduirait à (3, 1, 0, 1) [78], [79].

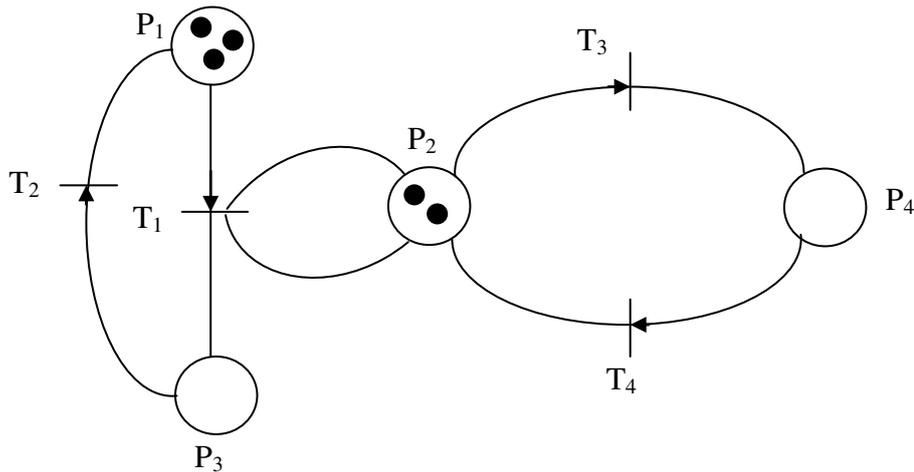


Fig. II-11 : Réseau de Pétri autonome

II.9.2 Réseaux de Pétri Continus

Un réseau de Pétri continu autonome RdPC est défini comme un cas limite des réseaux de Pétri discrets : chaque jeton est découpé en k jetons plus petits et k tend vers l'infini. La figure. II.12 montre un RdPC : les places et transitions sont représentées à l'aide de doubles traits. Le marquage initial indiqué est aussi $(3, 2, 0, 0)$ mais dans ce cas le marquage est représenté par un vecteur de nombres réels et non plus entiers. Dans l'état initial, les transitions T_1 et T_3 sont sensibilisées, puisque les marquages de leur place d'entrée ne sont pas nuls. Ces deux transitions peuvent être franchies. On définit maintenant une quantité de franchissement qui est un nombre réel compris entre 0 et 1. Par exemple pour une quantité de franchissement de 0.2 de la transition T_1 , on atteint le marquage $(2.5, 2, 0.5, 0)$ [78], [79].

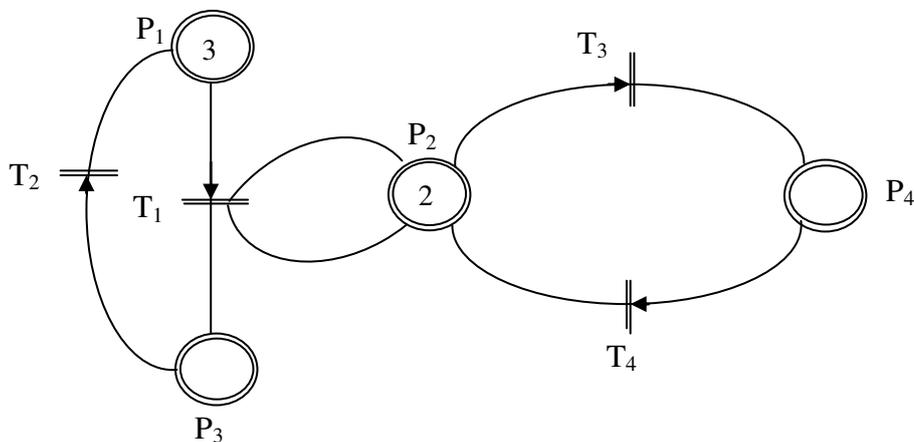


Fig. II-12 : Réseau de Pétri Continu

II.9.3 Réseaux de Pétri Hybrides

Un réseau de Pétri hybride RdPH comporte des places continues et discrètes ainsi que des transitions continues et discrètes (figure. II.13) Sur cet exemple, les places continues sont P_1 et P_3 et les transitions continues correspondent à T_1 et T_2 . D'autre part, les places discrètes sont P_2 et P_4 et les transitions discrètes correspondent à T_3 et T_4 . Considérons le franchissement de la transition continue T_1 [78], [79].

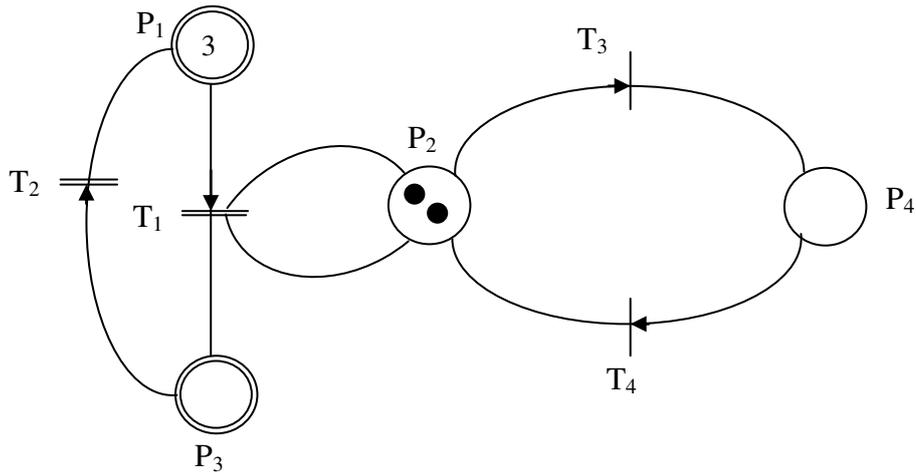


Fig. II-13 : Réseau de Pétri Hybride

Pour une quantité de franchissement de 0.5 on obtient le marquage (2.5, 2, 0.5, 0). On a retiré 0.5 à P₁ et P₂ qui sont les places d'entrée de la transition et on a ajouté la même quantité à P₂ et à P₃ qui sont les places de sortie. On peut constater que le marquage de la place P₂ reste un nombre entier car on a retiré et ajouté la même quantité [78], [79].

II.10 Conclusion

L'étude du redresseur à MLI présentée, apporte une solution très intéressante aux problèmes des harmoniques présentés dans le chapitre précédent.

Nous avons effectué une étude théorique sur les redresseurs à MLI de tension, on a montré qu'il peut fonctionner sous un facteur de puissance unitaire. L'analogie entre les méthodes de contrôle des redresseurs et des onduleurs est présentée. Puis nous avons introduit d'une manière générale le principe de la commande directe de puissance.

Ce contrôle est basé sur l'évaluation instantanée des puissances active et réactive à chaque état de commutation du convertisseur, et ne nécessite aucun capteur de tension alternative pour connaître la position de la tension de ligne.

Pour développer l'algorithme de la commande directe de puissance et les régulateurs de la tension du bus continu, un rappel sur les techniques avancées tel que la logique floue et les réseaux de Pétri est indiqué.

La simulation et l'implémentation pratique des ces nouveaux algorithmes fera l'objet des prochaines chapitres.

Chapitre III

Modélisation, Régulation et résultats de simulation

Ce chapitre est consacré à la modélisation et à la simulation des différents algorithmes de la commande directe de puissance (DPC-Direct Power Control). Dans un premier lieu une modélisation complète de la DPC ainsi qu'une synthèse des régulateurs de la tension du bus continu est présentée. Deux types de régulateurs sont proposés dans cette partie, un régulateur classique de type PI, et un autre régulateur basé sur la logique floue. Une seconde approche de la commande directe de puissance avec modulation vectorielle (DPC-SVM, Direct Power Control with Space Vector Modulation) ainsi qu'une étude comparative entre les deux types de contrôleurs sont présentés. Ensuite une structure particulière d'une table de commutation basée sur l'application des réseaux de Pétri est présentée. Le principe de la sélection du vecteur de commande adéquat est exposé en détails dans cette partie. Toutes les structures de DPC proposées sont simulés et les résultats de simulation obtenus sont présentés et analysés. Un test par simulation avec des paramètres tirés directement d'une plate forme expérimentale est effectué, ceci biens sûr dans l'objectif de validation expérimentale des lois de commande développées.

Sommaire :

III.1. Introduction	47
III.2. Modélisation de la commande directe de puissance.....	47
III.3. Synthèse des régulateurs de la tension continue.....	52
III.4. Commande Directe de Puissance avec modulation vectorielle (DPC-SVM).....	58
III.5. Étude comparative entre les deux types de régulateurs.....	65
III.6. Commande Directe de Puissance à base des réseaux de Pétri (DPC-Rdp).....	65
III.7. Résultats de simulation de commande directe de puissance avec table de commutation.....	74
III.8. Étude comparative entre les méthodes proposées	79
III.9. Conclusion	79

III.1. Introduction

L'utilisation des redresseurs classiques cause un fort taux harmonique généré dans le réseau entraînant des distorsions dans l'onde de tension du réseau [8]. Ce qui conduit à la distorsion du facteur de puissance du côté réseau [71].

Pour remédier à ce problème des perturbations et avec le développement des semi-conducteurs, on s'oriente à remplacer le redresseur à pont de diodes par le redresseur de type de modulation de la largeur d'impulsion, qui assure [8], [69], [71] :

- Une forme d'onde sinusoïdale ;
- Un facteur de puissance contrôlable ;
- La réversibilité fonctionnelle.

Ce chapitre est consacré à la modélisation et à la simulation du redresseur à MLI, contrôlé par différents algorithmes de commande directe de puissance.

Plusieurs tests de simulation seront effectués avec deux types de régulateurs différents (PI, FLC) pour illustrer la validité des algorithmes proposés.

III.2. Modélisation de la commande directe de puissance

Le schéma de la figure III-1 illustre la structure complète de la commande directe de puissance pour un facteur de puissance unitaire

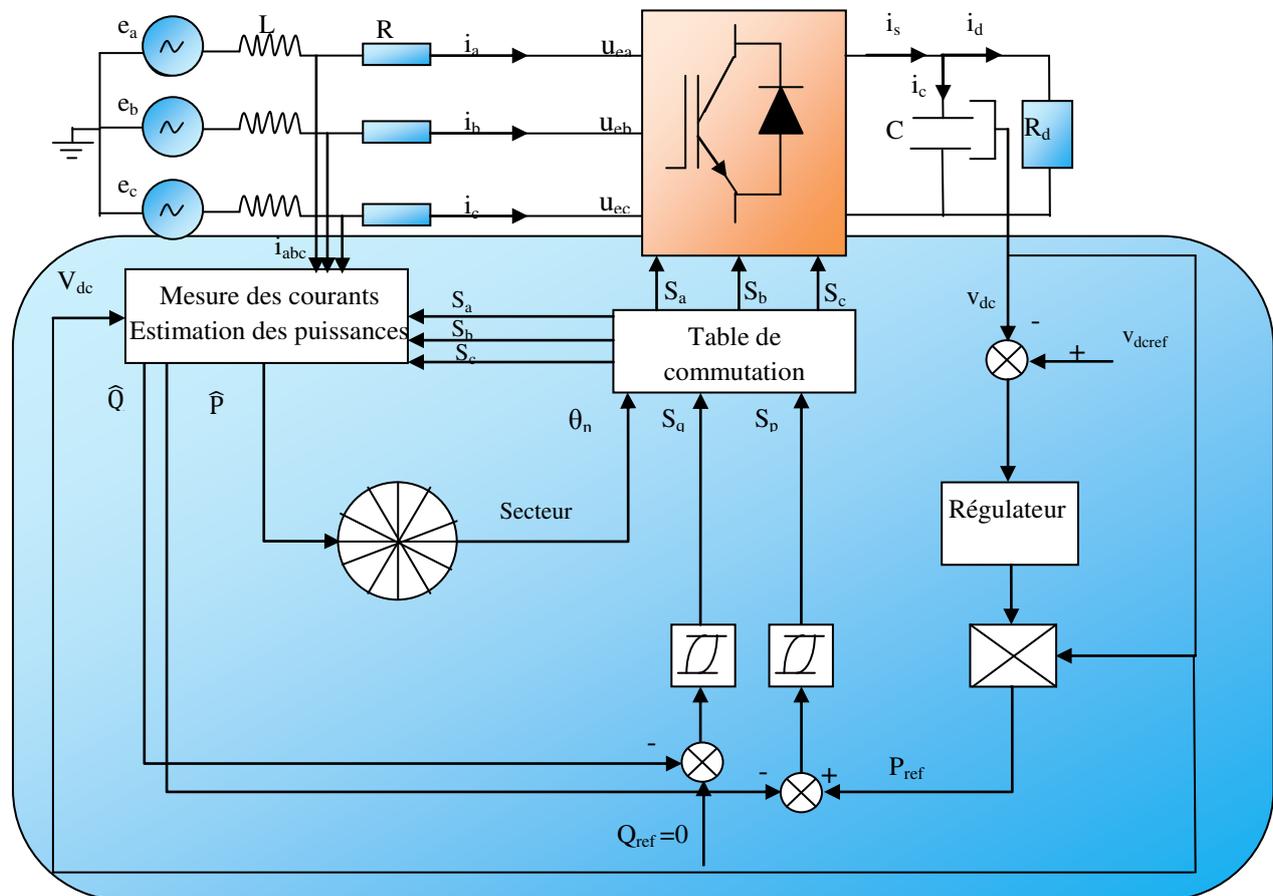


Fig. III-1 : Structure complète de la commande « DPC »

. La source est composée d'une FEM triphasée purement sinusoïdale en série avec une résistance R et une inductance L sur chaque phase (Figure. III-2) [8], [10], le réseau est supposé parfaitement équilibré et les impédances des trois phases sont identiques :

$$e_a = E_{\max} \sin \omega t$$

$$e_b = E_{\max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{III-1})$$

$$e_c = E_{\max} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

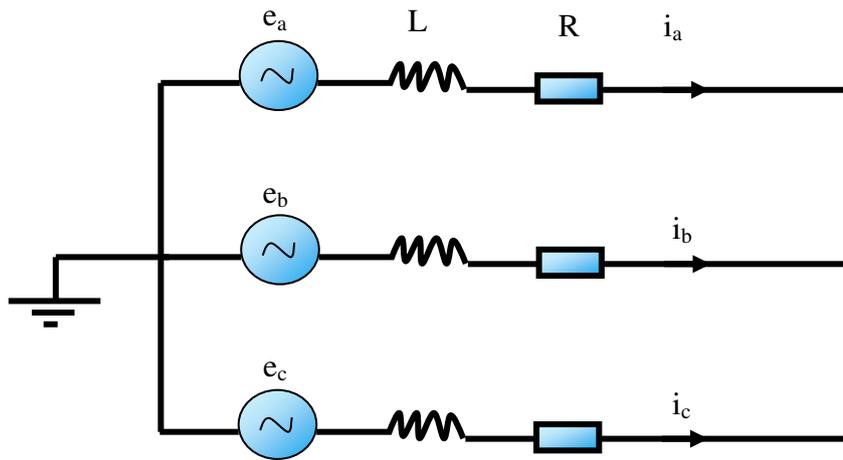


Fig. III-2 : Schéma de la source.

On note u_{ea} , u_{eb} et u_{ec} les tensions simples aux bornes de sortie de chaque phase, c'est-à-dire à l'entrée du redresseur, le système d'équations différentielles suivant donne les courants dans chaque phase :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = -\frac{R}{L}i_a + \frac{1}{L}(e_a - u_{ea}) \\ \frac{di_b}{dt} = -\frac{R}{L}i_b + \frac{1}{L}(e_b - u_{eb}) \\ \frac{di_c}{dt} = -\frac{R}{L}i_c + \frac{1}{L}(e_c - u_{ec}) \end{cases} \quad (\text{III-2})$$

Les IGBT et les diodes constituant le pont redresseur donné par la figure III-3 sont supposés parfaits, les commutations sont supposées instantanées et les pertes par commutations sont négligées

Connaissant l'état de chaque interrupteur, on peut définir la matrice donnant les tensions d'entrées du redresseur en fonction de la tension de sortie v_{dc} et les états de commutation S_a , S_b et S_c (III.3).

$$\begin{bmatrix} u_{ea} \\ u_{eb} \\ u_{ec} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{III-3})$$

De même on peut exprimer le courant de sortie i_s de la manière suivante:

$$i_s = [S_a \quad S_b \quad S_c] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (\text{III-4})$$

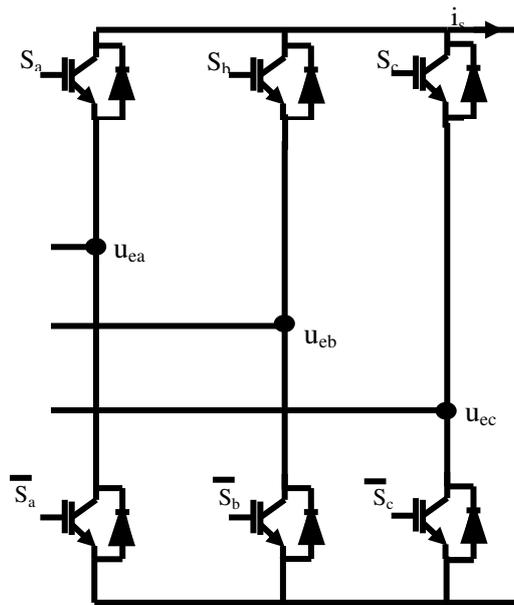


Fig. III-3 : Convertisseur AC/DC à IGBT.

La charge est composée d'une capacité C en parallèle avec une résistance R_d comme montré sur la Fig.III.4

L'expression du courant de charge i_d est donnée par :

$$i_d = i_s - i_c = i_s - C \frac{dv_{dc}}{dt} \quad (\text{III-5})$$

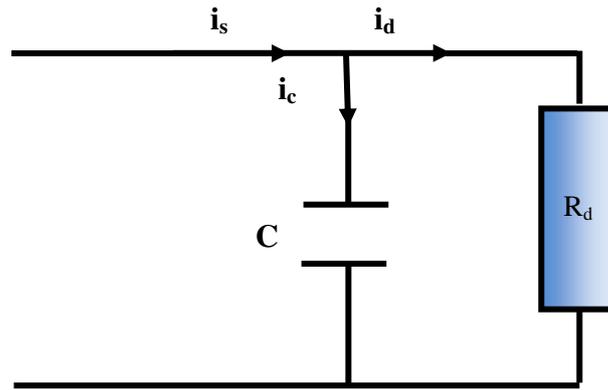


Fig. III-4 : schéma de bloc de la charge.

Selon la nature de la charge, le courant absorbé i_d s'exprime comme suit [68], [74] :

- ✓ A vide : $i_d=0$;
- ✓ Pour une charge résistive R_d

$$i_d = \frac{v_{dc}}{R_d}$$
- ✓ Pour une charge inductive passive (R_d, L_d) :
$$\frac{di_d}{dt} = \frac{v_{dc} - R_d i_d}{L_d}$$
- ✓ Pour une charge active (R_d, L_d, E) :
$$\frac{di_d}{dt} = \frac{v_{dc} - R_d i_d - E}{L_d}$$

Dans notre étude la charge est considérée comme étant une charge purement résistive.

III.3. Synthèse des Régulateurs de la tension continue

La régulation de la tension continue est effectuée par deux types de régulateurs :

III.3.1. Régulateur PI

Le régulateur classique PI corrige l'erreur entre la tension continue mesurée v_{dc} et sa référence $v_{dc\text{ref}}$.

Le produit du courant continu de référence en sortie du régulateur de tension par la tension continue donne la puissance active de référence (figure. III-5) [10], [70] :

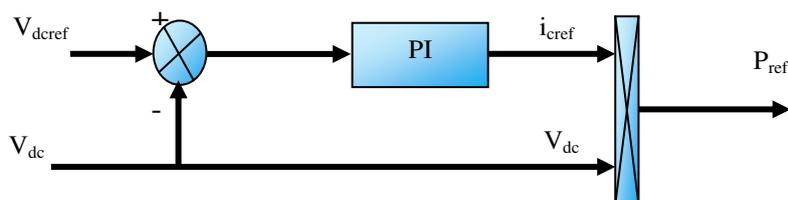


Fig. III-5 : Régulation de la tension continue avec le régulateur PI

L'énergie stockée dans le condensateur du côté continu est donnée par l'expression suivante :

$$E_c = \frac{1}{2} C V_{dc}^2 \quad (\text{III-6})$$

L'expression de la puissance est donnée par :

$$P = \frac{dE_c}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C V_{dc}^2 \right) \quad (\text{III-7})$$

La transformée de Laplace de l'équation (III.7) donne:

$$V_{dc}^2 = P \frac{2}{C \cdot s} \quad (\text{III-8})$$

La fonction de transfert du régulateur PI est donnée par l'équation (III-10) :

$$k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{1 + \tau s}{T_i s} \quad (\text{III-9})$$

La fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par [69], [70], [78] :

$$F(s) = \frac{\omega_0^2 (1 + \tau s)}{s^2 + 2\varepsilon_0 \omega_0 s + \omega_0^2} \quad (\text{III-10})$$

Où

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{2P_{ref}}{C T_i}} \quad \text{La pulsation propre} \quad (\text{III-11})$$

$$\varepsilon_0 = \frac{\tau}{2\sqrt{C T_i}} \quad \text{Le coefficient d'amortissement}$$

Comprendre donc

$$k_p = \frac{\tau}{T_i} \quad \text{et} \quad k_i = \frac{1}{T_i}$$

III.3.2 Régulateur Flou

La structure interne du régulateur flou développé est illustrée par la figure. III-6. Les deux grandeurs d'entrées sont discrétisées, et sont normalisées au moyen des gains de normalisation (G_e pour l'erreur et $G_{\Delta e}$ pour la variation de l'erreur). Elles sont définies par les expressions suivantes :

❖ L'erreur de réglage :

$$\varepsilon(k) = v_{dcref}(k) - v_{dc}(k) \quad (\text{III-12})$$

❖ La variation de l'erreur :

$$\Delta\varepsilon(k) = \varepsilon(k) - \varepsilon(k-1) \quad (\text{III-13})$$

La sortie du contrôleur flou est la variation du courant de référence Δi_{ref} , la nouvelle valeur de ce courant ajustée à chaque période d'échantillonnage est définie par l'équation de récurrence suivante :

$$i_{ref}(k) = i_{ref}(k - 1) + G\Delta i_{ref} \quad (III-14)$$

Où G est un gain de dé normalisation de la grandeur de sortie, et le gain G_p additionné à la sortie du contrôleur intervient en régime transitoire, et son rôle principal est d'assurer la stabilité de la commande en régime permanent

Elle permet également d'obtenir une bonne réponse dynamique en régime transitoire [69], cette action est très utile pour l'implantation pratique du contrôleur flou [3], [42].

La relation du courant de référence (III-14) devient donc :

$$i_{ref}(k) = i_{ref}(k - 1) + G\Delta i_{ref} + G_p \varepsilon(k) \quad (III-15)$$

L'expression de la puissance active de référence à chaque instant d'échantillonnage sera donc :

$$p_{ref}(k) = v_{dc}(k) \cdot i_{ref}(k) = v_{dc}(k) \cdot [i_{ref}(k - 1) + G\Delta i_{ref} + G_p \varepsilon(k)] \quad (III-16)$$

Les caractéristiques principales du régulateur flou développé dans ce travail sont celles utilisées dans [35], [69]:

- Sept ensembles flous, pour la sortie et pour chaque des deux entrées;
- Fonctions d'appartenance sont de forme triangulaire pour la simplicité ;
- Règles d'inférence MIN-MAX de E. MAMDANI ;
- Défuzzification par centre de gravité.

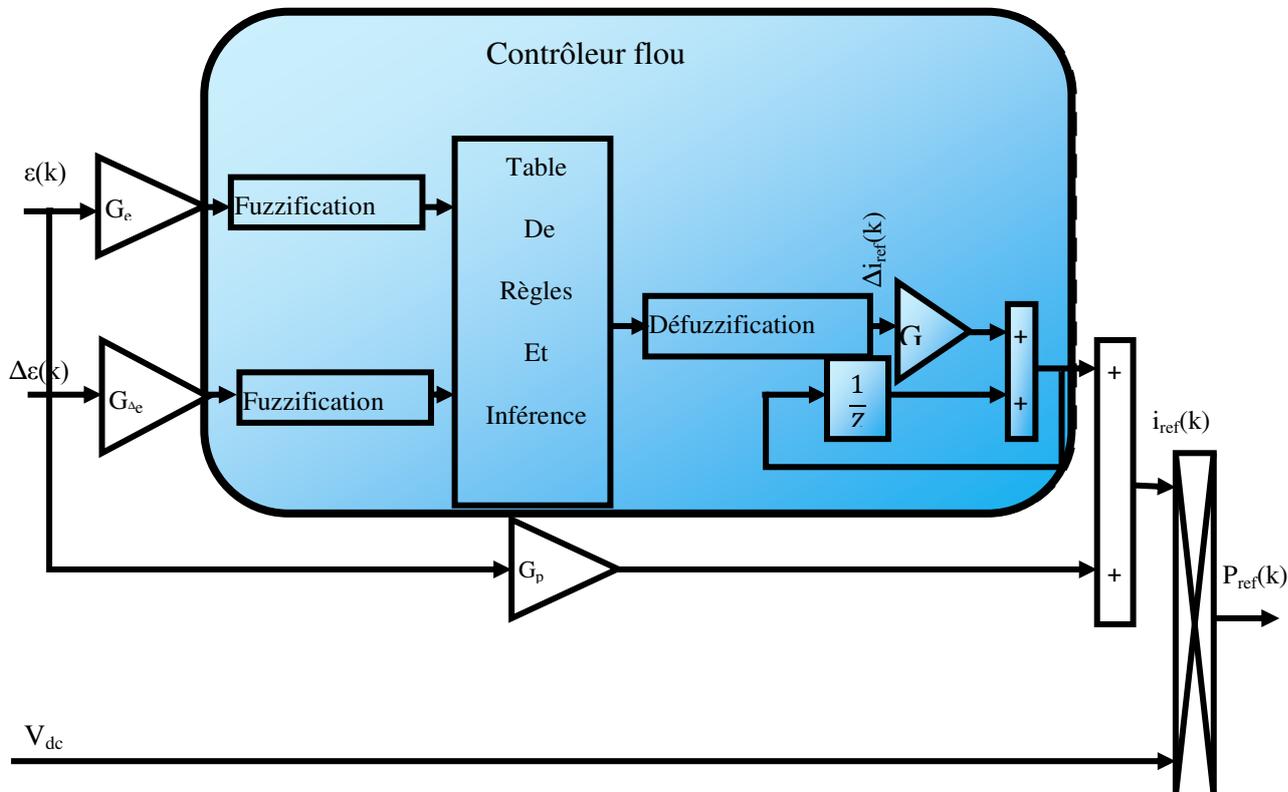


Fig. III-6 : Structure interne du contrôleur flou.

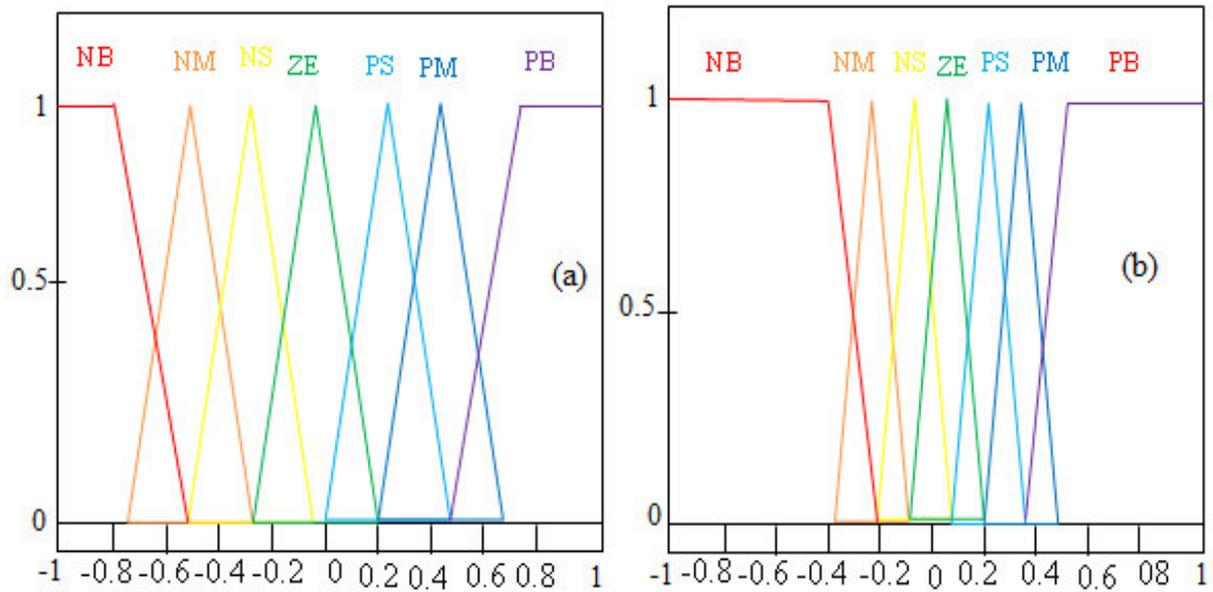


Fig. III-7 : Répartition des fonctions d'appartenance : (a) variables d'entrée, (b) variable de sortie.

Les règles floues sont recueillies dans une matrice d'inférence montrée dans le tableau III-1

	$\varepsilon = V_{dcref} - V_{dc}$						
$\Delta\varepsilon$	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE
NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
NS	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB

Tableau III-1 : Table de règles floues.

NB: Négatif grand (Negative Big);

NM: Négatif Moyen (Negative Medium);

NS: Négatif petit (Negative Small);

ZE: Zero (Zero);

PB: Positif grand (Positive Big);

PM: Positif Moyen (Positive Medium);

PS: Positif petit (Positive Small).

Il faut noter que dans la suite de ce travail et pour mieux visualiser les résultats du courant de la première phase, celui-ci sera amplifié par un facteur de 20.

Les paramètres du circuit électrique ainsi que les données de la commande utilisée en simulation sont mentionnés dans le tableau suivant [8] :

R	0.25 Ω
L	0.016 H
C	0.0047 F
R_d	100 Ω
Amplitude de tension du réseau (e_a, e_b, e_c)	120 V
fréquence	50 Hz
V_{dref}	300 V

Tableau III-2 : Paramètres du circuit électrique et données de la commande.

III.3.3. Résultats de simulation

Les figures III.8 à III.12 montrent les résultats des tests par simulation sous Matlab/Simulink du contrôle direct de puissance du redresseur à MLI triphasé.

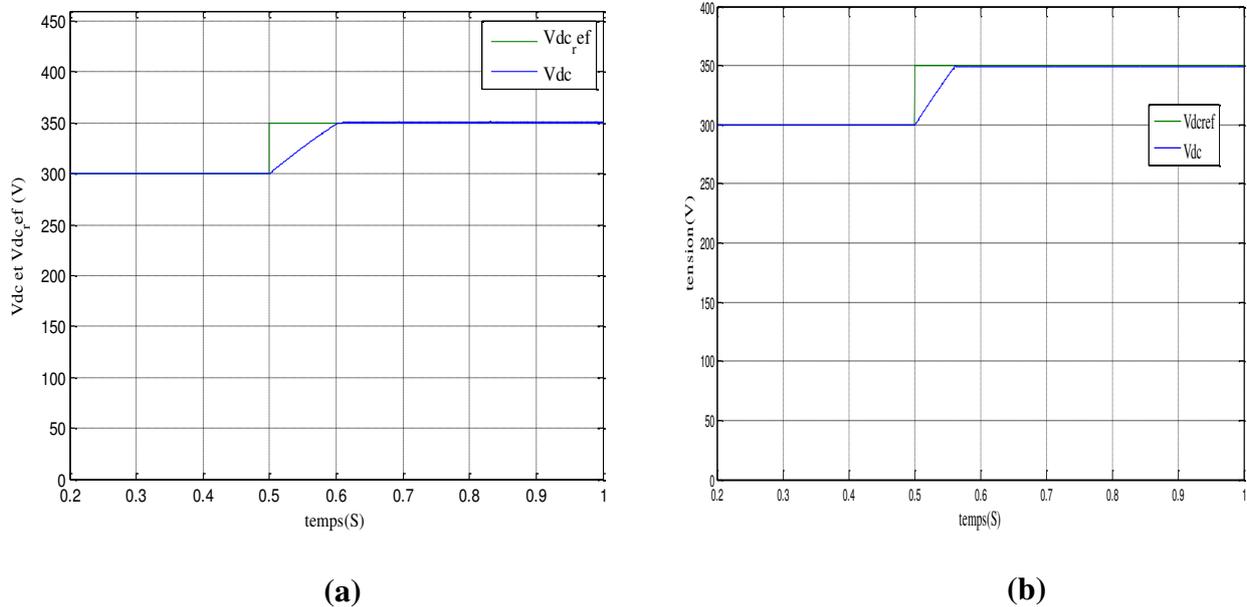


Fig. III-8 : Réponse de la tension continue V_{dc} avec DPC classique : (a) régulateur PI, (b) régulateur FLOU.

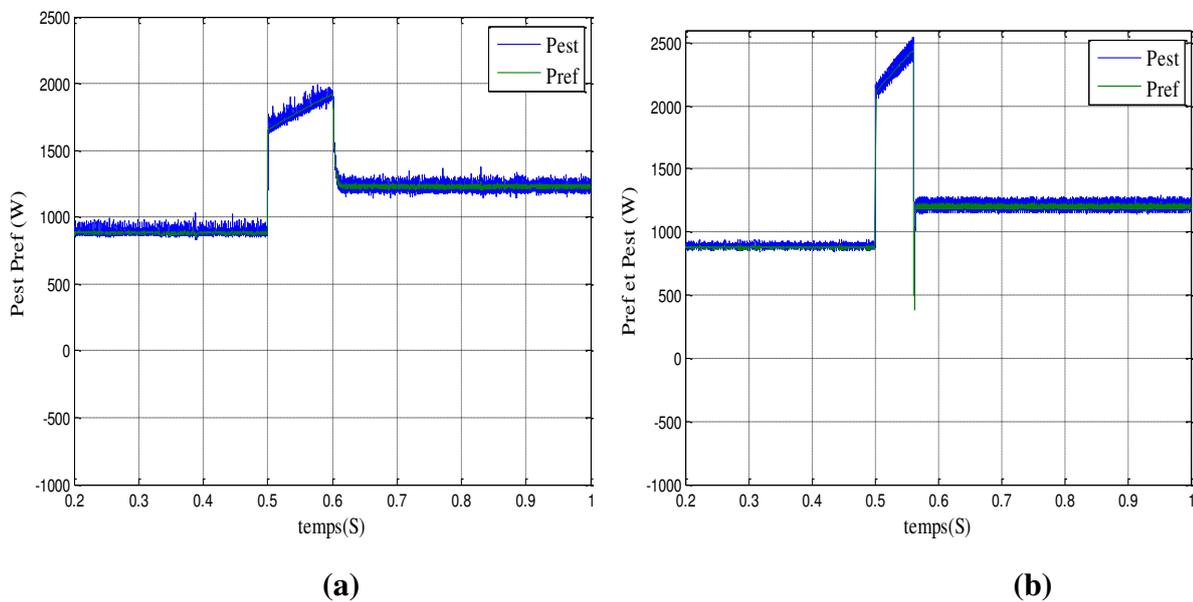


Fig. III-9 : Puissance active estimée (P_{est}) et de référence (P_{ref}) avec DPC classique: (a) régulateur PI, (b) régulateur FLOU.

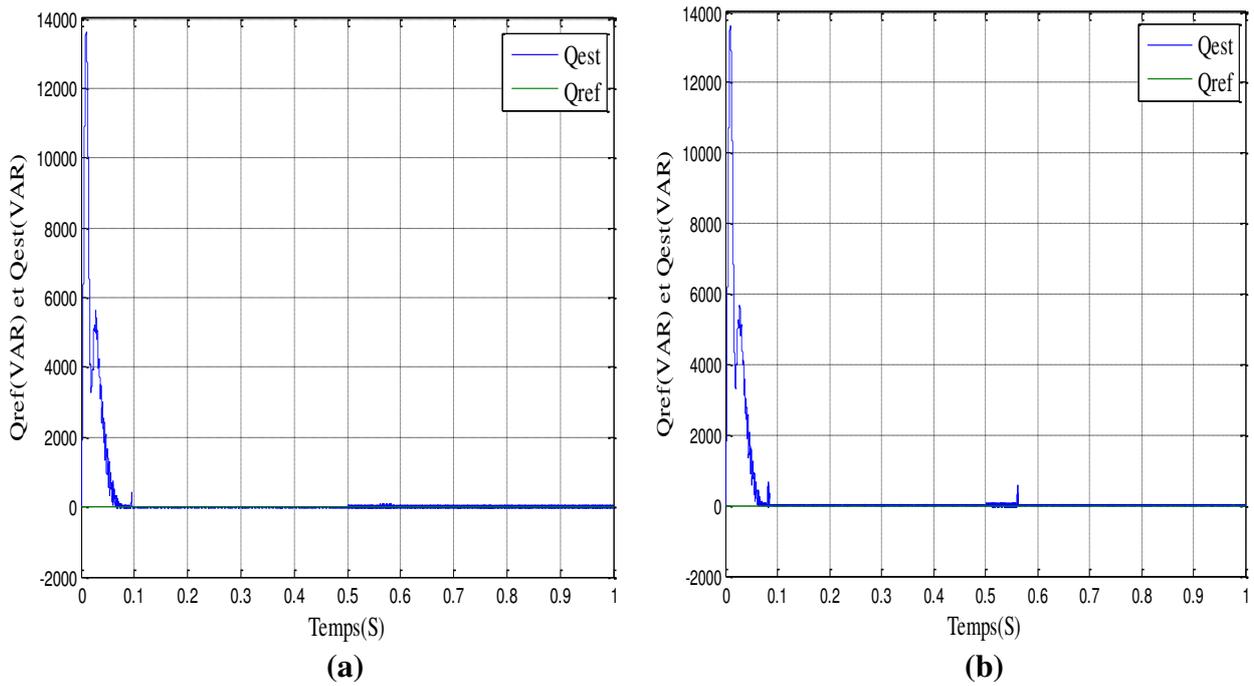


Fig. III-10: Puissance réactive estimée (q_{est}) et de référence (q_{ref}) avec DPC classique: (a) régulateur PI, (b) régulateur FLOU.

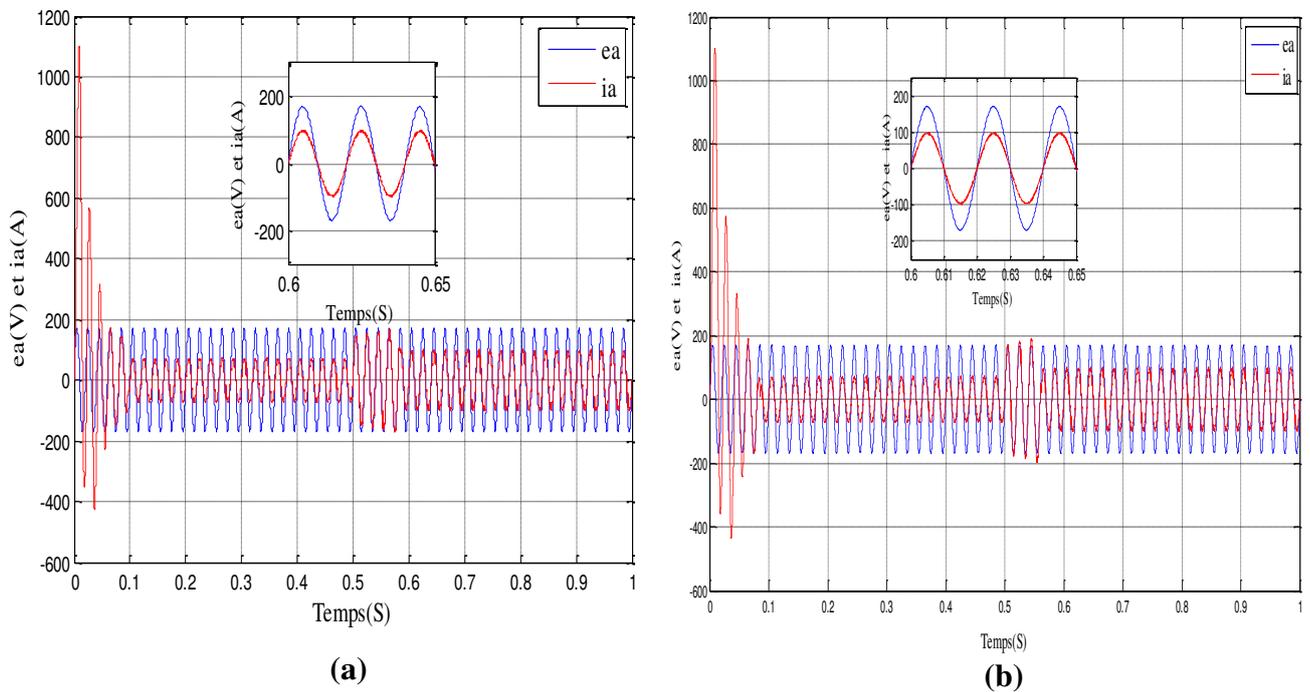


Fig. III-11 : Tension v_a en phase avec le courant i_a avec DPC classique : (a) régulateur PI, (b) régulateur FLOU.

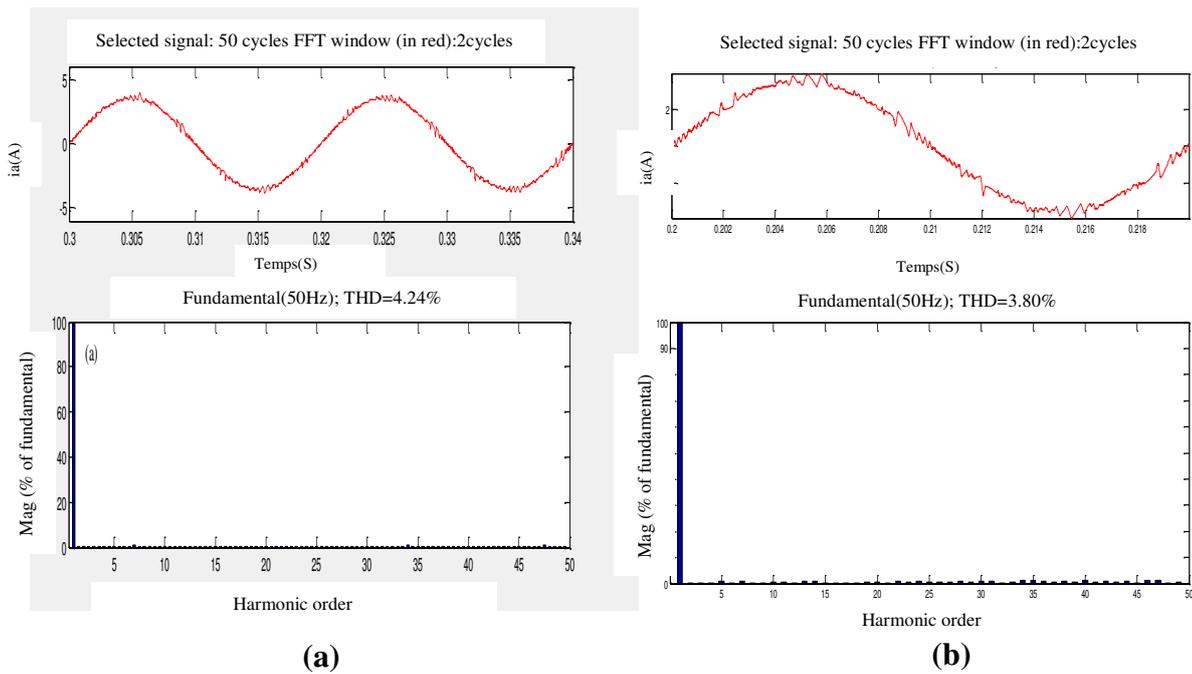


Fig. III-12 : Spectre du courant absorbé et son THD avec DPC classique : (a) régulateur PI(THD=4.24%), (b) régulateur FLOU(THD=3.80%).

Interprétation des résultats

Pour valider l'efficacité de la stratégie de contrôle étudié, une simulation numérique a été réalisée sous MATLAB / environnement Simulink.

Le système de commande de tension continue est testé ainsi que la méthode de DPC suivant un échelon de tension DC variant de 300 à 350 V se produisant à l'instant $t = 0,5$ s.

L'efficacité de la commande floue sur la tension DC est illustrée par la figure.III.8(b). Nous pouvons voir que le système est devenu plus stable et plus robuste que lorsque nous avons utilisé un régulateur PI figure.III.8(a). Sur la figure.III.8.(b) le dépassement disparaît complètement et le temps de réponse est réduit par rapport au régulateur PI

La figure.III.9 montre que, lorsque la tension continue atteint la nouvelle valeur de référence, la puissance active augmente induisant par conséquent une augmentation du courant de ligne. Pour le régulateur à base de la logique floue, l'augmentation de la puissance est limitée. Cela évite les courants dangereux pour le fonctionnement du système.

Dans les figure.III.10 et figure.III.11 on peut voir que le courant de ligne a une forme sinusoïdale et en phase avec la tension de ligne ce qui implique un facteur de puissance unitaire.

Pour comparer le PI et le contrôleur flou, les spectres harmoniques du courant sont donnés par la figure.III.12 on peut remarquer que le contrôleur flou est mieux que le régulateur PI dans la mesure où le contenu harmonique est réduit (THD = 3,80% avec un régulateur flou par rapport à 4.24% avec un régulateur PI).

III.4 Commande directe de puissance avec Modulation Vectorielle (DPC-SVM)

Pour éliminer l'inconvénient de la commande directe de puissance avec table de commutation et travailler à une fréquence de commutation constante, la commande directe de puissance avec modulation vectorielle DPC-SVM présentée dans des travaux de recherche récents [37], [46], [47],[48], peut être utilisée.

Dans le schéma bloc de la figure. III-13, la DPC-SVM varie légèrement par rapport à la DPC avec table de commutation (voir figure. III-1). Au lieu des comparateurs à hystérésis, deux correcteurs PI dans le repère synchrone (dq) sont ajoutés, les sorties de ces deux régulateurs sont introduits après une transformation de coordonnées dans un bloc de modulation vectorielle. Ces modifications permettant de travailler à une fréquence de commutation constante, dans ce cas la dynamique du courant est déjà limitée par le modulateur [37], [48], [49].

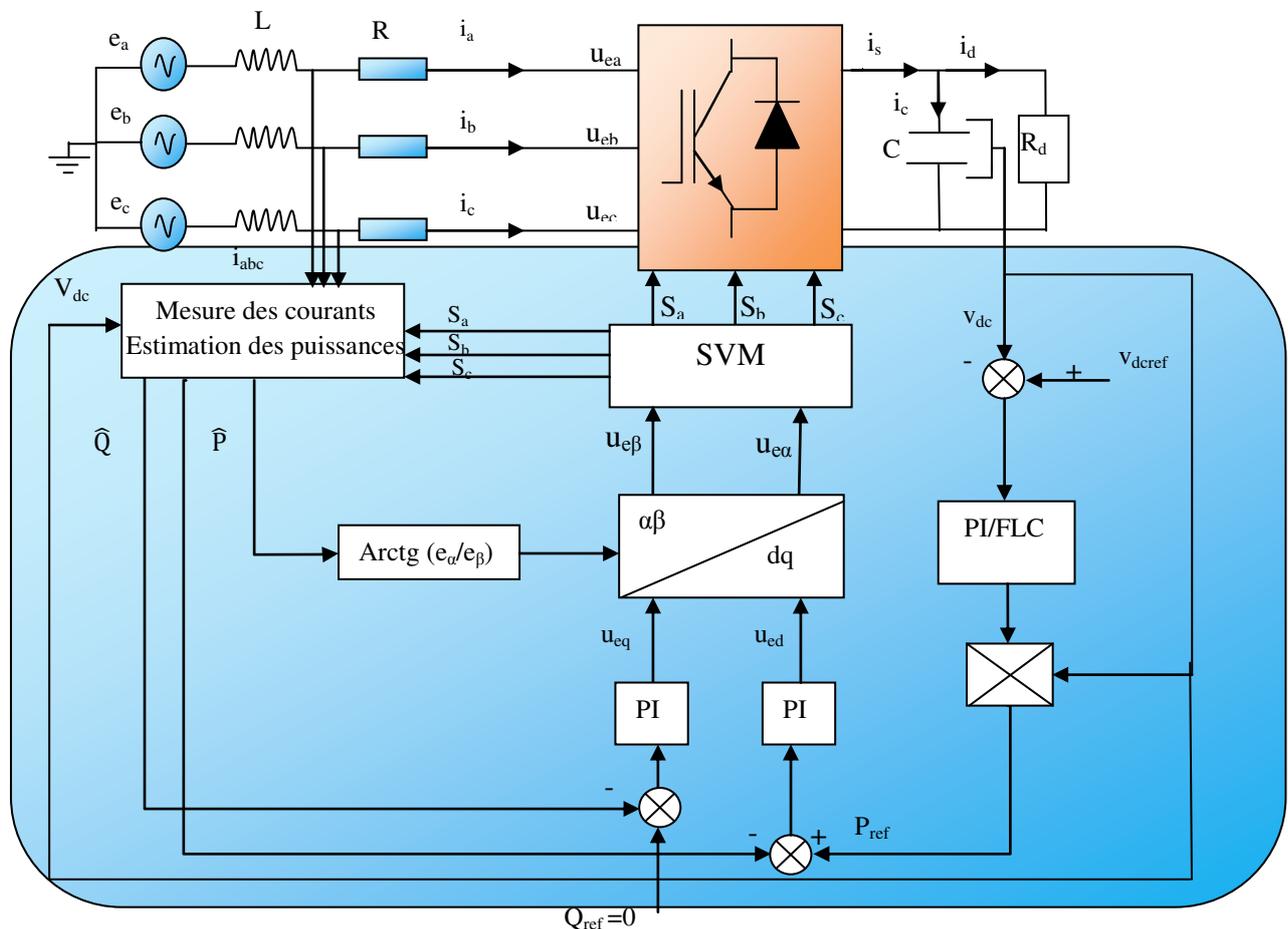


Fig. III.13 : Configuration générale de commande DPC-SVM

En ce qui concerne le calcul des puissances instantanées, la même méthode que celle proposée dans la DPC avec table de commutation peut être utilisée, il en est de même pour la régulation de la tension du bus continu.

III.4.1. Synthèse des correcteurs des puissances

Pour que le facteur de puissance soit unitaire, on doit imposer la référence de la puissance réactive nulle. Alors que la puissance active de référence est récupérée à la sortie du régulateur de la tension continue du redresseur [49]. Dans notre cas, deux types de régulateurs seront appliqués (PI, FLC), et la méthode utilisée pour déterminer les paramètres de ces régulateurs est celle utilisée dans la DPC avec table de commutation.

Les erreurs des puissances active et réactive sont fournies aux régulateurs PI, les sorties de ces correcteurs sont les tensions u_{ed} et u_{eq} continues dans le repère (dq) [49].

Les coefficients des régulateurs PI des puissances peuvent être calculés par un modèle simplifié du redresseur dans le repère (dq) :

$$\begin{cases} e_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + u_{ed} \\ e_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d + u_{eq} \end{cases} \quad \text{(III-17)}$$

D’après la figure. III- 14 le vecteur de la tension du réseau \vec{e} est confondu avec l’axe d du repère (dq) on aura :

$$\begin{cases} e_d = E = \sqrt{\frac{3}{2}} E_m \\ e_q = 0 \end{cases} \quad \text{(III-18)}$$

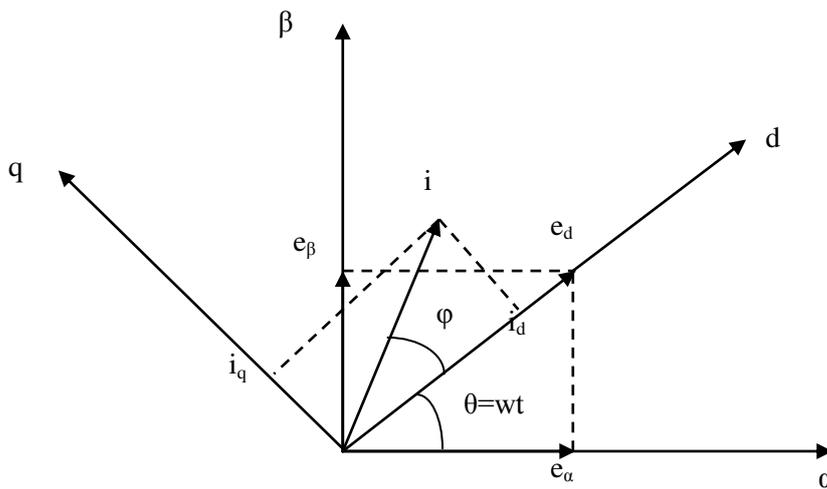


Fig. III- 14: Diagramme vectoriel de la tension du réseau et du courant de ligne.

D'où l'équation (III-17) devient :

$$\begin{cases} e_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + u_{ed} \\ 0 = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d + u_{eq} \end{cases} \quad (\text{III-19})$$

Les équations des puissances active et réactive dans le repère (dq) [49] :

$$\begin{cases} p = E i_d \\ q = E i_q \end{cases} \quad (\text{III-20})$$

Avec l'introduction du bloc PI des puissances on obtient le diagramme suivant [37], [46], [47], [48], [49]:

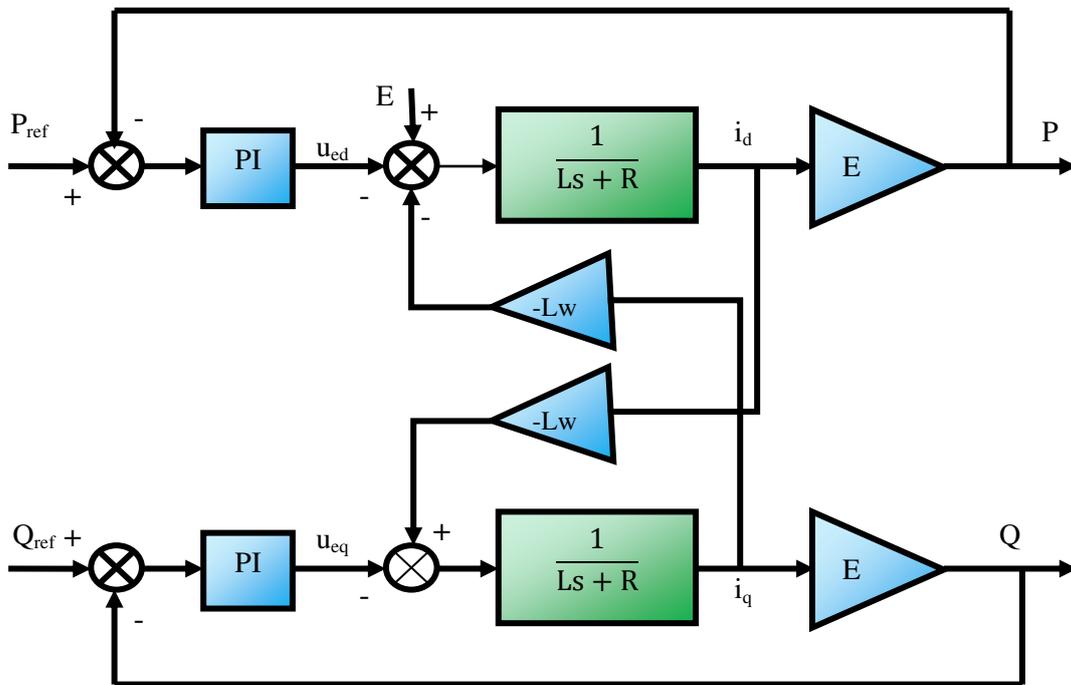


Fig. III- 15: Schéma bloc des boucles des puissances p et q avec deux correcteur PI.

On peut régler les paramètres du correcteur PI sur la base du théorème de superposition. La figure. III- 16 montre le schéma bloc simplifié de la boucle de contrôle de la puissance active instantanée [37], [46], [47] :

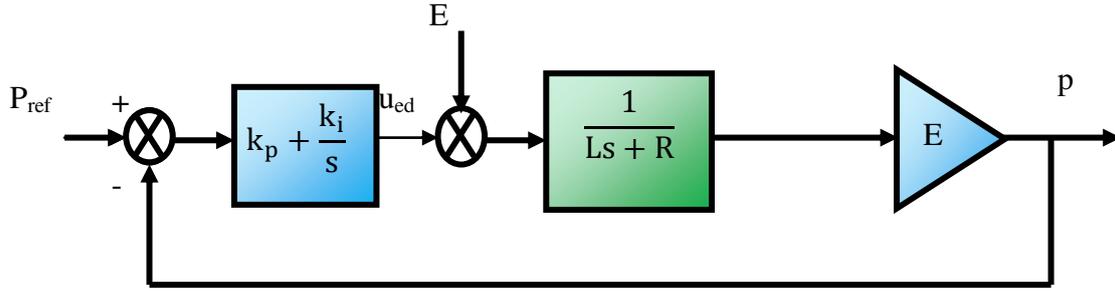


Fig. III- 16: Régulateur de la puissance active.

La tension de ligne est considérée comme une perturbation constante et devra être compensée par la partie intégrale du correcteur PI

La fonction de transfert en boucle fermée du système est donnée par :

$$FTBF = \frac{E(k_p s + k_i)}{Ls^2 + (Ek_p + R)s + Ek_i} \quad (III-21)$$

La fonction de transfert d'un système de deuxième ordre en boucle fermée est :

$$F(s) = \frac{G\omega_n^2}{s^2 + 2z_n\omega_n s + \omega_n^2} \quad (III-22)$$

Par analogie entre les expressions (III-21) et (III-22), on trouve :

$$k_p = \frac{2Lz_n\omega_n - R}{E} \quad (III-23)$$

$$k_i = \frac{L\omega_n^2}{E}$$

Il faut noter que l'équation (III-23) est valable pour les deux régulateurs

III.4.2. Résultats de simulation

Le contrôle direct de puissance du redresseur à MLI triphasé, avec la modulation vectorielle, a été simulé à l'aide du logiciel Matlab/Simulink, les paramètres utilisés sont ceux utilisés dans la simulation précédente

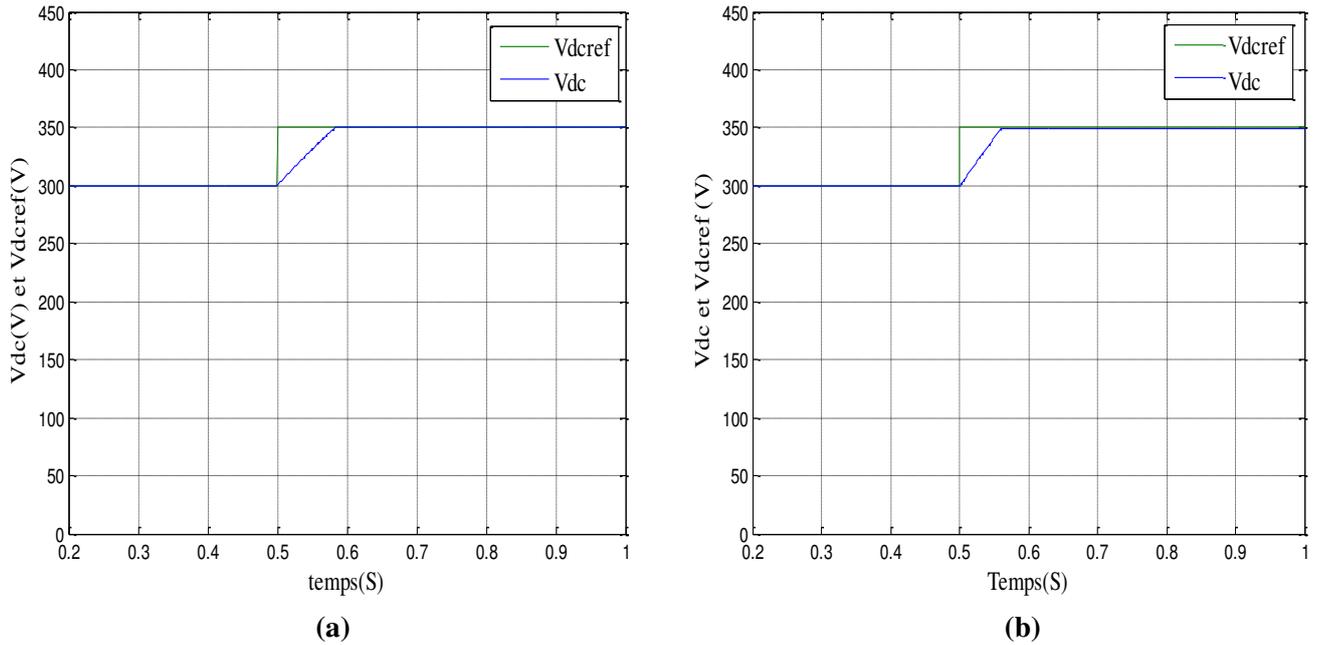


Fig. III-17 : Réponse de la tension continue V_{dc} avec DPC-SVM : (a) régulateur PI, (b) régulateur FLOU.

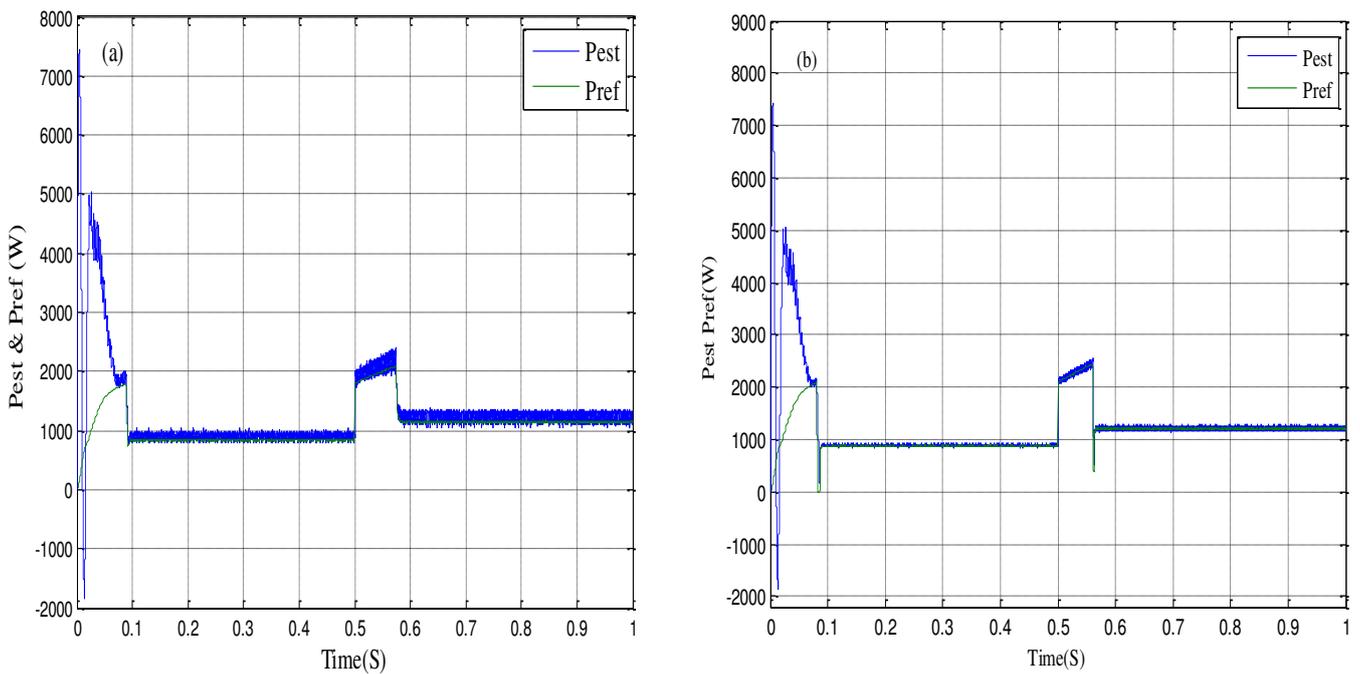


Fig. III-18 : Puissance active estimée (P_{est}) et de référence (P_{ref}) avec DPC-SVM : (a) régulateur PI, (b) régulateur FLOU.

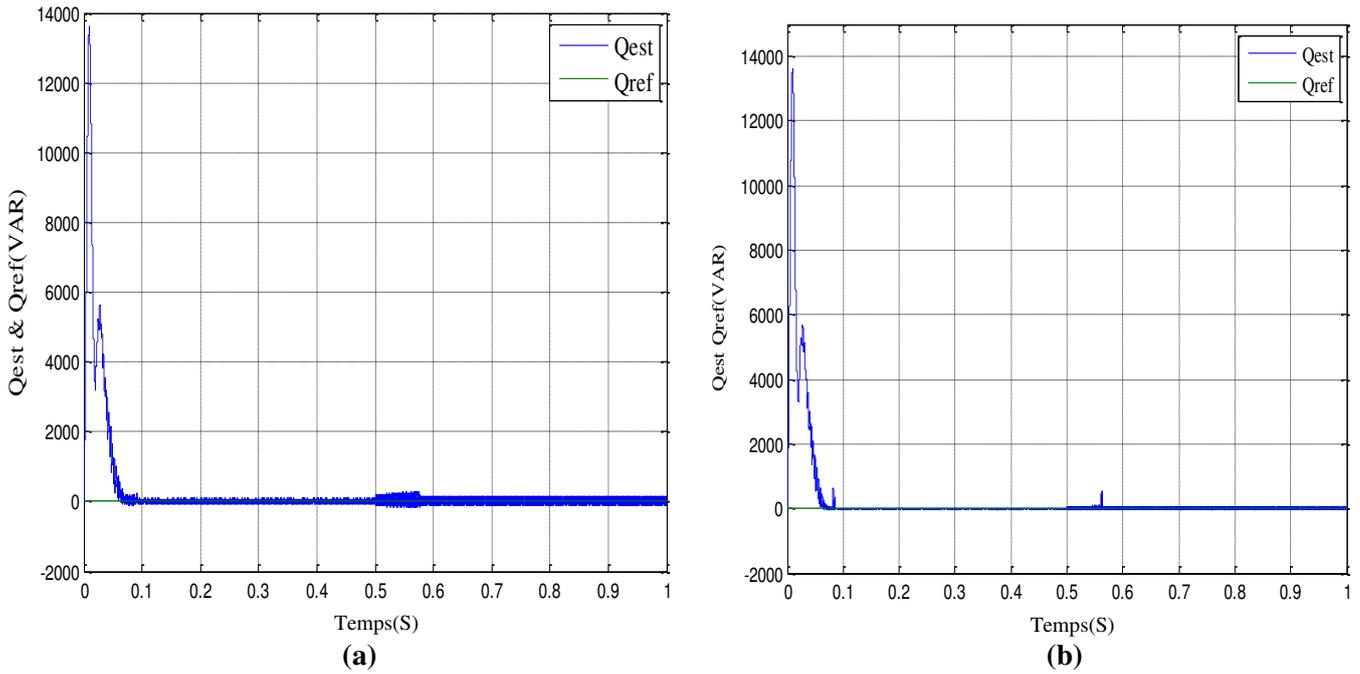


Fig. III-19: Puissance réactive estimée (Q_{est}) et de référence (Q_{ref}) avec DPC-SVM: (a) régulateur PI, (b) régulateur FLOU.

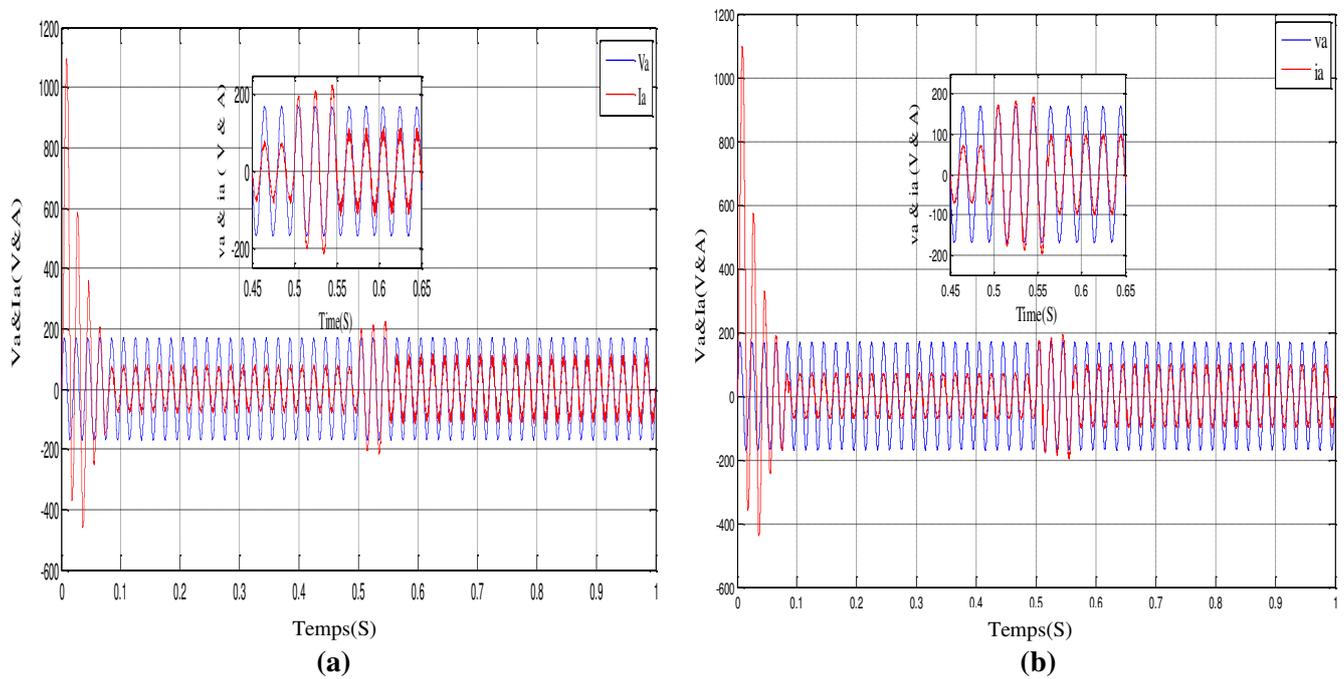


Fig. III-20 : Tension v_a en phase avec le courant i_a avec DPC-SVM : (a) régulateur PI, (b) régulateur FLOU.

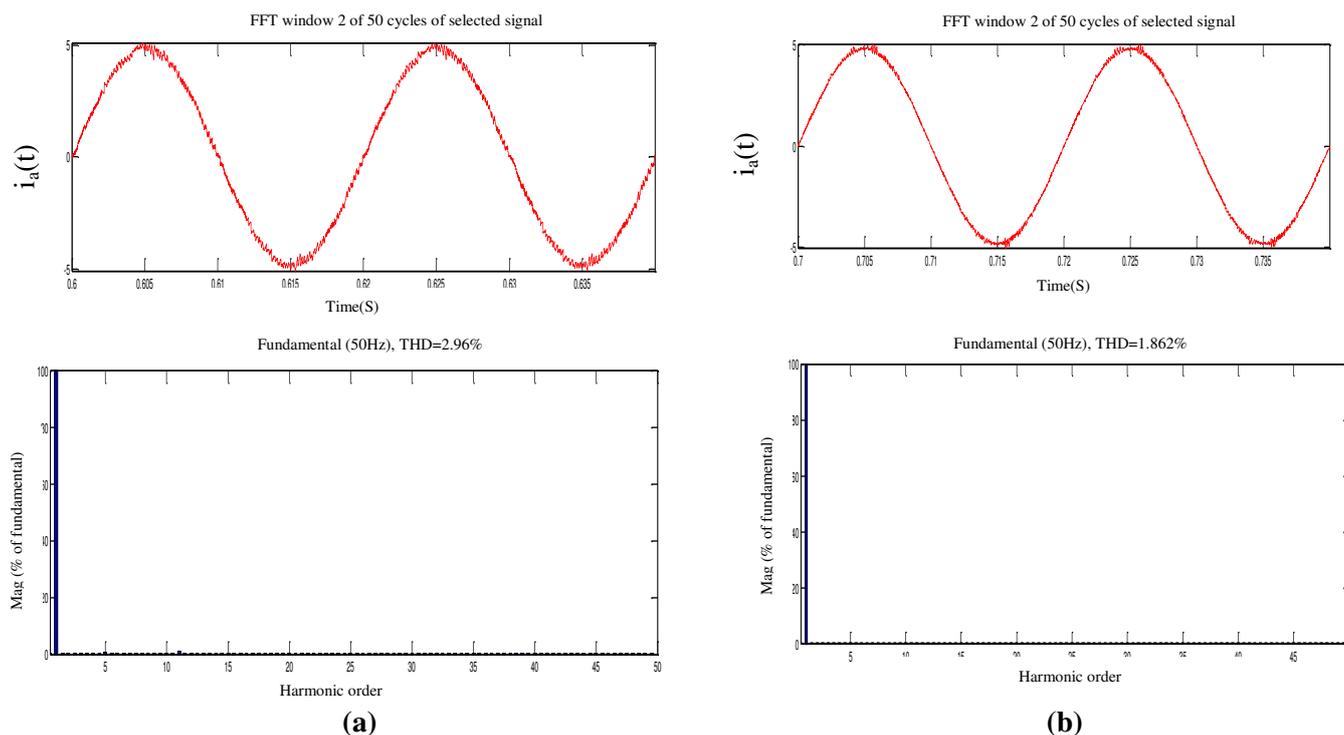


Fig. III-21 : Spectre du courant absorbé et son THD avec DPC-SVM : (a) régulateur PI (THD_i=2.96), (b) régulateur FLOU (THD_i=1.862).

Interprétation des résultats

Pour valider l'efficacité de la stratégie de contrôle étudiée, une simulation numérique a été réalisée sous MATLAB / environnement Simulink.

Le système de commande de tension continue est testé ainsi que la méthode de DPC-SVM pour un échelon de tension DC variant de 300 à 350V à l'instant $t = 0,5$ s. D'après les figures.III.17(a) et (b) la tension v_{dc} suit bien sa référence $v_{dc\text{ref}}$. Sur la figure.III.17.(b) le dépassement disparaît complètement et que le temps de réponse est réduit par rapport au régulateur PI figure.III.17.(a), et aussi les ondulations de la puissance active et réactive autour de leurs références sont réduites.

Lors du changement de la tension, le courant de ligne des figures.III.20 (a) et (b) reste pratiquement sinusoïdal.

Pour comparer les performances du régulateur PI et du régulateur flou les spectres harmoniques du courant sont donnés dans la figure.III.21. Il est à remarquer que le contrôleur flou est mieux que le régulateur PI dans la mesure où le contenu harmonique est réduit (THD = 1,862% avec un régulateur flou par rapport à 2.96% avec un régulateur PI).

III.5. Étude comparative entre les deux types de régulateurs

L'objectif de cette étude est de montrer l'apport de chacun des régulateurs (PI et FLOU) pour la commande directe de puissance avec modulation vectorielle DPC-SVM.

Les critères pris en compte dans l'évaluation des performances des deux régulateurs installés au niveau de la boucle de tension continue sont : le taux de distorsion du courant absorbé THD_i , le facteur de puissance et le temps de réponse aux perturbations. Le tableau. III-3 présente les différentes valeurs.

Il est à remarquer que le régulateur flou offre une précision acceptable et une très bonne réponse en cas de perturbation à (0.5 S) par contre le régulateur PI présente un mauvais THD par rapport au FLOU.

	THD_i	Facteur de puissance	Temps de réponse vis-à-vis de variation de référence
PI	2.96%	0.994	0.59
FLOU	1.862%	0.999	0.55

Tableau. III-3: Comparaison entre les régulateurs PI et Flou de la tension continue de la DPC-SVM

III.6. Commande directe de puissance à base des réseaux de Pétri

Les systèmes dynamiques sont généralement continus ou discrets ou les deux à la fois, les systèmes dynamique continus (SDC) ont des variables continues dans le temps (tension, vitesse, courant....etc.) ils sont souvent modélisés par des équations différentielles ou par des fonctions de transfert. Pour les systèmes dynamiques discrets (SDD), leurs variables de sorties forment un ensemble discrets de variables booléennes (nombre d'impulsion, ouverture/fermeture d'interrupteur....etc.) [76].

Les systèmes incluant les deux caractéristiques continue et discrète sont des systèmes dynamiques hybrides (SDH) qui comportent deux sous ensembles, un bloc continu et un bloc discret. Dans notre cas le bloc continu est composé d'une capacité, des résistances et des inductances, et les états de commutation des interrupteurs de redresseur MLI représentant le bloc discret [77], [78].

Dans notre travail nous nous sommes intéressés à la méthode de modélisation de la commande directe de puissance basée sur les réseaux de Pétri (DPC-Rdp).

III.7.1. Réseaux de Pétri

Les réseaux de Pétri sont dédiés à la description des systèmes hybrides, les états stables sont appelées « Place » et les conditions de passage d'une place à l'autre sont nommées « Transition »

Ils sont très utilisés en conception logique pour décrire le mécanisme d'état régissant le fonctionnement du système. Nous pouvons utiliser les réseaux de Pétri en électronique de puissance pour décrire les différents états d'un composant. Prenons par exemple un interrupteur idéal commandable par un signal (g) [78].

Si l'interrupteur est commandé (g) donc il se ferme et impose une tension nulle à ces bornes

Si l'interrupteur est non commandé (\bar{g}) donc il s'ouvre et impose un courant nul dans la branche dans laquelle il est inséré. La figure. III-22 représente la description d'un interrupteur idéal par réseau de Pétri

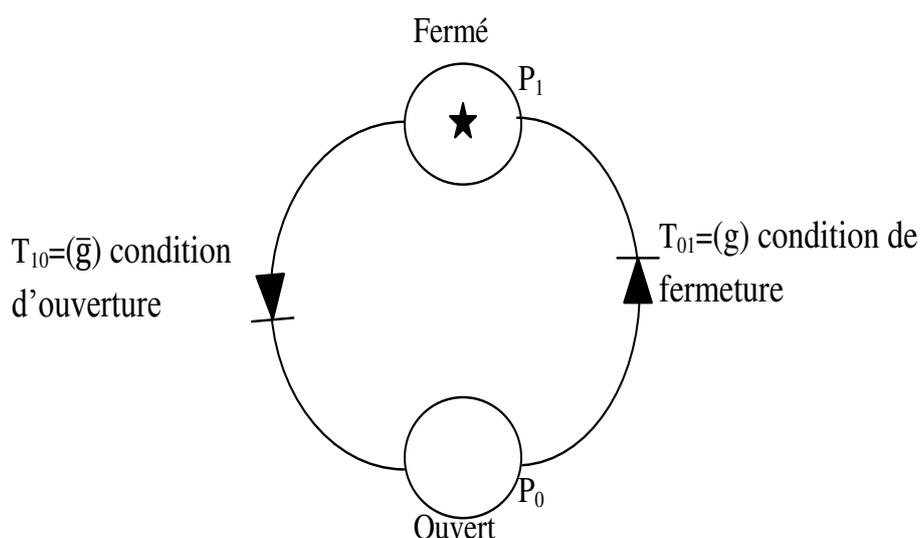


Fig. III- 22: Description d'un interrupteur idéal par réseau de Pétri

Dans notre travail sur la DPC-Rdp nous gardons le même travail que la DPC conventionnelle (Figure. III-1) mais nous nous travaillons sur six secteurs (Tableau. III-4) et c'est un contrôleur à base des réseaux de Pétri qui délivrera les impulsions aux interrupteurs du redresseur à MLI Comme illustré sur la figure III.23.

ΔP	ΔQ	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
$< \delta_1$	$< \delta_2$	V ₆ (101)	V ₁ (100)	V ₂ (110)	V ₃ (010)	V ₄ (011)	V ₅ (001)
$< \delta_1$	$> \delta_2$	V ₁ (100)	V ₂ (110)	V ₃ (010)	V ₄ (011)	V ₅ (001)	V ₆ (101)
$> \delta_1$	$< \delta_2$	V ₅ (001)	V ₆ (101)	V ₁ (100)	V ₂ (110)	V ₃ (010)	V ₄ (011)
$> \delta_1$	$> \delta_2$	V ₄ (011)	V ₅ (001)	V ₆ (101)	V ₁ (100)	V ₂ (110)	V ₃ (010)

Tableau. III-4

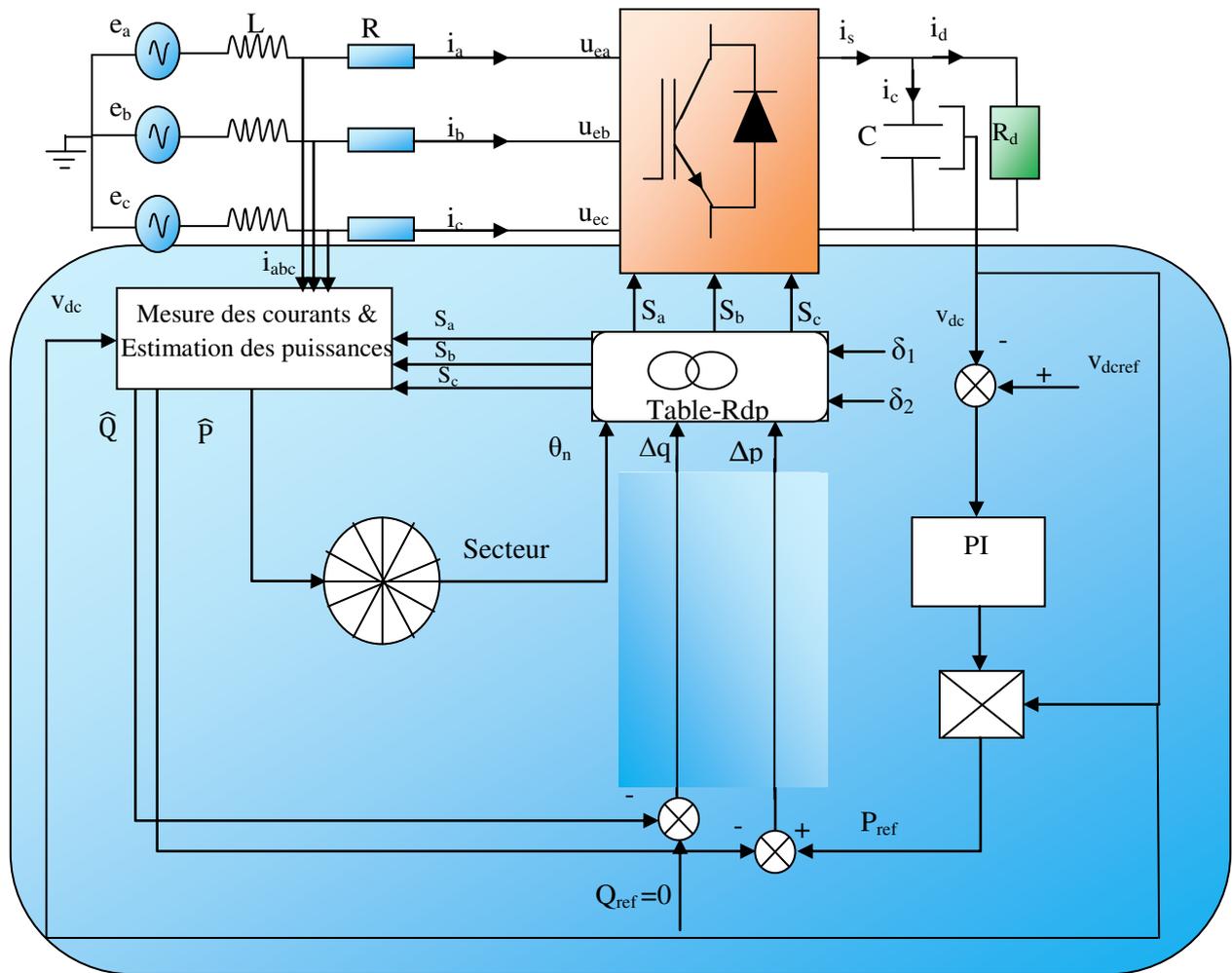


Fig. III-23 : Configuration générale de la commande DPC à base des réseaux de Pétri

Dans la DPC-Rdp les comparateurs à hystérésis et la table de commutation classique sont remplacés par un contrôleur à base des réseaux de Pétri dont les entrées sont l'erreur de la puissance active $\Delta P = P_{ref} - \hat{P}$, l'erreur de la puissance réactive $\Delta Q = Q_{ref} - \hat{Q}$, la position angulaire θ_n de la tension et les tolérances des puissances active et réactive δ_1 et δ_2 . Les sorties de ce contrôleur sont les états de commande des interrupteurs du redresseur MLI, S_a , S_b et S_c

En tenant compte des états discrets du système, la structure de la stratégie proposée est représentée par le graphique de réseau de Pétri de la figure. III-24

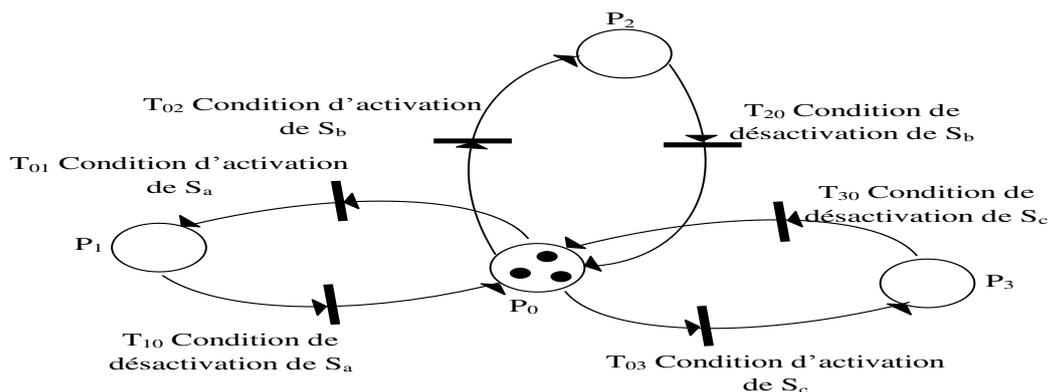


Fig. III-24 : graphique de réseau de Pétri pour un redresseur MLI triphasé à trois cellules de commutation

Les transitions pour la table de commutation à six secteurs sont données par le tableau III-5:

Transition	Désignation
T_{01}	$\Delta P < \delta_1$ et $\Delta Q < \delta_2$ et $\{\theta_n = \theta_1$ ou θ_2 ou $\theta_3\}$ ou $\Delta P < \delta_1$ et $\Delta Q > \delta_2$ et $\{\theta_n = \theta_1$ ou θ_2 ou $\theta_6\}$ ou $\Delta P > \delta_1$ et $\Delta Q < \delta_2$ et $\{\theta_n = \theta_2$ ou θ_3 ou $\theta_4\}$ ou $\Delta P > \delta_1$ et $\Delta Q > \delta_2$ et $\{\theta_n = \theta_3$ ou θ_4 ou $\theta_5\}$
T_{02}	$\Delta P < \delta_1$ et $\Delta Q < \delta_2$ et $\{\theta_n = \theta_3$ ou θ_4 ou $\theta_5\}$ ou $\Delta P < \delta_1$ et $\Delta Q > \delta_2$ et $\{\theta_n = \theta_2$ ou θ_3 ou $\theta_4\}$ ou $\Delta P > \delta_1$ et $\Delta Q < \delta_2$ et $\{\theta_n = \theta_4$ ou θ_5 ou $\theta_6\}$ ou $\Delta P > \delta_1$ et $\Delta Q > \delta_2$ et $\{\theta_n = \theta_1$ ou θ_5 ou $\theta_6\}$
T_{03}	$\Delta P < \delta_1$ et $\Delta Q < \delta_2$ et $\{\theta_n = \theta_1$ ou θ_5 ou $\theta_6\}$ ou $\Delta P < \delta_1$ et $\Delta Q > \delta_2$ et $\{\theta_n = \theta_4$ ou θ_5 ou $\theta_6\}$ ou $\Delta P > \delta_1$ et $\Delta Q < \delta_2$ et $\{\theta_n = \theta_1$ ou θ_2 ou $\theta_6\}$ ou $\Delta P > \delta_1$ et $\Delta Q > \delta_2$ et $\{\theta_n = \theta_1$ ou θ_2 ou $\theta_3\}$
T_{10}	$\Delta P < \delta_1$ et $\Delta Q < \delta_2$ et $\{\theta_n = \theta_4$ ou θ_5 ou $\theta_6\}$ ou $\Delta P < \delta_1$ et $\Delta Q > \delta_2$ et $\{\theta_n = \theta_3$ ou θ_4 ou $\theta_5\}$ ou $\Delta P > \delta_1$ et $\Delta Q < \delta_2$ et $\{\theta_n = \theta_1$ ou θ_5 ou $\theta_6\}$ ou $\Delta P > \delta_1$ et $\Delta Q > \delta_2$ et $\{\theta_n = \theta_1$ ou θ_2 ou $\theta_6\}$
T_{20}	$\Delta P < \delta_1$ et $\Delta Q < \delta_2$ et $\{\theta_n = \theta_1$ ou θ_2 ou $\theta_6\}$ ou $\Delta P < \delta_1$ et $\Delta Q > \delta_2$ et $\{\theta_n = \theta_1$ ou θ_5 ou $\theta_6\}$ ou $\Delta P > \delta_1$ et $\Delta Q < \delta_2$ et $\{\theta_n = \theta_1$ ou θ_2 ou $\theta_3\}$ ou $\Delta P > \delta_1$ et $\Delta Q > \delta_2$ et $\{\theta_n = \theta_2$ ou θ_3 ou $\theta_4\}$
T_{30}	$\Delta P < \delta_1$ et $\Delta Q < \delta_2$ et $\{\theta_n = \theta_2$ ou θ_3 ou $\theta_4\}$ ou $\Delta P < \delta_1$ et $\Delta Q > \delta_2$ et $\{\theta_n = \theta_1$ ou θ_2 ou $\theta_3\}$ ou $\Delta P > \delta_1$ et $\Delta Q < \delta_2$ et $\{\theta_n = \theta_3$ ou θ_4 ou $\theta_5\}$ ou $\Delta P > \delta_1$ et $\Delta Q > \delta_2$ et $\{\theta_n = \theta_4$ ou θ_5 ou $\theta_6\}$

Tableau. III-5

III.6.2. Résultats de Simulation

Les résultats de simulation montrant la faisabilité et les performances de la configuration de la DPC proposée à base des réseaux de Pétri avec six secteurs sont évalués dans cette partie. La figure III-25 montre les résultats de simulation de la DPC-Rdp dans le cas d'une tension du réseau purement sinusoïdale. Les puissances actives et réactives sont correctement contrôlées durant tous les secteurs. Les courants absorbés sont quasi-sinusoïdaux et en phase avec les tensions de ligne ($THD_i=1.87\%$).

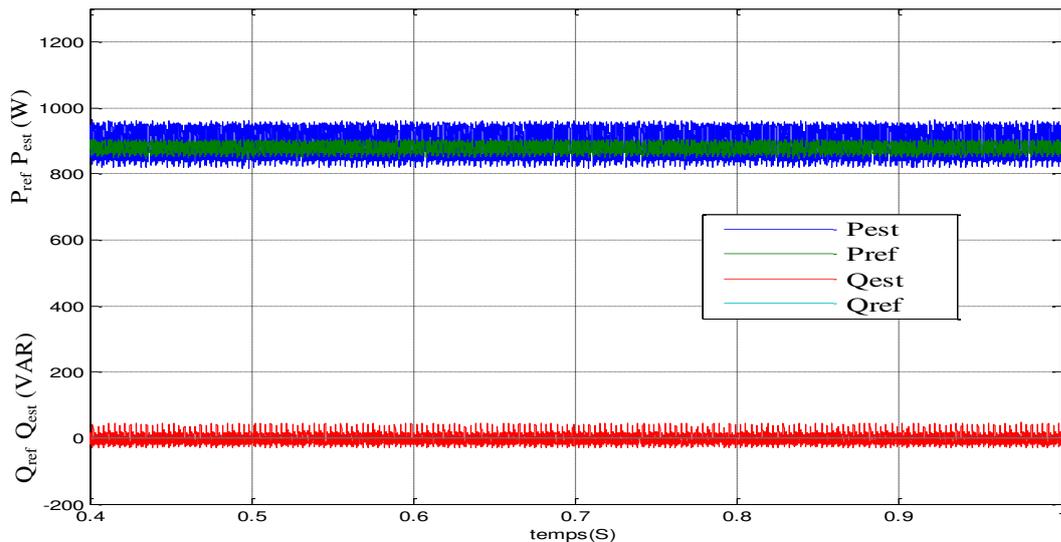


Fig.III-25-a : Puissance instantanées active et réactive de la DPC avec six secteurs.

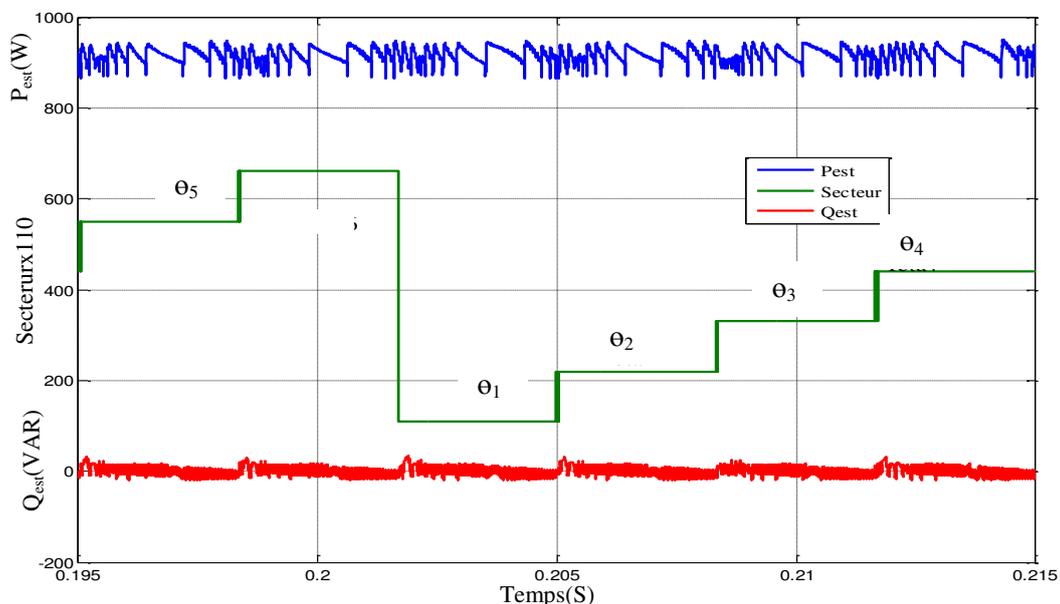


Fig.III-25-b : Zoom des puissances instantanées et les secteurs de la DPC.

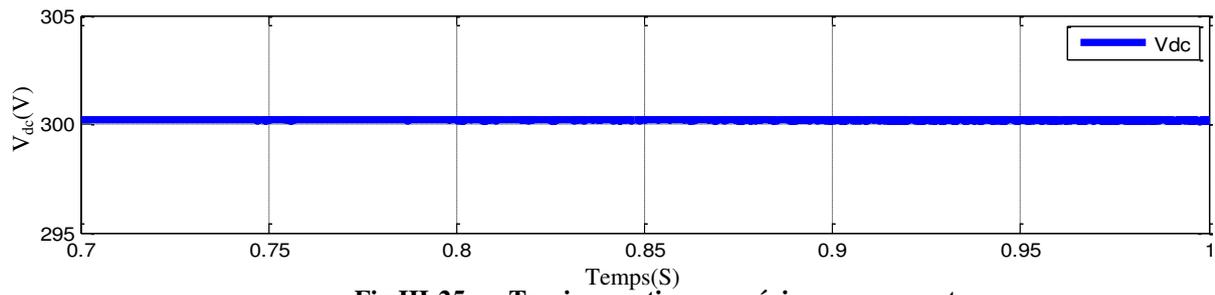


Fig.III-25-c : Tension continue en régime permanent.

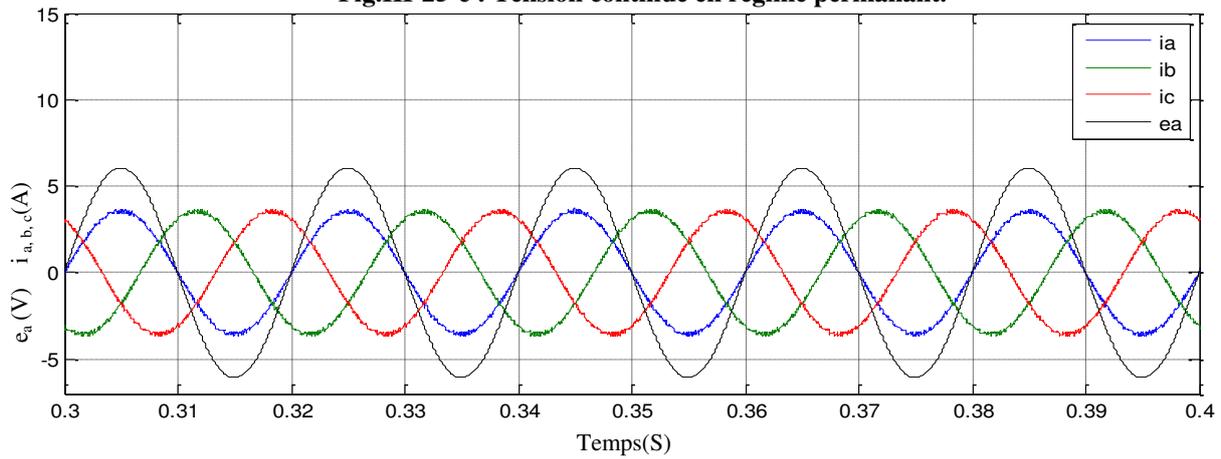


Fig.III-25-d : Courants de ligne et la tension de ligne en régime permanent.

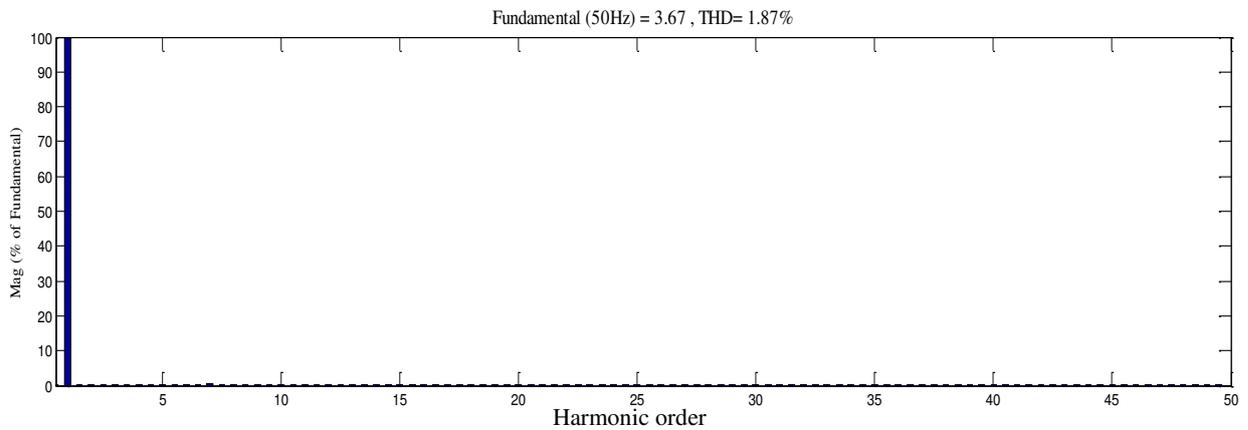
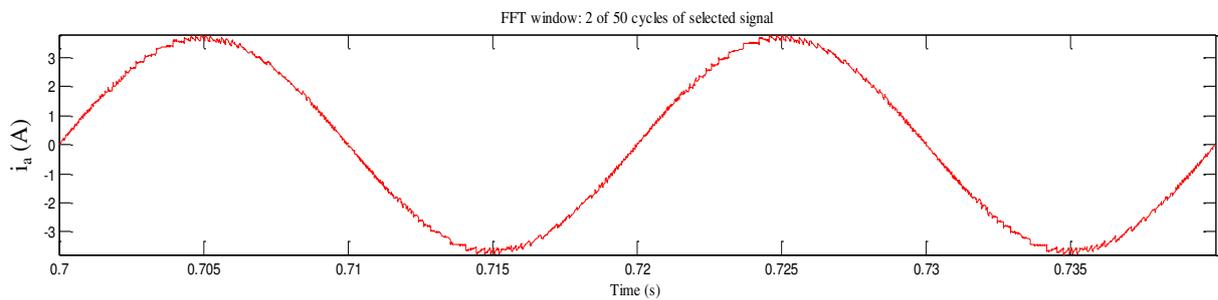
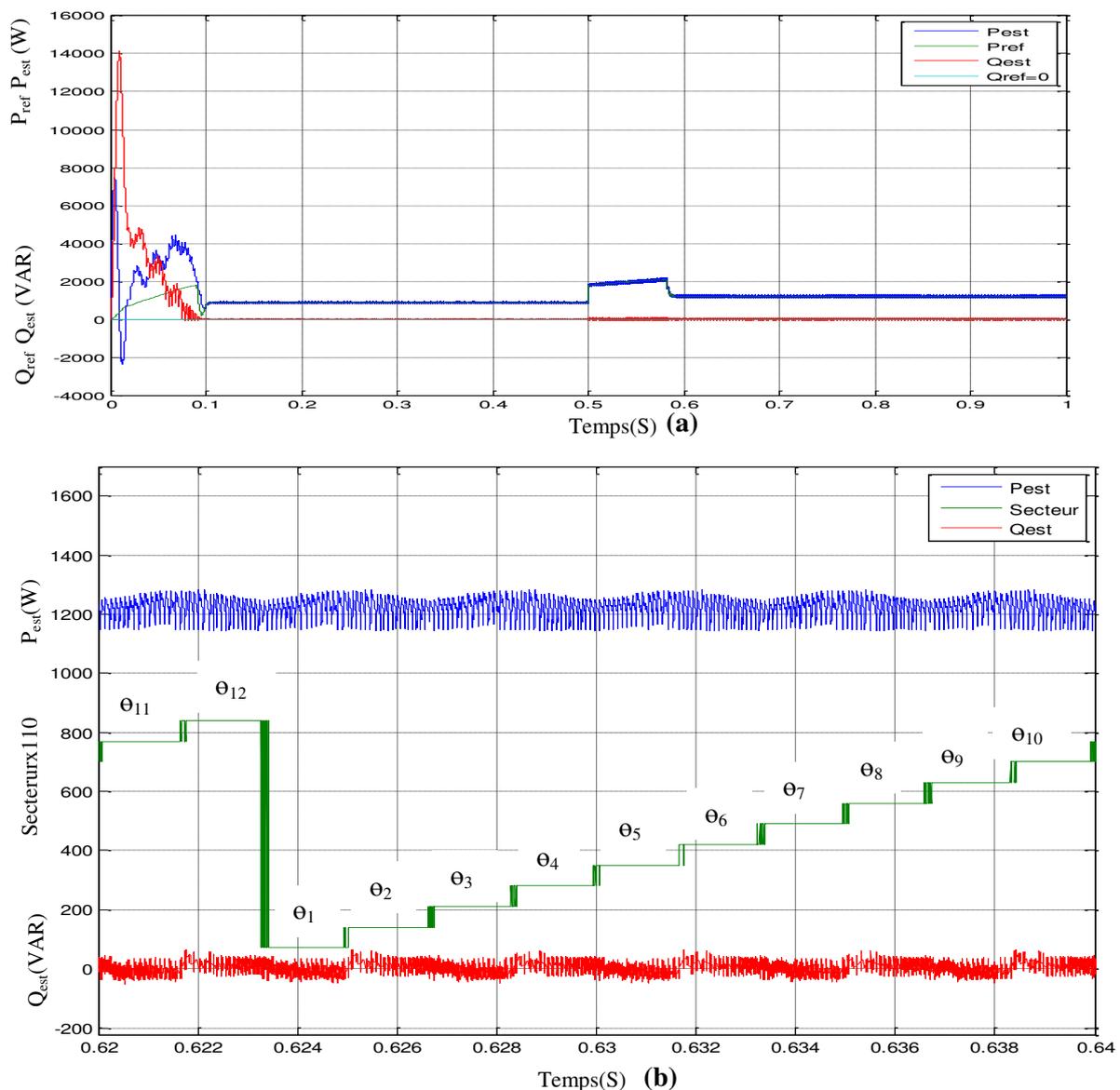


Fig. III-25-e : Spectre harmonique des courants de la DPC avec six secteurs.

En comparant les résultats de la figure III.25(a,b,c,d,e) avec ceux, obtenus avec la table de commutation avec un régulateur classique PI ($v_{dcref}=300$ et $Q_{ref}=0$), nous constatons que le DPC-Rdp garantit un meilleur contrôle des puissances instantanées surtout réactive et que les courants absorbés sont de meilleure qualité et aussi avec six secteurs (THDi=1.87% au lieu de THDi=4.24%) et afin d'améliorer encore plus la table à base des réseaux de Pétri on propose dans ce qui suit une table de commutation à base de réseau de Pétri avec douze secteurs pour avoir un contrôle plus performant.

III.6.3. Résultats de simulation pour DPC-Rdp à douze secteurs

Les résultats de simulation montrant la faisabilité et les performances de la configuration de la DPC proposée à base de réseau Pétri avec 12 secteurs sont évalués dans cette partie, la figure III-26 montre les résultats de simulation de la DPC-Rdp dans le cas d'une tension du réseau purement sinusoïdale et avec douze secteurs. Les puissances active et réactive sont correctement contrôlées durant tous les secteurs comme l'illustre la figure III.26. (b).



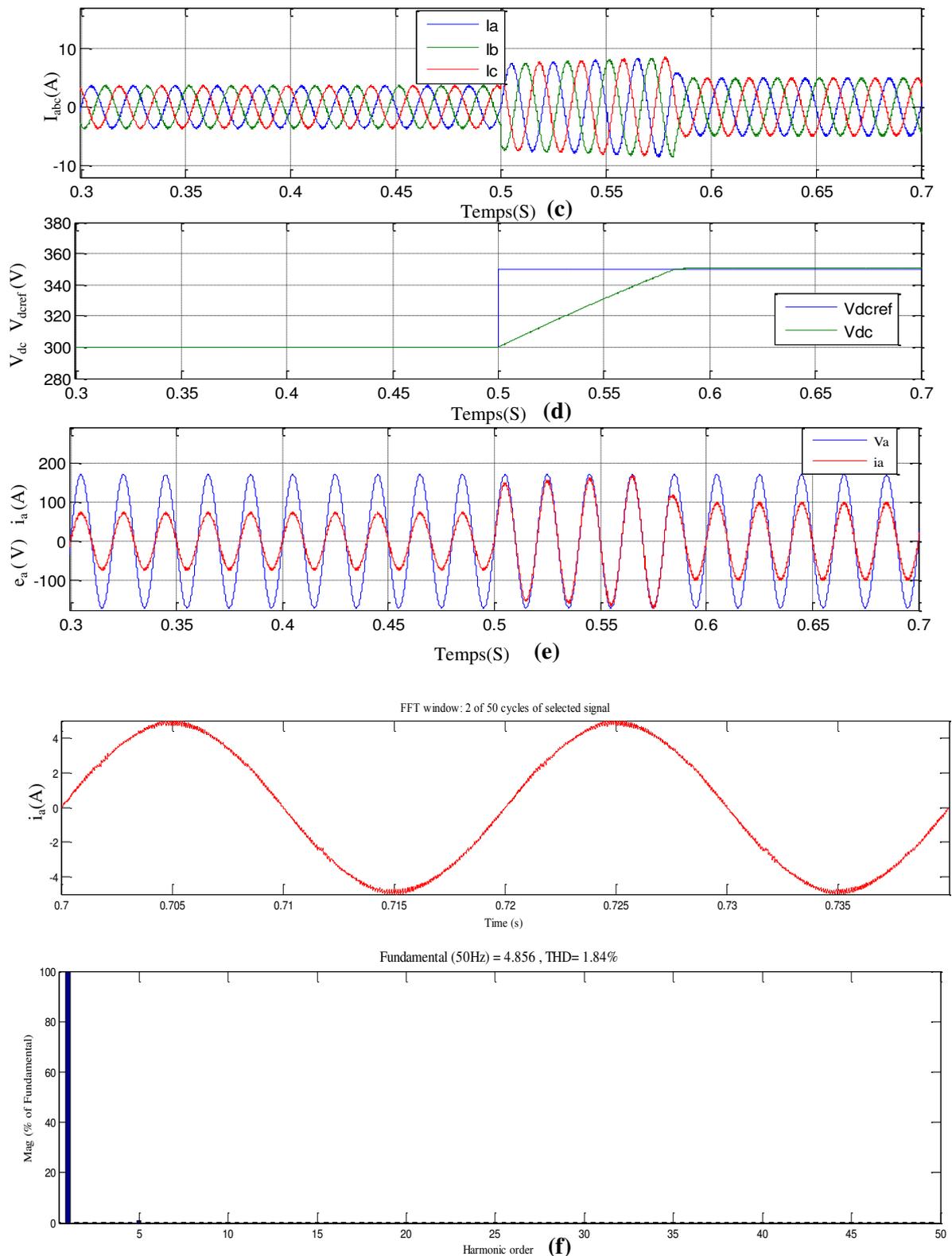


Fig. III-26 : Résultats de simulation en régime permanent de la DPC avec Douze secteurs à base des réseaux de Pétri et spectre des courants absorbés, $Q_{ref}=0$ et $v_{dcref}= 300$ à 350 v à $t=0.5$ s.

Les figures III.26 (a, b, c, d, e) illustrent les réponses de la tension du bus continu, des puissances instantanées active et réactive et des courants absorbés lors d'un régime transitoire. En effet, une augmentation de la référence de la tension du bus continu entraîne une augmentation de celle de la puissance active. Le contrôle direct de la puissance avec réseaux de Pétri assure un bon suivi de la référence de la puissance active, fournie par le régulateur PI, et maintient la puissance réactive au voisinage de zéro c'est-à-dire fonctionnement sous un facteur de puissance unitaire. L'absorption de courants sinusoïdaux est assurée durant ce transitoire.

Nous constatons que le DPC_Rdp garantit un meilleur contrôle des puissances instantanées, et que les courants absorbés sont devenus de meilleure qualité pour douze secteurs qu'avec six secteurs ($THD_i=1.84\%$ illustré par la figure.III.26 (f) au lieu de $THD_i=1.87\%$ avec six secteurs illustré par la figure.III.25).

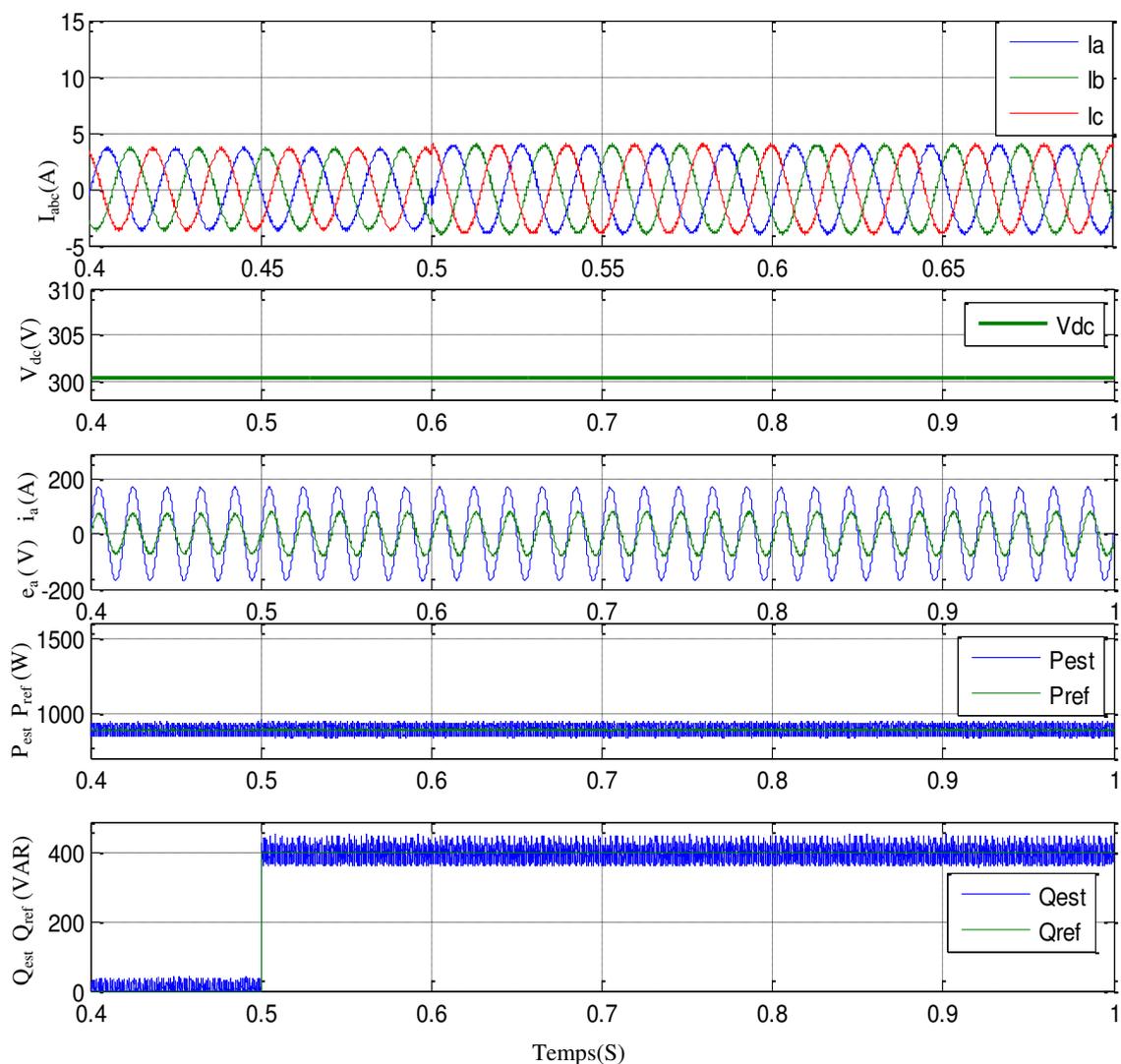


Fig. III- 27: Résultats de simulation de la DPC à base des réseaux de Pétri $V_{dc\text{ref}}=300$ et $Q_{\text{ref}}=0\text{VAR}$ à 400 VAR a $t=0.5\text{s}$

Il est à noter que la DPC proposée à base des réseaux de Pétri est capable de contrôler indépendamment la puissance réactive à une valeur différente de zéro, ce qui permet au redresseur d'échanger de la puissance réactive avec le réseau (fourniture et absorption). Ce mode d'opération permet au redresseur de fonctionner comme compensateur réactif.

La figure III-27 représente un exemple de résultats de simulation obtenu. Dans ce test de simulation, la référence de la puissance réactive subit un échelon de 0 à 400 VAR. nous constatons que la puissance réactive suit sa nouvelle référence sans affecter la puissance active, grâce au découplage parfait du contrôle de ces puissances.

III.7. Résultats de Simulation de la DPC avec table de commutation

Cette partie est consacrée aux résultats de simulation de la commande directe de puissance avec la table de commutation ainsi que les paramètres qui seront utilisés dans le prochain chapitre pour la validation expérimentale, pour une charge purement résistive R_d

Les paramètres choisis pour la simulation et la pratique sont ceux qu'on dispose au laboratoire : $f=50\text{Hz}$, $V_{dref}=200\text{V}$, $C=3300\mu\text{F}$, $R=1.5\Omega$, $L=4.25\text{mH}$, $e_{abc}=70\text{V}$, $R_d=110\Omega$

Cette partie est consacrée à des tests par simulation destinés exclusivement à la comparaison avec les résultats expérimentaux. Nous avons choisi la commande directe de puissance avec table de commutation et les paramètres sont issus directement de la plate forme expérimentale (qui sera décrite dans le prochain chapitre).

La charge est purement résistive et les paramètres choisis pour simulation et l'expérimentation sont eux disponible au niveau de notre laboratoire.

Dans cette partie deux tests seront à considérer :

A : Test avec la tension de référence côté continu constant

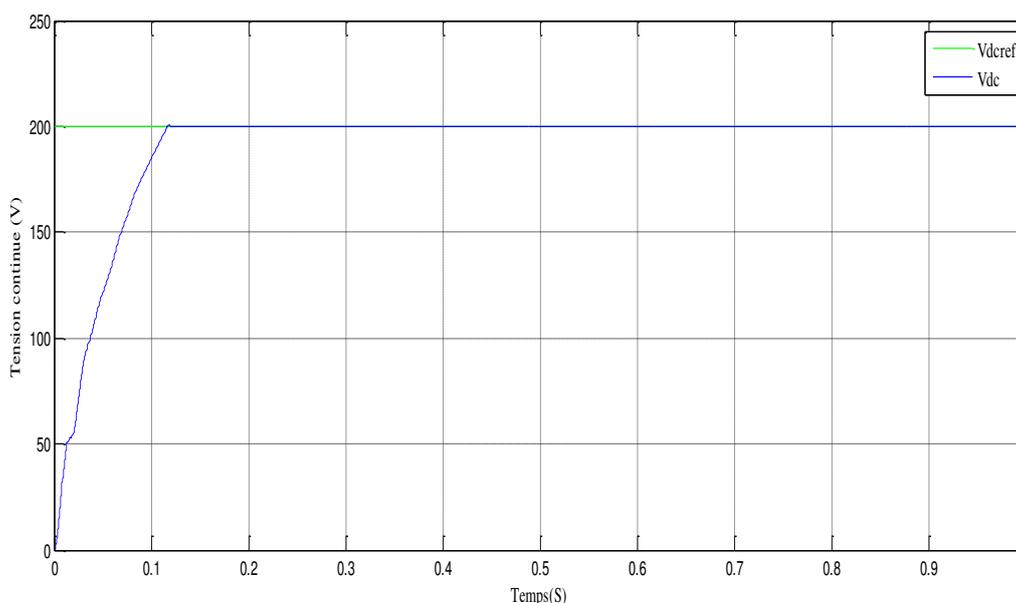


Fig. III- 28: La tension Vdc et sa référence

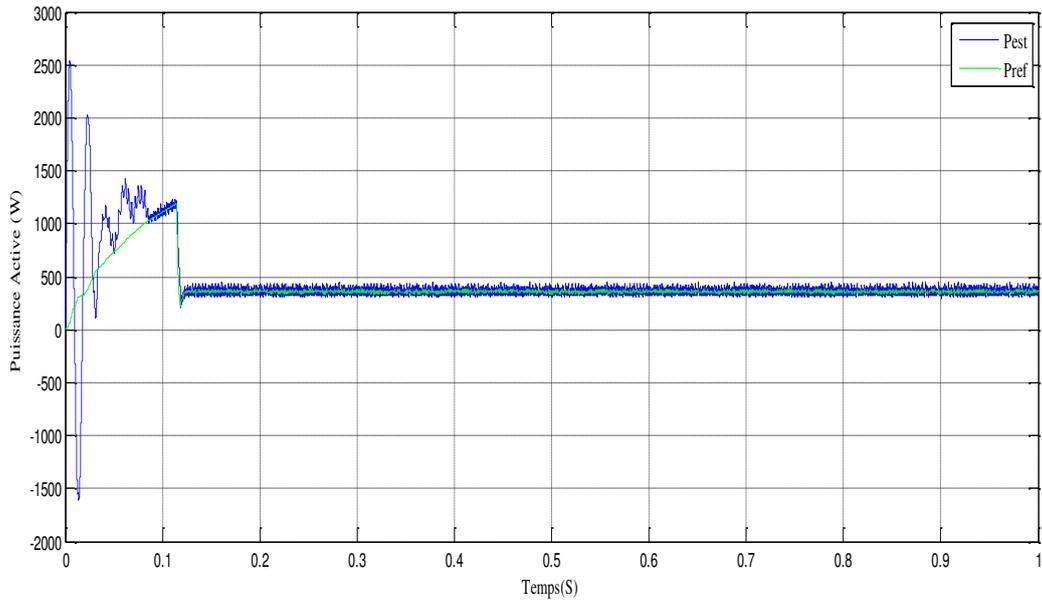


Fig. III- 29: La puissance active estimée et sa référence

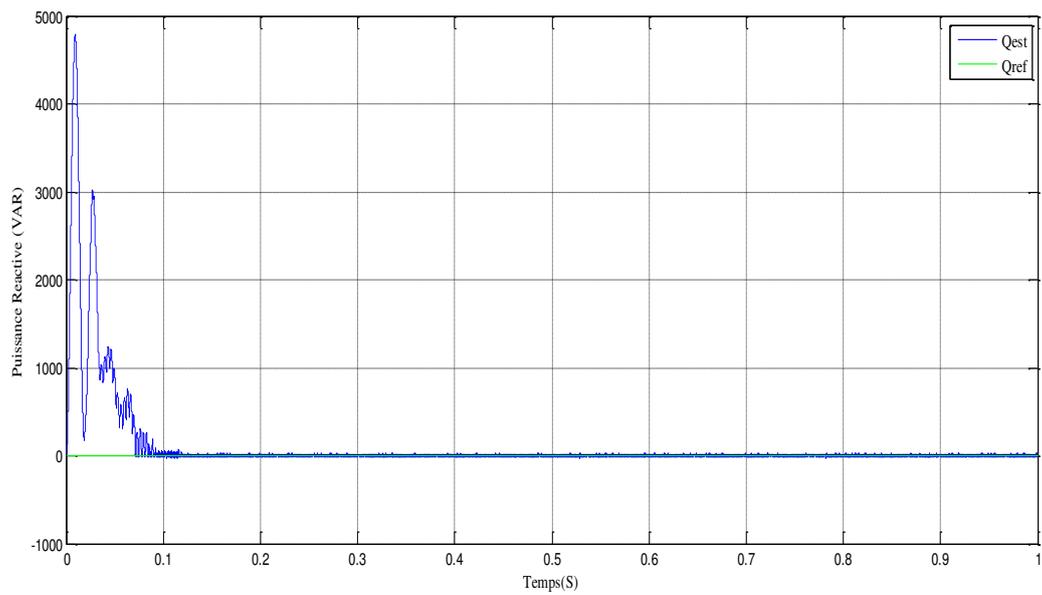


Fig. III- 30: La puissance Réactive estimée et sa référence

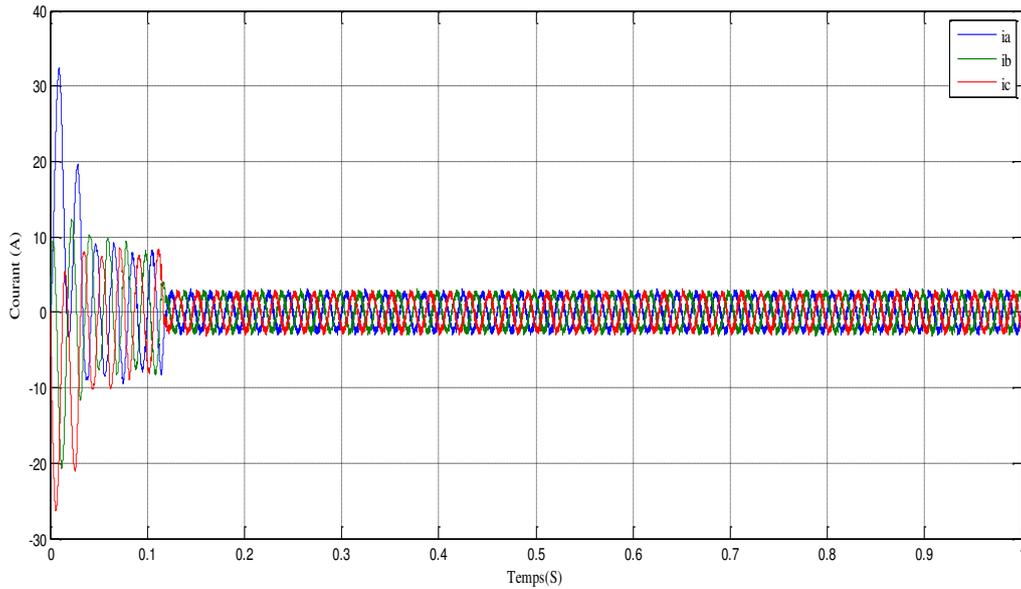


Fig. III- 31: Les courants de ligne

B: Test avec la variation de la tension de référence côté continu

Dans ce test un échelon de la tension continue de référence est appliqué à $t=0.5$ S de 170V à 200V :

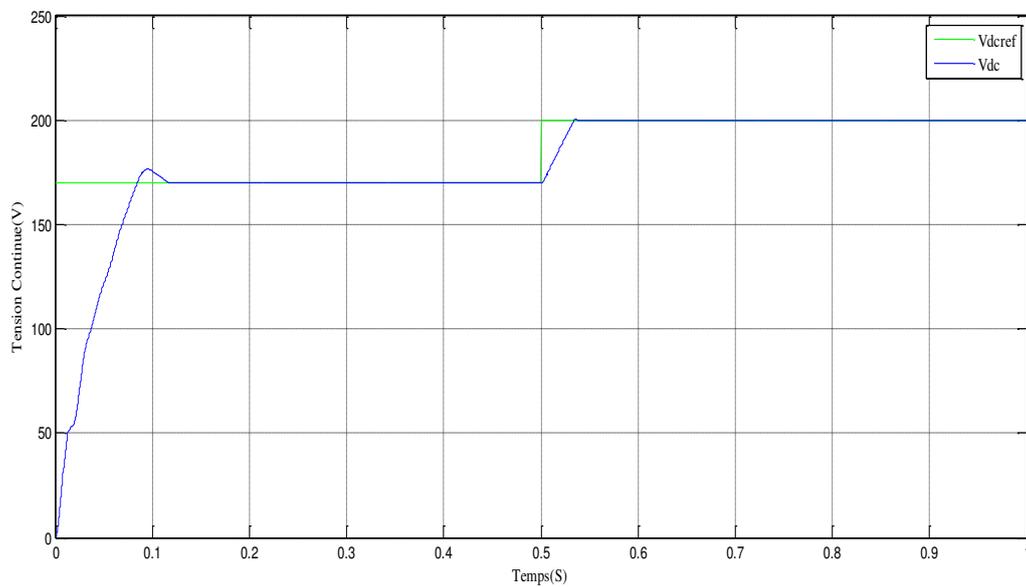


Fig. III- 32: La tension V_{dc} et sa référence ($V_{dc} =170$ à 200 V)

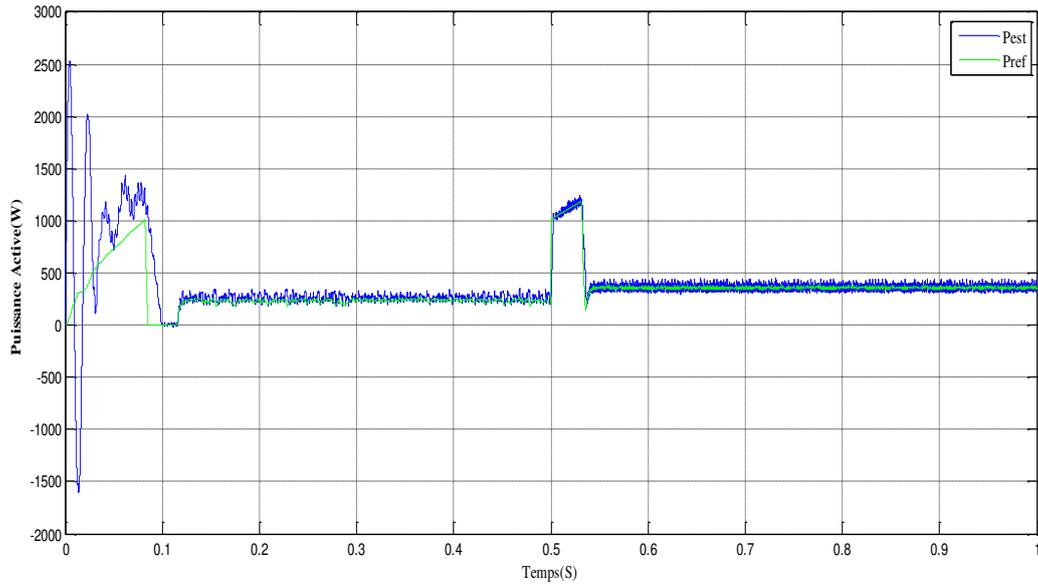


Fig. III- 33: La puissance active estimé et sa référence ($V_{dc} = 170$ à 200 V)

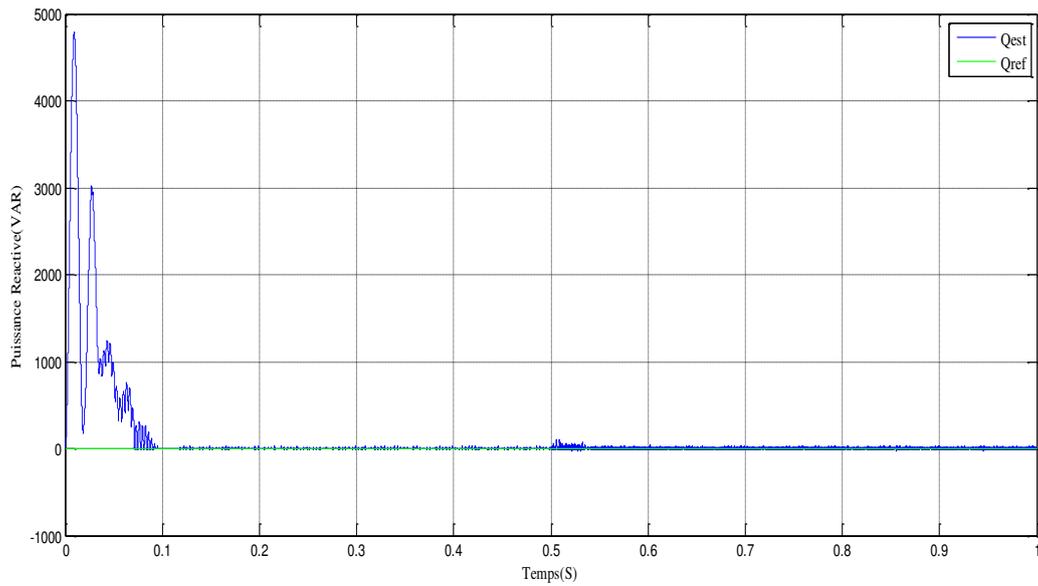


Fig. III- 34: La puissance Réactive estimé et sa référence ($V_{dc} = 170$ à 200 V)

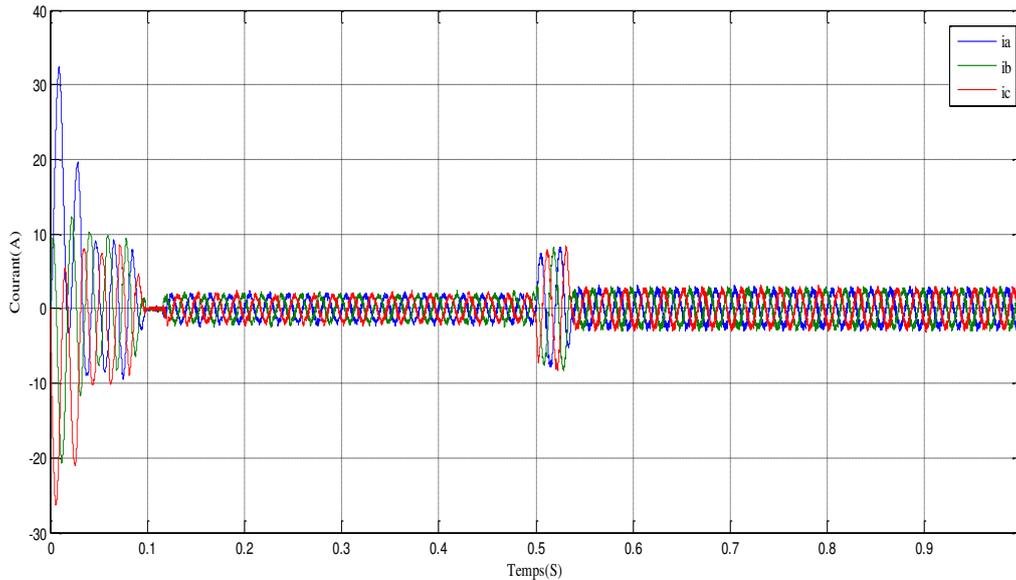


Fig. III- 35: Les courants de ligne ($V_{dc} = 170$ à 200 V)

Interprétation des résultats

Les différents tests de simulation vérifient la validité de la méthode de contrôle direct de puissance avec table de commutation, aussi bien en régime statique qu'en régime transitoire

Les figures (III-28 et III-32) illustrent la tension V_{dc} aux bornes de la capacité, on remarque que la tension V_{dc} suit bien sa référence avec un petit dépassement et avec un temps de réponse acceptable. La régulation de la tension aux bornes de la capacité est assurée même avec la variation de la tension continue de référence.

Les figures (III-29 et III-33) montre la puissance active estimée et sa référence pour les deux tests de simulation, la puissance active estimée suit bien sa référence avec une ondulation acceptable, lors du changement du niveau de la tension continue de référence la puissance active estimée suit bien sa nouvelle référence.

Les figures (III-30 et III-34) montrent la puissance réactive estimée et sa référence pour les deux tests de simulation, la puissance réactive estimée suit bien sa référence imposée directement égale à zéro pour assurer un fonctionnement sous un facteur de puissance unitaire même lors du changement de la tension de référence.

Les figures (III-31 et III-35) illustrent les trois courants de ligne qui sont pratiquement sinusoïdaux pour les deux tests, ce qui confirme une bonne qualité de signal absorbé par ce convertisseur.

III.8. Étude comparative entre les méthodes proposées

L'objectif de cette étude comparative est de montrer l'apport de chacune des méthodes présentées tout au long de ce chapitre pour la commande directe de puissance :

Stratégie	Avantages	Inconvénients
DPC_Classique	<ul style="list-style-type: none">• Réponse dynamique de la tension continue• Puissances active et réactive suivent parfaitement leurs références.	<ul style="list-style-type: none">• Dépassements des bandes• Ondulation de la tension continue.• Courant sinusoïdal un peu bruité.• Fréquence de commutation variable
DPC_SVM	<ul style="list-style-type: none">• Puissances bien contrôlées• Le courant de ligne est sinusoïdal.• Fréquence de commutation constante	<ul style="list-style-type: none">• Les puissances s'établissent lentement.• L'algorithme est plus compliqué.
DPC_Rdp	<ul style="list-style-type: none">• Tension continue est bien contrôlée• Les puissances suivent leurs références• Les courants de ligne sont parfaitement sinusoïdaux• Découplage parfait du contrôle de la puissance active et réactive	<ul style="list-style-type: none">• Fréquence de commutation variable

III.9. Conclusion

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

Vu les inconvénients de la table de commutation classique mis en évidence par l'analyse des résultats de simulation, nous avons proposé une approche qui combine la DPC et la modulation vectorielle. Dans cette combinaison DPC-SVM la table de commutation est remplacée par un modulateur vectoriel et deux régulateurs PI. Ces modifications permettent de travailler à une fréquence de commutation constante. D'après les résultats de simulation de cette commande, nous constatons que la DPC-SVM offre des meilleurs résultats par rapport à la DPC classique. Afin d'améliorer les performances de ces commande surtout en régime transitoire un contrôleur flou a été développé pour le réglage de la tension continue au lieu du régulateur classique PI, les améliorations apportées par ce régulateur par rapport au régulateur PI sont très significatives surtout du point de vue temps de réponse.

Une nouvelle approche de la DPC à base des réseaux de Pétri a été développée dans ce chapitre. Dans cette configuration de DPC, les erreurs de suivie de référence des puissances active et

réactive sont utilisées comme entrées du contrôleur de Pétri, les résultats de simulations attestent que cette configuration est meilleure par rapport aux autres algorithmes proposés dans ce chapitre, les puissances active et réactive sont parfaitement réglées vis-à-vis de leurs références et l'absorption des courants sinusoïdaux avec un facteur de puissance unitaire est obtenu avec succès.

Chapitre IV

Implémentation de la DPC et résultats expérimentaux

Ce chapitre est consacré à la validation expérimentale des résultats théoriques. Dans un premier lieu une description complète de la carte DSPACE 1103 est détaillée, la présentation du banc d'essai sera ensuite abordée. Il est constitué de trois parties principales telles que la partie de puissance qui est composée d'un redresseur à MLI triphasé, et une partie de commande composée d'une carte DSPACE 1103, et une carte de mise en forme des signaux de commande. La dernière partie de ce banc d'essai est représentée par la partie mesure pour l'acquisition des informations des courants et des tensions. Ensuite nous procéderons à la validation expérimentale de l'algorithme de la commande directe de puissance avec table de commutation classique à l'aide d'une carte DSPACE 1103. Nous terminerons ce chapitre par l'analyse des résultats expérimentaux obtenus.

Sommaire :

IV.1.Introduction	82
IV.2. Description de la DSPACE 1103.....	82
IV.3. Présentation du banc d'essais.....	83
IV.4. Mise en œuvre du banc d'essais.....	86
IV.5.Résultats expérimentaux.....	88
IV.6. Conclusion	93

IV.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous procéderons à la validation expérimentale de l'algorithme de la commande directe de puissance avec la table de commutation (méthode I) à l'aide du système de prototypage rapide DSPACE.

Nous allons décrire dans ce chapitre d'une manière générale le dispositif expérimental mis au point et ses principaux constituants ; à savoir :

- La partie puissance ;
- La partie commande (DSPACE 1103);
- La partie mesure.

Nous présenterons et analyserons les résultats expérimentaux obtenus, ceci nous permettra de valider d'abord les lois de commande puis les modèles théoriques développés.

IV.2. Description de la carte DSPACE 1103

IV.2.1. Vue d'ensemble du système :

La carte d'acquisition est une carte très performante comportant plusieurs processeurs et dispose de nombreuses entrées et sorties analogiques ou numériques ainsi que des encodeurs incrémentaux pour la commande en temps réel.

IV.2.1.1. PowerPC (PPC)

La carte d'acquisition DS1103 est un système basé sur le processeur Maître (Master) Motorola 604e PPC (400MHz), qui représente l'unité de traitement principale.

IV.2.1.2. Unités d'Entrée/Sortie

Un ensemble de périphériques à bord fréquemment utilisé dans des systèmes de commande numérique a été ajouté au PPC. Ainsi que les convertisseurs A/D et D/A, les ports numériques d'E/S et l'interface série. Le PPC dispose aussi de la commande des encodeurs incrémentaux, qui permettent notamment le développement des contrôleurs avancés pour des robots.

IV.2.1.3. Le DSP

DSP (Digital Signal Processing) est un processeur esclave (Slave) basé sur Texas Instruments TMS320F240 DSP, il est particulièrement conçu pour les commandes électriques. Entre autres, les possibilités d'Entrée/Sortie, le DSP fournit également la génération triphasée de MLI faisant un sous ensemble utile pour le contrôle et le guidage d'applications.

IV.2.1.4. Le CAN

CAN est un autre sous-ensemble, basé sur le microcontrôleur de Siemens 80C164 (MC), il est employé pour les connections entre les différents ADC.

IV.2.2. Dispositifs d'entrée /Sortie :

IV.2.2.1. La Conversion A/D

- 4 convertisseurs A/D parallèles, multiplexés en 4 voies chacun, avec une résolution de 16-bit, et un temps d'échantillonnage de 4 μ s.
- 4 convertisseurs A/D avec 1 voie d'entrée pour chacun, avec une résolution de 12 bit et un temps d'échantillonnage de 800 ns.

IV.2.2.2. Slave DSP ADC

- 2 convertisseurs A/D parallèles, multiplexés sur 8 voies chacun, avec une résolution de 10-bit et un temps d'échantillonnage de 6 μ s.

IV.2.2.3. Entrée/Sortie Numérique

- 32-bit input/output, avec possibilité de configuration bit-Wise.
- 19-bit input/output, avec possibilité de configuration bit-Wise

IV.2.2.4. D/A Conversion

- 2 convertisseurs D/A avec 4 voies chacun et une résolution de 14-bit.

IV.2.2.5. Interface d'Encodeurs Incrémentaux

- 1 voie analogique avec compteur 22/38-bit.
- 1 voie numérique avec compteur 16/24/32-bit.
- 5 voies numériques avec compteur 24-bit.

IV.3. Présentation du banc d'essai :

Pour la mise en œuvre expérimentale de la loi de commande, un banc d'essais a été conçu au laboratoire LATAGE à l'université de MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU en utilisant le matériel mis à notre disposition

Le banc d'essais est constitué des parties essentielles suivantes :

IV.3.1. La partie puissance

Le redresseur à MLI qui est composée des trois bras du convertisseur constitué de six IGBT et d'une diode de référence SKM 120 GB 123 de type SEMIKRON

Ces modules supportent une tension de 600V et permettent de faire passer un courant de 120A.

IV.3.2. La partie commande

IV.3.2.1. Carte DSPace

Le système de commande numérique DSPace répond de manière satisfaisante à notre besoin.

Son principal intérêt est de permettre d'écrire l'essentiel de l'algorithme de commande par schéma blocs sous logiciel Matlab Simulink

En effet, l'outil Real Time Workshop de Simulink procure une façon rapide et efficace pour traduire le modèle de simulation fournissant une procédure automatique pour le codage, la compilation, l'édition de liens et le téléchargement des exécutables sur le processeur cible DSP [87].

La figure (IV.1) présente les différentes étapes de l'implantation de la commande [80].

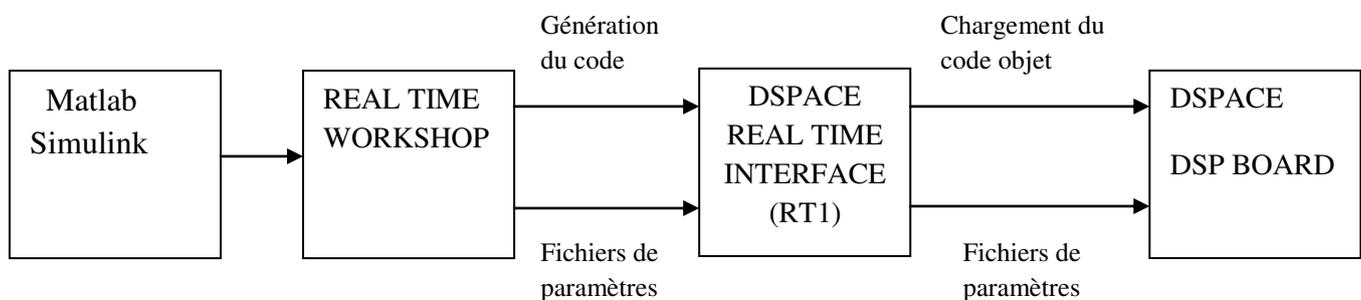


Fig.IV.1 : Procédure de l'implantation temps réel

Le logiciel ControlDesk figure(IV.2) qui est associé à la DSPace, permet de suivre l'exécution du programme implanté dans le DSPace, en affichant les courbes d'évolution des variables, et en offrant la possibilité de modifier ces variables en temps réel [80].

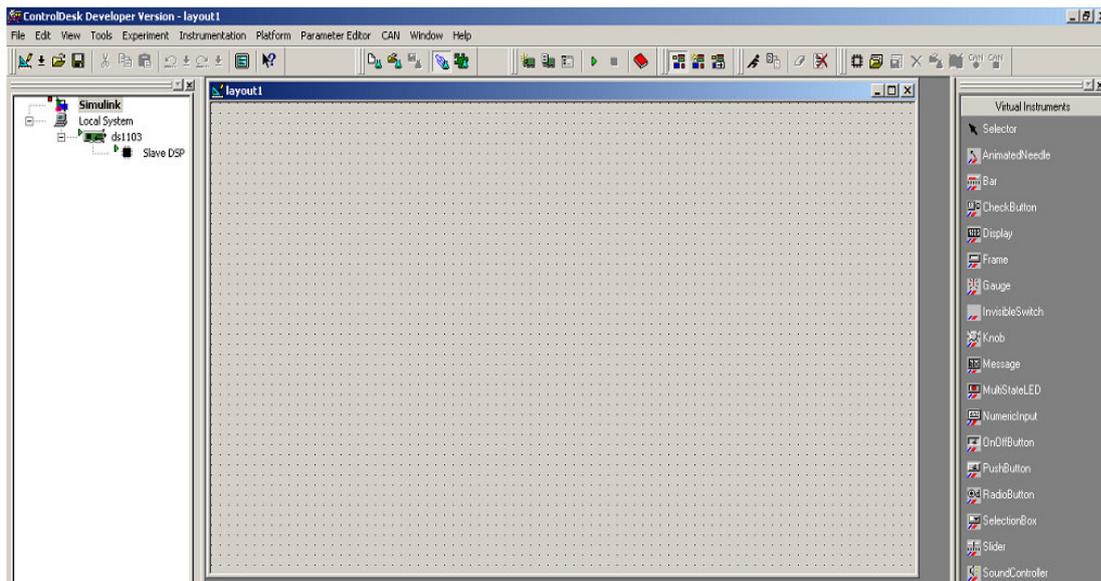


Fig.IV.2: La fenêtre du logiciel ControlDesk.

IV.3.2.2. Commande rapprochée

Le bras a une seule carte de commande qui génère un signal à deux états, cette carte a été réalisée au laboratoire LATAGE. La carte est alimentée par une source symétrique qui débite une tension de 15V pour alimenter les Optocoupleurs et les Drivers.

L'IGBT est piloté par un allumeur (Driver) qui permet d'adapter les signaux de commande aux caractéristiques des interrupteurs.

Le driver (IR2109) (Annexe 2) est un circuit intégré utilisé pour améliorer les temps de commutation des interrupteurs d'électronique de puissance. La sortie du driver envoie aux bornes des interrupteurs du module une tension continue variable de 0-15 V.

Afin d'assurer une isolation entre la carte de commande et le transistor de puissance, on utilise des Optocoupleurs (4N35) (Annexe 3) dont les sorties sont reliées aux drivers, cette isolation nous permet de protéger la partie électronique de faible puissance et de lui permettre d'être moins sensible aux bruits générés par la partie puissance.

La photo de la carte de commande réalisée est représentée par la figure (IV.3).



Fig.IV.3 : Photo de la carte de commande.

IV.3.3. Partie mesures

L'échange d'informations entre les deux parties décrites ci-dessus s'effectue par l'intermédiaire d'un boîtier externe de raccordement (CP1103), relié à la carte via un câble blindé. L'environnement de mesure comporte :

- Une carte d'acquisition associée aux capteurs de courant LEM-LA 55-P à effet Hall dont les caractéristiques se trouvent dans l'annexe 4;
- Une carte d'acquisition associée aux capteurs de tension LEM-LV 25-P à effet Hall dont les caractéristiques se trouvent dans l'annexe 5.

IV.4. Mise en œuvre du banc d'essais

Avant de présenter les résultats expérimentaux, nous avons jugé utile de rappeler les étapes nécessaires à la réalisation d'un essai expérimental à l'aide du système DSPace.

Les étapes sont les suivantes:

1 - La carte DSPace et le logiciel Matlab/Simulink doivent être installés dans le PC. En effet, le système de développement de la société DSPace doit être intégré à l'environnement Simulink afin de bénéficier d'un chaînage complet de la simulation à la validation expérimentale.

2 - Un modèle Simulink du système étudié doit être réalisé à l'aide des blocs de la bibliothèque Matlab/Simulink. Ce modèle ne doit pas inclure les éléments de puissance

Implémentation de la DPC et résultats expérimentaux

(charge, résistance, inductance, IGBTs,....etc.) mais seulement modéliser la partie commande à tester expérimentalement (identification des courants harmoniques et régulation de la tension aux bornes du condensateur). Ensuite, on ajoute des blocs entrées/sorties d'interface (CAN, CNA) de la bibliothèque DSPace au modèle Simulink précédent afin de faire la liaison entre le système physique et la carte DSPace.

3 - Le modèle précédent doit alors être implémenté sur la carte DS1103. Cela est réalisé à l'aide de l'outil d'interface temps réel RTI (Real-Time Interface). Cet outil traduit d'abord le modèle Simulink en code C, puis le code C est compilé afin de générer un fichier exécutable pour le processeur résidant sur la carte DSPace (DS1103). Enfin, le fichier exécutable est téléchargé. Cette étape associe le modèle Simulink au système DSPace à travers le bloc RTI Data qui apparaît alors au niveau du fichier Simulink.

La carte DSPace DS1103 est mise en œuvre, d'une part, pour la génération directe des impulsions de commande (commande numérique). D'autre part, pour la commande numérique, les signaux de courants et de tensions mesurés par les capteurs adéquats sont convertis par les C.A.N et exploités numériquement par les algorithmes. La carte contrôleur génère alors trois signaux MLI, comme schématisé sur la figure IV.4.

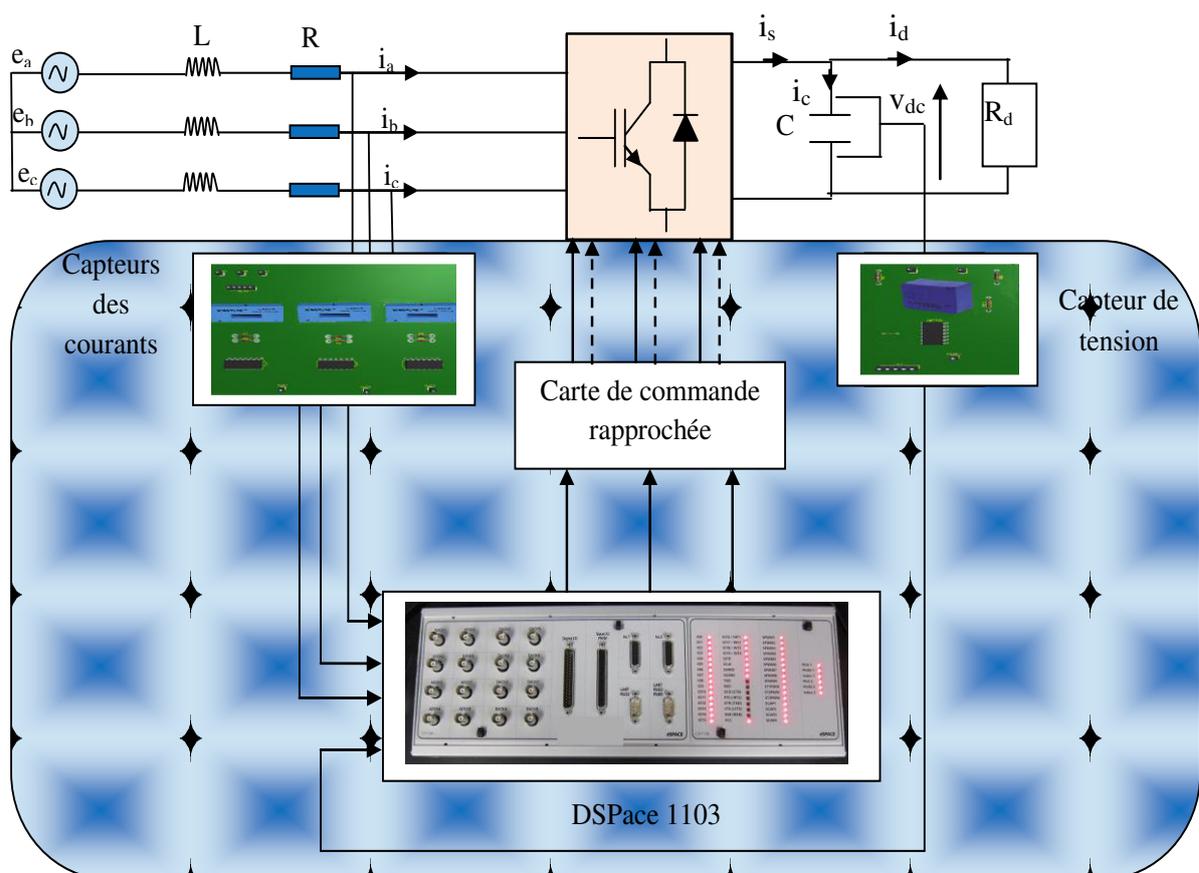


Fig.IV-4 Schéma représentant la commande.

Le banc d'essai réalisé au sein du laboratoire LATAGE est montré dans la photographie suivante (figure IV.5):



Fig.IV .5 : Photo du banc d'essai.

IV.5.Résultats expérimentaux

Les résultats expérimentaux sont réalisés dans le laboratoire LATAGE à l'U.M.M.T.O suivant les étapes déjà présentées.

Une étape de plus pour avoir accès aux données réelles de notre expérience et aussi pour tracer les courbes sous MATLAB, avant de commencer l'expérience est le réglage des paramètres de visualisation.

Les paramètres de processus peuvent être placés dans la fenêtre **Capture Settings Window** sous le menu **View/Controlbars (Annexe.A.6)**.

Les résultats expérimentaux sont obtenus avec une charge purement résistive de $R_d=110\Omega$ sous un facteur de Puissance unitaire et avec une tension continue de référence $V_{dref}=200V$, Tensions du réseau ($e_{abc}=70V$) Fréquence du réseau ($f=50Hz$), Inductance de ligne ($L=4.25mH$), Résistance de ligne ($R=1.5\Omega$) Condensateur ($C=3300\mu F$).

Les figures suivantes montrent les différentes formes d'onde du redresseur à MLI avec une tension continue de référence fixée à ($V_{dc}= 200V$) contrôlé par la commande directe de puissance avec table de commutation (méthode I)

La figure IV.6 montre l'allure de la tension continue V_{dc} en régime permanent, on peut noter que la tension est maintenue à sa référence désirée de 200 V avec une erreur inférieure à 0.3V

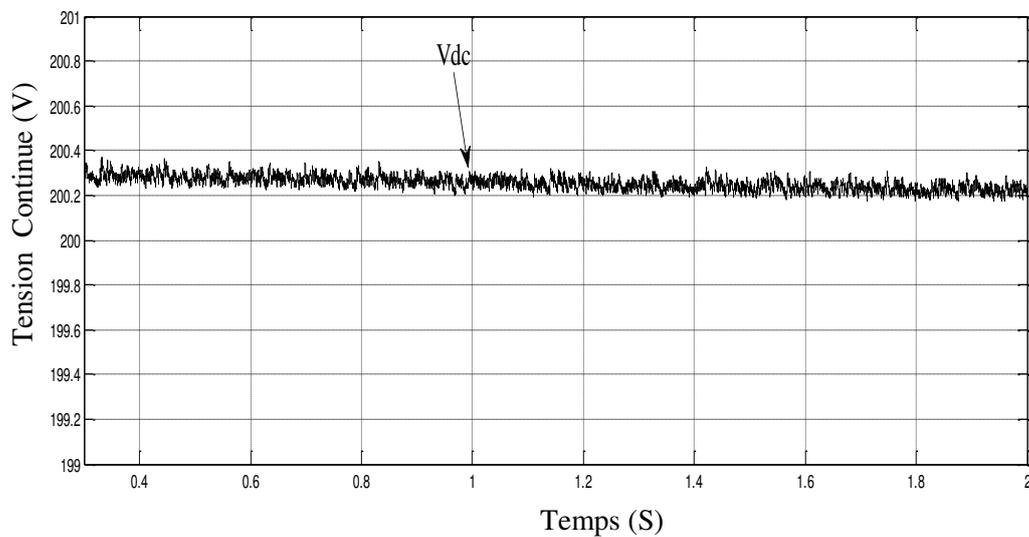


Fig.IV.6 : La tension continue en régime permanent de la DPC classique.

La puissance active estimée P_{est} et de référence P_{ref} sont présentées dans la figure IV.7. On peut remarquer que la puissance active estimée suit bien sa référence calculée à partir de la régulation de la tension continue.

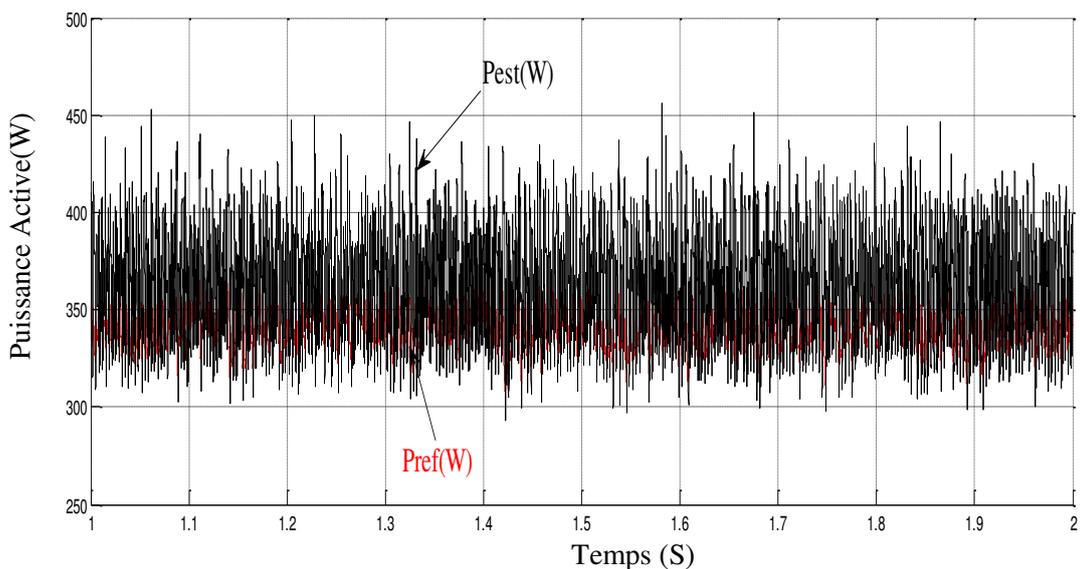


Fig.IV.7 : La puissance active de référence & estimée en régime permanent de la DPC classique.

On peut noter à partir de la figure IV.8 que la puissance réactive estimée suit bien sa référence imposé égale à zéro, ce qui nous permet d'avoir un facteur de puissance unitaire

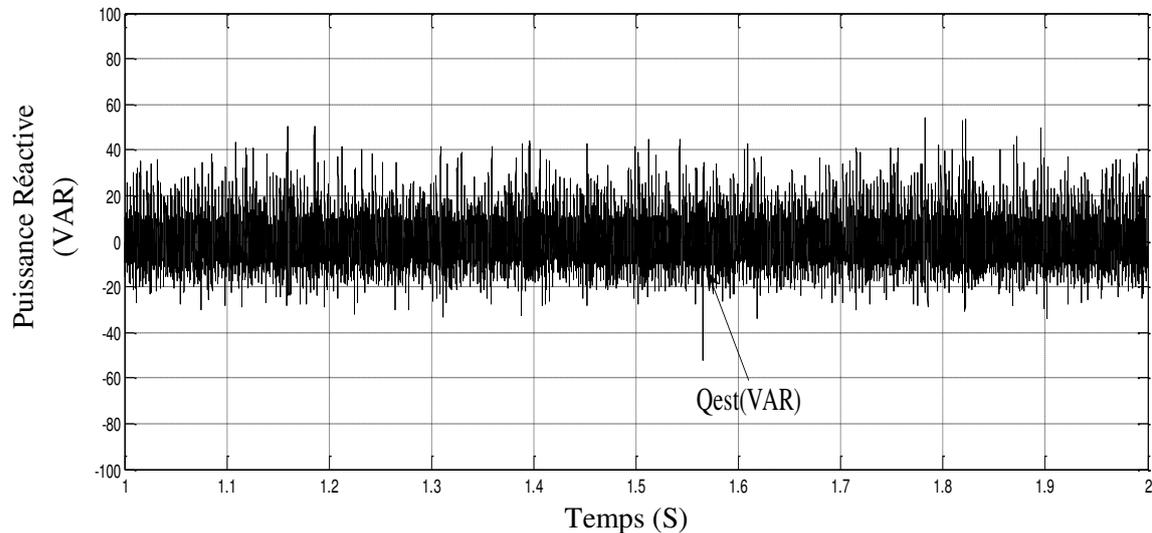


Fig.IV.8 : La puissance réactive de référence & estimée en régime permanent de la DPC classique.

On remarque d'après les deux figures précédentes (figure IV.7 et Figure IV.8) que les deux grandeurs estimées comportent des bruits en addition, ces derniers sont dus aux dérivés des courant lors de l'estimation des ces deux puissances active et réactive, ce qui nous permet de conclure que les tensions estimées du réseau comportent elles aussi ces bruits parce qu'elles sont liées à ces deux puissances estimées.

La figure IV.9 illustre les courants de ligne I_{abc} qui sont de forme presque sinusoïdale donc une bonne qualité de signal (un bas THD)

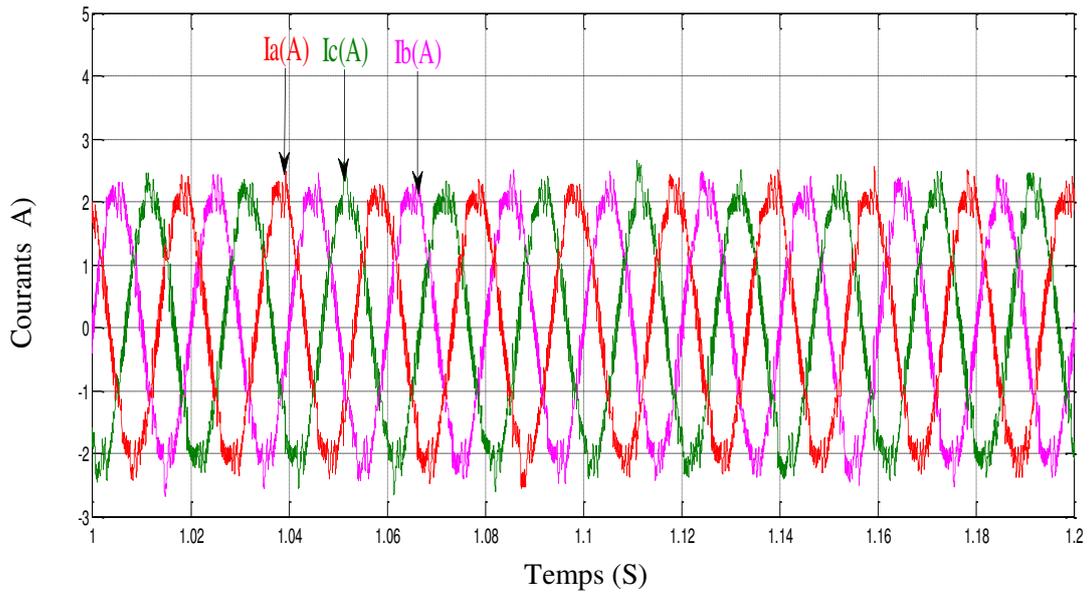


Fig.IV.9 : La forme d'onde des courants de ligne en régime permanent de la DPC classique.

Test de Variation de la tension continue de référence :

Les figures suivantes montrent les différentes formes d'onde du redresseur à MLI suite à une variation en échelon de la tension continue de référence ($V_{dc} = 170V$ à $200V$) contrôlé par la commande directe de puissance avec table de commutation (méthode I).

La figure IV.10 montre la forme d'onde de la tension continue V_{dc} en régime transitoire lorsque la tension de référence est variée de $170 V$ jusqu'à $200V$. On peut noter que la tension suit sa nouvelle référence avec un temps de réponse acceptable. Il est noté que le système est stable et robuste.

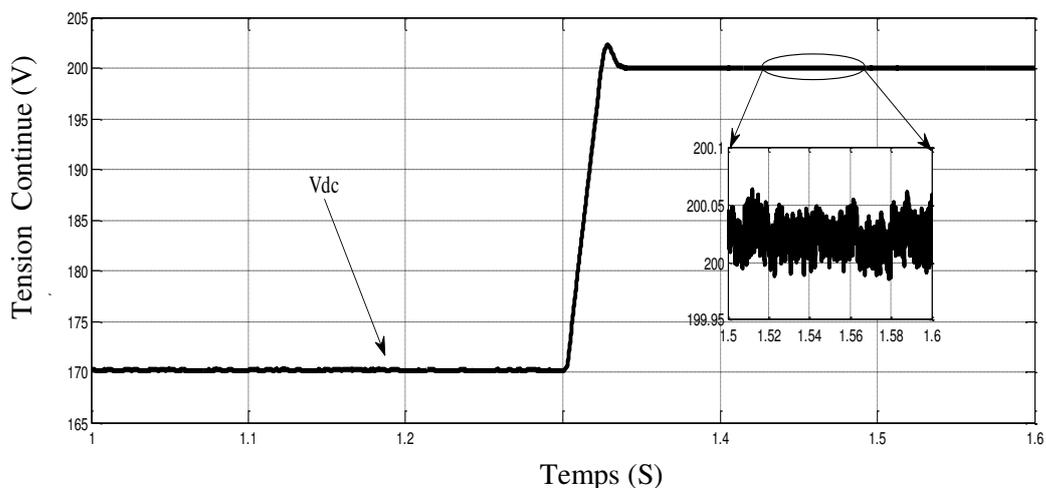


Fig.IV.10 : La forme d'onde de tension continue en régime transitoire de la DPC classique.

La puissance active estimée P_{est} (noire) et de référence P_{ref} (rouge) sont présentées dans la figure IV.11. On peut remarquer que la puissance active estimée suit bien sa référence (comme indiqué dans le zoom), lors du changement du niveau de la référence puisque la puissance active de référence est calculée à partir de la tension continue.

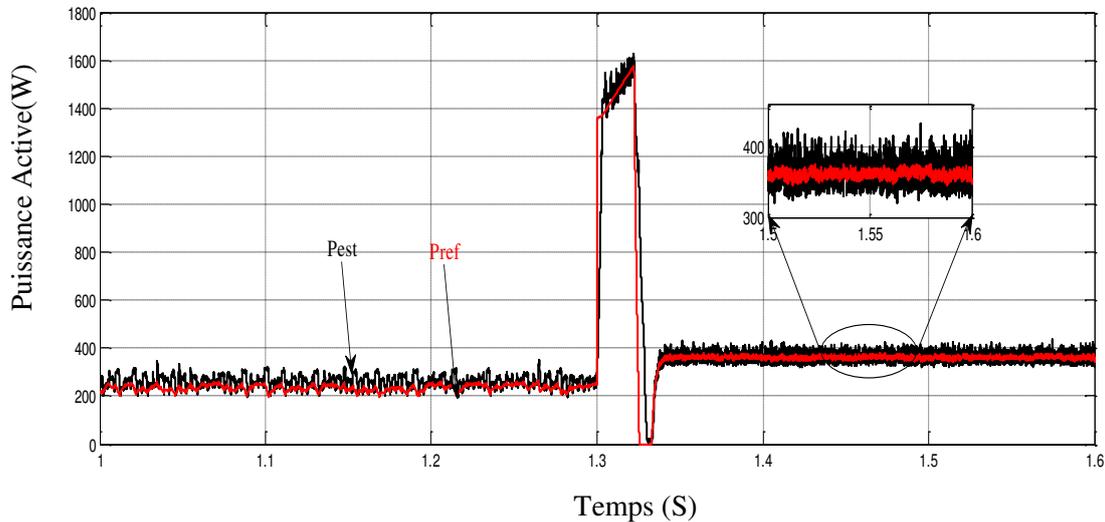


Fig.IV.11 : La forme d’onde de la puissance active de référence & estimée en régime transitoire de la DPC classique.

On peut constater à partir de la figure IV.12 que le système fonctionne sous un facteur de puissance unitaire puisque la puissance réactive estimée suit bien sa référence imposée égale à zéro, même avec la variation de la tension continue de référence donc l’augmentation de la puissance active, ce qui permet d’avoir un contrôle découplée des puissance active et réactive.

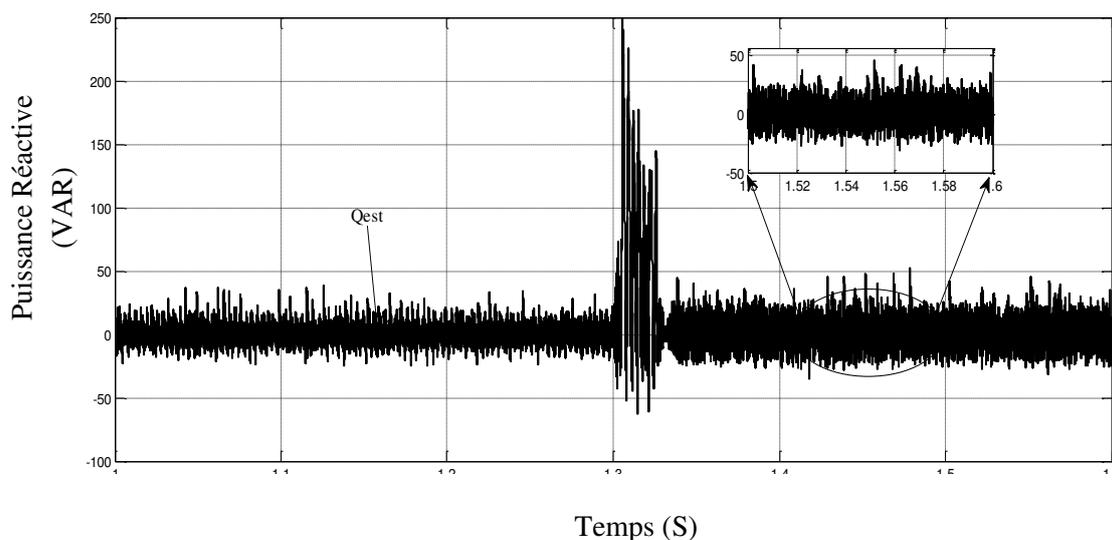


Fig.IV.12 : La forme d’onde de la puissance réactive estimée en régime transitoire de la DPC classique.

De la figure IV.13 on peut constater que les courants de ligne changent lors du changement du niveau de la tension continue de référence et qu'ils sont des formes presque sinusoïdales ce qui confirme une bonne qualité d'énergie et avoir un convertisseur non polluant et un bas THD des courants

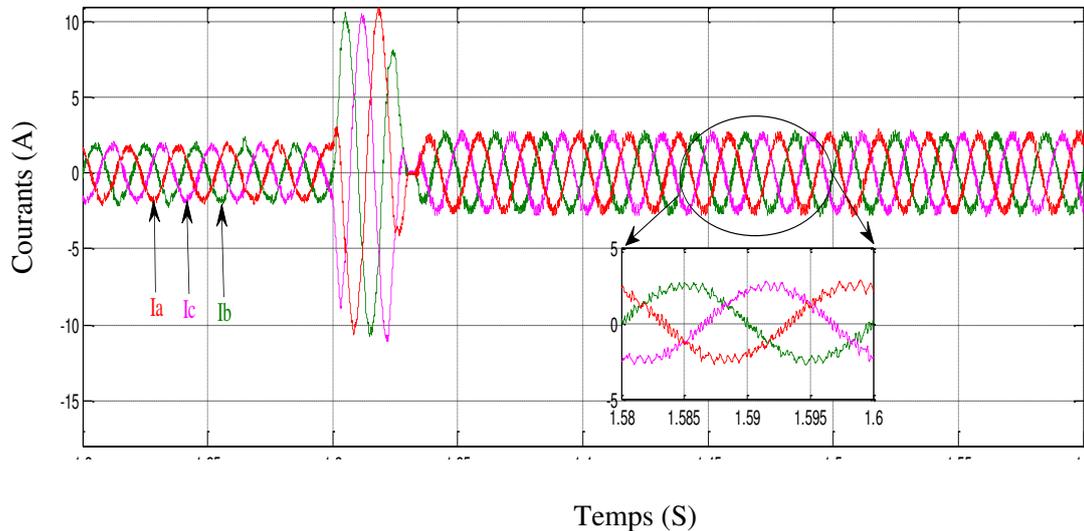


Fig.IV.13 : La forme d'onde des courants de ligne en régime transitoire de la DPC classique.

IV.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons mis en œuvre la technique de contrôle direct des puissances instantanées active et réactive d'un redresseur à MLI triphasé, qui permet à ce dernier une absorption d'un courant sinusoïdal et en phase avec la tension de ligne et donc un fonctionnement sous un facteur de puissance unitaire et un contrôle découplé des puissances instantanées.

Les résultats expérimentaux ont été obtenus et interprétés. Ces résultats pratiques ont été réalisés dans les cas d'une charge résistive et pour tester la robustesse et la stabilité, deux essais sont considérés. Ces résultats ont pu confirmer les bonnes performances de la commande DPC avec une table de commutation et de valider les résultats théoriques que nous avons aussi observés en fin du chapitre précédent.

Conclusion Générale

Ce travail de thèse s'inscrit dans les travaux de recherche menés au sein du laboratoire LATAGE sur le thème de la commande directe de puissance d'un redresseur à MLI par DSP. Les travaux de recherche présentés dans cette thèse visent à développer la technique de commande directe de puissance qui permet l'amélioration de la qualité du transfert d'énergie électrique d'un redresseur à MLI qui peut remédier lui-même à la consommation de l'énergie réactive, et il offre de plus un flux bidirectionnel de puissance, un faible taux de distorsion d'harmonique et une tension continue réglable.

Dans la première partie de ce travail, on a effectué une étude bibliographique concernant les perturbations harmoniques dans les réseaux électriques. Nous avons pu constater que les recherches sur les redresseurs à MLI sont bien rependues dans le monde non seulement pour l'absorption des courants sinusoïdaux mais également pour éliminer les différents types de perturbation qui peuvent affecter le réseau. Du fait que le redresseur triphasé à MLI de tension est semblable à une machine électrique virtuelle par rapport au réseau de distribution, on peut le commander par des techniques similaires à celle des machines électriques. On peut citer une stratégie fondée sur le principe de la commande vectorielle, basée sur des boucle de contrôle des courant dans le repère synchrone (d-q) appelé VOC (Voltage Oriented control) proposé dans la littérature, une autre technique de contrôle qui est similaire à celle du contrôle direct du couple des machines électriques DTC (Direct Torque Control) est basée sur des boucle des puissances active et réactive il s'agit de la DPC (Direct Power Control).

Dans la deuxième partie de ce travail, Nous avons effectué une étude théorique sur les redresseurs à MLI de tension, on a montré qu'il peut fonctionner sous un facteur de puissance unitaire. L'analogie entre les méthodes de contrôle des redresseurs et des onduleurs est présentée. Puis nous avons introduit d'une manière générale le principe de la commande directe de puissance. Ce contrôle est basé sur l'évaluation instantanée des puissances active et réactive à chaque état de commutation du convertisseur, et ne nécessite aucun capteur de tension alternative pour connaître la position de la tension de ligne. Pour développer l'algorithme de la commande directe de puissance et les régulateurs de la tension du bus continu, un rappel sur les techniques avancées tel que la logique floue, et les réseaux de Pétri est indiqué.

La troisième partie de ce travail, est consacrée à la modélisation et à la simulation des différents algorithmes de la commande directe de puissance (DPC-Direct Power Control) ainsi qu'une synthèse des régulateurs de la tension du bus continu est également présentée, la configuration et le principe de la DPC utilisant la table de commutation classique ont été détaillés. Les résultats obtenus en simulation ont été analysés et les performances de ce contrôle sont évaluées via ses résultats.

Vu les inconvénients de la table de commutation classique mis en évidence par l'analyse des résultats de simulation, nous avons proposé une approche qui combine la DPC et la modulation vectorielle. Dans cette combinaison DPC-SVM la table de commutation est remplacée par un modulateur vectoriel et deux régulateurs PI. Ces modifications permettent de travailler à une fréquence de commutation constante. D'après les résultats de simulation de cette commande, nous constatons que la DPC-SVM, offre des meilleurs résultats par rapport à la DPC classique. Afin d'améliorer les performances de ces commande surtout en régime transitoire un contrôleur flou a été développé pour le réglage de la tension continue au lieu du régulateur classique PI, les améliorations apportées par ce régulateur par rapport au régulateur

PI sont très significatives surtout du point de vue temps de réponse et du point de vue qualité d'énergie (un bas THD des courants).

Une nouvelle approche de la DPC à base des réseaux de Pétri a été développée dans ce chapitre. Dans cette configuration de DPC, les erreurs de suivie de référence des puissances active et réactive sont utilisées comme entrées du contrôleur de Pétri, les résultats de simulations attestent que cette configuration est meilleure par rapport aux autres algorithmes proposés dans ce chapitre, les puissances active et réactive sont parfaitement réglées vis-à-vis de leurs références et l'absorption des courants sinusoïdaux avec un facteur de puissance unitaire est obtenu avec succès.

le dernier chapitre est consacré à la validation expérimentale des résultats théoriques, Pour mettre au point ce dispositif expérimental, on a abordé la réalisation des différentes cartes telles que la carte des capteurs des courants et des tensions, une autre carte pour mettre en forme les signaux de commande qui proviennent de la Dspace a été réalisée.

L'algorithme développé sous environnement Matlab/Simulink a été implanté avec succès dans la DSpace 1103 pour générer les signaux de commande du redresseur à MLI. Les résultats expérimentaux obtenus montrent que les courants absorbés par le convertisseur sont sinusoïdaux, un facteur de puissance unitaire est obtenu avec succès.

Les travaux de recherche que nous avons rapportés dans cette thèse répondent aux exigences que nous nous sommes fixées, en l'occurrence l'étude du redresseur MLI de tension triphasé fonctionnant à un facteur de puissance unitaire par la commande directe de puissance (DPC) dont le but est d'obtenir un réglage performant de la tension du bus continu et aussi un prélèvement des courants sinusoïdaux sur le réseau électrique pour diminuer les perturbations harmoniques et avoir une très bonne qualité d'énergie sur celui-ci.

A l'issue de ce travail de thèse, il se dégage quelques perspectives intéressantes qui constituent un prolongement naturel de nos travaux de recherche:

- Application de la technique de contrôle directe de puissance pour un onduleur connecté à un Panneau Photovoltaïque ;
- Etude de la commande directe de puissance appliquée pour un redresseur multi-niveaux ;
- Etude des performances de la commande directe de puissance pour un réseau électrique déséquilibré;
- Application de la technique de commande directe de puissance pour l'étage (redresseur à MLI- Onduleur à MLI) pour le pilotage d'une Machine synchrone à aimant permanent dans un système de conversion d'énergie éolienne.

Annexes

A.1 : Modèle de Matlab/Simulink

Le modèle réalisé pour l'implémentation Pratique sous Dspace 1103 est schématisé par la fig A.1

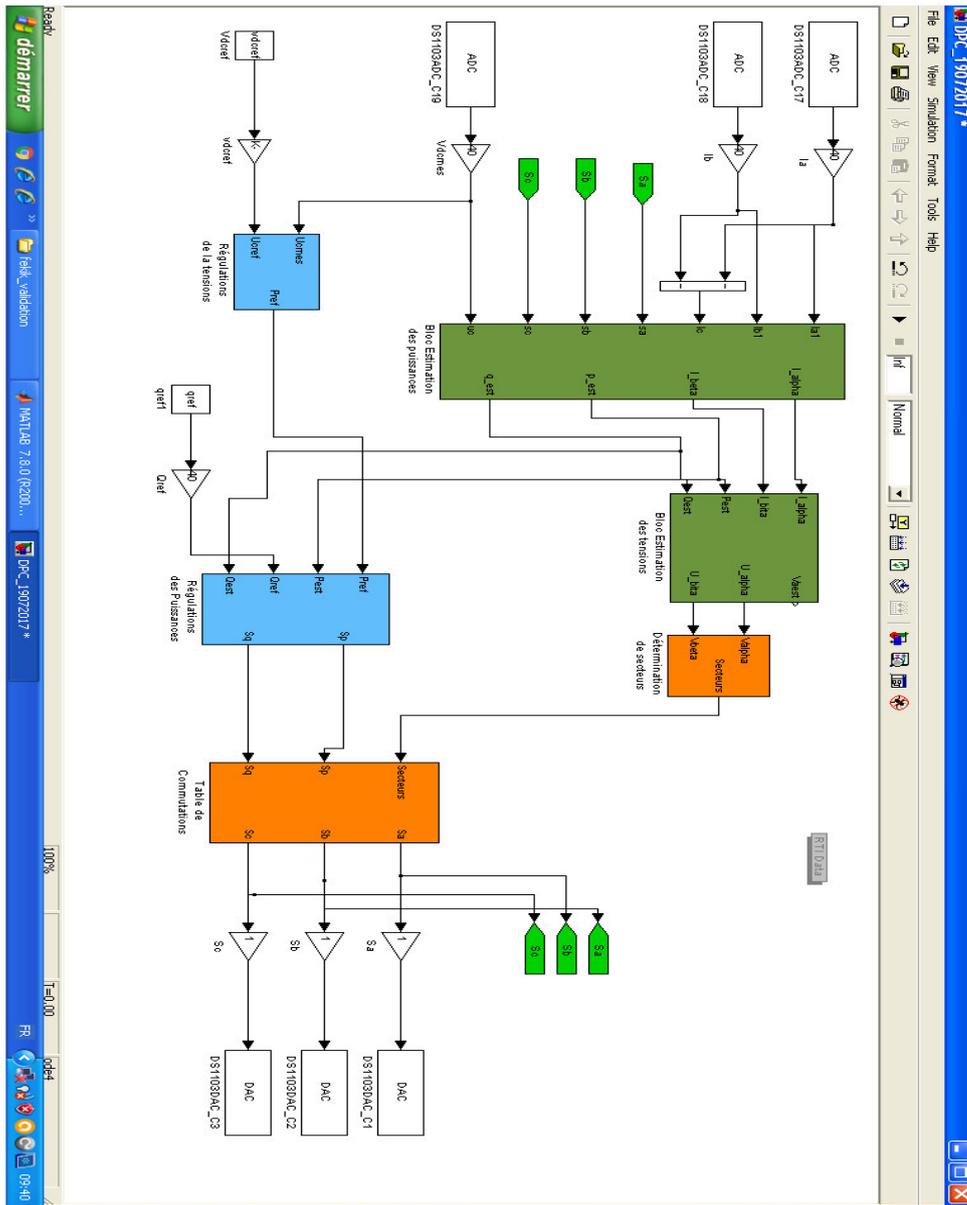


Fig A.1 Modèle simulink

A.2 : Data sheet IR2109

IR Rectifier

IR2109(4) (S) & (PbF) HALF-BRIDGE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V, 5V and 15V input logic compatible
- Cross-conduction prevention logic
- Matched propagation delay for both channels
- High side output in phase with IN input
- Logic and power ground +/- 5V offset.
- Internal 540ns dead-time, and programmable up to 5us with one external R_{DT} resistor (IR21094)
- Lower di/dt gate driver for better noise immunity
- Shut down input turns off both channels.
- Available in Lead-Free

Description

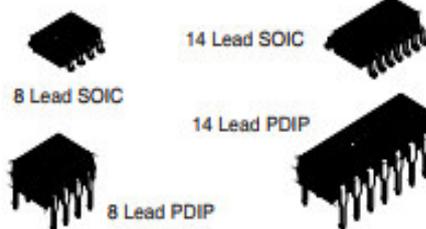
The IR2109(4)(S) are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with dependent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. The logic input is compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high

pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 600 volts.

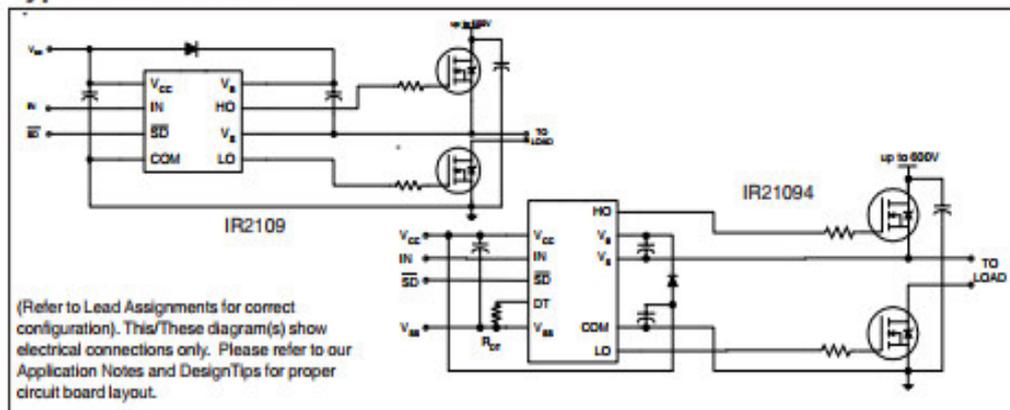
Product Summary

V_{OFFSET}	600V max.
$I_{O+/-}$	120 mA / 250 mA
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{on/off}$ (typ.)	750 & 200 ns
Dead Time	540 ns (programmable up to 5us for IR21094)

Packages



Typical Connection



A.3 : Data sheet optocoupleur 4N35

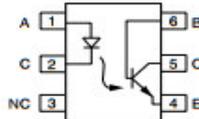
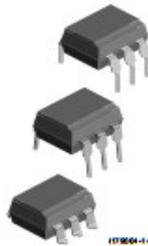


www.vishay.com

4N35-X, 4N36-X, 4N37-X, 4N38

Vishay Semiconductors

Optocoupler, Phototransistor Output, with Base Connection



DESCRIPTION

This datasheet presents five families of Vishay industry standard single channel phototransistor couplers. These families include the 4N35, 4N36, 4N37, 4N38 couplers.

Each optocoupler consists of gallium arsenide infrared LED and a silicon NPN phototransistor.

These couplers are Underwriters Laboratories (UL) listed to comply with a 5000 V_{RMS} isolation test voltage.

This isolation performance is accomplished through Vishay double molding isolation manufacturing process. Compliance to DIN EN 60747-5-5 partial discharge isolation specification is available for these families by ordering option 1.

These isolation processes and the Vishay ISO9001 quality program results in the highest isolation performance available for a commercial plastic phototransistor optocoupler.

The devices are available in lead formed configuration suitable for surface mounting and are available either on tape and reel, or in standard tube shipping containers.

Note

- For additional design information see application note 45 normalized curves

FEATURES

- Isolation test voltage 5000 V_{RMS}
- Interfaces with common logic families
- Input-output coupling capacitance < 0.5 pF
- Industry standard dual-in-line 6 pin package
- Compliant to RoHS Directive 2002/95/EC and in accordance to WEEE 2002/96/EC



RoHS COMPLIANT

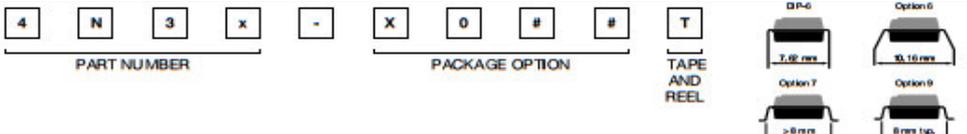
APPLICATIONS

- AC mains detection
- Reed relay driving
- Switch mode power supply feedback
- Telephone ring detection
- Logic ground isolation
- Logic coupling with high frequency noise rejection

AGENCY APPROVALS

- UL file no. E52744 (pending)
- cUL tested to CSA 22.2 bulletin 5A
- DIN EN 60747-5-2 (VDE 0884)VDIN EN 60747-5-5 (pending), available with option 1
- BS: EN 60065, EN 60950-1
- FIMKO
- CQC

ORDERING INFORMATION



AGENCY CERTIFIED/PACKAGE	CTR (%)			
	10 mA		20 mA	
UL, cUL, BSI, FIMKO	≥ 100		≥ 20	
DIP-6	4N35-X000	4N36-X000	4N37-X000	4N38
DIP-6, 400 mil, option 6	4N35-X006	-	4N37-X006	-
SMD-6, option 7	4N35-X007T ⁽¹⁾	4N36-X007	4N37-X007	4N38-X007T ⁽¹⁾
SMD-6, option 9	4N35-X009T ⁽¹⁾	4N36-X009T ⁽¹⁾	4N37-X009	4N38-X009T
VDE, UL, cUL, BSI, FIMKO	≥ 100		≥ 20	
DIP-6	4N35-X001	-	4N37-X001	-
DIP-6, 400 mil, option 6	4N35-X016	-	-	-
SMD-6, option 7	4N35-X017T ⁽¹⁾	-	-	-
SMD-6, option 9	4N35-X019T	-	-	-

Notes

- Additional options may be possible, please contact sales office.
- ⁽¹⁾ Also available in tubes; do not put T on end.

Rev. 1.8, 16-Jan-12

1

Document Number: 83717

For technical questions, contact: optocoupleranswers@vishay.com

THIS DOCUMENT IS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE. THE PRODUCTS DESCRIBED HEREIN AND THIS DOCUMENT ARE SUBJECT TO SPECIFIC DISCLAIMERS, SET FORTH AT www.vishay.com/doc?91000

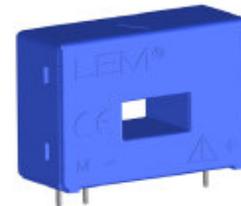
A.4 : Data sheet capteur de courant LA 55-P



Current Transducer LA 55-P

For the electronic measurement of currents: DC, AC, pulsed..., with galvanic separation between the primary circuit and the secondary circuit.

$$I_{PN} = 50 \text{ A}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal rms current	50	A		
I_{PM}	Primary current, measuring range	0 .. ± 70	A		
R_M	Measuring resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$			
		R_{Mmin}	R_{Mmax}		
		with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{max}$	10	100
			@ $\pm 70 \text{ A}_{max}$	10	50
		with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{max}$	50	160
	@ $\pm 70 \text{ A}_{max}$	50	90		
I_{SN}	Secondary nominal rms current	50	mA		
K_N	Conversion ratio	1 : 1000			
U_C	Supply voltage ($\pm 5\%$)	$\pm 12 \dots 15$	V		
I_C	Current consumption	10 (@ $\pm 15 \text{ V}$) + I_S	mA		

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5\%)$	± 0.65	%
		@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V} (\pm 5\%)$	± 0.90	%
ϵ_L	Linearity error		< 0.15	%
I_O	Offset current @ $I_p = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max	mA
I_{OM}	Magnetic offset current ³⁾ @ $I_p = 0$ and specified R_M after an overload of $3 \times I_{PM}$		± 0.3	mA
			± 0.6	mA
I_{OT}	Temperature variation of I_O	-25 $^\circ\text{C}$.. +85 $^\circ\text{C}$	± 0.1	mA
		-40 $^\circ\text{C}$.. -25 $^\circ\text{C}$	± 0.2 / ± 1.0	mA
t_{ra}	Reaction time		< 500	ns
t_r	Step response time to 90 % of I_{PN}		< 1	μs
d/dt	d/dt accurately followed		> 200	A/ μs
BW	Frequency bandwidth (-1 dB)		DC .. 200	kHz

General data

T_A	Ambient operating temperature	-40 .. +85	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	-40 .. +90	$^\circ\text{C}$
R_S	Resistance of secondary winding	@ $T_A = 70^\circ\text{C}$	80
		@ $T_A = 85^\circ\text{C}$	85
m	Mass	18	g
	Standards	EN 50178: 1997 UL 508: 2010	

Notes: ¹⁾ Measuring range limited to $\pm 60 \text{ A}_{max}$
²⁾ Measuring range limited to $\pm 55 \text{ A}_{max}$
³⁾ Result of the coercive field of the magnetic circuit.

Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Insulating plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

Application domain

- Industrial.

A.5 : Data sheet capteur de courant LV 25-P



Voltage Transducer LV 25-P

For the electronic measurement of currents: DC, AC, pulsed... with galvanic separation between the primary circuit and the secondary circuit.



$$I_{PN} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{PN} = 10 \dots 500 \text{ V}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal rms current	10	mA			
I_{PM}	Primary current, measuring range	0 .. ± 14	mA			
R_M	Measuring resistance	with ± 12 V	@ ± 10 mA _{max}	R_{Mmin}	R_{Mmax}	Ω
			@ ± 14 mA _{max}	30	190	Ω
		with ± 15 V	@ ± 10 mA _{max}	30	100	Ω
			@ ± 14 mA _{max}	100	350	Ω
I_{SN}	Secondary nominal rms current	25	mA			
K_N	Conversion ratio	2500 : 1000				
U_C	Supply voltage (± 5 %)	± 12 .. 15	V			
I_C	Current consumption	10 (@ ± 15 V) + I_S	mA			

Accuracy - Dynamic performance data

X_Q	Overall accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25 \text{ °C}$	@ ± 12 .. 15 V	± 0.9	%
		@ ± 15 V (± 5 %)	± 0.8	%
ϵ_L	Linearity error		< 0.2	%
I_O	Offset current @ $I_P = 0$, $T_A = 25 \text{ °C}$		Typ	Max
I_{OT}	Temperature variation of I_O	0 °C .. + 25 °C	± 0.06	± 0.15
		+ 25 °C .. + 70 °C	± 0.10	± 0.25
			± 0.10	± 0.35
t_r	Step response time ¹⁾ to 90 % of I_{PN}		40	µs

General data

T_A	Ambient operating temperature	0 .. + 70	°C
T_S	Ambient storage temperature	- 25 .. + 85	°C
R_P	Resistance of primary winding @ $T_A = 70 \text{ °C}$	250	Ω
R_S	Resistance of secondary winding @ $T_A = 70 \text{ °C}$	110	Ω
m	Mass	22	g
	Standards	EN 50178: 1997 UL 508: 2010	

Note: ¹⁾ $R_1 = 25 \text{ k}\Omega$ (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit).

Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Insulating plastic case recognized according to UL 94-V0.

Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor R_1 , which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Power supplies for welding applications.

Application domain

- Industrial.

A.6 : Capture Settings Window

Ouvrir la fenêtre **Capture Settings Window** (Figure A.6.2) dans la zone de travail du Control Desk comme montré dans la figure A.6.1. L'une s'appelle "layout1", et contient les instruments utilisés pour gérer l'expérience. La deuxième fenêtre est une barre d'outil qui permet de saisir avec la souris, le doigt maintenu, et laisser tomber les instruments nécessaires pour l'expérience et entrer le **Length** ou la longueur de la mémoire tampon. En prenant par exemple **2s**, toutes les variables disponibles dans ControlDesk vont être stockées par intervalle de **2s**. l'affichage des graphes se fera également par fenêtre de **2s**.

La simulation peut être enfin lancée.

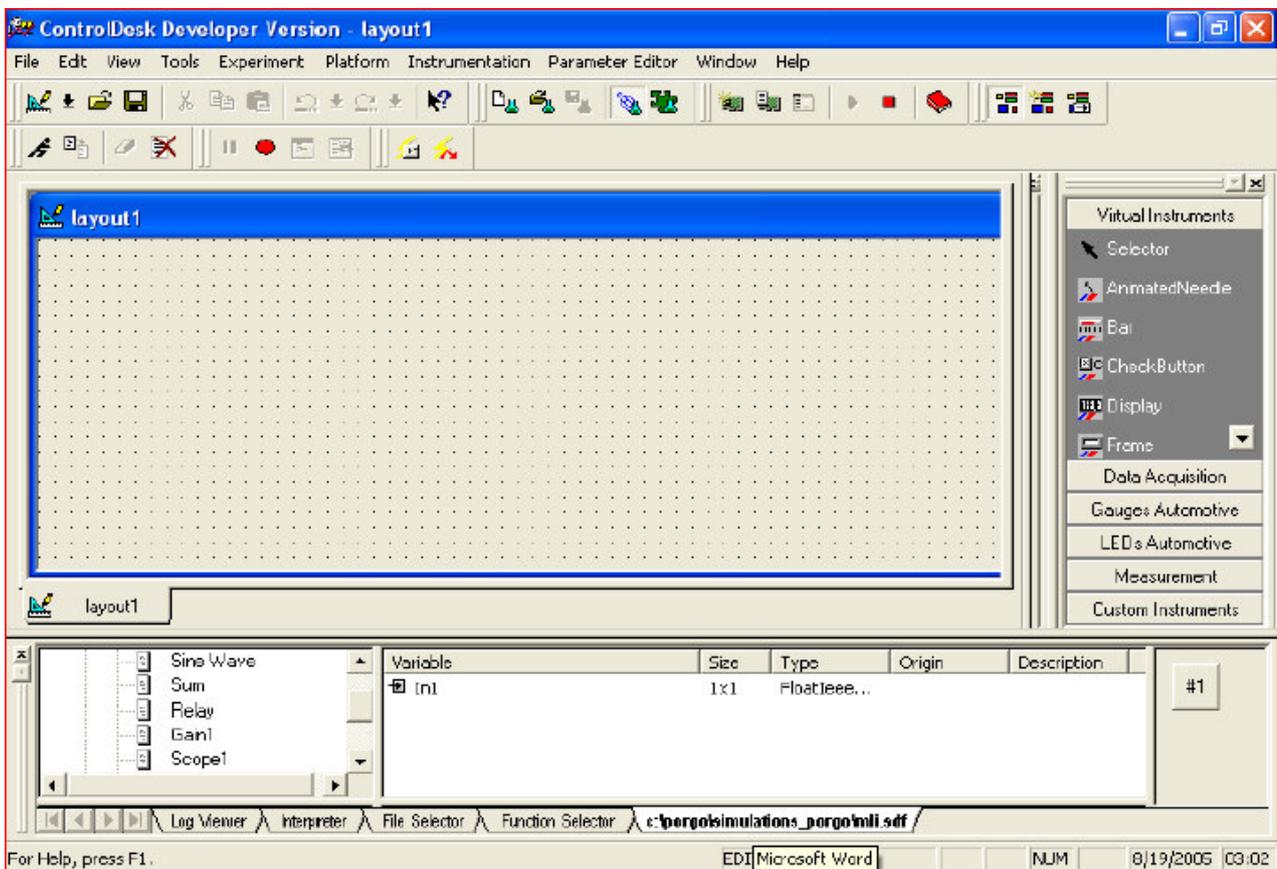


Fig.A.6.1 : Fenêtre d'un nouveau Layout.

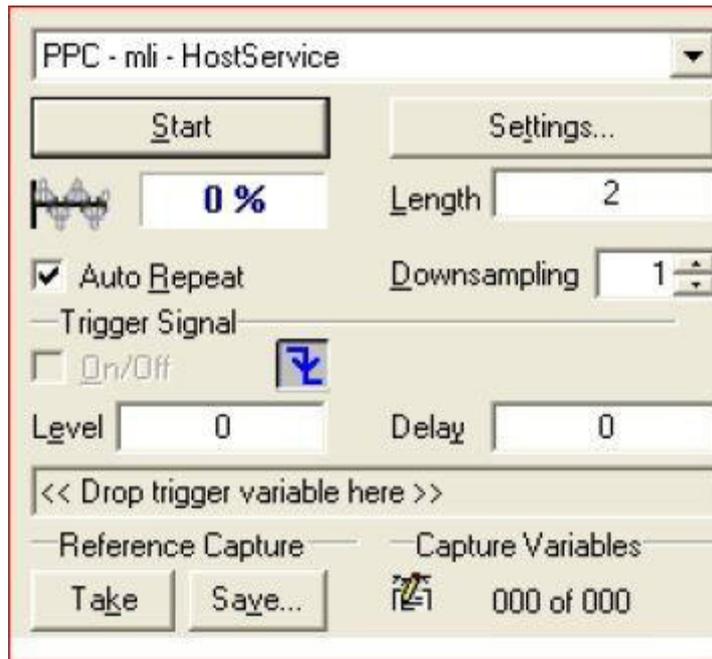


Fig.A.6.2: Fenêtre de Capture Setting.

Réglez les paramètres d'enregistrement dans la fenêtre propriétés (settings) et commencer l'enregistrement en cliquant sur 1 bouton Star de Capture Setting, et Le nom du fichier d'enregistrement par défaut est **rec1.idf**.

Pour exporter les données vers un fichier Matlab, allez dans Project, Experiment1, Measurement Data et cliquez droit sur le fichier **.idf** créé puis export en choisissant bien le type de fichier **.mat**

Après on va faire ouvrir le fichier (**.mat**) dans Matlab (command Window) come nous montre la figure **A.6.3**

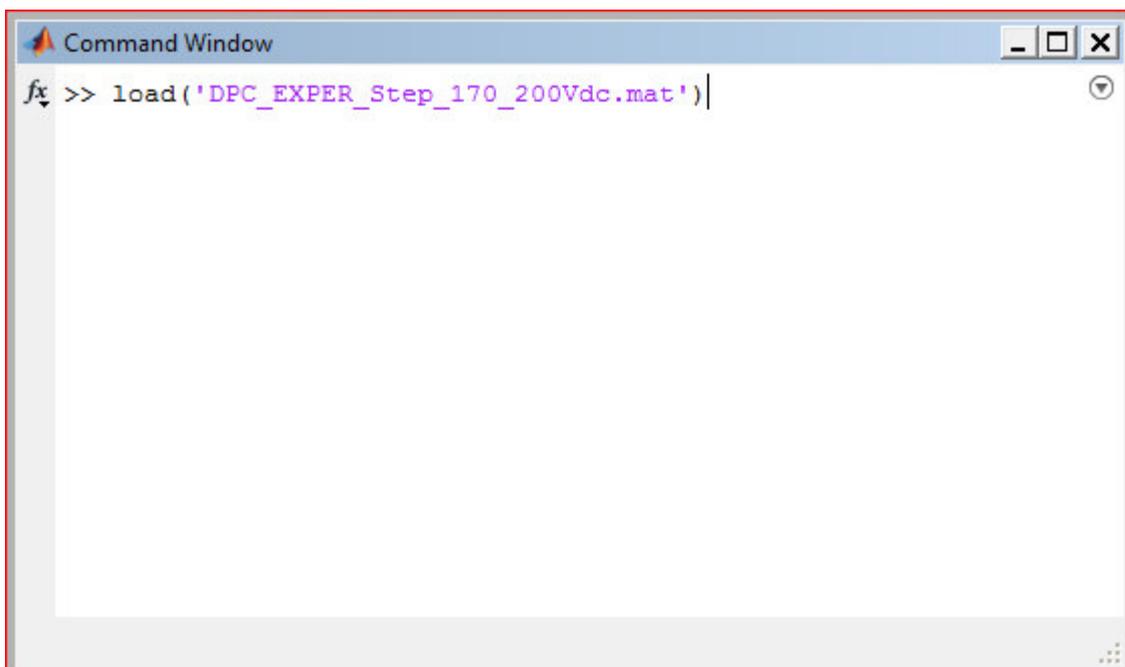


Fig.A.6.3 : fenêtre Matlab commande

Pour tracer les courbes dans Matlab de la figure A.6.4, on va exécuter la commande suivante
« `plot(courbe_pratique.X.Data,courbe_pratique.Y(3).Data)` »

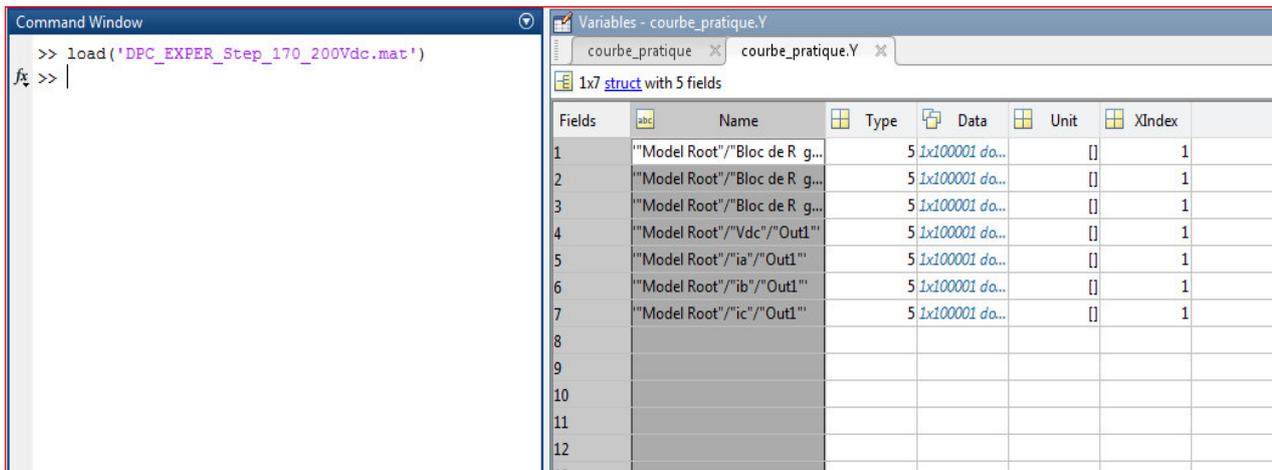


figure A.6.4

Références Bibliographiques

- [1]. François Defay : *“Commande Prédictive Directe d’un Convertisseur Multicellulaire Triphasé Pour Une Application de Filtrage Actif”* Thèse doctorat de l’Université de toulouse 2008.
- [2]. Mohamad Alaa Eddin Alali : *“Contribution à l’Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension”*, Thèse doctorat de l’Université Louis Pasteur, Strasbourg I 2002.
- [3]. A Bouafia : *“Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d’électronique de puissance: application aux redresseurs à MLI”*, Thèse de doctorat en sciences, Université Ferhat Abbas Sétif (UFAS), Algérie, 06 Octobre 2010.
- [4]. Theodor Wildi *“Electrotechnique”* De Boeck Université (3^{ème} Edition). 2000.
- [5]. Belhaouchet Nouri : *“Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées Application : Amélioration de la Qualité de l’Energie”* Thèse de doctorat en sciences, Université Ferhat Abbas Sétif (UFAS), Algérie, 06 juillet 2011
- [6]. Amaia Lopez De Heredia Bermeo : *“Commandes avancées des systèmes dédiés à l’amélioration de la qualité de l’énergie : de la basse tension à la montée en tension”*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 14 novembre 2006.
- [7]. L. Benchaïta : *“Etude, par simulation numérique et expérimentation, d’un filtre actif parallèle à structure courant avec une nouvelle méthode de contrôle - commande”*, Thèse de docteur de l’université Henri Poincaré, Nancy 1, 1998.
- [8]. H .Denoun : *“contribution à l’étude et la réalisation des convertisseurs AC/DC à M.L.I à facteur de puissance unitaire”* Thèse de doctorat en Electrotechnique, Université de Mouloud Mammeri de tizi ouzou(UMMTO), Algérie, 2013.
- [9]. B.-H.Kwon, J.-W.Lim *“A line-Voltage-Sensorless Synchronous Rectifier”* IEEE Trans. Power Electronics, vol.14. NO.5 Sep 1999.
- [10]. S. Bouchakour : *“Commande directe de puissance d’un convertisseur AC/DC triphasé sans capteur de tension ”*Thèse de magister en Electrotechnique, ecole militaire polytechnique Algérie 2005.
- [11]. Y. Touzani : *“ Commande aléatoire du convertisseur Buck-Boost triphasé à prélèvement sinusoïdal du courant”* Thèse de docteur université blaise pascal (u.f.r de recherche scientifique et technique) 2006.
- [12]. H. Akagi : *“Active Harmonic Filters”*. Proceedings IEEE, vol. 93, n° 12, p. 2128-2141, Décembre 2005.
- [13]. A. Chaoui, J.-P. Gaubert, F. Krim: *“Power quality improvement using DPC controlled three-phase shunt active filter”*, Electric Power Systems Research, Éd. Elsevier, vol. 80, no. 6, pp. 657-666, Jun. 2010.
- [14]. M. H. J. Bollen: *“Voltage sags in three-phase systems”*, IEEE Power engineering review, pp.8-12, Sep. 2001.
- [15]. H. Awad, J. Svensson: *“Charging techniques for energy-storage capacitors of static series compensator”*, IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2002), L’Aquila, Italy, pp. 930-935, Jul. 2002.
- [16]. J. D. Gandoy, C. M. Penalver: *“Dynamic and steady state analysis of a three phase buck rectifier”*, IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 15, no. 6, pp. 953-959, Nov. 2000.

- [17]. J. R. Espinoza, G. Joos, J. I. Guzman, L. A. Moran, R. P. Burgos: "*Selective harmonic elimination and current/voltage control in current/voltage-source topologies: a unified approach*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 48, no. 1, pp. 71-81, Feb. 2001.
- [18]. O.Niermeyer, D.Schroder : "*AC-motor drive with regenerative braking and reduced supply line distortion*" in proc. EPE Conf, Aachen 1989.
- [19]. M. P. Kazmierkowski and L. Malesani: "*Current Control techniques for three-phase voltage-source PWM converter: A survey*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 45, no. 5, pp. 691-703, Oct.1998.
- [20]. S. Saetieo, D. A. Torrey: "*Fuzzy logic control of space-vector PWM current regulator for three-phase power converter*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 13, no. 03, pp. 419- 426, May. 1998.
- [21]. C. Cecati, A. Dell'aquila, A. Lecci, M. Liserre: "*Implementation issues of a fuzzy-logic based three-phase active rectifier employing only voltage sensors*", IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol. 52, no. 2, pp. 378-385, Apr. 2005.
- [22]. M. Kale, E. Ozdemir: "*An adaptive hysteresis band current controller for shunt active power filter*", Electric Power Systems Research, Éd. Elsevier, vol. 73, no. 2, pp. 113-119, Feb. 2005
- [23]. L. Malesani, P. Mattavelli, P. Tomasin: "*High-performance hysteresis modulation technique for active filters*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 12, no. 05, pp. 876- 884, Sept. 1997.
- [24]. S. Buso, S. Fasolo, L. Malesani, et al: "*A dead-beat adaptive hysteresis current control*", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 36, no. 04, pp. 1174-1180, Jul./Aug. 2000.
- [25]. S.Hansen, M Malinowski, "*sensorless Control Strategie for PWM Rectifier*" IEEE, 2000.
- [26]. S.L.Capece, C.Cecati, N.Rotondale: "*A Sensorless Control Technique For Low Cost AC/DC Converters*" L'Aquila-Italy, 2003 IEEE.
- [27]. T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi, "*Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors,*" IEEE Trans. Ind. Application, vol. 34, pp. 473-479, May/June 1998.
- [28]. M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, F Blaabjerg, and G.D Marques, "*Virtual flux based direct power control of three-phase PWM rectifiers,*" IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 37, pp. 1019-1027, July/Aug. 2001
- [29]. M. Malinowski, "Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers", PhD Thesis, Faculty of Electrical Engineering Institute of Control and Industrial Electronics, 2001.
- [30]. Sylvain LECHAT SANJUAN, "*Voltage Oriented Control of Three-Phase Boost PWM Converters Design, simulation and implementation of a 3-phase boost battery Charger*", Department of Energy and Environment Division of Electric Power Engineering chalmers university of technologie Göteborg, Sweden, 2010
- [31]. R. S. Herrera, P. Salmeron, H. Kim: "*Instantaneous reactive power theory applied to active power filter compensation: different approaches, assessment, and experimental results*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 55, no. 1, pp. 184-196, Jan. 2008.
- [32]. V. Soares, P. Verdelho, G. D. Marques: "*An instantaneous active and reactive current component method of active filters*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 15, no. 4, pp. 660-669, Jul. 2000.
- [33]. T. Furuhashi, S. Okuma, and Y. Uchikawa: "*A study on the theory of instantaneous reactive power*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 37, no. 1, pp. 86-90, Feb. 1990.
- [34]. G. Superti, G. Todeschini: "*Discussion on instantaneous p-q strategies for control of active filters*", IEEE Trans. Power Electronics, vol. 23, no. 4, pp. 1945-1955, Jul. 2008.

- [35]. Abdelouahab Bouafia, Fateh Krim, Jean-Paul Gaubert: "*Design and implementation of high performance direct power control of three-phase PWM rectifier, via fuzzy and PI Références controller for output regulation*", Energy Conversion and Management, Éd. Elsevier, vol. 50, no. 1, pp. 6-13, Jan. 2009.
- [36]. T.Ohnishi : "*Three Phase PWM Converter/Inverter By Means of Instantaneous Active and Rective Power Control*" Tokushima-Japan. 1991 IEEE.
- [37]. M. Malinowski, M. Jasinski, and M. P. Kazmierkowski: "*Simple Direct power control of three phase PWM rectifier using space vector modulation (DPC-SVM)*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 51, no. 2, pp. 447-454, Apr. 2004.
- [38]. A. Kessal : "*Correction du facteur de puissance à l'entrée d'un convertisseur AC/DC*" Thèse de doctorat en sciences, Université Ferhat Abbas Sétif (UFAS), Algérie, 26 Avril 2012.
- [39]. B. Robyns, F. Berthereau, J. P. Hauter, H. Buyse: "*A fuzzy –logic-based multimodel field orientation in an indirect foc of induction motor*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 47, no. 2, pp. 380-388, Apr. 2000.
- [40]. L. Leclerc, B. Robyns, J. Grave: "*Control based on fuzzy logic a flywheel energy storage system associated with wind and diesel generators*", Mathematics and Computers in Simulation, Éd. Elsevier, vol. 63, no. 3-5, pp. 271-280, Nov. 2003.
- [41]. A. Rubaai, A. R. Ofoli: "*Multilayer fuzzy controller for control of power networks*", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 40, no. 6, pp. 1521-1528, Nov./Dec. 2004.
- [42]. C. Cabal, C. Alonsol, "*Adaptive Digital MPPT Control for Photovoltaic Applications*".IEEE Trans Power Electronics, pp 2414-2419, 2007.
- [43]. R.Chenni, L Zarour, M. Amarouayache, A Bouzid, "*A New Design for Analogue Maximum Power Point Tracking* " International Review of Electrical Engineering - February 2008.
- [44]. M. Mimouni, .N. Mansouri, "*Vectorial Command of an Asynchronous Motor Fed by a Photovoltaic Generator*", Renewable Energy 29 (2004) 433–442
- [45]. Abdelouahab Bouafia, Jean-Paul Gaubert, Fateh Krim: "*Analysis and design of new switching table for direct power control of three-phase PWM rectifier*", 13th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-EPESC 2008), Poznan, Poland, Sep. 2008.
- [46]. Adel Mehdi, Salah-eddine Rezgoui, Houssam Medouce, and Hocine Benalla : "*A Comparative Study between DPC and DPC-SVM Controllers Using dSPACE (DS1104)*" International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE) Vol. 4, No. 3, June 2014, pp. 322 – 328
- [47]. Zoubir Boudries · Djamila Rekioua Ziani : "*Study on Decoupling Direct Power Control of PWM Rectifier Using Space Vector Modulation*" Arab J Sci Eng (2013) 38:pp 875–882
- [48]. H.Denoun, **A.Fekik**, N.Benamrouche. N.Benyahia, M.Zaouia, A. Badji "*Direct Power Control With Space Vector Modulation And Fuzzy DC- Voltage Control- PWM rectifier*" International Journal of Circuits and Electronics Volume 1, 2016
- [49]. **A.Fekik**, H.Denoun, N.Benamrouche, N. Benyahia, A. Badji, M. Zaouia "*Comparative Analysis of Direct Power Control and Direct power control with space vector modulation of PWM rectifier*" Proceedings of 2016 4th International Conference on Control Engineering & Information Technology (CEIT-2016) Tunisia, Hammamet- December, 16-18, 2016
- [50]. G. Escobar, A. M. Stankovic, J. M. Carrasco, and E. Galvan, and R. Ortega: "*Analysis and design of direct power control (DPC) for a three phase synchronous rectifier via output*

- regulation subspaces*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 18, no. 3, pp. 823-830, May. 2003.
- [51]. S. Vazquez, J. A. Sanchez, J. M. Carrasco, J. I. Leon, E. Galvan: "A *model-based direct power control for three-phase power converters*", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 55, no. 4, pp. 1647-11657, Apr. 2008.
- [52]. G.Zhou, B. Wu, D. Xu "Direct power control of a multilevel inverter based active power filter", Electric Power Systems Research 2007.
- [53]. B.S.Chen, G.Jo'os: "Direct power control of active filters with averaged switching frequency regulation" IEEE Trabsaction on Power Electronics 2008
- [54]. M. Cichowlas, M. Malinowski, P. Kazmierkowski, D. L. Sobczuk, J. Pou: "Active filtering function of three-phase PWM boost rectifier under different line voltage conditions", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 52, no. 2, pp. 410-419, Apr. 2005.
- [55]. P. Antoniewicz, M. P. Kazmierkowski: "Virtual-flux-based predictive direct power control of AC/DC converters with online inductance estimation", IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol. 55, no. 12, pp. 4381-4390, Dec. 2008.
- [56]. Liwei Zhang, Guoqiang Zheng , Jishun Li "Direct Power Control Strategy of Three-phase PWM Rectier" Journal of Information & Computational Science 10:9 (2013) pp: 2807–2813
- [57]. Jose A. Restrepo, Jose M. Aller, Julio C. Viola, Alexander Bueno, and Thomas G. Habetler: "Optimum Space Vector Computation Technique for Direct Power Control" IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 24, NO. 6, pp:1637-1645 JUNE 2009
- [58]. Davood Arab Khaburi, Amir Nazempour : "Design and simulation of a PWM rectifier connected to a PM generator of micro turbine unit" Scientia Iranica D (2012) 19 (3), 820–828
- [59]. Shan Dong-liangSong Shu-zhong, Ma lian-wei Wang Xian-bo : "Direct Power Control of PWM Rectifiers Based on Virtual Flux" 2010 International Conference on Computer Application and System Modeling (ICCASM 2010) PP:613-616
- [60]. A. Semmah, A. Massoum, Patrice Wira : "Improvement of PWM Rectifier Performances Using Direct Power Control and Fuzzy Logic Theory" Australian Journal of Basic and Applied Sciences, 7(4): 297-303, 2013.
- [61]. R. Zaimeddine and T. Undeland : "Direct Power Control Strategies of a Grid-Connected Three-Level Voltage Source Converter VSI-NPC" 14th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2011
- [62]. Jaime Alonso-Martinez, Joaquin Eloy-Garcia, Santiago Arnaltes : "Direct power control of grid connected PV systems with three level NPC inverter" Solar Energy 84 (2010) 1175–1186
- [63]. Abdelmalek Boulahia, Khalil Nabti,Hocine Benalla : "Direct Power Control for AC/DC/ACConverters in Doubly Fed Induction Generators Based Wind Turbine" International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE) Vol.2, No.3, June 2012, pp. 425~432
- [64]. T. karymian, B. Noshad, M.R. Taherykhani, H.R. Seriyasat, H. Zamany: " Direct Instantaneous Power Control of Doubly-Fed Induction Generator With Constant Switching Frequency For Wind Energy Conversion Systems" Journal of Applied Science and Agriculture, 9(14) September 2014, Pages: 28-38
- [65]. Alireza Nazari and Hossein Heydari : "Direct Power Control Topologies for DFIG-Based Wind Plants" International Journal of Computer and Electrical Engineering, Vol. 4, No. 4,PP475-479 August 2012

- [66]. T. Riad : “*Contribution a la Commande Directe du Couple de la Machine Asynchrone*” , Thèse de Doctorat, Université Mentouri Constantine, 2008.
- [67]. A. Chaoui, J.P. Gaubert, and F. Krim, “Power quality improvement using DPCcontrolled three-phase shunt active filter”, *Electric Power Systems Research*, vol.80, no. 6, pp. 657– 666, June 2010.
- [68]. A. Ouari and N. Mesbahi, “Improvement of the electrical energy quality using a direct power control for shunt active power filters”, *The Mediterranean Journal of Measurement and Control*, vol. 9, no. 1, pp. 16– 21, January 2013.
- [69]. **A.Fekik**, H.Denoun, N.Benamrouche, N.Benyahia, M.Zaouia. “*A Fuzzy Logic Based Controller For Three Phase PWM Rectifier With Voltage Oriented Control Strategy*” International Journal Of Circuits, Systems And Signal Processing. Volume 9, 2015, PP 412-419
- [70]. J.Lamterkati, M.Khafallah, L.Ouboubker : “*A New DPC for Three-phase PWM rectifier with unity power factor operation*” International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering Vol. 3, Issue 4, PP 8273-8285 April 2014
- [71]. H. Denoun, N. Benamrouche, S. Haddad, S. Meziani and S. Ait Mamar, “*A DSP (TMS320LF2407) based implimentation of PWM for single –phase AC-DC bipolar converter with a unity power factor*”, WSEAS International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing, Vol 5,2011, pp 354-361 ISSN-1998-4464.
- [72]. J.Lamterkati, M.Khafallah, L.Ouboubker : “*Comparison of PI and Fuzzy logic DC-Link Voltage Controller for DPC PWM-Rectifier*” International Journal of Enhanced Research in Science Technology & Engineering, ISSN: 2319-7463 Vol. 3 Issue 4, April-2014, pp: (321-332)
- [73]. **A.Fekik**, H.Denoun, N.Benamrouche, N.Benyahia M.Zaouia, S.Haddad “*Comparative study of PI and FUZZY DC- voltage control for Voltage Oriented Control-PWM rectifier*” WSEAS14th International Conference on Circuits, Systems, Electronics, Control & Signal Processing(CSECS’15) 2015 ISSN: 1790-5117 pp 103-110.
- [74]. **A. Fekik**, Hakim Denoun, M. Zaouia, N. Benyahia, N. Benamrouche, A. Badji and S.Vaidyanathan “*Improvement of the Performances of the Direct Power Control Using Space Vector Modulation of Three Phases PWM-Rectifier*” International Journal of Control Theory and Applications Vol 10 Issue 34 pp 125-137
- [75]. A. Lopez de Heredia, P. Antoniewicz, I. Etxeberria-Otadui, M. Malinowski, S. Bacha, "A comparative Study between the DPC-SVM and the Multi-Resonant Controller for Power Active Filter Applications", Conférence ISIE'06, Québec (Canada), Juillet 2006.
- [76]. S-Prob, B.Bachmann “*A Petri net library for modeling hybrid systems in open modelica*” 7th Modelica conference Como Italy Sep 20-22, 2009, pp. 454-462.
- [77]. M.A.Drighiciu “ *application du formalisme réseaux de Pétri pour la modélisation des systèmes hybrides* ” ICCPS .2007. Moldova, pp.152-155.
- [78]. Bilal Amghar “ *Modélisation, observabilité et commande des convertisseurs multicellulaires parallèles dans un environnement dédié*” Thèse de doctorat École Doctorale Cergy Pontoise1 Juillet 2013.
- [79]. D. René, H.Alla “*Discrete, Continuous, and Hybrid Petri Nets*” Second Edition 2010 Springer-Verlag Berlin Heidelberg

[80]. Khelifa Benmansour “ *Réalisation d’un banc d’essai pour la commande et l’observation des convertisseurs multicellulaires série : approche hybride*” Thèse de doctorat université de Cergy Pontoise 29 Juin 2009.

UNIVERSITE MOULOU D MAMMERI DE TIZI-OUZOU

THESE DE DOCTORAT

Arezki FEKIK

Titre :

Commande Directe de Puissance d'un Redresseur à MLI par DSP

Résumé : La pollution harmonique constitue un problème majeur surtout dans le secteur industriel. Elle est due principalement aux charges non linéaires prélevant sur le réseau des courants non sinusoïdaux. Les convertisseurs statiques surtout les redresseurs à diodes et à thyristors sont de nature non linéaires et représentent la principale source d'injection harmoniques dans le réseau, ils requièrent donc une attention particulière afin de réduire leur taux harmonique. Dans ce contexte une solution adoptée, consiste à remplacer les redresseurs classiques par les redresseurs à MLI, dont les caractéristiques leur permettent d'absorber des courants sinusoïdaux et de contrôler le facteur de puissance.

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse visent à développer des techniques de commande avancées qui permettent d'améliorer les caractéristiques des techniques de commande directe de puissance du redresseur à MLI triphasé à savoir : la commande directe de puissance, la commande directe de puissance avec modulation vectorielle, la commande directe de puissance à base des réseaux de Pétri.

Les meilleures performances offertes par les différentes techniques de commande développées dans le cadre de ce travail sont vérifiées par voie de simulation à l'aide du logiciel Matlab/Simulink. L'efficacité de la technique de commande directe de puissance est validée par l'implémentation expérimentale sur la carte DSPACE 1103.

Mots clés : Commande Directe de Puissance, Facteur de Puissance Unitaire, Logique Floue, Modulation Vectorielle, PI, Pollution/ Dépollution Harmonique, Réseau de Pétri, Redresseurs à MLI, THD.

Title:

Direct Power Control of a PWM-Rectifier by DSP

Abstract: Harmonic pollution is a major problem especially in the industrial sector. It is caused mainly by non-linear loads drawing on the network of non-sinusoidal currents, static converters especially rectifier diodes and thyristors are non-linear in nature and are the main source of harmonics into the grid, so they require special attention to reduce the harmonic rate. In this context a solution adopted is to replace conventional rectifiers by PWM rectifiers, whose characteristics allows it to absorb sinusoidal currents and control the power factor

The research presented in this thesis aimed to develop control techniques that improve the characteristics of the direct control of technical rectifier power three-phase PWM namely the direct power control, direct control of power with vector modulation, direct power control based on Petri nets.

The best performances provided by different advanced control techniques developed in this work are verified by simulation using Matlab/Simulink software. In addition, the efficiency of direct power control technique applied to three phase PWM rectifier is validated by practical implementation on DSPACE 1103 system card.

Keywords: Direct Power Control, Fuzzy Logic, Harmonic Pollution/Elimination, Petri Nets, PWM Rectifier, PI, Space Vector Modulation, THD, Unity Power Factor.