

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



Université des Frères Mentouri
Constantine 1



Faculté des Sciences de la Technologie
Département d'électrotechnique

N° d'ordre :

Série :

THÈSE

En vue de l'obtention du diplôme de

Doctorat en Sciences

Option :

Électrotechnique

Présenté par

DJEBBAR MOHAMED SALAH

Magistère en Electrotechnique

THÈME

*Etude des Convertisseurs Statiques
Dédiés à la Qualité de L'énergie Electrique*

Soutenu le : 03 / 05 / 2017

Devant le Jury :

Président	: KHEZZAR Abdelmalek	Pr.	U. Frères Mentouri Constantine 1
Rapporteur	: BENALLA Hocine	Pr.	U. Frères Mentouri Constantine 1
Examineurs	: RAHEM Djamel	Pr.	U. Larbi Ben M'hidi O.El Bouaghi
	TOUFOUTI Riad	Pr.	U. M. Chérif MESSAADIA Souk Ahras
	BOUCHEKARA Housseem	M.CA.	U. Frères Mentouri Constantine 1

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail en signe de respect et de reconnaissance à :

Ma mère et mon père rahimahou Allah oua tayaba tharahou

Mes beaux parents.

Ma femme qui m'a aidé et encouragé.

Mes filles Nesrine, Nouha et Ranime

Mon fils Moundhir

Mes sœurs et frères

Mes belles sœurs et beaux frères

A ceux qui m'éprouvent une véritable fraternité.

Mohamed Salah DJEBBAR

R e m e r c i e m e n t s

Qu'il me soit d'abord permis de remercier et d'exprimer ma gratitude envers « Allah Azza wa Djella »

*Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance et ma gratitude à mon directeur de thèse, Monsieur **BENALLA Hocine**, Professeur à l'université Frères Mentouri, pour avoir proposé et dirigé ce travail de thèse. Qu'il soit remercié pour ses qualités humaines et scientifiques.*

*J'exprime également ma profonde reconnaissance et mes sincères remerciements à Monsieur **KHEZZAR Abdelmalek**, Professeur à l'université Frères Mentouri, d'avoir fait l'honneur de présider mon jury de soutenance et d'enrichir la teneur de ce travail.*

*J'exprime toute ma reconnaissance à Monsieur **RAHEM Djamel**, professeur à l'université d'Oum El-Bouaghi, d'avoir accepté d'examiner mon travail de thèse et d'être membre de jury de soutenance.*

*Je tiens à remercier vivement, Monsieur **TOUFOUTI Riad**, professeur à l'université de Souk Ahras, de m'avoir fait l'honneur d'examiner mon travail et d'être membre de jury.*

*Je remercie aussi Monsieur **BOUCHEKARA Housseem**, maître de conférences, à l'université Frères Mentouri, d'avoir accepté d'examiner ce travail et à participer au jury de soutenance.*

Enfin, mes remerciements s'adressent à toute personne ayant, de près ou de loin, aidé à l'aboutissement de ce modeste travail.

Sommaire



Sommaire

Dédicace.....	i
Remerciements.....	ii
Sommaire.....	iii
Acronymes.....	x
Introduction générale.....	01

CHAPITRE I

Pollutions Harmoniques des Réseaux Électriques et Techniques de Dépollutions

I.1 Introduction.....	05
I.2 Energie électrique propre.....	05
I.3 Les perturbations électriques et leurs origines.....	06
I.3.1 Perturbations liés aux fluctuations de la fréquence.....	06
I.3.2 Perturbations liés à l'amplitude des trois tensions.....	07
I.3.2.1 Creux de tension	07
I.3.2.2 Coupure de tension	08
I.3.2.3 Bosse de tension ou surtension.....	08
I.3.2.4 Fluctuations de tension	08
I.3.3 Perturbations liés à la symétrie du système triphasé.....	08
I.3.4 Perturbation lié à la forme d'onde des trois tensions.....	09
I.4 Les perturbations harmoniques.....	09
I.4.1 Origine des harmoniques.....	09
I.4.2 Effets des perturbations harmoniques.....	12
I.4.2.1 Effets instantanés.....	12
I.4.2.2 Effets à terme.....	12



I.5	Caractérisation des perturbations harmoniques.....	13
I.5.1	Taux harmonique de rang n	13
I.5.2	Taux global de distorsion harmonique	13
I.5.3	Facteur de puissance.....	14
I.6	Normes et réglementation.....	14
I.7	Solutions de dépollution des réseaux électriques.....	16
I.7.1	Filtrage interne.....	17
I.7.2	Filtrage externe.....	17
I.8	Techniques de réduction des courants harmoniques.....	18
I.8.1	Techniques classiques.....	18
I.8.1.1	Redresseurs Polyphasés.....	18
I.8.1.2	Filtrage passif.....	21
I.8.1.3	Utilisation d'une grande inductance.....	27
I.8.2	Techniques modernes	28
I.8.2.1	Redresseurs MLI à deux niveaux	28
I.8.2.2	Redresseurs MLI à multi-niveaux	31
I.9	Etat de l'art des convertisseurs multi-niveaux.....	31
I.9.1	Onduleurs à sources séparées.....	32
I.9.2	Onduleurs à capacités flottantes.....	33
I.9.3	Onduleurs multi-niveaux avec diodes de bouclage.....	34
I.10	Redresseurs MLI multi-niveaux : Qualités et performances.....	40
I.11	Filtre actif de puissance	43
I.12	Conclusion.....	45

**CHAPITRE II*****Techniques d'identifications des harmoniques en vue de la commande d'un filtre Actif parallèle à deux niveaux***

II.1	Introduction.....	47
II.2	Techniques d'identification des courants harmoniques de référence.....	48
II.2.1	Techniques d'identification dans le domaine fréquentiel.....	48
II.2.1.1	Transformée de fourrier Discrète (TFD).....	48
II.2.1.2	La méthode de la transformée de fourrier rapide (TFR).....	48
II.2.1.3	La méthode de la Transformée de Fourier Discrète Récursive(TFDR).	49
II.2.1.4	Technique basé sur le filtre de Kalman (KF).....	49
II.2.1.4.1	Équations de base de l'algorithme du filtre de Kalman.....	50
II.2.1.4.2	Représentation des variables d'état d'un signal d'amplitude variant dans le temps utilisant une référence stationnaire	51
II.2.1.4.3	Algorithme d'identification du filtre de Kalman.....	53
II.2.1.4.4	Simulations et Interprétations.....	53
II.2.2	Techniques d'identification dans le domaine temporel.....	55
II.2.2.1	Technique des puissances active et réactive instantanées.....	56
II.2.2.2	Technique du référentiel lié au synchronisme (SRF).....	59
II.2.2.3	Technique basé sur le filtre coupe-bande (Notch Filter).....	61
II.2.2.4	Technique basé sur la méthode Tri-Monophasée.....	61
II.2.3	Simulations et Interprétations	63
II.2.4	Analyse comparative.....	66
II.3	Filtre actif parallèle à deux niveaux.....	67
II.3.1	Structure générale du filtre actif parallèle à deux niveaux	67
II.3.2	Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux.....	68
II.3.2.1	Fonctions de commutation.....	68



II.3.2.2 Etats de l'onduleur à deux niveaux.....	69
II.3.2.3 Tensions de sortie de l'onduleur.....	70
II.3.3 Système de stockage de l'énergie.....	71
II.3.4 Filtre de sortie.....	72
II.4. Contrôle du filtre actif parallèle à deux niveaux.....	73
II.4.1 Commande de l'onduleur à deux niveaux.....	73
II.4.1.1 Algorithme de Commande.....	74
II.4.1.2 Régulation du courant du filtre actif parallèle.....	74
II.4.2 Régulation de la tension continue.....	76
II.5 Simulations et Interprétations.....	78
II.6 Conclusion.....	84

CHAPITRE III

Filtre Actif parallèle à sept niveaux de tension

III.1 Introduction.....	86
III.2 Structure générale d'un filtre actif parallèle à sept niveaux.....	87
III.3 Modélisation de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes.....	88
III.3.1 Structure de l'onduleur à sept niveaux.....	88
III.3.2 Hypothèses simplificatrices.....	88
III.3.3 Commande complémentaire.....	89
III.3.4 Configurations d'un bras de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottante.....	90
III.3.5 Mise en équations.....	91
III.4 Génération des signaux de commande.....	92
III.4.1 La stratégie SPWM appliquée aux onduleurs multi niveaux.....	93
III.4.1.1 Composants de la structure multi-niveaux à diodes flottantes.....	93
III.4.1.2 Commande SPWM Multi-niveaux.....	93



III.5 Algorithme de commande et régulation des courants du FAP à 7 niveaux.....	96
III.6 Tensions et spectre harmoniques de l'onduleur à sept niveaux.....	97
III.7 Régulation de la tension continue.....	99
III.8 Simulations et interprétations.....	100
III.8.1 FAP à sept niveaux sous basse tension (BT).....	101
III.8.2 FAP à sept niveaux sous la moyenne tension (MT).....	106
III.8.2.1 Régulation de la tension continue par un régulateur flou.....	106
III.8.2.2 Simulations et interprétations.....	109
III.9 Analyse comparative.....	114
III.10 Conclusion.....	116

CHAPITRE IV

Commande directe de puissance (DPC) appliquée au filtre actif parallèle à deux niveaux

IV.1 Introduction.....	117
IV.2 Stratégie du contrôle direct de puissance.....	118
IV.2.1 Principe de fonctionnement du DPC.....	118
IV.2.2 Calcul des puissances active et réactive instantanées.....	119
IV.2.2.1 Calcul des puissances par mesure directe des courants et des tensions.....	119
IV.2.2.2 Calcul des puissances par estimation des tensions du réseau et mesure des courants (<i>V-DPC</i>).....	120
IV.2.2.3 Calcul des puissances par estimation du flux virtuel et mesure des courants (<i>VF-DPC</i>)	121
IV.2.3 Contrôleur à hystérésis.....	122
IV.2.4 Choix du secteur.....	123
IV.2.5 Table de commutation.....	124



IV.3 Régulation de la tension Continue	124
IV.4 Simulations et Interprétations.....	126
IV.4.1 Performances de la technique DPC lors de la variation du bus continu.....	127
IV.4.2 Performances de la technique DPC lors d'une variation de charge.....	130
IV.4.3 Performances de la technique DPC lors d'une variation simultanée du bus continu et de la charge.....	131
IV.5 La technique DPC appliquée au Filtre actif parallèle à deux niveaux.....	132
IV.5.1 Fermeture du FAP et analyse en régime permanent.....	133
IV.5.2 Variation de la charge non linéaire avec la tension du bus continu stable.....	136
IV.5.3 Tension du bus continu instable avec courant de charge constant.....	137
IV.5.4 Variation de la charge non linéaire avec tension du bus continu instable.....	138
IV.6 Conclusion.....	140

CHAPITRE V

Contribution des Redresseurs Multi-niveaux à L'amélioration de la Qualité d'énergie: Application à la Commande Vectorielle de la Machine à Induction

V.1 Introduction.....	141
V.2 Modélisation et commande du redresseurs MLI de tension à 2 niveaux.....	142
V.2.1 Modélisation du redresseur MLI de tension à 2 niveaux.....	142
V.2.2 Commande par la stratégie MLI (SPWM) du redresseur à 2 niveaux...	143
V.3 Modélisation et Commande du redresseur de tension à 3 niveaux.....	143
V.3.1 Modélisation du redresseur MLI à 3 niveaux.....	143
V.3.2 Commande par la stratégie MLI (SPWM) du redresseur à 3 niveaux.....	145
V.4 Modélisation et Commande du redresseur de tension à 5 niveaux.....	145
V.4.1 Modélisation du redresseur à cinq niveaux.....	145
V.4.2 Commande par la stratégie MLI (SPWM) du redresseur à 5 niveaux.....	147
V.5 Modélisation et Commande du redresseur de tension à 7 niveaux.....	147



V.5.1	Modélisation du redresseur à 7 niveaux.....	147
V.5.2	Commande par la stratégie MLI (SPWM) du redresseur à 7 niveaux.....	149
V.6.	Contrôle en courant du redresseur multi-niveaux à MLI.....	150
V.6.1	Structure Globale du Contrôle en courant par la stratégie SPWM.....	150
V.6.2	Régulation de la tension du Bus Continu des redresseurs à MLI à N niveaux.....	151
V.6.3	Simulation et interprétation.....	153
V.6.3.1	Redresseur MLI multi-niveaux de la Basse Tension à la Montée en Tension du bus continu.....	154
V.6.3.2	Redresseur MLI multi-niveaux à tension constante du bus continu.....	157
V.7	Modélisation de la machine à induction.....	160
V.7.1	Modèle de la machine exprimé dans le repère (d,q) lié au champ tournant.....	161
V.7.2	Commande vectorielle de la machine à induction.....	162
V.7.2.1	Commande vectorielle à flux rotorique orienté.....	163
V.7.2.2	Estimateurs utilisés pour la Commande Vectorielle directe (DFOC)	164
V.7.2.3	Principe de découplage par compensation.....	165
V.7.2.4	Simulation et interprétation.....	167
V.7.2.4.1	Variateurs de vitesse multi-niveaux.....	167
V.8	Conclusion	176
	Conclusion générale	177
	Références bibliographiques	180
	Annexes	189
Annexe A	Système de boucle à verrouillage de phase PLL.....	189
Annexe B	Logique floue.....	194
Annexe C	Paramètres des régulateurs : Vitesse, couple et flux.....	198
Annexe D	Paramètres de la machine à induction.....	202



Acronymes

<i>FPB</i>	<i>Filtre passe bas</i>
<i>FAS</i>	<i>Filtre Actif Série</i>
<i>FAP</i>	<i>Filtre Actif Parallèle</i>
<i>SAPF</i>	<i>Shunt Active Power Filter</i>
<i>PLL</i>	<i>Phase Locked Loop (Système de Boucle à verrouillage de phase)</i>
<i>NPC</i>	<i>Neutral Point Clamping</i>
<i>MPC</i>	<i>Multiple Point Clamped</i>
<i>FC</i>	<i>Flying Capacitor Converter</i>
<i>THD</i>	<i>Total Harmonic Distortion (Taux de Distorsion Harmonique)</i>
<i>TFD</i>	<i>Transformée de Fourier discrète</i>
<i>TFR</i>	<i>Transformée de Fourier rapide</i>
<i>TFDR</i>	<i>Transformée de Fourier discrète récursive</i>
<i>KF</i>	<i>Kalman Filter</i>
<i>SRF</i>	<i>Synchronous Reference Frame (Théorie du référentiel lié au synchronisme)</i>
F_k	<i>Fonction de connexion des interrupteurs du bras k</i>
F^{b_k}	<i>Fonction de connexion des demi-bras</i>
<i>VOC</i>	<i>Voltage Oriented Control (Contrôle à tension orientée)</i>
<i>VFOC</i>	<i>Virtual Flux Oriented Control (Contrôle à flux virtuel orienté)</i>
<i>DPC :</i>	<i>Direct Power Control (Contrôle Direct de Puissance)</i>
<i>DPC-SVM</i>	<i>Contrôle Direct de Puissance avec modulation vectorielle</i>
<i>hp et hq</i>	<i>Ecart des régulateurs à hystérésis à deux niveaux</i>
V_{dc}	<i>Tension du bus continu de l'onduleur du FAP</i>
V_f	<i>Tension à la sortie du FAP</i>
I_{ch}:	<i>Courant de charge</i>
V_{ch}:	<i>Tension de charge</i>
<i>PI</i>	<i>Régulateur proportionnel intégral</i>
<i>SPWM</i>	<i>Sinusoidal Puls Width Modulation (Modulation de Largeur d'Impulsion)</i>
<i>SVM</i>	<i>Space Vector Modulation (Modulation Vectorielle dans l'espace)</i>



<i>MLI</i>	<i>Modulation de Largeur d'Impulsion</i>
<i>PD</i>	<i>Phase Disposition</i>
<i>POD</i>	<i>Phase Opposition Disposition</i>
<i>APOD</i>	<i>Alternative Phase Opposition Disposition</i>
<i>PS</i>	<i>Phase Shifted</i>
<i>BT</i>	<i>Basse Tension</i>
<i>MT</i>	<i>Moyenne Tension</i>
v_{s1}, v_{s2}, v_{s3}	<i>Tensions de source</i>
i_{s1}, i_{s2}, i_{s3}	<i>Courants de source</i>
$i_{ch1}, i_{ch2}, i_{ch3}$	<i>Courants de charge</i>
$i^*_{h1}, i^*_{h2}, i^*_{h3}$	<i>Courants harmoniques identifiés de référence</i>
i_{f1}, i_{f2}, i_{f3}	<i>Courants harmoniques injectés</i>
<i>P</i>	<i>Puissance active</i>
<i>Q</i>	<i>Puissance réactive</i>
<i>S</i>	<i>puissance apparente</i>
<i>PWM rectifier</i>	<i>Redresseur à MLI</i>
<i>DFOC</i>	<i>Direct Field Oriented Control (Commande directe par orientation du flux)</i>
<i>IFOC</i>	<i>Indirect Field Oriented Control (Commande indirecte par orientation du flux)</i>
<i>FP</i>	<i>Facteur de Puissance</i>
α, β	<i>Axe correspondant au repère stationnaire de Concordia</i>
d, q	<i>Axe correspondant au repère de rotation de Park</i>
R_s, R_r	<i>Résistances des enroulements du stator et du rotor</i>
L_s, L_r	<i>Inductance propre cyclique statorique et rotorique</i>
<i>M</i>	<i>Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.</i>
T_{em}	<i>Couple électromagnétique</i>
Ω	<i>Vitesse mécanique</i>
<i>IEEE</i>	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
<i>CEI</i>	<i>Commission Electrotechnique Internationale</i>
<i>CENELEC</i>	<i>Comité Européen de Normalisation Electrotechnique</i>

Introduction générale



Introduction générale

Depuis plusieurs années, les distributeurs d'énergie électrique s'attachent, dans le monde, à garantir la qualité de la fourniture d'électricité. Au début, les efforts des fournisseurs se sont concentrés sur la continuité du service afin de rendre cette énergie toujours disponible.

Aujourd'hui, les critères de qualité ont évolué avec le développement des équipements électriques où l'électronique de puissance prend une place prépondérante dans les systèmes de commande et de contrôle.

Avec la mondialisation, l'ouverture du marché de l'énergie électrique et la nécessité de garantir les productions pour les industriels, font de la qualité de l'énergie électrique un enjeu majeur pour les compagnies d'électricité et pour les fabricants d'équipements électriques. Les performances de ses équipements sont fortement liées à la qualité de la tension d'alimentation, car à titre d'exemple, une éventuelle diminution ou déformation de l'amplitude de la tension se traduira par une dégradation, du couple pour une machine à induction.

La notion de qualité du produit «énergie électrique» est attachée au niveau de satisfaction des utilisateurs, ces derniers peuvent apporter des perturbations dommageables pour le réseau, susceptibles de gêner les autres utilisateurs raccordés au même point.

De ce fait, le distributeur d'énergie et le consommateur sont l'un et l'autre concernés par la qualité de l'électricité. De manière générale, les perturbations en électrotechnique sont nombreuses : creux de tension et coupures, surtensions temporaires ou transitoires, fluctuations lentes de la tension (flicker), variations de la fréquence, déséquilibres du système triphasé, harmoniques et inter harmoniques.

Ces harmoniques sont des signaux de fréquence multiple de la fréquence industrielle. Ils sont générés par des charges dites non-linéaires ou polluantes. Ces charges sont principalement des convertisseurs statiques d'électronique de puissance tels que, les redresseurs à diodes ou thyristors, les gradateurs, le matériel informatique via leur alimentation, les lampes fluorescentes,.....etc. Les variateurs de vitesses pour machines à induction, les fours à arcs sont les principaux générateurs d'inter harmoniques. Ces derniers sont des signaux non multiples de la fréquence industrielle.

Les charges non linéaires, absorbent alors des courants non sinusoïdaux qui se propagent dans le réseau et consomment généralement de la puissance réactive et déforment ainsi l'allure de la tension d'alimentation, entraînent la pollution du réseau et provoquent la dégradation de la qualité de l'énergie électrique. Ces phénomènes peuvent engendrer sur le réseau un certain nombre de perturbations allant du dysfonctionnement d'un équipement jusqu'à la destruction d'une



partie des équipements connectés. Ils induisent des effets néfastes, qui se traduisent par une augmentation de la valeur du courant efficace, fatigue prématurée des équipements, augmentation des pertes et réduction de la capacité de transport de l'énergie électrique.

Pour cette raison, certaines normes internationales, telles que *IEEE Standard 519*, *CEI 61000* et *EN 50160*, imposent des limites aux Taux de Distorsions Harmoniques (*THD*) des courants et tensions au sein du réseau d'alimentation, 5% pour les courants et 3% pour les tensions.

Face à cette situation, et afin de limiter le taux de distorsion harmonique provoquée par les systèmes d'électronique de puissance branchés au réseau, il est indispensable de développer d'une part, des dispositifs correctifs tel que : les redresseurs polyphasés, les filtres passifs et les filtres actifs. Les deux premiers dispositifs sont classés parmi les méthodes traditionnelles, où les redresseurs polyphasés sont plus efficaces en matière de restitution de la forme sinusoïdale du courant avec un taux de distorsion d'harmoniques très intéressant, mais au détriment du coût de l'installation. Tandis que les filtres passifs à savoir, le filtre résonant et le filtre amorti, sont légèrement moins chers, mais limités en termes de compensation, ils forment avec l'impédance de la source, un circuit résonnant qui favorise l'amplification de tous les harmoniques ayant une fréquence voisine de celle de résonance. Malgré leurs efficacités en qualité de dépollution harmonique, ils ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et aux charges polluantes.

Les filtres actifs de puissances sous leurs différentes structures à savoir le filtre actif parallèle, filtre actif série, filtre actif parallèle- série, et les filtres hybrides, sont des solutions modernes par excellence, répondent mieux aux contraintes industrielles, s'adaptent à l'évolution de l'impédance du réseau et de la charge polluante.

En effet un bon fonctionnement d'un filtre actif de puissance doit passer obligatoirement par une bonne identification des courants harmoniques, qui s'effectue par les méthodes temporelles ou fréquentielles.

D'autre part il existe des dispositifs à actions préventives comme les convertisseurs non polluants, dotés d'un moyen de contrôle rendant le courant prélevé sur le réseau le plus sinusoïdal possible. Ces convertisseurs sont connues sous le nom « redresseurs propres ou redresseurs à commande MLI à absorption sinusoïdale ». Parmi ces structures les plus courantes et les plus sollicités on trouve le redresseur de tension à MLI. Il dispose d'un comportement quasi résistif vis-à-vis du réseau d'alimentation. En plus de sa capacité à contrôler les courants absorbés et à fonctionner avec un facteur de puissance quasiment unitaire, le redresseur de tension à MLI peut également véhiculer la puissance active et réactive entre la source de tension et la charge. Cet avantage lui permet de fonctionner comme un convertisseur de fréquence dans un variateur de vitesse.



Parmi les techniques de contrôle utilisés pour les redresseurs MLI, on peut citer la commande directe de puissance (DPC) où les puissances instantanées active et réactive avec un tableau de commutation approprié sont les outils clés de cette stratégie de contrôle, technique DPC basée sur l'estimation du flux virtuel (VF-DPC) et la technique VOC (Voltage Oriented Control) basée sur les boucles de contrôle des courants internes, où l'absorption sinusoïdale dépend de la stratégie de commande utilisée.

Durant les années précédentes, on vit la naissance de nouveaux convertisseurs de puissance multi-niveaux qui sont utilisés pour l'alimentation à fréquence variable des machines alternatives de forte puissance. Plusieurs structures de ces convertisseurs multi-niveaux ont été proposées, on peut citer, les convertisseurs multi-niveaux à diodes flottantes, capacités flottantes et ceux à structures NPC et MPC et convertisseurs cascades.

Ces convertisseurs permettent la génération d'une tension très proche de la sinusoïde, et l'amélioration du THD grâce au nombre élevé de niveaux de tension offert par ces structures multi-niveaux. L'utilisation de ces derniers dans les domaines de la haute tension et la forte puissance permet de résoudre les difficultés relatives à l'encombrement due au nombre de phase et du transformateur utilisés dans les groupements de redresseurs conventionnels.

Dans le cadre de cette problématique de recherche sur les *convertisseurs statiques dédiés à la qualité de l'énergie électrique*, le présent travail de doctorat a été effectué au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Constantine (LEC). Il porte sur la contribution à l'étude des structures plus performantes du point de vue qualité de l'énergie électrique, avec un objectif d'évaluer les performances des convertisseurs statiques à commande MLI à deux et multi-niveaux, sous un aspect correctif par le biais des filtres actifs de puissance lorsqu'ils sont associées à des algorithmes d'identification des harmoniques adéquats. Puis sous un autre aspect préventif à travers les redresseurs MLI à absorption sinusoïdale lorsqu'ils sont dotés des moyens de contrôle appropriés.

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

Dans **le premier chapitre**, on présente au début la problématique des harmoniques, leur origine, leur caractérisation et leurs conséquences indésirables sur le réseau de distribution. Puis, on expose les perturbations harmoniques produites par les redresseurs à diodes, ainsi que les normes et réglementations en termes de pollution harmonique. Ensuite, on aborde les différentes solutions, traditionnelles et modernes de dépollution harmonique, ces solutions sont validées par des simulations numériques. On termine ce chapitre par un état de l'art sur les convertisseurs multi



niveaux, où on présente ces convertisseurs comme étant des nouvelles structures capables de contribuer efficacement à l'amélioration de la qualité d'énergie électrique.

Le second chapitre expose les techniques proposées à l'identification des courants harmoniques, selon deux approches, temporelles et fréquentielles. Puis une étude théorique est développée à propos de la structure et du principe de fonctionnement du filtre, de la modélisation et du choix des éléments passifs associés au filtre actif. On propose également le réglage de la tension du bus continu grâce à un régulateur conventionnel PI. Ensuite une application à la commande d'un filtre actif parallèle de tension triphasé à deux niveaux est exposée. On clôture ce chapitre par des simulations numériques validant ainsi les résultats obtenus.

Dans **le troisième chapitre**, on propose un filtre actif parallèle (FAP) de tension triphasé à sept niveaux à diodes flottantes, respectivement sous une basse et moyenne tension. La modélisation de l'onduleur de tension à sept niveaux, la génération des signaux de commande MLI multi-niveaux, la régulation du courant injecté par FAP et la stabilisation du bus continu par le biais d'un contrôleur flou, sont abordées. Les résultats de simulations obtenus sous environnement Matlab/Simulink, sont présentés, et une analyse comparative avec ceux du FAP à deux niveaux est exposée.

Dans **le quatrième chapitre**, on présente le contrôle direct de puissance (*DPC*) du redresseur à commande MLI à deux niveaux, en utilisant une table de commutation classique, basée sur la mesure des tensions et courants de source par des capteurs appropriés. Ensuite, on met cette technique à la disposition du filtre actif parallèle dans l'objectif d'améliorer l'opération du filtrage et voir les performances de celle-ci par rapport à la technique d'identification des harmoniques basé sur la théorie p-q. Le filtre actif parallèle contrôlé par le DPC est soumis à des perturbations de robustesses. Les résultats de simulations obtenus, sont présentés et critiqués.

Le cinquième et dernier chapitre de ce travail est consacré au redresseur MLI triphasé à deux et multi-niveaux. La modélisation et la commande MLI des redresseurs à deux et à N niveaux sont abordées avec l'étude de la régulation de la tension du bus continu dans le cas d'une absorption sinusoïdale. Les variateurs de vitesse multi-niveaux, en vue de contrôler la machine à induction en vitesse où le redresseur MLI est utilisé comme étant un convertisseur de fréquence, sont traités. La modélisation de la machine à induction pour une commande vectorielle à flux rotorique orienté, les performances des variateurs de vitesse à deux et à N niveaux sont exposées et discutés.

Enfin, on termine cette thèse par une conclusion générale, résumant les principaux résultats obtenus.

Chapitre 1

Pollutions Harmoniques des Réseaux Electriques et Techniques de Dépollutions



I.1 Introduction

Le distributeur d'énergie à l'instar de SONELGAZ en Algérie, doit fournir à l'ensemble de ses clients une énergie de qualité, sous forme de trois tensions alternatives sinusoïdales constituant un réseau triphasé équilibré. La qualité de cette énergie dépend de celle de la tension aux points de raccordement et de distribution. Toutefois, cette tension subit généralement des perturbations et des changements d'allure et de forme, durant son transport jusqu'à son arrivée chez le consommateur de l'énergie électrique. Les origines de ces changements sont nombreuses ; outre les incidents relatifs à la nature physique des organes d'exploitation du réseau électrique, il existe aussi des causes internes spécifiques au fonctionnement de certains récepteurs particuliers, à savoir les charges non linéaires.

Pour éviter le dysfonctionnement, la destruction des équipements du réseau électrique ou chez les consommateurs, il est indispensable de comprendre l'origine de ces perturbations et de chercher les solutions adéquates pour réduire ou si possible supprimer leurs effets indésirables sur l'environnement énergétique aux points de raccordement.

Pour ce faire, on commence ce présent chapitre par une analyse des différentes perturbations affectant la tension et le courant du réseau électrique, également de leurs origines, des conséquences nocives sur la qualité de l'énergie électrique et des normes imposées par les organismes internationaux aux utilisateurs.

On évoque ensuite les solutions traditionnelles et modernes proposés dans la littérature, en mettant l'accent sur les différentes techniques employées afin de pallier aux problèmes liés aux perturbations harmoniques. Ces techniques de dépollution harmoniques sont consolidées, par une série de simulations numériques sous un aspect pédagogique, dont le but de confirmer et de valider les résultats de simulations avec ceux obtenues déjà dans le domaine de la qualité de l'énergie électrique. À la fin, le filtre actif parallèle est exposé et discuté, comme étant une technique moderne évolué, très sollicité par les utilisateurs de l'énergie, en vue de dépolluer les réseaux électriques.

I.2 Energie électrique propre

Les postes de production de l'énergie électrique que ce soit hydraulique, thermique, nucléaire ou sources d'énergies renouvelables, doivent fournir de l'énergie propre et de qualité aux consommateurs, dépourvue de n'importe quel type de perturbations.



En effet, l'énergie propre est fournie sous forme d'un système de tension triphasé alternative sinusoïdal, caractérisé par les paramètres suivants [1] : pulsation ou fréquence des trois tensions, amplitude des trois tensions, forme d'onde des trois tensions, symétrie du système triphasé.

De ce fait, une perturbation affectant l'un de ces paramètres, provoque la dégradation de la qualité des trois tensions délivrées par le réseau. Pour cette raison des normes ont déjà été établies, imposées aux différents perturbations est plus particulièrement aux courants harmoniques et a respectés par les utilisateurs et les fournisseurs de l'énergie électrique.

I.3 Les perturbations électriques et leurs origines

Les perturbations électriques affectant l'un des quatre paramètres cités précédemment peuvent se manifester par la déformation de la fondamentale, affectent ainsi l'amplitude des grandeurs d'intérêt (tension ou courant) [2] , à savoir, un creux de tension, une coupure ou une surtension, une fluctuation de tension, un déséquilibre du système triphasé. Elles se manifestent aussi par l'apparition des courants harmoniques à des fréquences multiples de la fréquence fondamentale, en s'ajoutant à la composante fondamentale, provoquant ainsi la distorsion des formes d'onde des grandeurs d'intérêt [3].

I.3.1 Perturbations liés aux fluctuations de la fréquence

En réalité la pulsation de la tension chez les consommateurs doit être la même que ce soit au niveau de la production ou du transport de l'énergie électrique. Etant donné que la fréquence dépend étroitement de la vitesse angulaire, imposée à la machine synchrone dans les postes de production. Donc il est clair que ce type de perturbation sont rares a observées que lors des circonstances exceptionnelles, tel que certains défauts, au niveau de la production ou du transport d'énergie. Dans des conditions normales d'exploitation, la valeur moyenne de la fréquence fondamentale doit être comprise dans l'intervalle $50 \text{ Hz} \pm 1\%$ ou $60\text{Hz} \pm 1$.

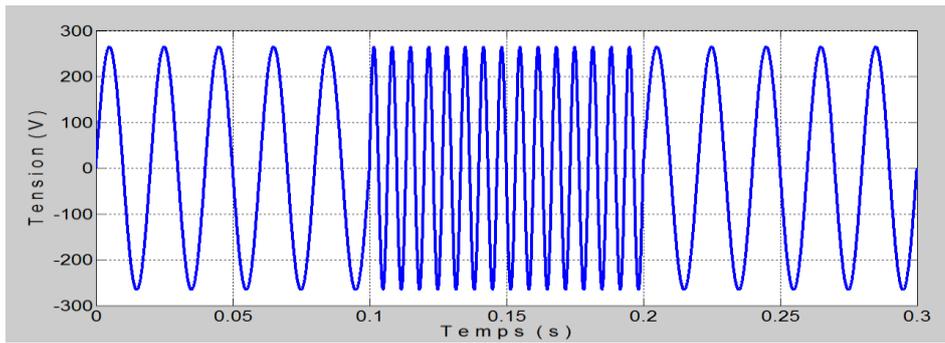


Fig. I.1. Perturbations liés aux fluctuations de la fréquence

I.3.2 Perturbations liés à l'amplitude des trois tensions [1,4]

I.3.2.1 Creux de tension

Un creux de tension est une baisse brutale de la tension en un point d'un réseau d'énergie électrique, à une valeur comprise par convention entre 1 % et 90% (CEI 61000-2-1, CENELEC EN 50160), ou entre 10 % et 90 % (IEEE 1159) d'une tension de référence (U_{ref}), suivie d'un rétablissement de la tension après un court laps de temps compris entre la demi-période fondamentale du réseau (10 ms à 50 Hz) et une minute. Les creux de tension sont dus à des phénomènes naturels comme la foudre, ou à des défauts sur l'installation ou dans les réseaux. Ils apparaissent également lors de manœuvres d'enclenchement mettant en jeu des courants de fortes intensités (moteurs, transformateurs, etc.).

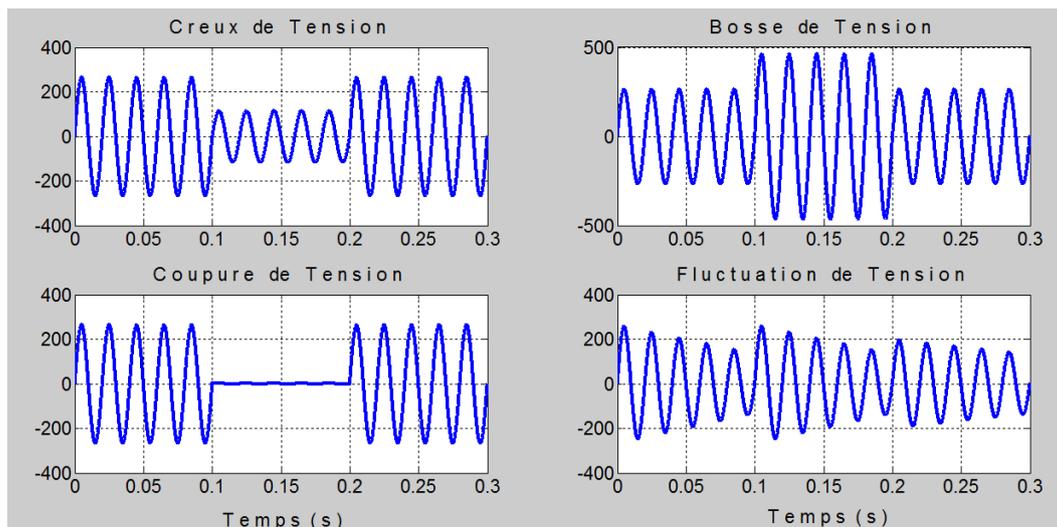


Fig. I.2 Perturbations liés à l'amplitude des tensions



I.3.2 .2 Coupure de tension

Les coupures sont un cas particulier de creux de tension, de profondeurs supérieures à 90 % (IEEE) ou 99 % (CEI-CENELEC). Les coupures brèves sont de durée inférieure à 3 minutes (CENELEC), ou une minute (CEI-IEEE), elles sont notamment occasionnées par les réenclenchements automatiques lents destinés à éviter les coupures longues (réglés entre 1 et 3 minutes). La figure (I.2), montre un exemple de creux et de coupure de tension.

I.3.2 .3 Bosse de tension ou surtension

C'est une augmentation très brève de l'amplitude de la tension du réseau, de 1,1 jusqu'à 1,8 de la tension nominale, comme le montre la figure (I.2). Elle se manifeste sous forme d'une bosse de tension qui peut provoquer l'échauffement des conducteurs et mène parfois à la destruction des équipements électriques. Souvent provoquée par des phénomènes d'origine atmosphérique telle que la foudre et au moment des déclenchements de charges importantes.

I.3.2 .4 Fluctuations de tension

Ces fluctuations se traduisent par des variations de la valeur crête d'amplitude inférieure à 10 % de la tension nominale et de l'intensité du courant, visible au niveau de l'éclairage, ce qui induit un trouble visuel. Ces fluctuations provoquent des papillotements cycliques ou aléatoires de l'enveloppe de la tension d'alimentation, appelé souvent « *Flicker* ». Ces fluctuations sont dues principalement à des charges industrielles rapidement variables comme les machines à souder, les fours à arc, les laminoirs .Un exemple de fluctuation de tension et de surtension, est montré sur la figure (I.2).

I.3.3 Perturbations liés à la symétrie du système triphasé

Lorsque les trois tensions sont égales en amplitude et déphasées les unes par rapport aux autres de 120° , on dit que le système est équilibré. Ce dernier est soumis à une perturbation de déséquilibre dans la mesure où les amplitudes ne sont pas les mêmes et /ou le déphasage est différent entre les trois phases. Le déséquilibre est dû généralement à la mauvaise répartition de la charge sur les trois phases, défaut d'isolement ou rupture du conducteur du fil neutre. Il peut aussi englober tout à la fois la variation de l'amplitude et la déformation de l'onde des trois tensions.

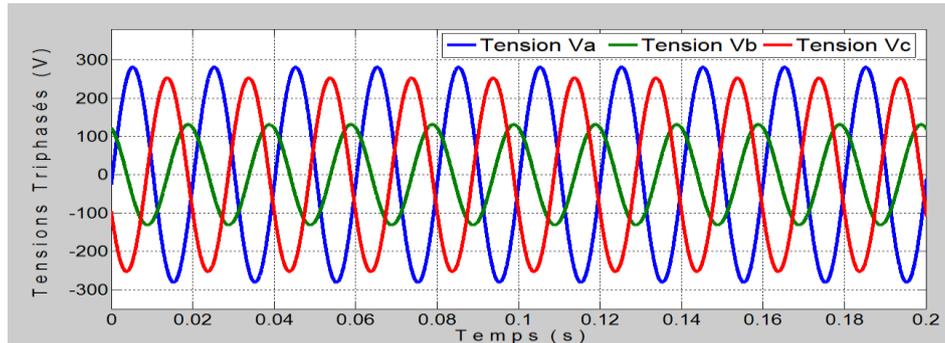


Fig. I.3. Déséquilibre du système triphasé

I.3.4 Perturbations liés à la forme d'onde des trois tensions

La déformation de l'onde est due principalement à la superposition des harmoniques sur l'onde fondamentale. Ces harmoniques sont des ondes sinusoïdales de fréquences multiples entiers de celle du fondamental à 50 Hz. La fig.1.4 montre la superposition de l'harmonique d'ordres 5 et 7 sur une tension fondamentale de fréquence 50 Hz. La principale source de la présence des harmoniques dans les réseaux électrique est l'utilisation de plus en plus croissante d'équipements de l'électronique de puissance à des éléments semi-conducteurs à savoir, les diodes, thyristors GTO, transistors IGBT, MOSFET... etc.

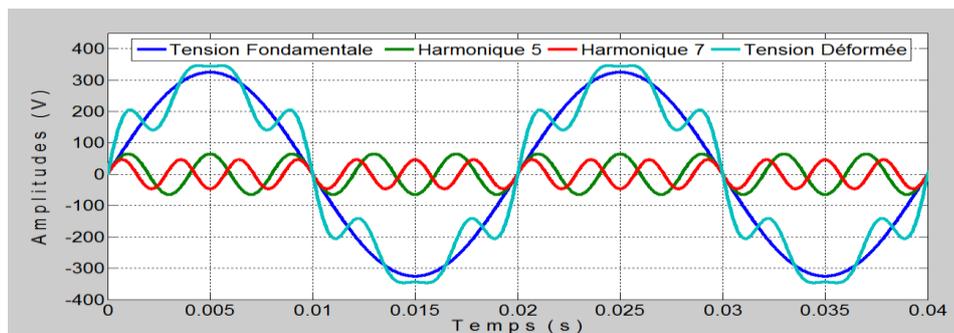


Fig. I.4 Influence des harmoniques H_5 et H_7 sur la fondamentale

I.4 Les perturbations harmoniques

I.4.1 Origine des harmoniques

Les harmoniques sont des grandeurs périodiques qui varient à des fréquences multiples de celle de la fondamentale et qui s'ajoutent pour former un signal déformé. Ce signal se compose généralement de plusieurs harmoniques, souvent présenté sous forme d'un spectre, le cas de la figure (I.5).

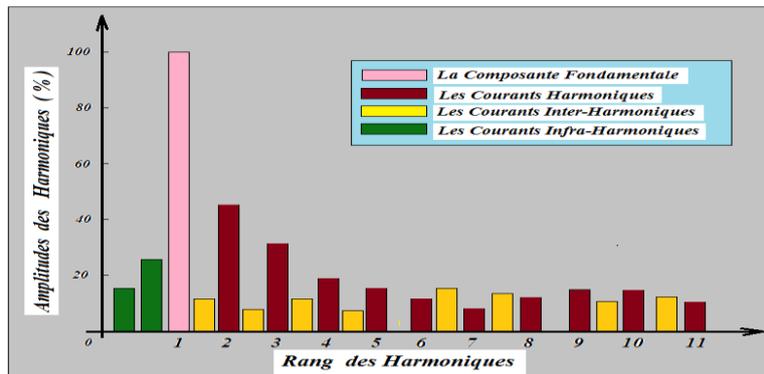


Fig. 1.5 Différents types d'harmoniques

On distingue aussi les inters harmoniques de fréquences non multiples de la fréquence fondamentale et les infra harmoniques de fréquence inférieure à celle du fondamentale.

Les inter harmoniques sont superposés à l'onde fondamentale mais ne sont pas des multiples entiers de la fréquence du réseau. Leurs origines principales sont les convertisseurs de fréquence, les variateurs de vitesse et d'autres équipements similaires.

Généralement la forme des tensions et des courants, dépend de la nature des charges électrique, car ces dernières se trouvent chez les consommateurs sous deux types à savoir, les charges linéaires et non linéaire. Les charges linéaires telles que les ampoules classiques, les systèmes de chauffage, les charges résistives, les moteurs, les transformateurs, ne contiennent aucun composant électronique actif, seulement des résistances (R), des bobines d'inductance (L) et des condensateurs (C). Elles absorbent des courants purement sinusoïdaux, de la même forme que la tension à un déphasage près.

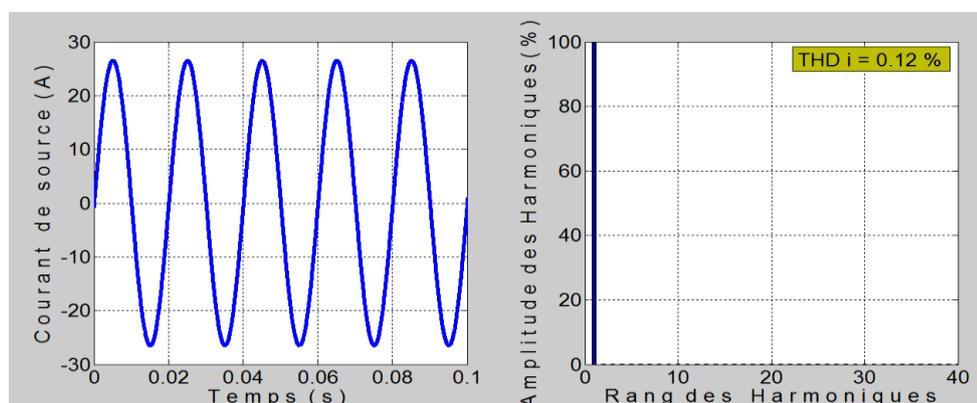


Fig. 1.6 Courants de ligne pour une charge linéaire et son spectre Harmonique



Le spectre des courants harmoniques ne présente qu'une seule composante à 50Hz, c'est la composante fondamentale, le Taux de Distorsion Harmonique du courant (THD i) dans ce cas est presque nul. La fig. I.6, montre bien la forme d'onde du courant absorbé par une charge linéaire et son spectre harmonique.

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

Actuellement, les équipements à base des éléments à semi-conducteurs constituent la principale source de ces harmoniques. Ces équipements, dont les caractéristiques électriques varient avec la valeur de la tension, sont assimilables à des générateurs de courants harmoniques tel que, variateurs de vitesse, redresseurs, téléviseurs, ordinateurs, appareils d'éclairage fluorescentsetc.

A titre d'exemple un redresseur à six pulses est une charge non linéaire qui génère des courants harmoniques d'ordre $(6k \pm 1)$ avec k : entier naturel, tel que les harmoniques impaires non multiples de trois à savoir $H_5, H_7, H_{11}, H_{13}, H_{17}, H_{19}, H_{23}, H_{25}$, ce qui provoque la déformation de la forme des courants de ligne, en affectant la qualité de l'énergie du réseau, en induisant un taux de distorsion en courant (THD i), qui vaut 23.55 %, cas de la figure I.7.

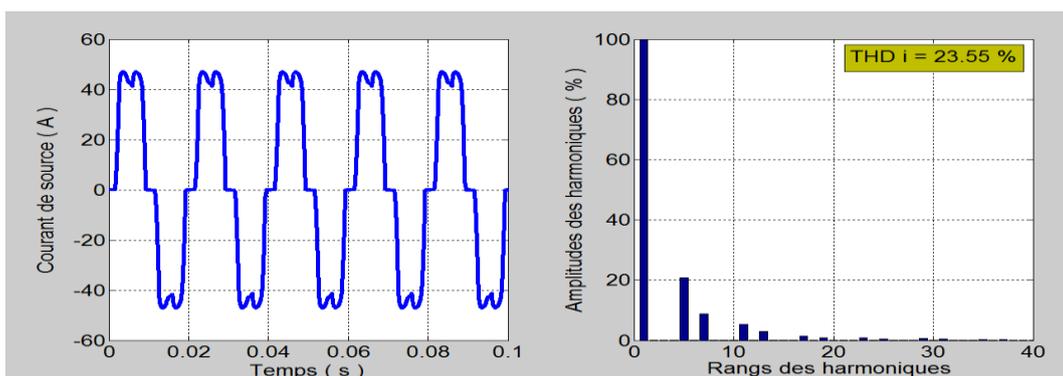


Fig. I.7. *Courants de ligne pour une charge non linéaire et son spectre Harmonique*

Ces courants harmoniques circulant à travers les impédances du réseau, créent des tensions harmoniques qui perturbent le fonctionnement des autres utilisateurs raccordés à la même source.



L'impédance de la source aux différentes fréquences harmoniques a donc un rôle fondamental dans la sévérité de la distorsion en tension. Car, si l'impédance de la source est faible, la distorsion en tension est faible aussi, donc une puissance de court-circuit élevée.

I.4.2 Effets des perturbations harmoniques

Les effets indésirables engendrés par les courants harmoniques, se propagent dans le réseau électrique. Engendrant ainsi en termes de qualité d'énergie un réseau pollué, l'allure du courant de la source est déformée, les consommateurs branchés au même point du réseau sont pollués. Ils provoquent des surcoûts de production d'énergie importants et des incidents au niveau des équipements énergétiques des consommateurs.

On peut distinguer les effets engendrés par les harmoniques sous deux formes [5].

I.4.2.1 Effets instantanés

Ils se manifestent instantanément sous forme de défaut et trouble de fonctionnement de certains équipements électriques, erreurs de mesure dans les compteurs d'énergie à induction, vibration et bruit de certains équipements électriques (Transformateurs, inductances et machines tournantes) dès que ces derniers sont soumis à une tension polluée.

I.4.2.2 Effets à terme

Ils se manifestent après un certain bout de temps de fonctionnement. L'effet à terme le plus important est de nature thermique, il se traduit par l'échauffement des câbles et des équipements électriques. Il conduit à une fatigue prématurée du matériel, des lignes électriques et amènent un déclassement des équipements. Ces échauffements peuvent conduire au claquage des condensateurs sous l'effet du phénomène d'hystérésis dans le diélectrique.

Les harmoniques génèrent aussi des pertes supplémentaires dans les transformateurs, par effet Joule dans les enroulements, accentuées par l'effet de peau et des pertes par hystérésis et courants de Foucault dans les circuits magnétiques.



I.5 Caractérisation des perturbations harmoniques

Différentes grandeurs sont définies pour caractériser la distorsion en régime pollué. Le taux global de distorsion harmonique (THD) et le facteur de puissance sont les plus utilisés pour déterminer le niveau de qualité de l'énergie électrique et pour chiffrer respectivement les perturbations harmoniques et la consommation de la puissance réactive [1,5].

I.5.1 Taux harmonique de rang n

Le taux d'harmonique est généralement défini par la relation (I.1)

$$S_n = \frac{C_n}{C_1} \quad (I.1)$$

Où : C_n représente la composante harmonique de rang n.

C_1 représente la composante fondamentale.

I.5.2 Taux global de distorsion harmonique

Le taux de distorsion harmonique THD est un facteur très important dans la détermination de la pollution et de la dépollution harmonique du réseau électrique. Le THD s'exprime par rapport à la fréquence fondamentale et caractérise l'influence des harmoniques sur l'onde de courant déformée. Il a pour expression :

$$THD(\%) = 100 \cdot \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} H_n^2}}{H_1} \quad (I.2)$$

Avec, H_1 la valeur efficace du courant fondamental et H_n les valeurs efficaces des différents harmoniques de courant. Le domaine des fréquences qui correspondent à l'étude des harmoniques est généralement compris entre 100 et 2000 Hz. Soit de l'harmonique de rang 2 jusqu'à l'harmonique de rang 40.



I.5.3 Facteur de puissance

Normalement, pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance est donné par le rapport entre la puissance active P et la puissance apparente S . Mais dans le cas où il y a des harmoniques, une puissance supplémentaire appelée la puissance déformante (D) donné par la relation (I.4), apparaît comme le montre le diagramme de Fresnel, de la figure (I.8).

$$D = mV_1\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} H_n^2} \quad (I.3)$$

Avec, m le nombre de phase et V_1 la tension simple.

D'où l'expression du facteur de puissance (F_p) :

$$F_p = \frac{P}{\sqrt{P^2+Q^2+D^2}} \quad (I.4)$$

Il en découle que le facteur de puissance, se trouve diminué par la présence des harmoniques.

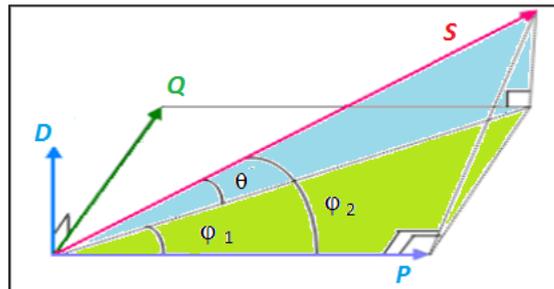


Fig. I.8 Diagramme de Fresnel des puissances (P , Q , et D)

I.6 Normes et réglementation

L'énergie électrique est un produit, ainsi le producteur de l'électricité à une grande responsabilité à l'égard des dommages possibles causés par un excès d'harmoniques.

Afin de garantir un niveau de qualité de l'énergie satisfaisant et une bonne coexistence entre les sources polluées et les charges polluées, les distributeurs et les consommateurs sont amenés à respecter plusieurs normes et réglementation qui définissent les règles relatives à la Compatibilité Electromagnétique (CEM) :

- au niveau international par la CEI (Commission Electrotechnique Internationale), la CEI, définit le niveau des courants et des tensions harmoniques à ne pas dépasser par une série de normes de compatibilité électromagnétique (CEI 61000) [6], à savoir :



- *Les normes CEI 61000-2-2 et 2-4*
- *Les normes CEI 61000-3-2 et 3-4*

A titre d'exemple, le tableau. 1.1, présente la norme CEI-61000-3-2 qui fixe la limitation des courants injectés dans un réseau public basse tension dont le courant par phase est inférieur à 16A.

Tab. 1.1. *Limites des composantes harmoniques en courant (CEI-61000-3-2)*

Harmoniques impairs		Harmoniques pairs	
Rang	Courant harmonique	Rang	Courant harmonique admissible
<i>Rang</i>	I_h / I_1 (%)	<i>Rang</i>	I_h / I_1 (%)
3	2.30	2	1.08
5	1.14	4	0.43
7	0.77	6	0.30
9	0.40	8 à 40	$0.23 * 8/h$
11	0.33		
13	0.21		
15 à 39	$0.15 * 15/h$		

Tandis que la norme (CEI-61000-3-4) spécifie les limites d'émissions de courants harmoniques des équipements individuels aux réseaux publics, d'intensité supérieure à 16A jusqu'à 75A. Comme le montre le tableau 1.2.

- au niveau européen par la CENELEC (Comité Européen de Normalisation Electrotechnique),
- au niveau Français par l'UTE (Union Technique de l'Electricité) et le CEF (Comité Electrotechnique Français),
- au niveau nord-américain par le standard IEEE 519 [7].

La norme principale, IEEE 519 : 1992, détermine la procédure pour contrôler les harmoniques présents sur le réseau électrique. Elle impose les limites recommandées de la pollution harmonique générée par les clients et de la distorsion harmonique totale sur le réseau.

Cette norme, limite le taux de distorsion harmonique de courant à 5%, pour les réseaux inférieure à 69kV.



Tab. 1.2. Limites des composantes harmoniques en courant (CEI-61000-3-4)

Rang	Courant harmonique en % du fondamental
Impaire	I_h / I_1 (%)
3	21.6
5	10.7
7	7.2
9	3.8
11	3.1
13	2.0
15	0.7
17	1.2
19	1.1
21	≤ 0.6
23	0.9
25	0.8
27	≤ 0.6
29	0.7
31	0.7
≥ 33	≤ 0.6
pair	≤ 0.6 ou $\leq 8/h$

1.7 Solutions de dépollution des réseaux électriques

Vu la gravité des problèmes engendrés par la propagation des harmoniques dans les réseaux électriques, les recherches se sont concentrées sur le développement des techniques de réduction de ces harmoniques. Par conséquent, celles qui assurent le compromis entre l'efficacité de récupérer l'allure sinusoïdale des courants/ tensions, de répondre aux obligations économiques, liées surtout au coût et enfin, ne pas causer des problèmes supplémentaires dans les systèmes énergétiques.

Plusieurs solutions ont été proposées et généralement appliquées dans le domaine de l'industrie. Parmi les quelles, on les classe en deux catégories, la première est connue sous le nom, filtrage interne. Celui-ci vise le côté architectural interne de la charge polluante en effectuant des modifications d'ordre technique et économique, de manière à minimiser ou si possible supprimer les courants perturbateurs.

Alors la deuxième, c'est le filtrage externe qui comprend tous les instruments et les équipements anti-harmoniques, ajoutés en série et/ou en parallèle avec le réseau électrique et proche de la charge polluante, de sorte que ce dispositif contribue efficacement à l'atténuation des courants harmoniques, et par conséquent améliorer la qualité de l'énergie électrique.



I.7.1 Filtrage interne

- Utilisation de plusieurs ponts redresseurs à six pulses montés en série ou en parallèle, alimentés par des transformateurs spéciaux qui délivrent des tensions judicieusement déphasées, permettant d'éliminer par recombinaison, les courants harmoniques les plus gênantes. Cette solution est connue sous le nom de filtrage double pont ou redresseurs polyphasés.
- Utilisation de matériels générant peu d'harmoniques, connue sous le nom « alimentations propres » constituées des éléments semi-conducteurs (IGBT, GTO, MOSFET) commandables à l'ouverture et à la fermeture, basée sur les techniques de commande, comme la modulation de largeur d'impulsion (MLI).
- Utilisation des convertisseurs de fréquence multi-niveaux sous des nouvelles topologies, qui comprennent principalement la technique des onduleurs NPC à potentiels distribués ou à diode flottante, la technique dite des cellules imbriquées et superposées, ainsi que la technique des convertisseurs cascades. Cette solution consiste à modifier la topologie de chaque bras du redresseur en augmentant le nombre d'interrupteurs suivant les niveaux de tensions désirés. Elle offre non seulement l'avantage d'augmenter en tension et puissance, mais également la réduction des harmoniques, l'amélioration de la qualité spectrale du courant délivrée par la source, grâce à un préformage de l'onde selon les niveaux de tension disponibles.
- On peut ajouter également une autre solution qui consiste à insérer une inductance généralement intégrée à l'entrée du redresseur. Elle permet d'atténuer les amplitudes des harmoniques, en particulier ceux de rang élevé.

I.7.2. Filtrage externe

a) Utilisation d'un Filtre passif

Il est généralement constitué d'une résistance, d'une inductance et d'un condensateur. Deux types de filtres passifs sont généralement utilisés, le filtre résonnant et le filtre amorti.

Le type résonnant est dédié aux harmoniques 5 et 7, tandis que le type amorti cible les harmoniques supérieurs ou égaux à 11. Donc il permet d'une façon sélective de dépolluer le réseau et empêche les courants harmoniques de se propager dans le réseau.



Il consiste à placer en parallèle sur le réseau d'alimentation une impédance de valeur très faible autour de la fréquence à filtrer et suffisamment importante à la fréquence fondamentale du réseau. Les types de filtre passif sont choisis en fonction de l'atténuation harmonique recherchée [8].

b) Utilisation d'un Filtre actif parallèle de puissance

C'est un onduleur à deux niveaux à base d'interrupteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture, connecté en parallèle sur le réseau de distribution et commandé habituellement comme un générateur de courant.

Son principe est d'injecter dans le réseau électrique des courants harmoniques égaux à ceux absorbés par la charge non linéaire mais en opposition de phase, de telle sorte que le courant fourni par le réseau soit sinusoïdal.

Ainsi, il empêche les courants harmoniques, réactifs et déséquilibrés de circuler à travers l'impédance du réseau. Par conséquent, il améliore le taux de distorsion harmonique en courant [8]. Avec ce qui suit, ces solutions seront abordées avec une analyse accompagnée d'une série de simulation numérique, afin de montrer l'efficacité et les performances de chacune d'elles avec celles qui existent déjà dans les travaux de recherches en la matière.

I.8 Techniques de réduction des courants harmoniques

On peut regrouper les techniques visant à réduire les perturbations harmoniques en deux groupes : les techniques classiques ou parfois appelé traditionnelles ou conventionnelles et les techniques modernes ou avancés [5,9].

I.8.1 Techniques classiques

I.8.1.1 Redresseurs Polyphasés

Cette technique est basé sur la modification de la structure du redresseur en augmentant le nombre d'interrupteurs 6,12,18 et 24 pulses, on peut aller jusqu'au 42 pulses. Ces montages redresseurs sont constitués généralement de plusieurs redresseurs triphasés à 6 pulsations, alimentés par une source d'alimentation à plusieurs phases, obtenue par la connexion appropriée des bobinages d'un transformateur (ou autotransformateur) ayant plusieurs secondaires [9,10].



a) Charge polluante à 12 pulsations

Le principe consiste à utiliser un transformateur à deux secondaires délivrant des tensions décalées de 30° entre elles, ou deux transformateurs dont les couplages entre les primaires et les secondaires doivent être couplés différemment (Y/Y et Y/ Δ ou Δ / Δ et Δ /Y). Chacun de ces secondaires alimentant un pont redresseur à six pulse. On obtient ainsi un redresseur dit dodécaphasé (pont ayant douze bras) dont les redresseurs sont montés en parallèle (fig. I.9).

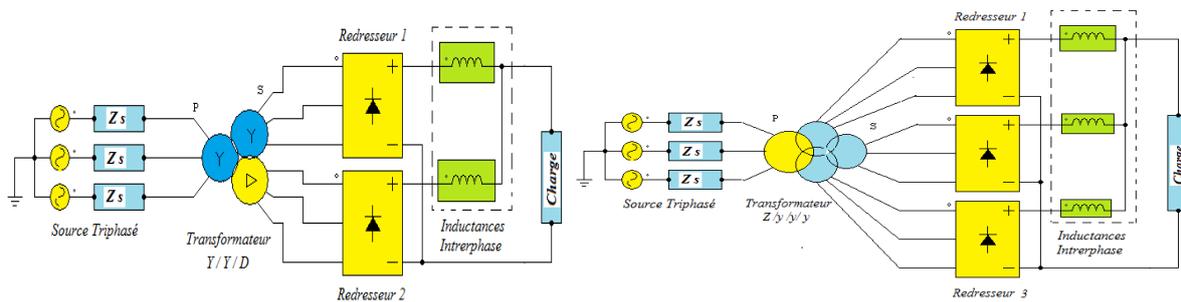


Fig. I.9 Montages redresseurs 12 et à 18 pulsations

On remarque d'après le spectre harmonique de la fig. I.10, que le déphasage choisi entre les deux tensions d'alimentation des deux ponts à permet d'éliminer les harmoniques de rang $(6k \pm 1)$, et seuls les harmoniques de rang $(12k \pm 1, k \text{ entier naturel})$ subsistent.

Ainsi les harmoniques H_5, H_7, H_{17} et H_{19} sont éliminées. Les harmoniques restants sont $H_{11}, H_{13}, H_{23}, H_{25}$.

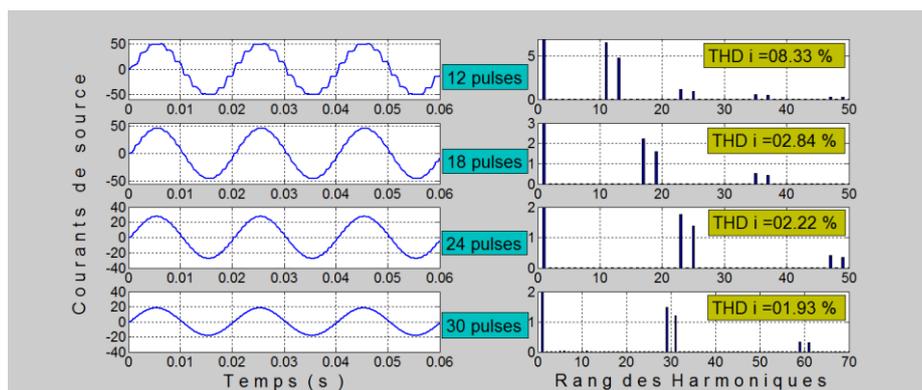


Fig. I.10 Courants de source et spectres harmoniques pour chaque type de redresseur

La valeur efficace de chaque harmonique de courant est de la forme $I_n = \frac{I_1}{n}$ avec $n = 12k \pm 1$. Ce qui induit un taux de distorsion en courant égale à 08.33 %, inférieur à la moitié du de celui à 6 pulses.



b) Charge polluante à 18 pulsations

La figure (I.9), montre le schéma d'un montage redresseur à 18 pulsations qui est constitué de trois redresseurs à 6 pulsations dont les sorties sont connectés en parallèle à la charge par l'intermédiaire de trois inductances d'interphase. Le transformateur est composé de trois secondaires avec les déphasages respectifs de 20° , 40° et 60° , connectés aux trois ponts redresseurs.

Dans ce cas les seuls harmoniques restant sont de rang $(18k \pm 1)$. Les premiers harmoniques de courant sont donc les harmoniques 17 et 19 et les suivants 35 et 37. Ainsi les harmoniques H_5 , H_7 , H_{11} et H_{13} sont éliminées. Les harmoniques restants sont H_{17} , H_{19} , H_{35} , H_{37} . Ce qui induit un taux de distorsion en courant égale à 02.84 % qui est inférieur à la moitié du THDI d'un redresseur à 12 pulse. Le courant du réseau s'améliore beaucoup plus et se rapproche à une sinusoïde.

c) Charge polluante à 24 pulsations

L'idée de base est d'augmenter le nombre de secondaires du transformateur avec des déphasages relatifs, dépendant du nombre de secondaire afin d'éliminer d'autres harmoniques de courant. Dans ce cas les déphasages entre les secondaires sont les suivants : $\alpha_1 = 15^\circ$; $\alpha_2 = 30^\circ$; $\alpha_3 = 45^\circ$; $\alpha_4 = 60^\circ$.

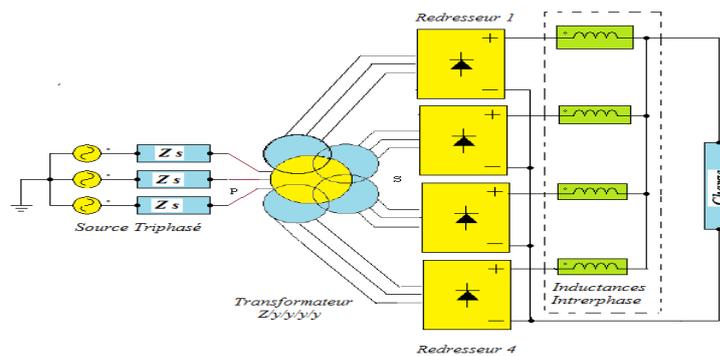


Fig. I.11. Redresseur à 24 pulses

Les déformations de l'onde du courant sont nettement diminués, par conséquent on observe que les harmoniques de rang $(n=24k \pm 1)$ persistent, alors celles qui sont inférieure au rang $(n=24k \pm 1)$, sont atténués, ce qui donne une distorsion de 02.22%, comme le montre la figure(I.10).

On constate à chaque fois qu'on augmente le nombre de pulse, les harmoniques nuisibles en amplitude et en fréquence sont poussées vers des fréquences élevées, ce qui facilite



l'opération du filtrage et améliore le taux de distorsion du courant. Pour cette raison et dans le but d'améliorer beaucoup plus l'allure du courant au niveau de la source, on ajoute d'autre pont à six pulse branché en parallèle avec les quatre autres ponts, on obtient ainsi un redresseur à 30 pulses.

On note ici, que la forme du courant est similaire à une onde idéale de forme sinusoïdale, avec un THD i de valeur 1.93%, ceci permet d'améliorer le facteur de puissance et de réduire la consommation de la puissance réactive.

✓ Discussion

Ces montages polyphasés sont intéressants dans la mesure où ils permettent d'obtenir des taux de distorsion en courant et en tension relativement faibles et une qualité de l'énergie électrique meilleure.

Ils ont l'inconvénient d'être complexe et coûteux et en conséquence, leur utilisation est réservée aux équipements de forte puissance.

A titre d'exemple, le système d'alimentation électrique des avions, utilise les redresseurs polyphasés pour produire les bus continu 270 V et 28 V à partir du triphasé 115/200 V, 400 Hz [10], l'électrolyse de l'aluminium, qui utilise le courant continu avec des puissances de plusieurs MW, fait appel à des montages qui ont jusqu'à 72 phases.

Cependant le coût et l'encombrement des condensateurs et inductances de filtrage ainsi que le nombre des transformateurs utilisés conduisent à rechercher d'autres alternatives. Celles-ci sont envisageables on proposant le filtrage passif. Ce dernier fera l'objet de la deuxième technique classique exposé.

I.8.1.2 Filtrage passif

Deux types de filtres passifs sont généralement utilisés, le filtre résonnant et le filtre amorti. Ce dispositif qui permet d'atténuer d'une manière sélectif les courants harmoniques est illustré à la figure (I.12). Le filtre résonnant est constitué d'un certain nombre de branches triphasées de dipôles RLC en séries groupés en parallèle, chaque branche étant accordée sur un harmonique caractéristique à filtrer. Tandis que le filtre amorti constitué de certain nombre de branches $[(R // L) + C]$ triphasées groupés en parallèle, chaque branche étant accordée sur une bande d'harmonique à filtrer à partir de l'harmonique 11.

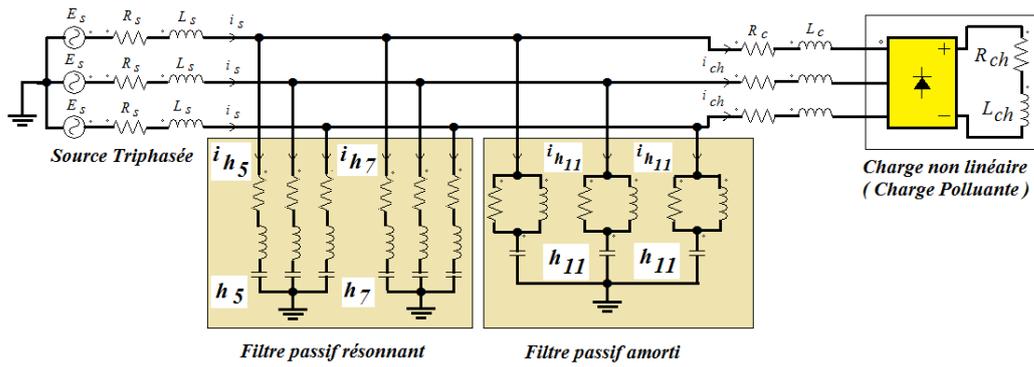


Fig. I.12. Filtre résonant et amorti branché au réseau

a) Filtre résonnant

Ce filtre est conçu pour éliminer les courants harmoniques d'ordre inférieur h_5 et h_7 . Le rang d'accord n_a correspond au multiple, entier ou non, de la fréquence nominale du réseau pour lequel l'impédance du filtre LC est minimale [11,12] tel que :

$$Z = \frac{1 + j\left(\frac{R}{L\omega}\right)\frac{\omega}{\omega_a} - \left(\frac{\omega^2}{\omega_a^2}\right)}{jC\omega} \quad \text{Avec} \quad \omega_a = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{I.5})$$

Deux pulsations peuvent être remarquées lors de la connexion du filtre sur l'impédance du réseau :

- résonance du filtre : $\omega_a = 2\pi f_a = \frac{1}{\sqrt{LC}} ; |Z(\omega_a)| = 0$ (I.6)

Avec ω_a : Pulsation d'accord

- antirésonance du filtre : $\omega_{ar} = 2\pi f_{ar} = \frac{1}{\sqrt{(L_s+L)C}} ; |Z(\omega_{ar})| = \infty$ (I.7)

Pour éliminer les harmoniques H_5 puis H_7 , on insère respectivement le filtre résonnant avec le réseau.

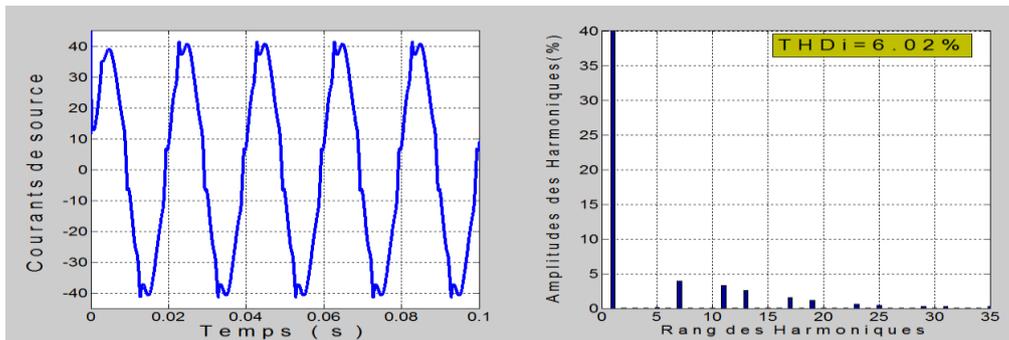


Fig. I.13. Courant de source et spectre harmonique après annulation de H_5



On constate clairement d'après les figures (I.13 et I.14), que le filtre résonant est très sélectif. Il permet d'éliminer les harmoniques de petites fréquences tels que les harmoniques H_5 et H_7 . Cependant, les fréquences supérieures à celles du rang d'accord tels que H_{11} , H_{13} , H_{17} et H_{19} , persistent et influent légèrement sur la forme du courant malgré la nette amélioration dans la valeur du THD $i = 02.41 \%$.

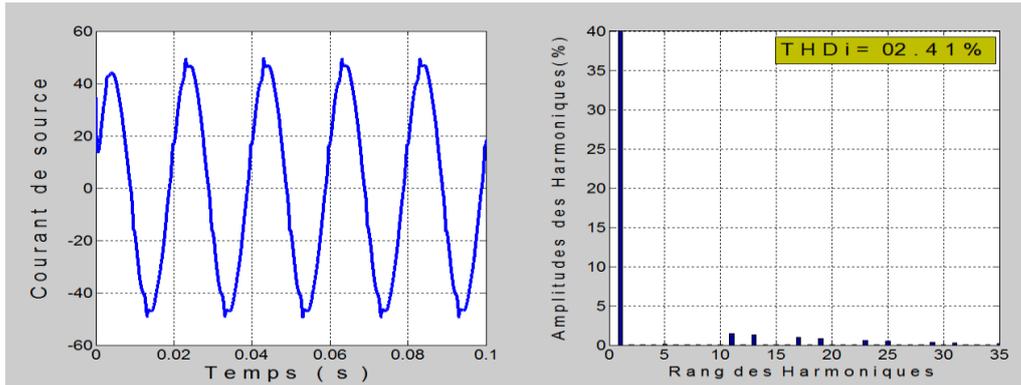


Fig. I.14 Courant de source et spectre harmonique après annulation de H_5 et H_7

On note ici, la surintensité au moment de la résonance à la fréquence d'accord, ce qui provoque au même temps des surtensions importantes pouvant aller jusqu'à l'échauffement des conducteurs des lignes et la destruction des équipements.

Pour supprimer l'ensemble des harmoniques de fréquence supérieur à la pulsation de résonance (H_{11} , H_{13} , H_{17} et H_{19}), on utilise généralement un filtre passe-haut du second ordre. Celui-ci fait l'objet de ce qui suit.

b) Filtre Amorti

Pour atténuer l'ensemble d'une bande d'harmoniques tels que H_{11} , H_{13} , H_{17} et H_{19} , on utilise en général un filtre passe-haut du second ordre appelé filtre amorti. L'impédance d'un filtre amorti est donnée par la formule suivante :

$$Z(\omega) = \frac{R + jL\omega + j^2RLC\omega^2}{(R + jL\omega)jC\omega} \quad (I.8)$$

Avec : $n_a = \frac{1}{\omega_1\sqrt{LC}}$ Sachant que : n_a est le rang d'accord ; ω_1 : Pulsation du réseau

On constate clairement d'après la figure (I.15), lorsque le filtre amorti est branché seul au réseau, les harmoniques de rang élevés H_{11} , H_{13} , H_{17} sont éliminés, alors que les harmoniques les plus nuisibles H_5 et H_7 , persistent.



Dès qu'on connecte les deux filtre, amorti et résonant au réseau la forme du courant de source devienne quasi-sinusoidale (fig. I.16), et l'analyse spectrale du courant montre la dépollution du réseau avec un THD i de 0.36 %.

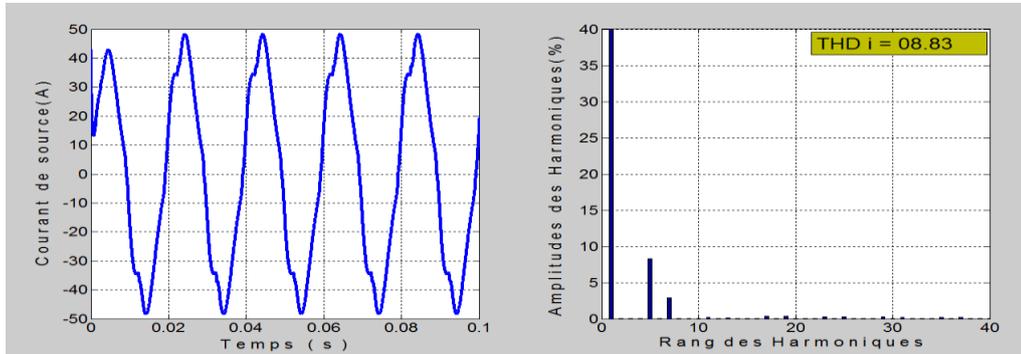


Fig. I.15 Courant de source et spectre harmonique après insertion du filtre amorti seul

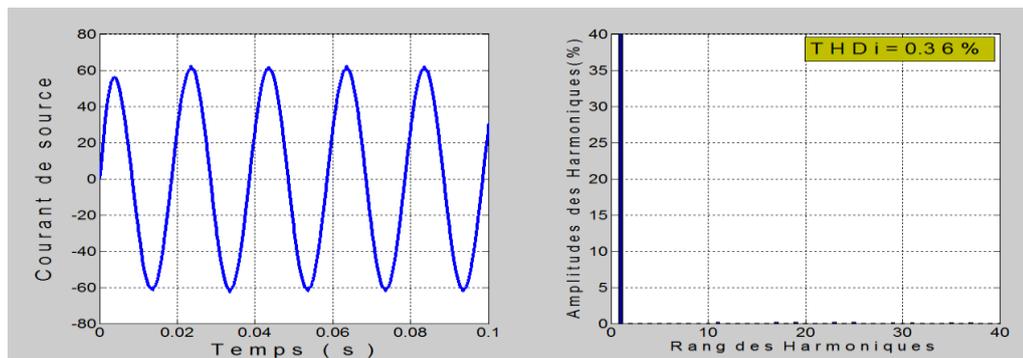


Fig. I.16 Courant de source et spectre harmonique après insertion du filtre résonant et amorti

La figure (I.15) montre bien que l'influence d'un filtre amorti est moins importante au rang d'accord (H_5 et H_7) que celle du filtre résonant [13]. En revanche, il est très efficace aux fréquences supérieures à celles du rang d'accord (H_{11} , H_{13} , H_{17} et H_{19}).

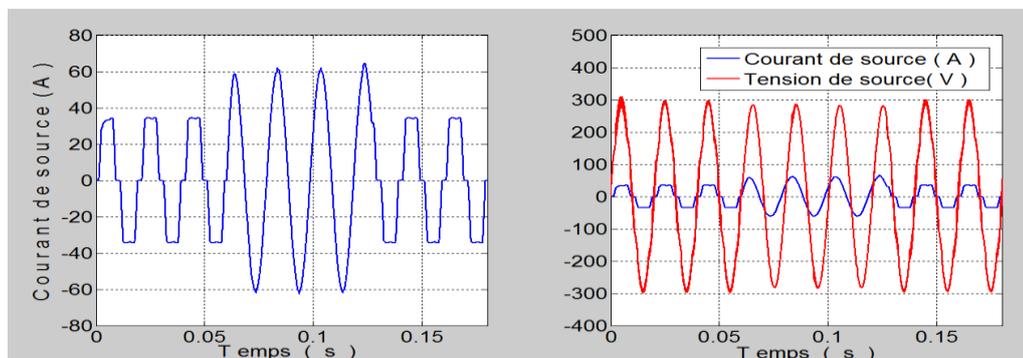


Fig. I.17 Effet du filtre résonant et amorti sur le courant et tension de la source entre les instants $t = 0.06s - 0.12s$

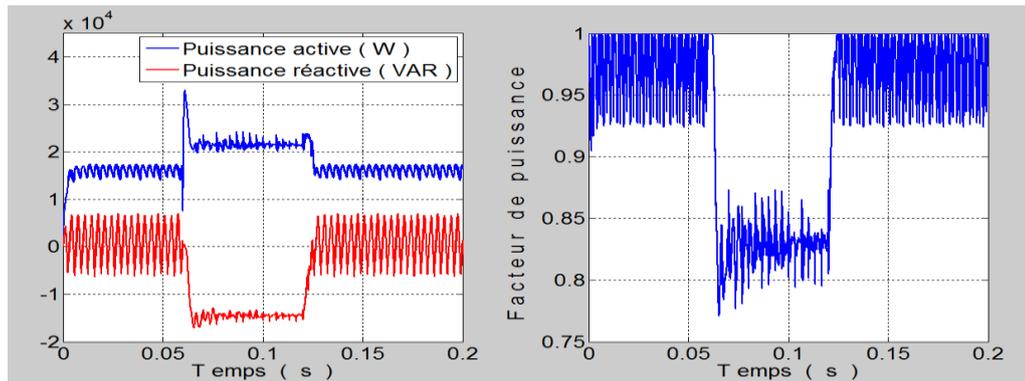


Fig. I.18 Puissances active, réactive et facteur de puissance du réseau

La puissance réactive résulte du déphasage constaté sur la figure (I.17), entre la fondamentale de la tension et du courant de la source, est générée par le filtre passif et en même temps renvoyée au réseau entre les deux instants $t = 0.06\text{sec}$ et 0.12sec , elle se calcule comme suit [11] :

$$Q = \frac{C \omega_1 U^2}{1 + \frac{1}{n_a^2}} \quad (\text{I.9})$$

La mise en place d'un filtre crée une remontée de la tension du réseau, non négligeable, dans certains cas. Cette variation de tension se calcule en utilisant la formule suivante :

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{Q_s}{S_{cc}} \quad (\text{I.10})$$

Sachant que :

Q_s : Puissance réactive renvoyée au réseau (puissance réactive fournie par le filtre moins la puissance réactive absorbée par les autres équipements)

S_{cc} : puissance de court-circuit du réseau.

L'opération de filtrage est accompagnée par un fort appel de courant et de puissance active (fig. I.17, I.18 et I.19). Cela explique le phénomène de résonance pendant les fréquences d'accord. La puissance réactive renvoyée par le filtre compense celle absorbée par la charge. Cependant, dans le cas d'un réseau à vide, la puissance réactive créée par le filtre se retrouve entièrement sur le réseau ce qui peut, mener à une surintensité importante, c'est le cas de la figure (I.19).

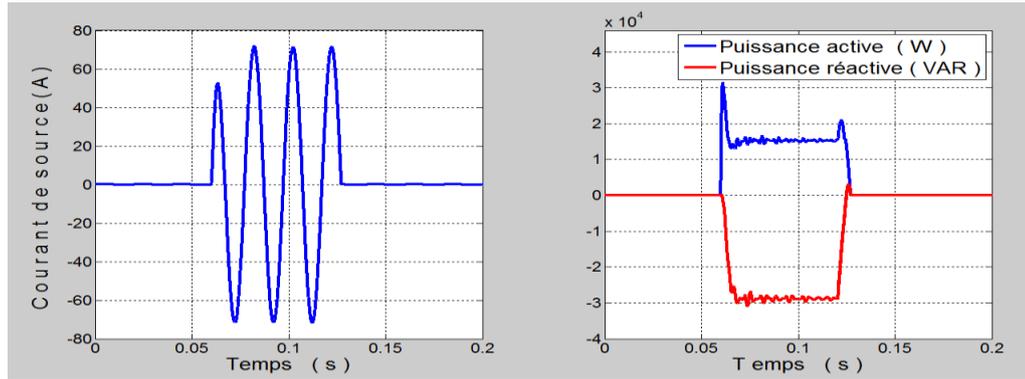


Fig. 1.19. Surintensité de courant et puissance réactive renvoyée au réseau pendant le branchement du filtre passif

✓ Discussion

Il est à noter que le filtrage est plus efficace à la fréquence d'accord avec un filtre résonnant en contrepartie d'une antirésonance importante. Le filtre amorti offre un filtrage plus réparti mais moins efficace à la fréquence d'accord [11].

Le filtre résonnant nécessite une fréquence d'accord fixe, cependant si le réseau sera le siège d'une fréquence variable le filtrage se dégrade, la forme du courant se déforme et le réseau deviendra très pollué en terme de qualité d'énergie, c'est le cas de la fig. 1.20.

Le Filtre passif est performant, et de coût peu élevé. Cependant son utilisation n'est pas simple et ses performances dépendent des caractéristiques du réseau sur lequel il est connecté, de plus, il peut occasionner une résonance parallèle importante, qui conduit à des surtensions importantes pouvant aller jusqu'à la destruction des équipements électriques.

De plus, les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et aux charges polluantes [1].

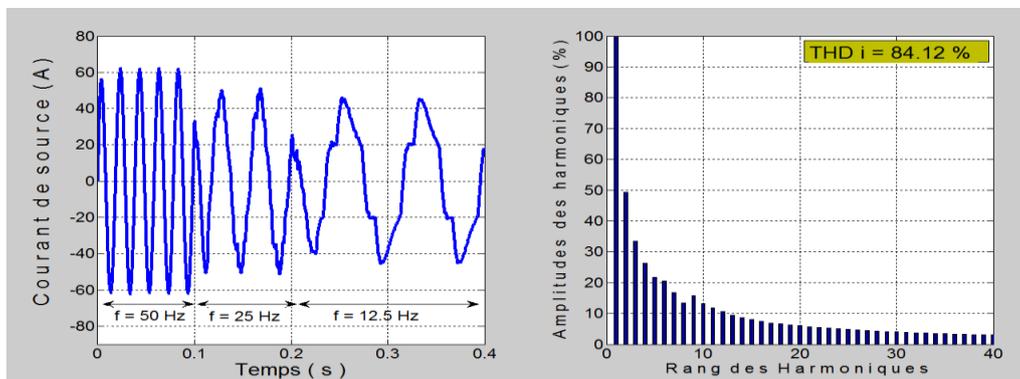


Fig. 1.20 Dégradation du spectre harmonique du courant pendant la variation de la fréquence du réseau



Des recherches ont été menées, afin d'éliminer les problèmes intrinsèques des filtres passifs. Le filtre actif a été développé avec le souci d'éviter les problèmes dus à la variation de la fréquence du réseau (voir fig. I.20) et à l'évolution de la charge. Le filtre actif sera exposé à la fin de ce présent chapitre et fera l'objet de la deuxième partie du deuxième chapitre.

I.8.1.3 Utilisation d'une grande inductance

Cette technique est un palliatif qui permet une atténuation de l'ensemble des harmoniques. Elle consiste à insérer une inductance de filtrage L_f suffisamment considérable cotée alternatif ou coté bus continu en amont du redresseur, qui s'ajoute à l'inductance totale L_S de source. Ceci permet de réduire la distorsion d'un facteur F , tel que : $F = L_S / (L_S + L_f)$

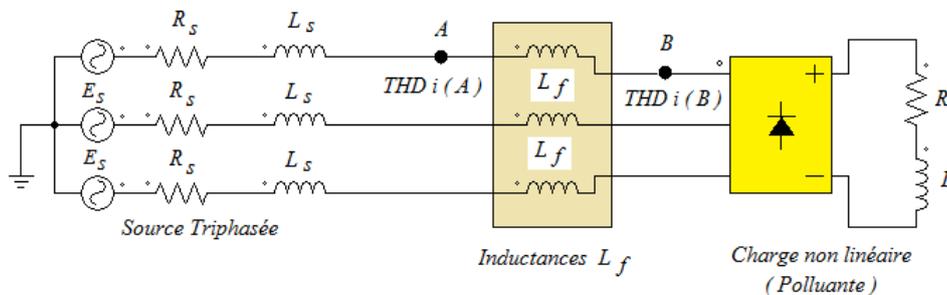


Fig. I.21. L'insertion d'une inductance supplémentaire L_f en amont du redresseur permet d'atténuer l'effet des harmoniques

Ce qui permet d'obtenir un taux de distorsion en tension au point « A », sensiblement la moitié de celui en « B » on a ainsi :

$$THDU_{(A)} = THDU_{(B)} * (L_S / L_S + L_f) \tag{I.11}$$

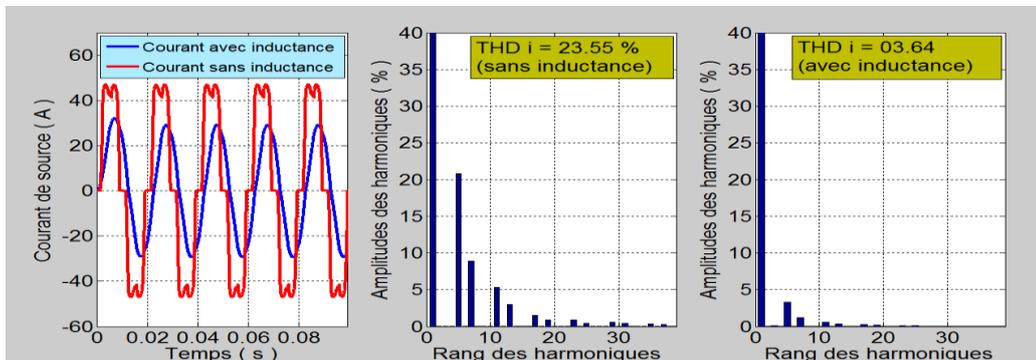


Fig. I.22. Incidence de l'inductance sur le courant de source

L'incidence de cette inductance sur le courant de la source est illustrée à la figure (I.22). On constate l'atténuation dans l'amplitude des harmoniques, en particulier ceux de rang élevé. Cette solution reste simple, fiable et relativement économique.

En revanche elle est limitée en terme d'efficacité, crée une chute de tension en ligne et présente un encombrement important et surtout que la tendance actuelle veut que l'on réduise la taille du convertisseur, tout en réduisant également la taille de l'inductance, ou de surmonter de cette dernière. Cette inductance constitue le filtre de base de toutes les alimentations sans interruption (ASI) et utiliser avec tous les types de source.

I.8.2. Techniques modernes

I.8.2.1. Redresseurs MLI à deux niveaux

Dans le souci de fournir aux consommateurs une bonne qualité de l'énergie électrique, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les redresseurs à MLI sont proposés comme solution avancé de dépollution des réseaux électriques [14]. En effet, les redresseurs à MLI peuvent s'adapter aux évolutions de la charge et du réseau électrique et ceci sans toucher aux installations du fournisseur d'énergie et du consommateur.

La technique employée consiste à modifier la structure interne du redresseur en remplaçant les thyristors classiques (diodes) par des interrupteurs entièrement commandables à l'ouverture et à la fermeture : transistor MOSFET pour les petites et moyennes puissances, transistors IGBT ou thyristor GTO pour les moyennes et fortes puissances, en anti parallèle avec des diodes. L'utilisation de ces interrupteurs à commutation forcée, a permis la conception de montages à absorption sinusoïdale. La fig. I.23 montre le schéma de principe d'un redresseur MLI.

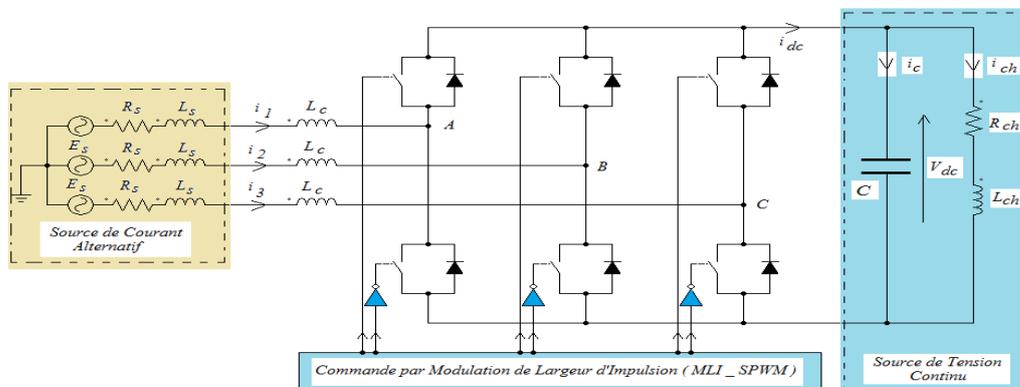


Fig. I.23 Schéma de principe du redresseur MLI

Le pont redresseur est commandé par la modulation de largeur d'impulsion (MLI), permet de minimiser les harmoniques générés, de régler les échanges de puissances active et réactive avec le réseau [15]. La figure (I.24) illustre bien l'allure de courant du réseau triphasé alimentant un pont redresseur à MLI à deux niveaux, ainsi son spectre harmonique. Cette dernière montre que les harmoniques impairs de rang multiple de trois sont nuls, et quelques harmoniques pairs existent.

Ces harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celles de la porteuse $F_p = m \cdot f$. La première famille centrée autour de la fréquence $m \cdot f$ est la plus importante du point de vue amplitude, dans notre cas les harmoniques H_{13} et H_{17} . Bien que le THD i , soit égale 26 % pour $m=15$, le courant n'est plus rectangulaire, a tendance de prendre une forme sinusoïdale malgré le hachage observé sur le signal, cela est l'un des avantages de la Modulation par Largeur d'Impulsions (MLI).

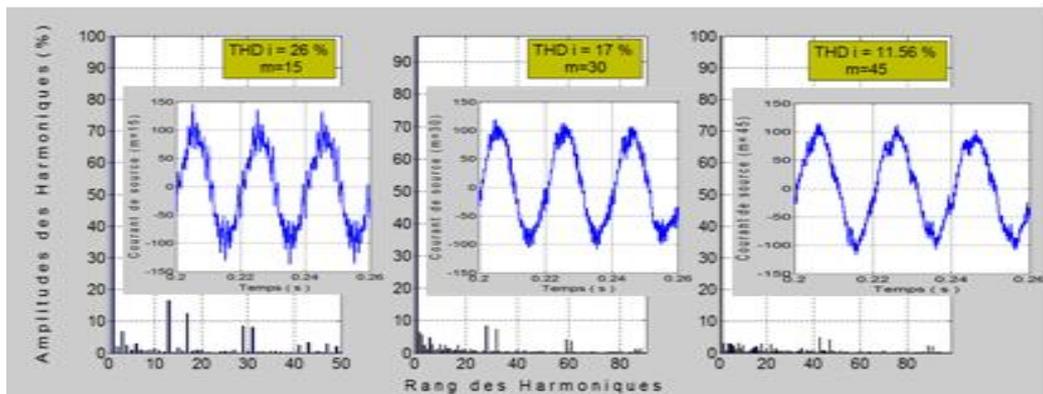


Fig. I.24 Courants de source et son spectre harmonique pour différents valeurs de m (Redresseur MLI à deux niveaux)

Le principe général de la MLI (SPWM) est basé sur la comparaison d'une tension ou courant de référence à une porteuse triangulaire ou en dent de scie, voir la figure I.25.

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

- L'indice de modulation (m) est défini comme le rapport de la fréquence de modulation (f_p) de la porteuse à la fréquence f_r de la tension de référence $m = f_p / f_r$ (I.12)

- Le coefficient de réglage ou le taux de modulation r est le rapport de l'amplitude (valeur crête) V_m de la tension de référence à l'amplitude V_{pm} de la porteuse $r = V_m / V_{pm}$ (I.13)

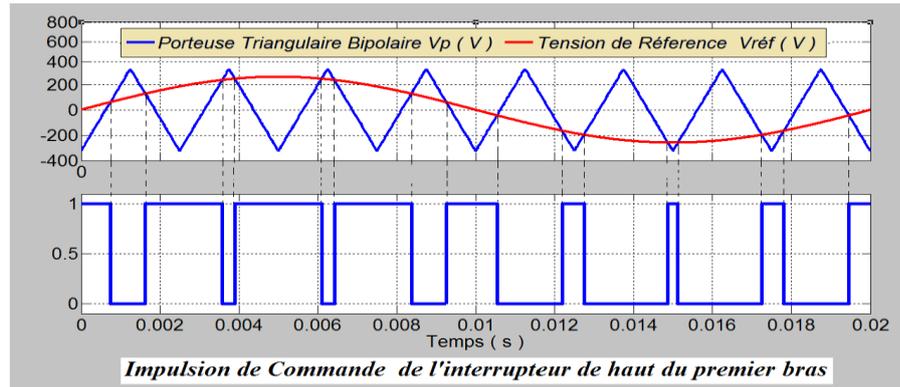


Fig. I.25 Impulsions de Commande générés par la comparaison d'une porteuse avec une tension de référence ($m=8, r = 0.8$)

En augmentant la fréquence de la modulation f_p , la technique MLI offre la possibilité de pousser les harmoniques nuisibles, surtout ceux qui se trouvent plus proche de la fondamentale, vers les hautes fréquences, facilitant ainsi l'opération de filtrage. Ceci est clairement illustré sur la fig.I.24 où on constate l'amélioration du THD à chaque fois qu'on augmente la valeur de m . Le THD i , passe de 17% à 11.56%, lorsque le taux de modulation m passe de 30 à 45. Par conséquent, l'allure du courant tend continuellement vers une forme sinusoïdale.

On peut donc, avec un redresseur MLI, obtenir un facteur de puissance très proche de l'unité, et de régler par le contrôle l'énergie réactive absorbée ou fournie. Toutefois, ce redresseur peut être à structure courant ou à structure tension.

Malgré la diversité de cette technique et sa grande habilité à éliminer les courants harmoniques, la M.L.I est imparfaite. En effet, elle génère dans les machines tournantes des oscillations de couple, des bruits acoustiques et des résonances électromécaniques. Elle injecte du bruit sur la commande et introduit des non linéarités qui peuvent déstabiliser le système [16].

Les convertisseurs MLI à deux niveaux, restent limités en tension, à cause de la tension inverse maximale supportée par l'élément à semi-conducteur. Pour surmonter à ce type d'obstacle, les convertisseurs multi niveaux offrent la possibilité de travailler en moyenne et haute tension grâce à la segmentation de la tension de source, sur les différents interrupteurs d'un seul bras du convertisseur. Cette technique, qui repose principalement sur des redresseurs multi-niveaux, est devenu la plus répandue et largement utilisée dans le domaine de l'électronique de puissance avancée, celle-ci est le sujet, de ce qui suit.



I.8.2.2. Redresseurs MLI multi-niveaux

Pour améliorer la forme de l'onde courant /tension, on peut agir sur la structure interne du convertisseur ou sur sa méthode de commande. Plusieurs topologies de convertisseurs sont proposées dans la littérature, parmi ces convertisseurs, on distingue les convertisseurs multiniveaux à structure NPC (Neutral Point Clamping) ou à diode flottante [17,18,19] qui permettent d'augmenter la tension délivrée à la charge grâce à leur topologie. Ainsi, ils permettent de générer une tension la plus sinusoïdale possible et d'améliorer le taux d'harmoniques grâce au nombre élevé de niveaux de tension offert par ce convertisseur.

L'utilisation de ce dernier dans le domaine des fortes puissances et/ou haute tension permet de résoudre simultanément les difficultés relatives à l'encombrement et à la commande des groupements d'onduleurs à deux niveaux généralement utilisés dans ce type d'application.

Les onduleurs multi-niveaux sont naturellement réversibles. Comme ils peuvent fonctionner en onduleur et transférer l'énergie de la source de tension continue à la source de courant alternatif, ils peuvent aussi fonctionner en redresseurs et assurer le transfert énergétique dans le sens inverse. La stratégie de commande MLI s'adapte facilement avec les niveaux de tension désirés à la sortie de l'onduleur ou à l'entrée du redresseur multiniveaux. Il suffit dans ce cas d'augmenter le nombre de porteuse, car celui-ci dépend des niveaux du convertisseur. Si ' n ' est les niveaux de tension délivrées par le convertisseur, donc ' $n-1$ ', est le nombre de porteuse à utiliser avec les tension de référence pour générer les impulsions de commande des interrupteurs, suivant la loi de commande complémentaire.

I.9 Etat de l'art des convertisseurs multi-niveaux

Les topologies les plus sollicitées et qui attirent le plus d'intérêts sont actuellement inscrit et proposées dans la littérature, sous trois groupes d'onduleurs principaux [20].

- 1) Les onduleurs à sources séparées (cascadé ou Multiple H-bridge Converter)
- 2) Les onduleur à capacités flottantes FC (Flying Capacitor Converter)
- 3) Les onduleurs à diodes de bouclage connues sous deux types de topologies, à savoir la structure NPC (Neutral Point Clamped) et la structure MPC (Multiple Point Clamped), appelée aussi onduleur à diodes flottantes.



I.9.1 Onduleurs à sources séparées

Le progrès des onduleurs multi-niveaux revient plus particulièrement au modèle en pont H cascadié en série, sa première apparition c'était en 1975. Proposée ensuite par Marchesoni pour la stabilisation des plasmas en 1988[21], puis par Hammond en (1995) [22]. Cette structure illustrée à la Fig.1.26, consiste à mettre en cascade pour chaque phase, plusieurs onduleurs monophasés à deux niveaux, alimentés par des sources continues séparées. L'inconvénient de cette topologie est la nécessité d'isolation des sources continues des trois phases, ainsi que le nombre élevé des composants utilisés.

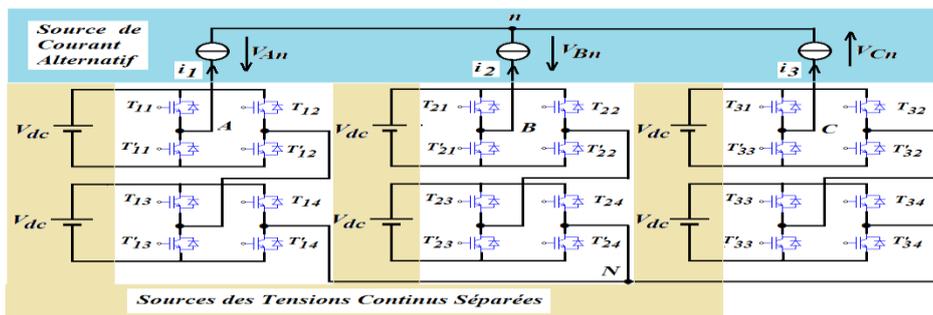


Fig. I. 26. Onduleur à sources séparées (H-bridge) à cinq niveaux

Le nombre des éléments qui constituent cette topologie dépend des niveaux « n » de tension délivrés par l'onduleur à la sortie. Dans ce cas, si on considère « S » les sources « V_{dc} » séparées et « T » les transistors de puissances utilisées, on peut déterminer pour chaque phase, le nombre de S et T par les deux relations suivantes (I.14) :

$$\begin{cases} S = (n-1)/2 \\ T = 2*(n-1) \end{cases} \quad (I.14)$$

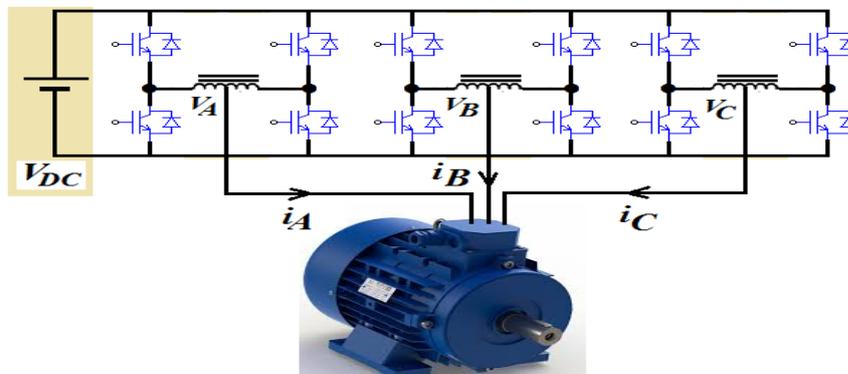


Fig. I. 27 Un modèle de topologie parallèle de phase avec bobine d'interphase



On trouve aussi et à titre d'exemple, parmi les onduleurs fondé sur le pont en H, la topologie parallèle de phase illustré sur la fig.I.27, cette topologie est l'une des structure qui utilise une seule source de tension continue, débite des courants élevés par l'intermédiaire des bobines d'interphase des transformateurs avec différents rapports de transformation, même si les échelles de tension et de courant des transistors ,sont réduites [20].

I.9.2 Les onduleurs à capacités flottantes

La topologie des convertisseurs à capacités flottantes (Flying Capacitor Multilevel Inverters) ou convertisseurs à cellules imbriquées, a été proposée au début des années 1990 par Meynard et Foch [23]. Cette topologie est présentée à la Fig.1.28.où on constate que les interrupteurs de chaque phase sont reliés par des condensateurs, pour pouvoir appliquer différents niveaux de tension à la sortie. Par rapport à l'onduleur à sources séparées, cet onduleur à l'avantage d'utiliser un nombre plus réduit des composants, de plus l'absence des diodes de bouclage propres aux topologies des onduleurs NPC et MPC.

La contrainte appliquée aux condensateurs pendant la commutation (dv/dt) est réduite. Mais il exige d'équilibrer les tensions des capacités des trois bras, ce qui complique son circuit de commande. En plus, il présente le risque d'avoir une résonance parasite entre les différentes capacités [20]. Les onduleurs FC peuvent présenter des nombres pairs ou impairs de niveaux de tension, c'est le cas des figures (I.28, I.29 et I.30). On peut aussi déterminer le nombre des éléments qui constitue la topologie FC, on se référant au niveau « n » de l'onduleur et en suivant les deux relations suivantes (I.15):

$$\begin{cases} T=2*(n-1) \\ N_C= n-2. \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Sachant que N_C , est le nombre des condensateurs branchés par phase, dans ce cas la source S (V_{dc}), demeure toujours égale à 1.

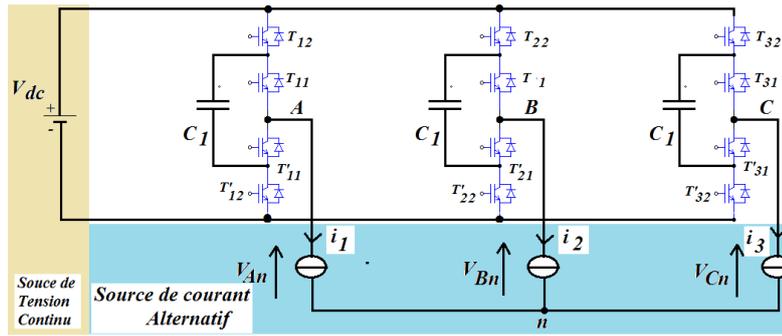


Fig. I. 28 Onduleur à structure capacité flottante à trois niveaux

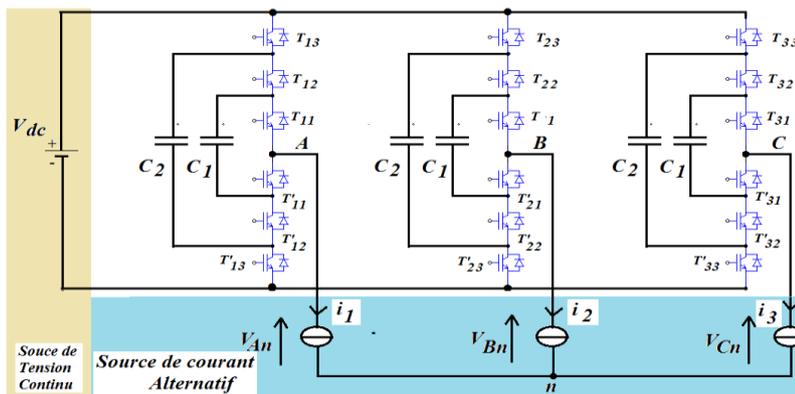


Fig. I. 29 Onduleur à structure capacité flottante à quatre niveaux

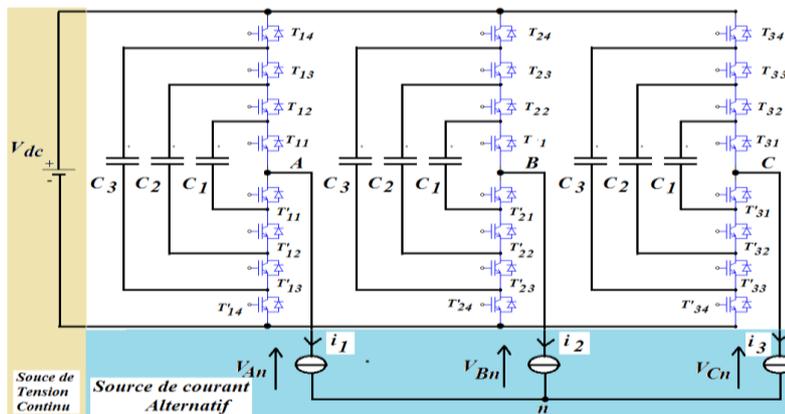


Fig. I. 30 Onduleur à structure capacité flottante à cinq niveaux

I.9.3 Les onduleurs multi-niveaux avec diodes de bouclage

L'onduleur à structure Neutral Point Clamped (NPC) a été proposé par Baker en 1975 puis en 1980, breveté par le même auteur au cours de l'année 1981[24,25]. Cet onduleur permet de développer un nombre impair de niveaux de tension en sortie sachant que le premier onduleur NPC a été développé pour une tension de sortie à trois niveaux par la superposition



de deux interrupteurs élémentaires alimentés chacun par une source de tension continue séparé [26].

Alors que la structure NPC à potentiels distribués, à structure pyramidale, le cas de la fig.I.31, a été proposé par Barbi en 2000 [27] sur la base de la structure plus générique (Fig.I.32), proposée par Nabae en 1980 [28].

Tandis que, l'onduleur à structure Multiple Point Clamped (MPC) a été développé dans les années 90, en vue de créer un nombre pair de tensions [29]. Cette structure MPC est la plus utilisée, elle associée à chaque phase des diodes appelées diodes flottantes, qui sert à appliquer les différents niveaux de tension de la source continue.

Par rapport à l'onduleur à capacités flottantes, on n'a pas besoin d'utiliser des capacités pour chaque phase, ce qui élimine les risques des résonances parasites. Néanmoins, Il se pose le problème d'équilibrage des tensions aux bornes des capacités de source continue [30,31].

La résolution de ce problème est plus simple dans le cas de l'onduleur à diodes flottantes par rapport au cas de l'onduleur à capacités flottantes [32,33], vu le nombre réduit des capacités utilisées. Ces deux types d'onduleurs sont montrés sur les Fig. I.31 et Fig. I.33.

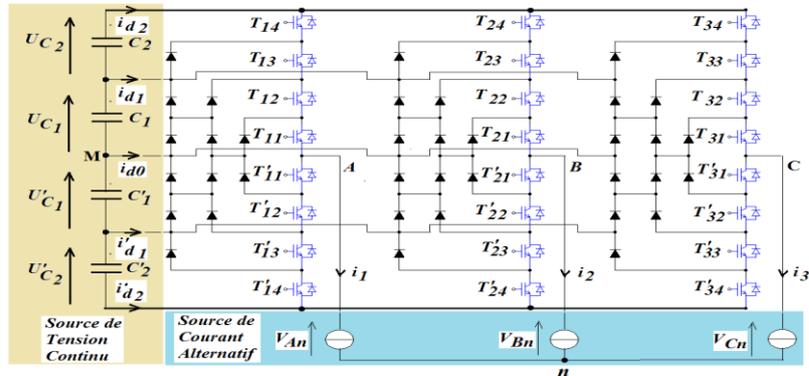


Fig. I. 31 Onduleur à structure NPC à Cinq niveaux

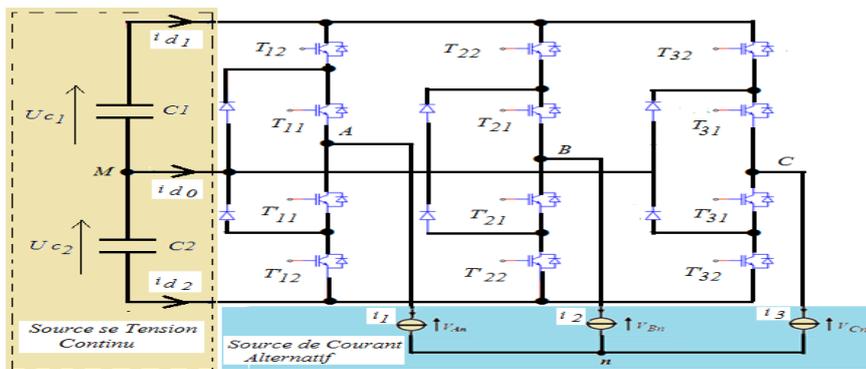


Fig. I. 32 Onduleur à structure NPC à trois niveaux

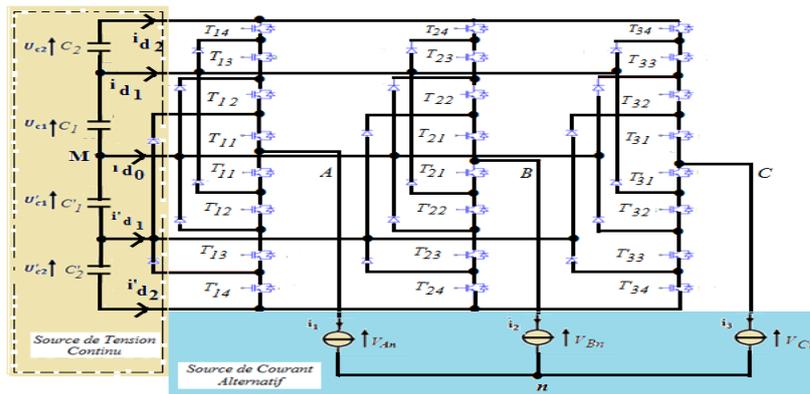


Fig. I. 33 Onduleur à structure MPC (ou à diodes flottantes) à Cinq niveaux

L'avantage de l'onduleur NPC à trois niveaux, par rapport à l'onduleur classique à deux niveaux [17], réside dans la tension inverse maximale, bloquées par les éléments à semi-conducteurs, égale à la moitié de la tension de l'étage continu. De cela découle l'idée de générer des convertisseurs à niveaux de tension supérieure à base de la topologie classique.

Mais, la pratique a montré plusieurs obstacles techniques concernant les topologies avec diodes de bouclage, qui compliquent ses applications surtout dans le domaine de la haute tension. En plus, la structure NPC exige des diodes de bouclage à vitesse de commutation élevée qui doivent être capables de supporter le courant de la pleine charge.

Cependant pour éviter les contraintes en tension aux bornes des diodes de bouclage, la mise en série des diodes devienne indispensable, ce qui complique la conception interne de l'onduleur et met la fiabilité et le coût de réalisation en questions [20].

Le point qui préoccupe les chercheurs dans ce type de topologie, est le maintien de l'équilibre de la charge aux bornes des condensateurs, qui reste toujours un problème à surmonter pour les topologies à NPC et MPC, au-delà de trois niveaux.

Le nombre d'éléments par phase, constituant les topologies NPC et MPC à n niveaux, pourront être déterminé à partir des relations suivantes(I.16) :

$$\begin{cases} N_C = n-1 \\ T = 2*(n-1) \\ D = 2*(n-2) \end{cases} \quad (I.16)$$

Sachant aussi que N_C , est le nombre de condensateurs, T les transistors de puissance utilisés, D diodes de bouclage, le bus de la tension continu demeure toujours égal à 1.

D'autre part il existe aussi des topologies NPC sous des configurations modifiées, le cas de la figure I.34.

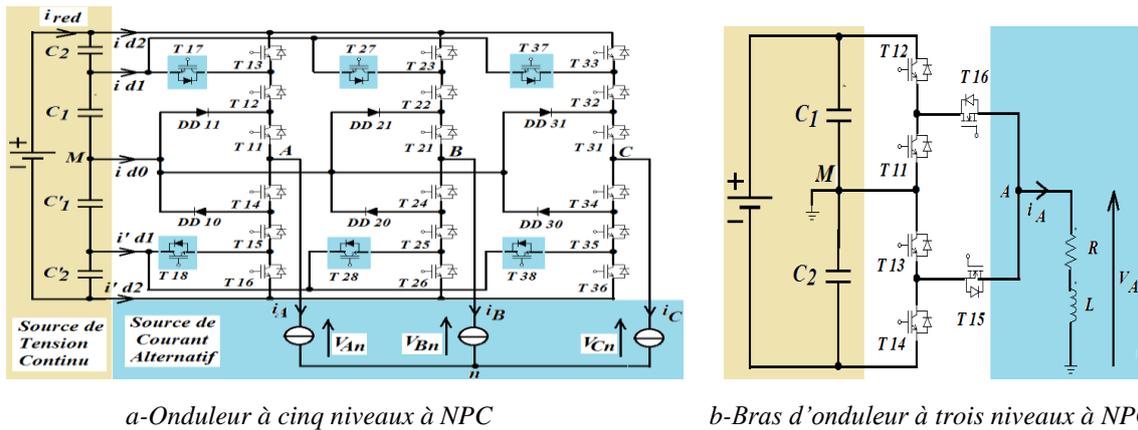


Fig. I. 34 Topologies basées sur le modèle NPC

Ces topologies permettent par exemple de repousser certaines limitations de la structure de base, comme l'inégalité des tensions inverses supportées par les diodes. Cependant la topologie dans la configuration (b), les états de commutation peuvent être utilisés pour doubler la fréquence de découpage apparente [20].

En revanche, de ce qui a été décrit ci-dessus, il existe d'autres types d'onduleurs multiniveaux basés sur les assemblages hybrides des onduleurs [34]. Ainsi, on peut donner deux exemples de structures hybrides, parmi ce qui existe en littérature :

- NPC en cascade avec double pont en H, l'exemple de la fig. I.35,

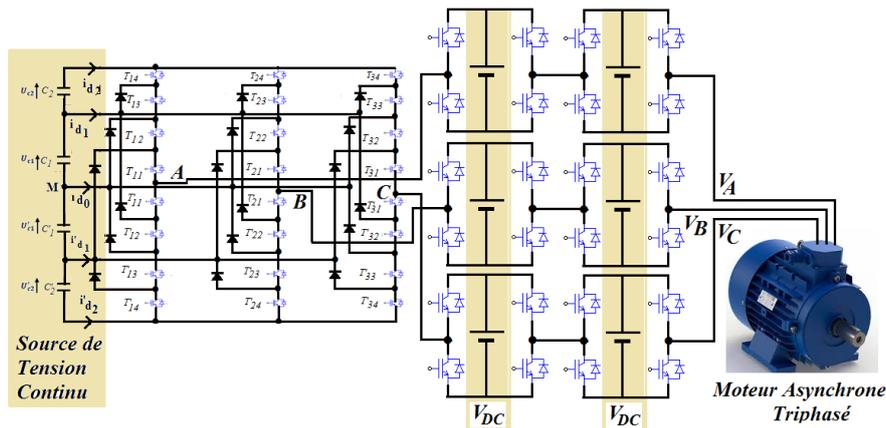


Fig. I.35 Cascade onduleur à NPC à 5 niveaux – deux ponts H en série par phase

Les trois phases de l'onduleur à cinq niveaux de la fig. I.35, sont connectées en série avec deux ponts en H, de telle sorte que l'onde de la tension synthétisée, soit la somme des tensions aux bornes de chaque sortie des composants. Ce type de cascade permet d'accroître le nombre de niveau de tension et de puissance du convertisseur.



- Cascade à structure MPC

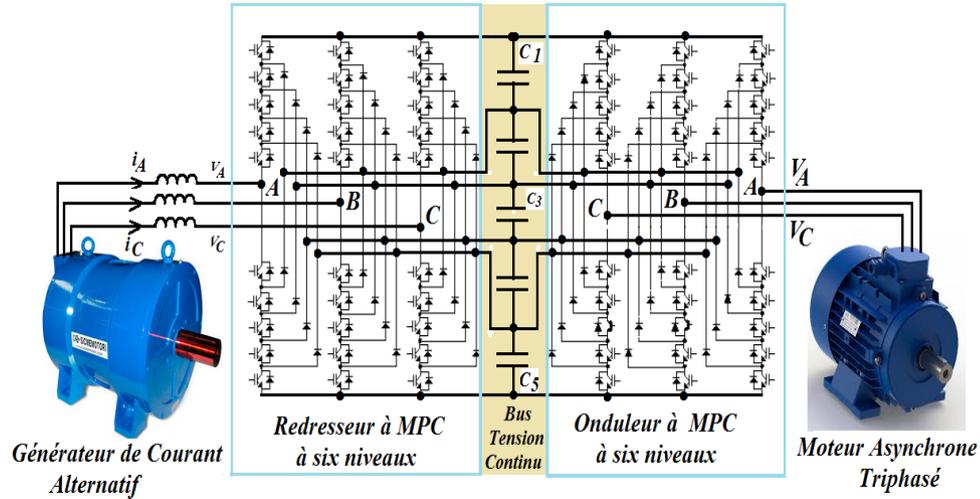
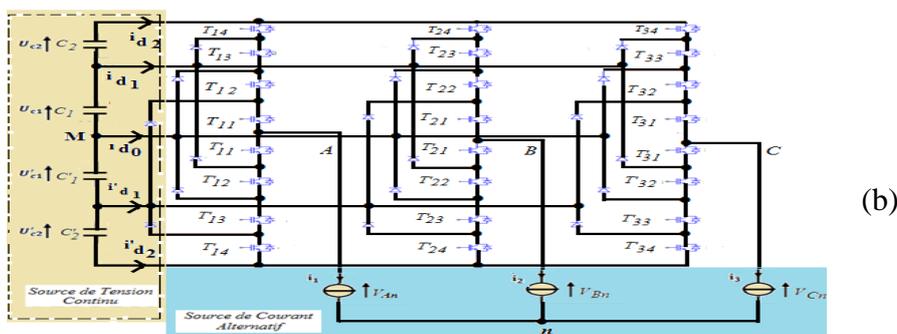
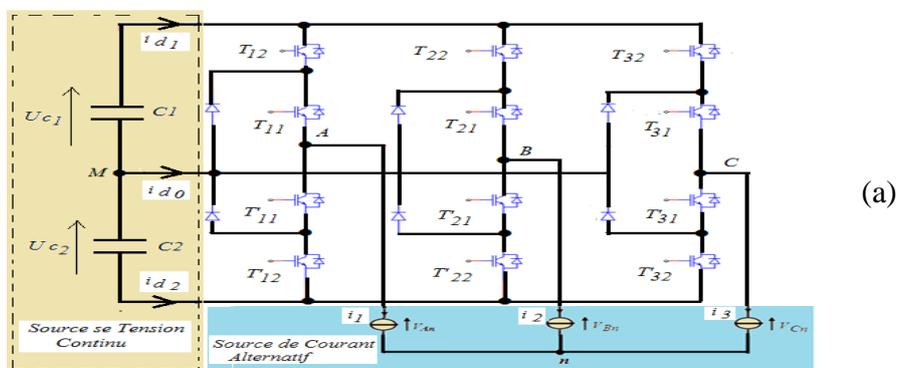


Fig. I. 36 Deux onduleurs MPC à 6 niveaux côte-à-côte utilisé pour la traction ferroviaire

L'exemple de la figure I.36, est choisi parmi les deux autres topologies (en pont H et CF) pour une utilisation universelle en électronique de puissance [35]. Les six phases, trois pour chaque onduleur partagent une source continue V_{DC} en commun, ce qui n'est pas le cas pour l'onduleur en pont H qui nécessite que chaque niveau de tension soit séparé.



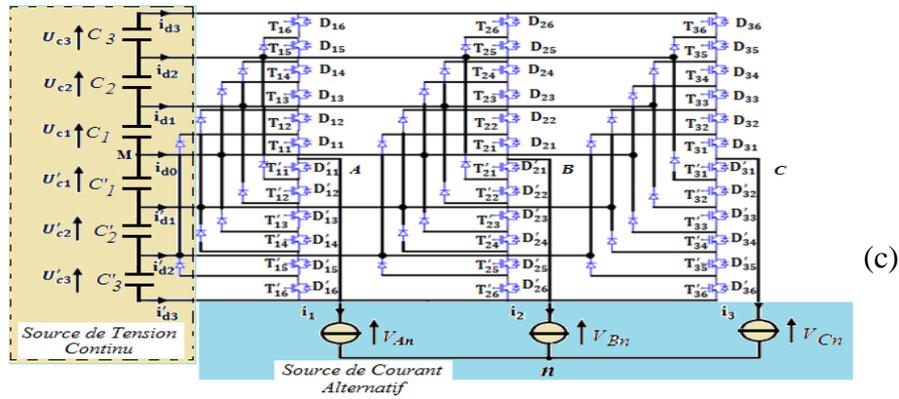


Fig. I. 37 Structures des onduleurs triphasés multi-niveaux à diodes flottantes
a) à trois niveaux ; b) à cinq niveaux ; c) à sept niveaux

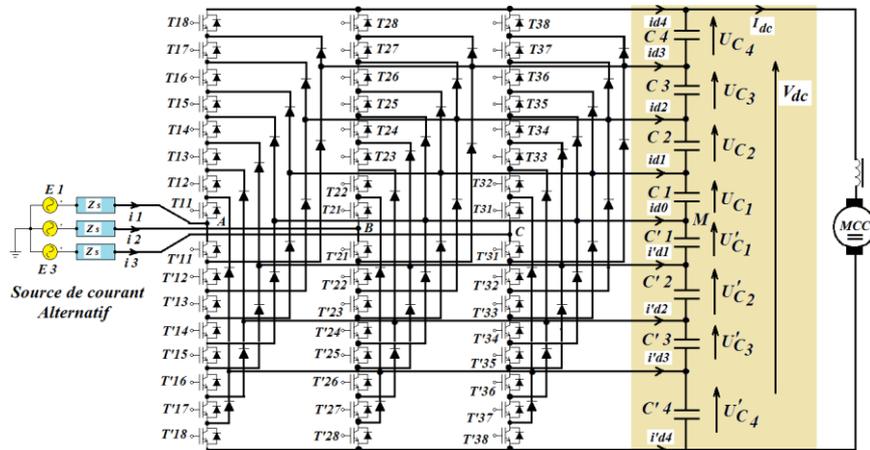


Fig. I. 38. Structure du redresseur triphasé à neuf niveaux à diodes flottantes

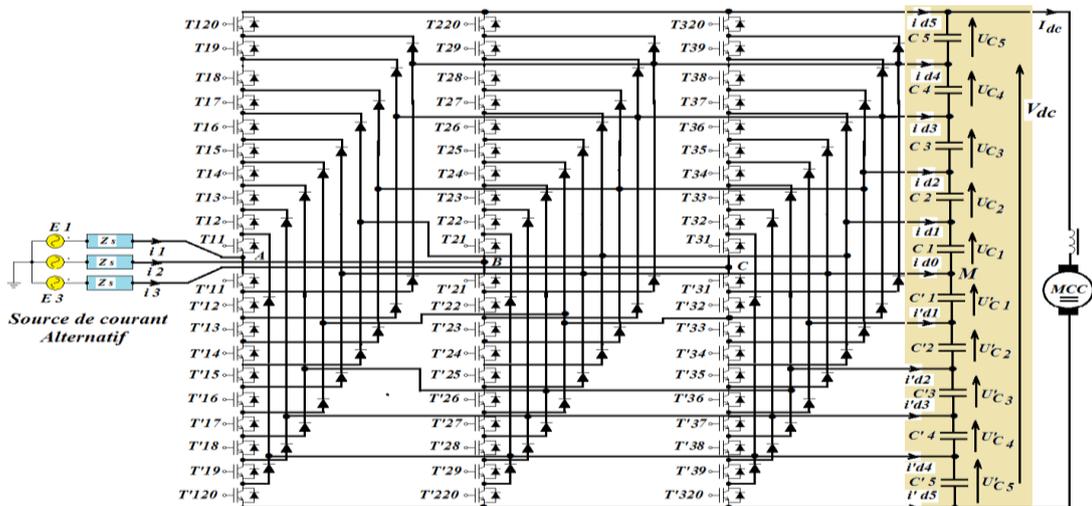


Fig. I. 39 Structure du redresseur triphasé à onze niveaux à diodes flottantes



I.10 Redresseurs MLI multi-niveaux : Qualité et performances

Les figures (I.37, I.38 et I.39), montrent les structures des redresseurs à trois, cinq, sept, neuf et à onze niveaux à diodes flottantes, utilisés dans ce paragraphe en vue de mettre en évidence l'effet positif des redresseur multi-niveaux, sur la forme du courant de source et par conséquent sur la qualité de l'énergie électrique du réseau.

Les redresseurs MLI multi-niveaux (de 2niv à 11niv), sont mis sous essais, pour trois valeurs de m (15,30 et 45 pour $r=0.8$). Ces redresseurs sont alimentés par une source de tension triphasée de 230/400V, 50Hz et alimentant une charge résistive de 10Ω . Les résultats obtenues sont répertoriés dans le tableau (I.3).

Le tableau ci-dessous (Tab. I.3), présente un récapitulatif sur les redresseurs multi-niveaux mis sous essais, dans l'intention de découvrir les performances de ces convertisseurs de fréquences qui sont classés comme étant des techniques avancées, on mettant en relief leurs incidences sur l'atténuation des courants harmoniques.

On constate d'après, la fig. I.24 du redresseur à deux niveaux, la fig. I.40 du redresseur à trois niveaux et la fig. I.41 du redresseur à sept niveaux, que la forme du courant de source et son spectre harmonique s'améliorent, dès le passage d'un niveau inférieur à un niveau supérieur, pour un taux de modulation identique (exemple pour $m=15$), ou lorsque ce dernier monte en valeur (de $m=15$ à $m=45$), pour le même niveau de tension du redresseur.



Tab. I.3 Incidence de la fréquence de modulation et les niveaux du redresseur sur le taux de distorsion harmonique du Courant

Caractéristiques	Types de Redresseurs																	
	Redresseur triphasé à deux niveaux			Redresseur triphasé à Trois niveaux			Redresseur triphasé à Cinq niveaux			Redresseur triphasé à Sept niveaux			Redresseur triphasé à Neuf niveaux			Redresseur triphasé à Onze niveaux		
m	15	30	45	15	30	45	15	30	45	15	30	45	15	30	45	15	30	45
r	0.8			0.8			0.8			0.8			0.8			0.8		
f_p (Hz)	750	1500	2250	750	1500	2250	750	1500	2250	750	1500	2250	750	1500	2250	750	1500	2250
THD i (%)	26.00	17.00	11.56	13.31	07.63	06.41	08.58	05.53	05.02	05.56	04.47	03.45	04.34	03.50	3.21	03.41	02.41	01.84
Harmoniques	<ul style="list-style-type: none"> ▪ De rang impair multiple de trois et de rang $m*f$ sont nuls. ▪ Poussés vers les fréquences élevées et se regroupent en familles centrées sur la fréquence $k*m*f$, $k=1, 2, 3, \dots$, etc. 																	

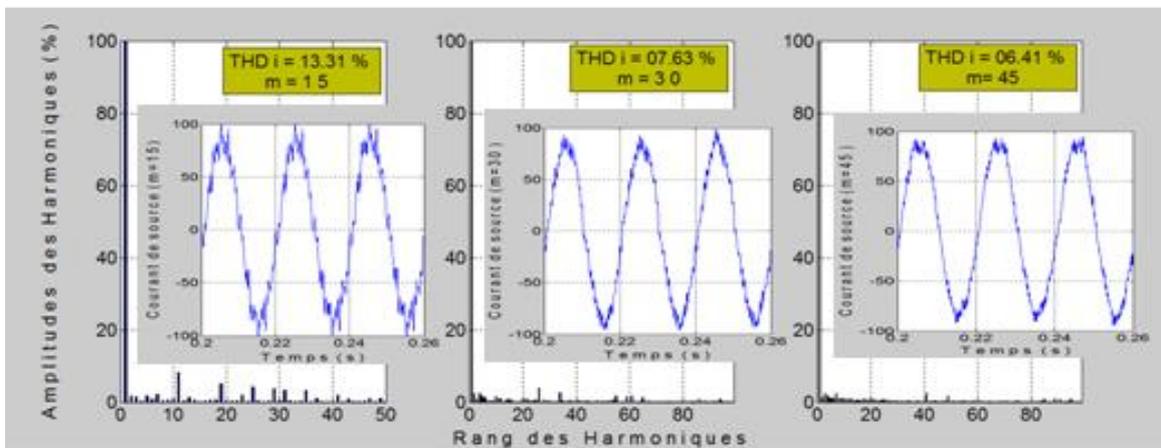


Fig. I.40 Courants de source et son spectre harmonique pour différents valeurs de m (Redresseur à trois niveaux)

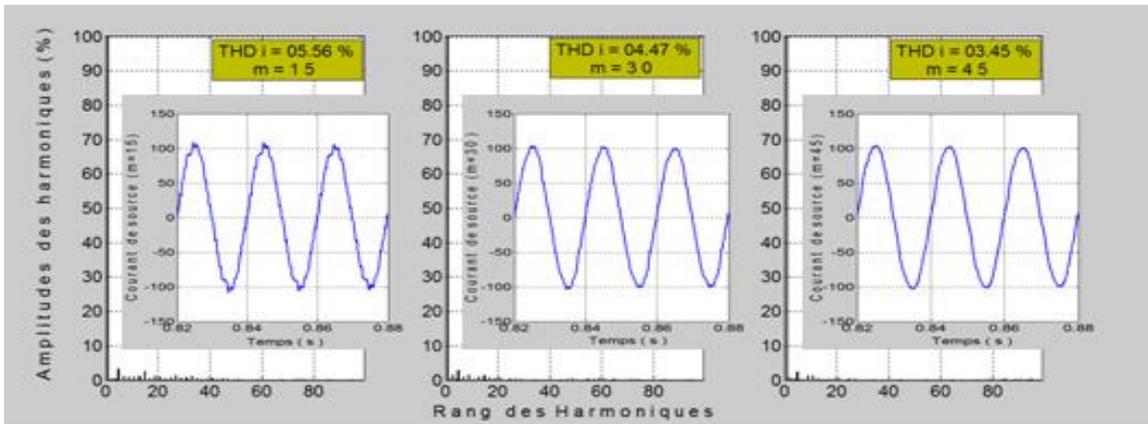


Fig. I.41 Courants de source et son spectre harmonique pour différents valeurs de m (Redresseur à sept niveaux)

Ce qui traduit, les allures des courbes de la fig. I.42, où on constate la réduction du THD_i , lors du passage d'un niveau à un autre supérieur, quel que soit la valeur de l'indice de modulation m . Le même comportement est remarqué sur la fig. I.43, lorsque en augmente la valeur de m , en gardant le niveau de tension du redresseur constant.

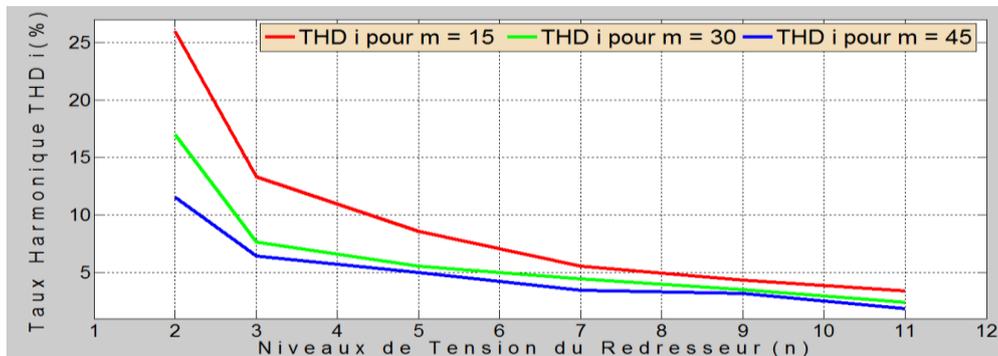


Fig. I.42 Incidence du niveau du redresseur sur le Taux de distorsion harmonique de courant pour m constant

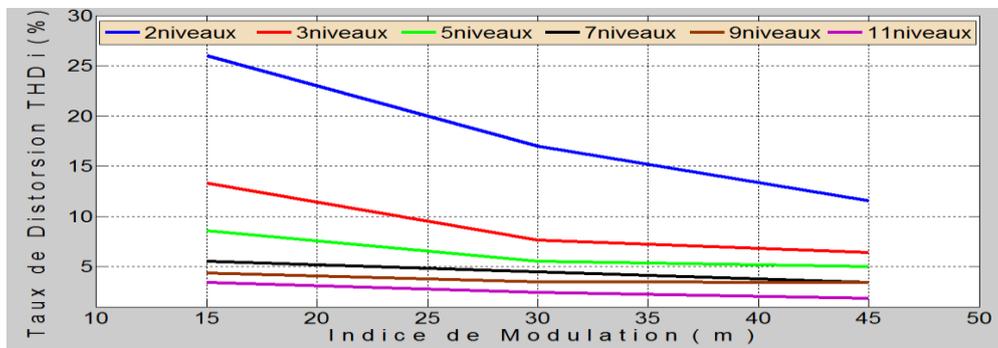


Fig. I.43 Incidence de l'indice de modulation m sur le taux de distorsion harmonique de courant pour un niveau de tension constant



Suivant les spectres harmoniques obtenus, on constate que les harmoniques qui persistent s'affaiblissent en amplitudes, à chaque fois qu'en augmente les niveaux du redresseur. De même les premiers harmoniques non nuls et les plus gênants, sont rejetés vers les fréquences élevées à chaque fois qu'en augmente l'indice de modulation m , facilitant ainsi l'opération du filtrage et la dépollution du réseau.

Généralement en triphasé les harmoniques de rang multiple de trois sont nuls, ainsi les raies des harmoniques de fréquence $m \cdot f$, $3m \cdot f$, $5m \cdot f$ sont atténués. C'est pour cette raison, on choisit des indices de modulation impairs et multiples de trois. Dans notre cas les harmoniques h_{15} , h_{30} et h_{45} sont nuls dans les différents niveaux de tension du redresseur.

On remarque aussi que les courants harmoniques, se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse $f_p = m \cdot f$. Les premières familles centrées autour de la fréquence $m \cdot f$ sont les plus importantes du point de vue amplitude.

De ce qui a été avancé, comme constatations, on souligne l'avantage des redresseurs multi-niveaux, qui apparaissent dans le fait, qu'une augmentation de niveau permet un filtrage par défaut, grâce au nombre d'interrupteur par bras et à la fréquence d'échantillonnage, généralement supérieur à 1kHz. La structure multi-niveaux offre d'énormes avantages, relativement à une solution conventionnelle basée sur un convertisseur à deux niveaux, parmi les plus importants on peut citer.

- Amélioration de la qualité des formes d'ondes courants / tension, qui se traduit par une nette réduction de la distorsion harmonique. Ceci peut entraîner des avantages considérables comme la diminution des pertes magnétiques dues aux courants de Foucaults et cycles Hystérésis, des pertes électriques dans le cuivre, ainsi l'augmentation de la durée de vie des équipements électriques.
- Filtrage dans le domaine de la haute tension et la grande puissance.

Par conséquent cette structure présente certains inconvénients à savoir la complexité de sa commande, qui rend son coût élevé et sa fiabilité réduite.

I.11 Filtre actif de puissance

Deux raisons principales ont conduit à concevoir une nouvelle structure de filtrage moderne et efficace appelée filtre actif. La première raison est due aux inconvénients inhérents des solutions traditionnelles de dépollution qui ne répondent plus à l'évolution des charges et des réseaux électriques.

La seconde raison, fait suite à l'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors GTO et les transistors IGBT. Le but de ces filtres est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à compenser les perturbations responsables de la dégradation des performances des équipements électriques.

On cite trois topologies possibles de filtres actifs [4,1] :

- Le filtre actif parallèle (FAP) : Conçu pour compenser toutes les perturbations dues aux courants harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive,
- Le filtre actif série (FAS) : Conçu pour compenser toutes les perturbations liées aux tensions harmoniques, les déséquilibres, les creux et les bosses de tension,
- La combinaison parallèle-série actifs : Solution universelle pour compenser toutes les perturbations en courant et tension harmoniques.

Le Filtre Actif Parallèle (en anglais, Shunt Active Power Filter-SAPF), appelé aussi compensateur shunt, il est connecté en parallèle sur le réseau de distribution (fig. I.47).

Il injecte dans le réseau électrique des courants harmoniques égaux à ceux absorbés par la charge non linéaire mais en opposition de phase, empêche ainsi les courants harmoniques, de circuler à travers l'impédance du réseau de telle sorte que le courant fourni par le réseau soit sinusoïdal et en phase avec la tension simple correspondante.

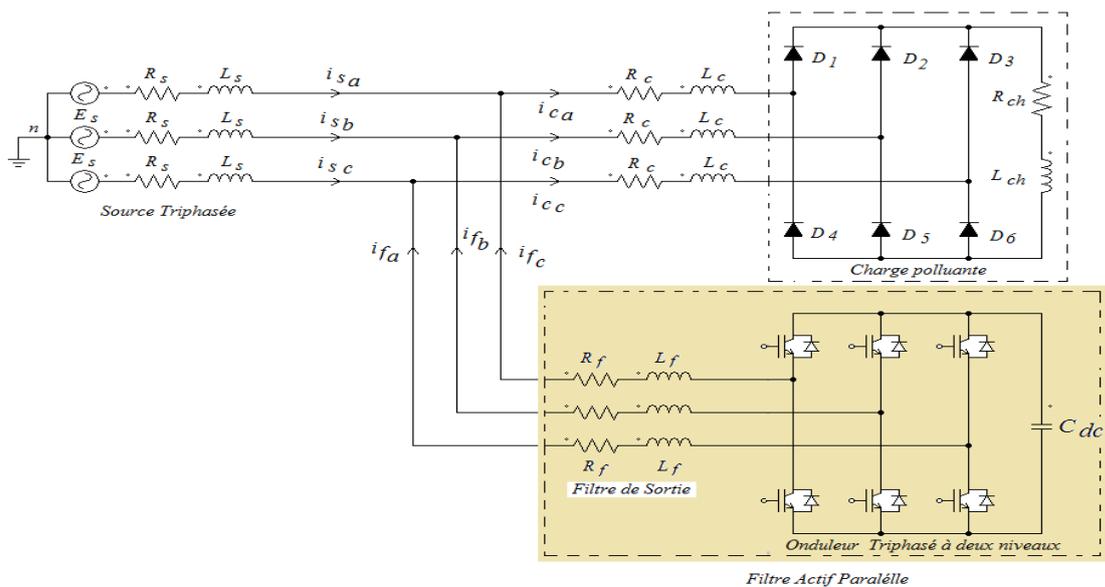


Fig. I.47 Montage d'un filtre actif parallèle (FAP) avec le réseau électrique



✓ Discussion

D'après, de ce qui a été avancé en littérature [4,1,6], au sujet du filtre actif de puissance à deux niveaux, à savoir, son auto-adaptabilité avec le réseau électrique et aux évolutions de la charge, autonomie de fonctionnement, fiabilité et performances, améliore les taux de distorsion en courant et en tension.

On a retenue, la topologie du filtre actif parallèle pour notre stratégie de dépollution des courants harmoniques pour le reste de ce travail , en raison de ses performances et aussi en raison de la législation des normes de qualité de l'énergie électrique ,portée plus particulièrement sur la réduction des courants harmoniques .

On a retenue aussi, que le bon fonctionnement du FAP est lié directement à la technique choisie pour l'identification des harmoniques et à la stratégie qui génère les signaux de commande des interrupteurs dans la partie contrôle du filtre.

Pour cela, le deuxième chapitre sera consacré aux techniques d'identifications des courants harmoniques, pour une éventuelle application à un filtre actif parallèle.

I.12 Conclusion

Dans ce présent chapitre on a constaté que la qualité de l'énergie électrique est affectée par des différents types de perturbation comme les creux de tension, le déséquilibre ainsi que les courants harmoniques. Ces derniers occupent une grande partie de ces perturbations, leurs conséquences sont indésirables sur les différents éléments connectés aux réseaux, leurs effets néfastes sur les équipements électriques, peuvent aller à des échauffements et à la dégradation du fonctionnement jusqu'à l'arrêt totale.

A cet effet, on a mis l'accent sur les harmoniques produits par les convertisseurs statiques qui sont vus par le réseau comme des charges non linéaires, qui absorbent des courants non sinusoïdaux et consomment de la puissance réactive. Ainsi on a signalé, des normes et des réglementations internationales imposées aux opérateurs pour limiter la prolifération des harmoniques dans le réseau électrique. Ensuite, pour diminuer les effets de ces perturbations harmoniques, différentes solutions traditionnelles et modernes de dépollution ont été présentées. Les solutions classiques ne sont pas très rentables pour dépollué le réseau électrique, sont souvent pénalisantes en termes d'encombrement, de coût et surtout de résonance pour les filtres passifs. Ces derniers ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et des charges polluantes.



Alors que les solutions modernes à savoir, les redresseurs MLI à multi-niveaux, ont fait preuve d'une grande efficacité dans l'atténuation des courants harmoniques. Les redresseurs multi-niveaux présentent un filtrage par défaut et permettent d'augmenter la tension délivrée à la charge grâce à leur topologie, ainsi, ils permettent d'obtenir un courant de source, le plus sinusoïdale possible et d'améliorer le taux d'harmoniques, grâce au nombre élevé de niveaux de tension.

Afin de répondre, aux contraintes de l'évolution des charges polluantes, différents types des filtres actifs de puissance ont été signalé, comme étant des techniques les plus évoluées et les plus sollicités par les chercheurs en la matière, en raison de leurs fiabilités et performances en compensation des courants harmoniques.

Chapitre 2

*Techniques d'identifications
des Harmoniques en vue de
la Commande d'un Filtre
Actif Parallèle de Puissance
à deux Niveaux*



II.1 Introduction

Les hautes performances du filtre actif sont liées fondamentalement, d'une part, à la méthode d'identification des composantes harmoniques du courant perturbé, et d'autre part, à la commande de l'onduleur pour réinjecter ces composantes dans le réseau. À cet effet, de nombreuses techniques d'identification ont été développées dans la littérature, regroupées selon deux approches [36,37] :

- Identification dans le domaine fréquentiel
- Identification dans le domaine temporel

Les techniques de type fréquentiel, parmi lesquelles on peut citer : la transformée de Fourier discrète (TFD), la transformée de Fourier rapide (TFR), la transformée de Fourier discrète récursive (TFDR) et la technique du filtre de Kalman. Cette dernière, fait l'objet de la première partie de ce chapitre où on examine comment élaborer les équations d'état requises par l'algorithme de Kalman, pour l'estimation d'harmoniques contenus dans un signal pollué. Tandis que les techniques TFD, TFR et TFDR, sont brièvement décrites.

Quatre techniques appartenant au domaine temporel sont détaillées dans la deuxième partie de ce chapitre, comparées entre elles et avec celle du filtre de Kalman, pour évaluer leurs performances, à savoir : Technique du référentiel synchrone (SRF Synchronous Reference Frame), technique des puissances active et réactive instantanées dite méthode $p-q$, technique du filtre coupe-bande (Notch Filter) et technique trigonométrique dite tri-monophasé. Les théories ainsi que les équations de base relatives à ces différentes techniques et approches sont présentées, une analyse de leurs performances est exposée.

La troisième et la dernière partie de ce chapitre est consacré à la commande des courants harmoniques générés par le filtre actif à deux niveaux, afin qu'ils suivent au plus près leurs courants identifiés de références, où la comparaison entre ces deux courants donne l'ordre de commande des interrupteurs de puissance, contrôlés par la stratégie MLI intersective à échantillonnage naturel, de façon que le filtre puisse dépolluer correctement le réseau électrique. Les résultats des simulations obtenus, sont exposés et discutés.



II.2. Techniques d'identification des courants harmoniques de référence

II.2.1. Techniques d'identification dans le domaine fréquentiel [39,40]

Les techniques d'identification dans le domaine fréquentiel, sont basées sur l'analyse de Fourier de la tension ou du courant non sinusoïdal, pour en extraire les courants ou tensions harmoniques de compensation. Les harmoniques de compensation sont séparés de leurs fondamentales des signaux polluants par la transformée de Fourier et sont ensuite combinés pour générer des signaux de références en vue de les utiliser à la commande des éléments à semi-conducteurs du filtre actif. Les semi-conducteurs de puissances doivent avoir une fréquence de commutation la plus élevée possible, par rapport à la plus élevée des fréquences harmoniques, dans le but d'avoir une compensation efficace [38]. Ces techniques sont caractérisées par un calcul encombrant et lourd ; ce qui résulte des temps de réponse élevés. Parmi les techniques appartenant au domaine fréquentiel, on peut distinguer :

II.2.1.1 Transformée de fourrier Discrète (TFD)

Elle consiste à transformer le signal pollué, mesuré sur un cycle complet, du domaine temporel au domaine fréquentiel, ce qui permet l'élimination de la composante fondamentale à l'aide d'un simple filtre passe-bas (FPB), Par la suite, l'application de la TFD inverse reconvertit le signal dans le domaine temporel et sert de signaux de références de compensation.

Les autres techniques d'identification d'harmoniques dans le domaine fréquentiel sont des variantes de l'application de la TFD, à savoir la transformée de Fourier rapide (TFR) et la transformée de Fourier discrète récursive (TFDR), qui sont des méthodes de calcul plus performantes, caractérisés par des capacités de calcul plus rapide et un temps de réponse plus réduit que la TFD [39,40].

II.2.1.2 La méthode de la transformée de fourrier rapide (TFR)

Cette technique est classée parmi les plus anciennes, elle nécessite une puissance de calcul appropriée afin de réaliser toutes les transformations en temps réel. Elle s'adapte aux charges dont le contenu harmoniques varie lentement .Elle donne aussi l'avantage de choisir les harmoniques séparément et de ne compenser que les plus nuisibles. Le principal inconvénient de cette technique est le volume de calcul important pour effectuer, en temps réel, toutes les transformations essentiel, pour extraire les courants harmoniques [41,42].



II.2.1.3 La méthode de la Transformée de Fourier Discrète Récursive(TFDR)

Connue aussi par la TFD améliorée, son principe ne demande pas trop de calcul à cause de la mise à jour de valeurs de son signal directement après l'entrée d'une nouvelle donnée dans le rang. Elle détecte en particulier, les composantes harmoniques spécifiques, voire même toutes les composantes harmoniques avec une grande précision de calcul et un temps de calcul moins long. Elle est donc plus performante que la TFD car la réponse est rapide pour inspecter les harmoniques en temps réel, donc elle est plus réaliste que la TFD [43].

II.2.1.4 Technique basé sur le filtre de Kalman (KF)

Le filtre de Kalman est un estimateur d'état optimal récursif capable de produire une estimation des états qui ne sont pas mesurables. Il utilise comme informations les entrées et les sorties du système qui sont bruitées, bien adapté aux applications en ligne [44]. Il se base sur trois définitions préalables : les équations d'état, les équations de mesure et les matrices de covariances. Cet algorithme convient donc très bien pour l'estimation d'harmoniques présents dans le courant appelé par des charges non linéaires [45]. Il repose sur deux principes

- ✓ Les paramètres à estimer sont sous forme de modèle de variables d'état ;
- ✓ La mise en équation des valeurs obtenues à la mesure discrète des variables d'état.

Etant donné que le filtre de Kalman a été déjà le sujet de plusieurs travaux de recherches scientifiques à savoir, le traitement du signal et des images [46], la commande vectorielle des moteurs à induction sans capteur mécanique[47,48],estimation des courants harmoniques dans un filtre actif de puissance [49,50]. Il a été aussi, largement employé depuis plusieurs décennies pour résoudre des problèmes de nature diverse et varié dans toutes les disciplines scientifiques, allant bien au-delà de l'automatique. A titre d'exemple, des applications au domaine aéronautique tel que, le contrôle d'intégrité en navigation [51] et la surveillance prédictive des paramètres de pilotage [52].

Donc, parmi les techniques de détection d'harmoniques de type fréquentiel cité ci-dessus, on a choisi le filtre de Kalman pour la suite de cette première partie, comme un exemple de détection fréquentielle des courants harmoniques d'un signal de charge pollué. La théorie de ce filtre, les équations de base relatives à ces différentes approches et analyse de ses performances, feront l'objet de ce qui suit.



II.2.1.4.1 Équations de base de l'algorithme du filtre de Kalman [39,40]

L'équation d'état de base du filtre de Kalman est exprimée par :

$$x_{k+1} = \Phi_k \cdot x_k + w_k \quad (\text{II.1})$$

Où :

x : est un vecteur d'état de dimension $(n \times 1)$ à l'étape k ;

Φ_k : est une matrice d'état de transition de dimension $(n \times n)$;

w_k : représente la variation discrète des variables d'état due au bruit blanc

Le terme w_k peut-être décrit par la matrice de covariance Q_k où :

$$E[w_k \cdot w_i^T] = \begin{cases} Q_k, & i = k \\ 0, & i \neq k \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

L'observation des mesures du processus est supposée effectuée à des instants discrets dans le temps sous la forme :

$$z_k = H_k \cdot x_k + v_k \quad (\text{II.3})$$

Où : z_k : est un vecteur d'état de dimension $(m \times 1)$ à l'étape k ;

H_k : est une matrice $(m \times n)$ donnant une connexion idéale (sans bruit) entre la mesure et le vecteur d'état ;

v_k : est un vecteur de mesure du bruit supposé avoir une structure de covariance connue et non-corrélée avec la séquence w_k .

Le bruit est souvent décrit par sa variance R_k où :

$$E[v_k \cdot v_i^T] = \begin{cases} R_k, & i = k \\ 0, & i \neq k \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Q et R sont donc, respectivement la covariance de l'erreur du modèle et la variance de l'erreur de mesure.

Pour commencer l'estimation récursive du filtre Kalman, un vecteur x_k^- du processus initial et la matrice de covariance initiale associée P_0^- sont nécessaires.



En général, la matrice de covariance associée à l'estimation à priori x_k^- est définie par :

$$Pk^- = E[ek^- . ek^{-T}] = E [(xk^- . \hat{x}k^-)(xk^- . \hat{x}k^-)^T] \quad (II.5)$$

On note que deux représentations d'état sont possibles pour l'estimation des courants harmoniques dans un système de puissance à l'aide du filtre de Kalman, la première est basée sur une référence rotationnelle, la seconde sur une référence stationnaire. Cependant les deux représentations offrent des résultats identiques, le choix d'utilisation dépend de la facilité d'implantation [39].

II.2.1.4.2 Représentation des variables d'état d'un signal d'amplitude variant dans le temps utilisant une référence stationnaire

On consider le signal suivant :

$$S_g(t_k) = A(t_k).cos(\omega t_k + \theta) \quad (II.6)$$

Soit : $x_{1k} = A(t_k) \cos(\omega t_k + \theta)$

$$x_{2k} = A(t_k) \sin(\omega t_k + \theta)$$

A $t_{k+1} = t_k + \Delta t$, le signal peut être exprimé comme suit :

$$Sg(t_{k+1}) = A(t_{k+1}).cos(\omega t_k + \omega \Delta t + \theta) = x_{1k+1} = x_{1k} * cos(\omega \Delta t) - x_{2k} * sin(\omega \Delta t)$$

On obtient ainsi :

$$x_{2_{k+1}} = A(t_{k+1}) * sin(\omega t_k + \omega \Delta t + \theta) \quad (II.7)$$

$$x_{2_{k+1}} = x_{1k} * sin(\omega \Delta t) + x_{2k} * cos(\omega \Delta t)$$

Donc la représentation de la variable d'état prend la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} cos(\omega \Delta t) & -sin(\omega \Delta t) \\ sin(\omega \Delta t) & cos(\omega \Delta t) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix}_k \quad (II.8)$$

L'équation de mesure devient :



*Chapitre 2 : Techniques D'identification Des Harmoniques En Vue de la
Commande d'un Filtre Actif Parallele à Deux Niveaux.*

$$Z_K = [1 \quad 0] * \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{2n-1} \\ x_{2n} \end{bmatrix}_k + v_k \quad (\text{II.9})$$

Quand le signal contient n fréquences, la composante fondamentale prend plus (n-1) harmonique, la représentation de la variable d'état peut être exprimée comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ x_{2n-1} \\ x_{2n} \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} M_1 & 0 \\ 0 & M_n \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ x_{2n-1} \\ x_{2n} \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \alpha_{2n-1} \\ \alpha_{2n} \end{bmatrix} * w_k \quad (\text{II.10})$$

Où les sous-matrices M_i sont montrées ci-dessous :

$$M_i = \begin{bmatrix} \cos(i\omega\Delta t) & -\sin(i\omega\Delta t) \\ \sin(i\omega\Delta t) & \cos(i\omega\Delta t) \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

L'équation de mesure peut être exprimée par le système d'équation (II.12) :

$$Z_k = H_k \cdot x_k + v_k = [1 \quad 0 \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad 1 \quad 0] * \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ x_{2n-1} \\ x_{2n} \end{bmatrix}_k + v_k \quad (\text{II.12})$$



Le modèle donné par (II.10) et (II.12) considère une référence stationnaire. Donc les composantes en phase et en quadrature de phase représentent respectivement les valeurs instantanées des formes d'onde co-sinusoidale et sinusoidale [39].

II.2.1.4. 3 Algorithme d'identification du filtre de Kalman

La simplicité et la conformité d'implantation, de l'algorithme de Kalman linéaire est lié fortement à la définition correcte des équations d'état, des équations de mesure, des matrices de covariances, c'est le cas de la fig. II.1.

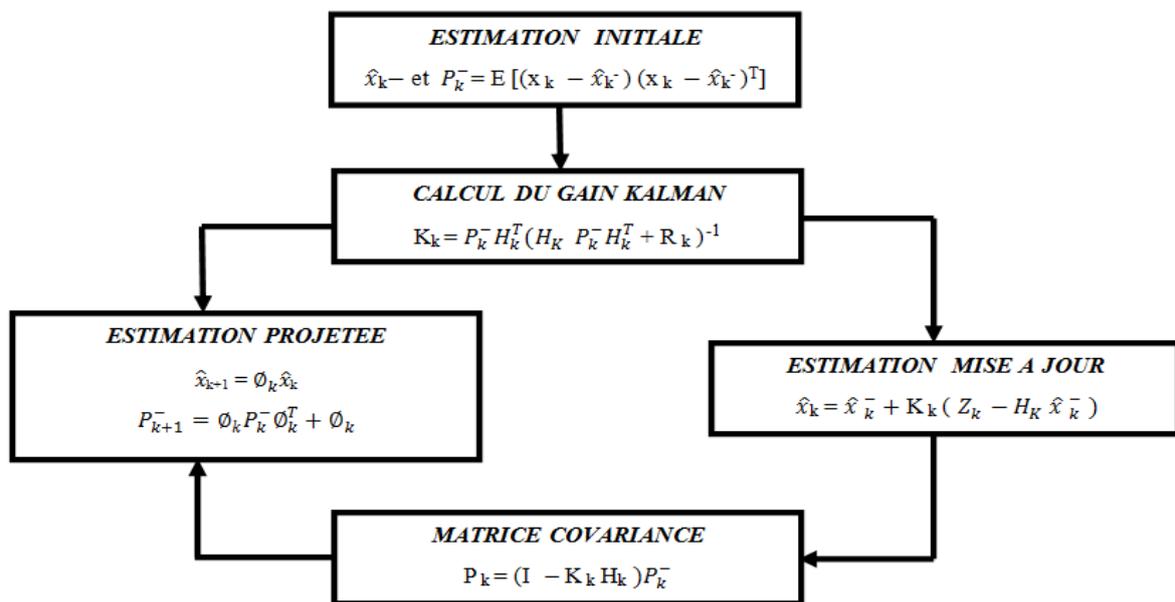


Fig.II.1 Algorithme du filtre de Kalman

II.2.1.4.4 Simulations et Interprétations

Le schéma des simulations est illustré sur la fig. II.2, celui-ci est commun pour les différents techniques d'identification développés dans ce présent chapitre.

La charge polluante, non linéaire est constituée par un pont redresseur triphasé à diodes, branché sur une charge R-L ($R_{ch}=5 \Omega$ et $L_{ch}=3 mH$). Le filtre de Kalman est utilisé comme étant une technique d'identification des courants harmoniques généré par la charge polluante.

On considère que les trois tensions de source sont équilibrées en amplitude et en phase et ne contiennent aucun harmonique, comme illustré sur la figure. II.3, même si le filtre de Kalman répond efficacement au système non équilibré [40]. Les simulations ont été réalisées avec un réseau d'impédance Z_s ($R_s = 0.2 \Omega$, $L_s = 0.001 mH$) caractérisant l'impédance de



Chapitre 2 : Techniques D'identification Des Harmoniques En Vue de la Commande d'un Filtre Actif Parallèle à Deux Niveaux.

court-circuit du réseau, de tension simple 230V,50Hz. La résistance $R_c=0.5\Omega$ et l'inductance $L_c=0.09mH$, à l'entrée du redresseur modélisent l'impédance de ligne et les éventuelles inductances additionnelles mises en œuvre pour limiter les variations de courant.

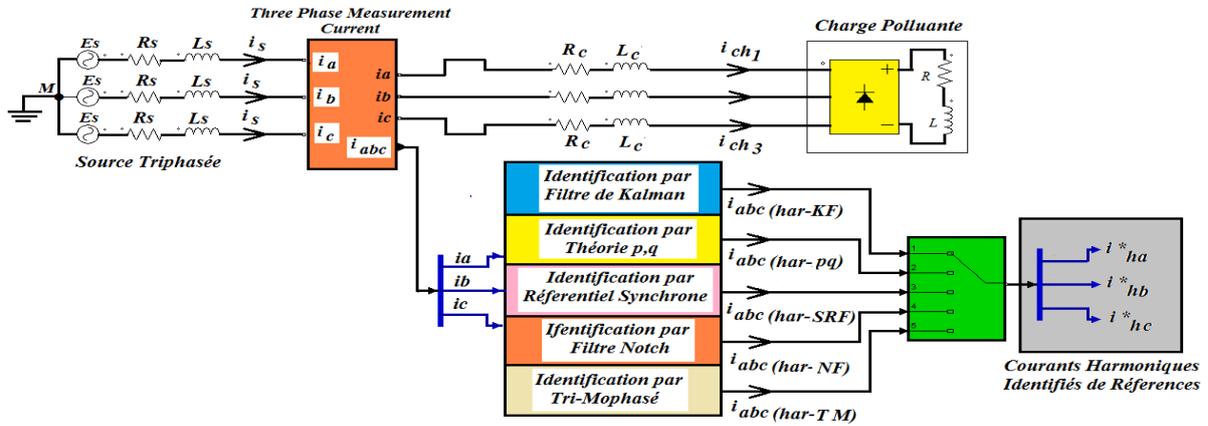


Fig. II.2 Schéma des simulations des techniques d'identifications proposées

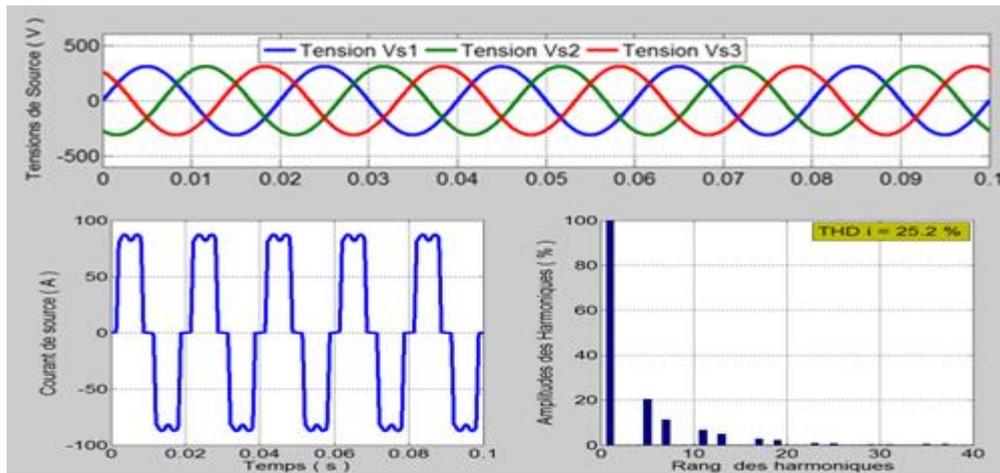


Fig. II.3. Tensions de source et courant de ligne avec son spectre harmonique (Phase 1, cas idéal).

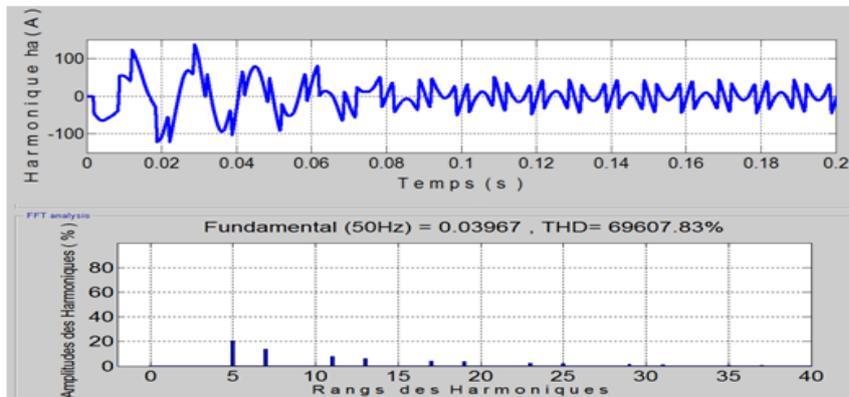


Fig. II.4 Courant harmonique de la phase 1 identifié par la technique de Kalman et son Spectre harmonique



Les formes d'ondes du courant de charge et son spectre harmonique, ainsi que les courants harmoniques identifiés de la première phase, sont tracées respectivement sur les figures (II.3 et II.4). Le THD en courant de charge est égal à 25.2 %, les harmoniques identifiées par le filtre de Kalman sont d'ordre $(6k \pm 1)$ avec k , entier naturel ($H_5, H_7, H_{11}, H_{13}, H_{17}, H_{19}, H_{23}, H_{25}$), leurs valeurs efficaces sont inversement proportionnelles à leur rangs.

L'identification des courants harmoniques de référence est réalisée en boucle ouverte sous Matlab/Simulink, sans l'intervention du filtre actif, cela est dans le souci d'évaluer les performances de chacune des cinq techniques proposées. C'est pour cette raison que le courants de source récupéré sur la fig.II.5, est évalué par soustraction ($i_h - i_{ch}$) du courant harmonique de référence i_h au courant de charge i_{ch} , le cas de la fig. II.5.

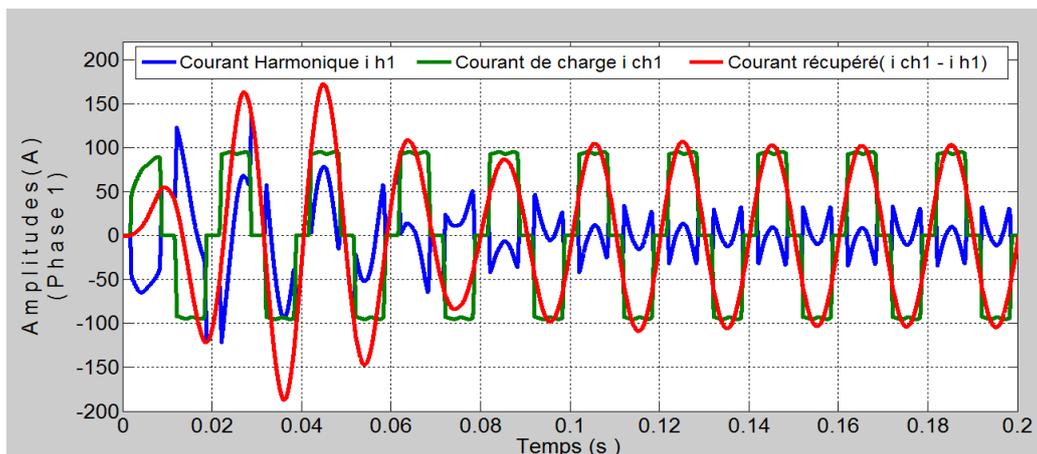


Fig. II.5 Courant harmonique de la phase 1 identifié par la technique de Kalman et courant récupéré ($i_{ch1} - i_{h1}$)

Reste à signaler que l'algorithme de Kalman a été utilisé, pour estimer des courants harmoniques pour une fréquence de réseau constante, égale à la fréquence fondamentale 50 Hz. Alors dans le cas où la fréquence est instable, le système est considéré dans ce cas comme non linéaire et la version étendue du filtre de Kalman (FKE) doit être utilisée afin de tenir compte des variations de fréquence du système [53].

II.2.2. Techniques d'identification dans le domaine temporel

De nombreuses techniques d'identification des courants harmoniques dans le domaine temporel ont été publiées dans la littérature, parmi lesquelles, on choisit les plus significatives, qui feront l'objet des paragraphes suivants.



II.2.2.1 Technique des puissances active et réactive instantanées

Cette technique est connue couramment par la méthode $p-q$, a été initialement développée par Akagi [54], exploite la transformation de Concordia des tensions simples et des courants de ligne, afin de calculer les puissances active et réactive instantanées.

L'avantage apporté par cette application, est sa simplicité dans son principe et son implantation, en numérique ou en analogique. De plus, elle est valable autant en régime permanent qu'en régime dynamique [55].

La composante fondamentale est transformée en une composante continue et les composantes harmoniques en composantes alternatives. En éliminant la composante continue de la puissance active instantanée qui correspond à la composante fondamentale du courant de charge par le moyen d'un filtre passe-bas (FPB), les composants harmoniques peuvent être identifiés.

Soient les tensions simples d'un réseau triphasé alimentant une charge polluante, dépourvues de la composante homopolaire v_{s1} , v_{s2} , v_{s3} et les trois courants de charge i_{c1} , i_{c2} , i_{c3} . La transformation de Concordia permet de ramener ce système triphasé équilibré à un système diphasé dont les axes sont en quadrature :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = [C_{32}] \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = [C_{32}] \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

$[C_{32}]$ est la matrice de transformation de Concordia, définie par :

$$[C_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

On note ici, que cette transformation n'est valable que si le système des trois tensions est équilibré et sinusoïdal. La puissance active instantanée p et la puissance réactive instantanée q sont définies par le système (II.15) :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Les puissances active et réactive instantanées peuvent s'écrire comme la somme d'une composante continue et d'une composante alternative :



$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p} & + & \tilde{p} \\ \bar{q} & + & \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Sachant que :

\bar{p} : Partie continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension ;

\bar{q} : Partie continue liée à la composante fondamentale réactive du courant et de la tension ;

\tilde{p}, \tilde{q} : Les parties fluctuantes alternatives liées à la somme des composantes harmoniques du courant et de la tension.

A partir de l'équation (II.15), on détermine les expressions des composantes du courant de charge suivant les axes α, β :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

En remplaçant (II.16) dans (II.17), ces courants s'expriment selon les axes $\alpha\beta$ comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

Afin de compenser les courants harmoniques générés par la charge polluante, la puissance réactive, ainsi améliorer le facteur de puissance, il est indispensable d'ajouter la puissance active Δp_c nécessaire à la régulation de la tension continue V_{dc} à la composante alternative de la puissance active. Pour cela on élimine la composante continue de p à l'aide d'un simple filtre Passe-bas (FPB) du second ordre, dont le principe de fonctionnement est illustré sur la Fig. II.6.

On tient en compte aussi des deux composantes de la puissance réactive instantanée (\tilde{q}, \bar{q}). Dans ce cas, après avoir ajouté Δp_c et \bar{q} , les courants harmoniques de référence, notés i_{ref_alpha} et i_{ref_beta} , s'expriment selon les axes $\alpha\beta$ par le système (II.19) :

$$\begin{bmatrix} i_{ref_alpha} \\ i_{ref_beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} + \Delta p_{dc} \\ \tilde{q} + \bar{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Enfin, il est facile d'obtenir les courants harmoniques de référence selon les axes abc par la transformation inverse de Concordia :



$$\begin{bmatrix} i_{ref1} \\ i_{ref2} \\ i_{ref3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot [C_{23}] \begin{bmatrix} i_{ref-\alpha} \\ i_{ref-\beta} \end{bmatrix}, [C_{23}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (II.20)$$

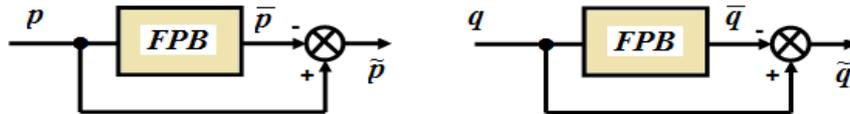


Fig. II.6 Principe du filtre passe-bas pour séparer la composante continu de la composante alternative de p q.

L'ordre du filtre définit la dynamique et l'efficacité de la méthode d'identification. Cependant, pour un FPB du deuxième ordre la fonction de transfert (FT) est donnée par :

$$FT = \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2 \cdot \xi_0 \cdot \omega_0 \cdot p + \omega_0^2} \quad (II.21)$$

Avec : $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0$ Pulsation (rad/sec) ; ξ_0 :Dépassement du filtre ; f_0 est la fréquence de coupure du filtre, choisie pour que le filtre puisse bloquer les composantes harmoniques perturbatrices, et faire passer les composantes continues \bar{p} et \bar{q} , représentant les puissances active et réactive à la fréquence fondamentale (50Hz). La fig.II.7, montre l'algorithme d'identification des courants harmoniques de référence par la technique des puissances instantanées p-q.

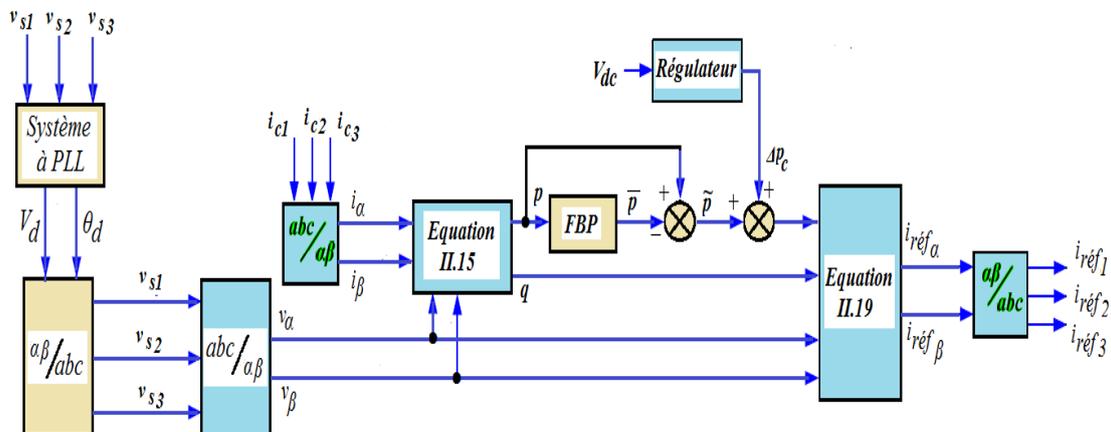


Fig. II.7 Génération des courants harmoniques de référence par la méthode des puissances instantanées p-q.



On constate la présence d'un bloc, dite système à PLL, représenter sur la fig.II.7. Celui-ci, est considéré comme étant un élément indispensable dans le processus d'identification des harmoniques, surtout lorsque les trois tensions du réseau sont perturbées et/ ou déformées. La technique p-q n'est valide que si le réseau est sinusoïdal et équilibrée, dans le cas contraire, le système à base de PLL devient une nécessité pour la réussite de l'opération d'identification des courants harmoniques.

Vu l'importance du système à PLL, on estime qu'il est plus raisonnable de mettre l'accent sur ce dernier, qui sera détaillé dans l'annexe A.

II.2.2. 2 Méthode du référentiel lié au synchronisme (SRF)

Cette technique introduite par Bhattacharya [56], exploite également la transformation de Concordia appliquée uniquement aux courants de charge i_{c1} , i_{c2} et i_{c3} du système d'équation (II.13). Une seconde transformation est alors effectuée pour passer aux courants de ligne selon les axes dq , à l'aide de la transformée de Park. Ceci permet de transformer la composante fondamentale du courant en une composante continue et les composantes harmoniques du courant en des composantes alternatives. La composante continue du courant de charge peut alors être éliminée à l'aide d'un simple FPB.

L'avantage majeur de cette méthode, comparativement à la précédente, réside dans le fait que les éventuelles tensions harmoniques ou distorsions n'ont plus d'influence sur les courants identifiés. Les signaux $\cos(\omega t)$ et $\sin(\omega t)$ sont générés par l'intermédiaire d'une PLL à partir de la tension fondamentale du réseau, on obtient l'expression matricielle suivante pour les courants dans le système $d-q$:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & -\cos(\omega t) \\ \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Avec ωt , la position angulaire de la tension fondamentale du réseau, estimée par la PLL. On note ici que le rôle de la PLL réside dans l'extraction de la phase (ωt), à partir de la composante fondamentale directe de la tension du réseau [57].

Ces composantes (i_d, i_q) peuvent alors être exprimées comme la somme d'une composante continue et d'une composante alternative :



$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{I}_d & + & \tilde{I}_d \\ \bar{I}_q & + & \tilde{I}_q \end{bmatrix} \quad (II.23)$$

A partir de l'équation (II.22), on exprime les composantes du courant selon les axes $\alpha \beta$ par :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \\ -\cos(\omega t) & \sin(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (II.24)$$

Remplaçant l'équation(II.23) dans l'équation(II.24), on obtient alors le système (II.25).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \\ -\cos(\omega t) & \sin(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_d \\ \bar{I}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \\ -\cos(\omega t) & \sin(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{I}_d \\ \tilde{I}_q \end{bmatrix} \quad (II.25)$$

De la même manière que la technique p-q, si on veut compenser les courants harmoniques, on ajoute à la composante alternative \tilde{I}_d , le courant i_{dc} nécessaire à la régulation de la tension continue V_{dc} , l'équation (II.25) devient alors comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_{ref\alpha} \\ i_{ref\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \\ -\cos(\omega t) & \sin(\omega t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{I}_d + i_{dc} \\ i_q \end{bmatrix} \quad (II.26)$$

On obtient ensuite, les courants harmoniques de référence, selon les axes abc , à l'aide de la transformation inverse de Concordia (équation II.20). La fig.II.8, illustre l'identification des courants harmoniques de référence par la technique SRF.

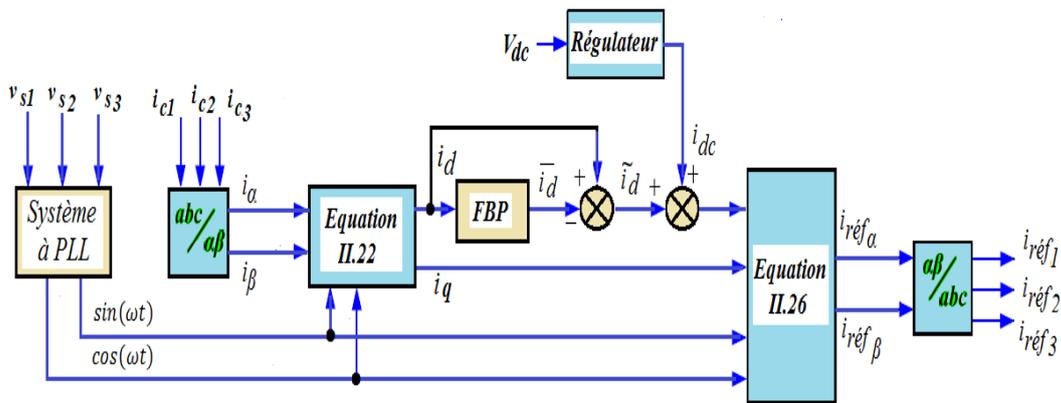


Fig. II.8 Génération des courants de référence par la technique SRF



II.2.2. 3 Technique basé sur le filtre coupe-bande (Notch Filter)

Cette technique d'identification est caractérisée par sa simplicité et facilité d'implantation, connue parfois par filtre « Notch », Proposé en 1992 par C. A. Quinn & N. Mohan [58]. Elle est destinée à la fois à générer les courants de consigne d'un système à 04 fils (muni du fil du neutre) et à réguler la tension continue du filtre actif [59].

Le principe consiste à faire passer chacun des courants triphasés de charge par un filtre coupe bande réglé sur la fréquence fondamentale à éliminer, tout en laissant passer les composantes harmoniques de référence. Les tensions de source vont intervenir seulement pour fournir la composante fondamentale continue du courant nécessaire à la charge, par le biais d'un système à PLL. Celui-ci, sa présence est juste pour extraire la composante fondamentale de la tension du réseau (V_{s1}, V_{s2}, V_{s3}).

De la même manière que les deux techniques précédentes, et dans l'idée de compenser les courants harmoniques, on ajoute aux courants de références identifiés, des composantes fondamentales dont l'amplitude peut être déterminée par le système PLL, et en comparant la valeur mesurée de la tension V_{dc} par la valeur V_{dc} souhaité [60]. La fig.II.9, décrit le principe d'identification des courants harmoniques de référence, par la technique du filtre Notch.

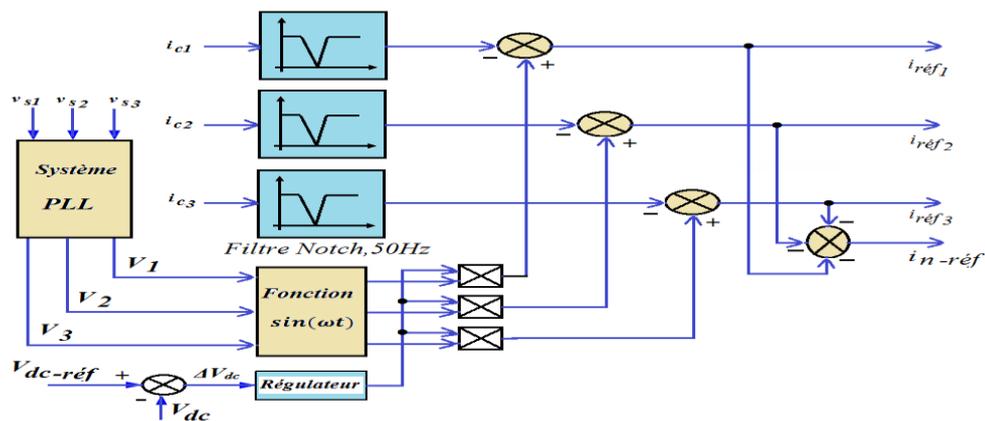


Fig. II.9 Génération des courants harmoniques de référence par la technique du filtre Notch

II.2.2. 4 Technique basé sur la méthode Tri-Monophasée

Le diagramme de blocs d'un générateur de courants harmoniques de référence utilisant la technique tri-monophasé est illustré sur la fig.II.10. Fondé sur l'estimation de la composante fondamentale, active et réactive du courant de charge pour chaque phase de façon indépendante, de ce fait s'applique aux systèmes triphasés et monophasés [61,62].



Chapitre 2 : Techniques D'identification Des Harmoniques En Vue de la Commande d'un Filtre Actif Parallèle à Deux Niveaux.

Basée sur la génération de deux fonctions trigonométriques $\sin(\omega t)$ et $\cos(\omega t)$ où ω , est la pulsation de la tension du réseau, déterminé par le biais d'un système à PLL comme le montre la figure(II.10). Ces deux fonctions sont associées aux courants de charge pour l'extraction des composantes fondamentales de ces courants. Ainsi, pour déduire les courants harmoniques générés par la charge polluante, en retranche la composante fondamentale continue au détriment du courant de charge instantané.

Le courant i_{ch} de la première phase, absorbé par la charge polluante est exprimé par l'équation II.27.

$$\begin{aligned} i_{ch1}(\theta_s) &= \sum_1^{\infty} hI_{ch1} \sin(h\theta_s - \varphi_h) \\ &= I_{ch1} \sin(\theta_s - \varphi_1) + \sum_{h=2}^{\infty} hI_{ch1} \sin(h\theta_s - \varphi_h) \end{aligned} \quad (II.27)$$

En multipliant l'équation (II. 27) par $\sin(\omega t)$ et $\cos(\omega t)$, on obtient les expressions (II.28) et (II.29) respectivement :

$$\begin{aligned} i_{ch1}(\theta_s) \sin(\theta_s) &= \frac{I_{ch1}}{2} \cos(\varphi_1) - \frac{I_{ch1}}{2} \cos(2\theta_s - \varphi_1) + \\ &\quad \sin(\theta_s) \sum_{h=2}^{\infty} hI_{ch1} \sin(h\theta_s - \varphi_h) \end{aligned} \quad (II.28)$$

$$\begin{aligned} i_{ch1}(\theta_s) \cos(\theta_s) &= -\frac{I_{ch1}}{2} \sin(\varphi_1) + \frac{I_{ch1}}{2} \sin(2\theta_s - \varphi_1) + \\ &\quad \cos(\theta_s) \sum_{h=2}^{\infty} hI_{ch1} \sin(h\theta_s - \varphi_h) \end{aligned} \quad (II.29)$$

On constate d'après les équations (II.28) et (II.29) que la pulsation des premières composantes alternatives égale à deux fois la pulsation du réseau, tandis que les composantes continues dépendent, respectivement, de l'amplitude du courant fondamental actif et réactif. Pour éliminer les composantes alternatives il suffit d'utiliser un simple filtre passe-bas, dont



la fréquence de coupure est relativement basse, afin d'empêcher les ondulations basses fréquences de se propager en sortie.

Après élimination des harmoniques, on obtient :

$$i_{ch1}(\theta_s) * \sin(\theta_s) = \frac{I_{ch1}}{2} * \cos(\varphi_1) \tag{II.30}$$

$$i_{ch1}(\theta_s) * \cos(\theta_s) = -\frac{I_{ch1}}{2} * \sin(\varphi_1) \tag{II.31}$$

On peut alors reconstituer le courant fondamental. Ainsi, en multipliant (II. 30) et (II. 31) respectivement par $2\sin(\omega t)$ et $2\cos(\omega t)$ où ω , on déduit l'équation du courant fondamental suivante

$$i_{ch1f} = I_{ch1} \cos(\varphi_1) \sin(\theta_s) - I_{ch1} \sin(\varphi_1) \cos(\theta_s) = i_{ch1ac} + i_{ch1rea} = I_{ch1} \sin(\theta_s - \varphi_1) \tag{II.32}$$

Sachant que :

i_{ch1} : Courant de la charge polluante de la phase 1.

i_{ch1f} : Composante fondamentale du courant de la charge polluante de la phase 1.

i_{ch1h} : Composante harmonique du courant de charge de la phase 1.

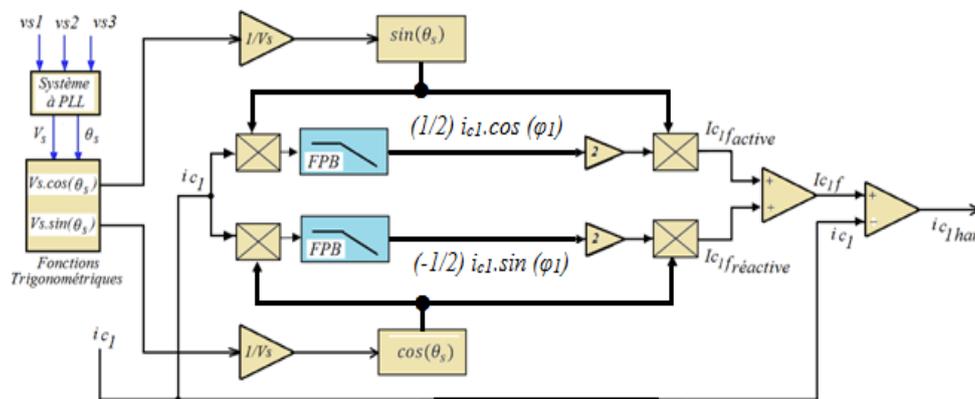


Fig. II.10 Génération des courants harmoniques de référence par la technique tri-monophasée

II.2.3 Simulations et Interprétations

Après la simulation qui a été réalisé plus haut avec le filtre de Kalman dans le domaine fréquentiel, en enchaîne maintenant à la mise en œuvre des quatre techniques proposées dans le domaine temporel. On souligne ici que les filtres FPB utilisés pour extraire les composantes continues sont du deuxième ordre avec une fréquence de coupure $f_0=50\text{Hz}$ et un dépassement de $\xi_0 = 0.707$.



Chapitre 2: Techniques D'identification Des Harmoniques En Vue de la Commande d'un Filtre Actif Parallele à Deux Niveaux.

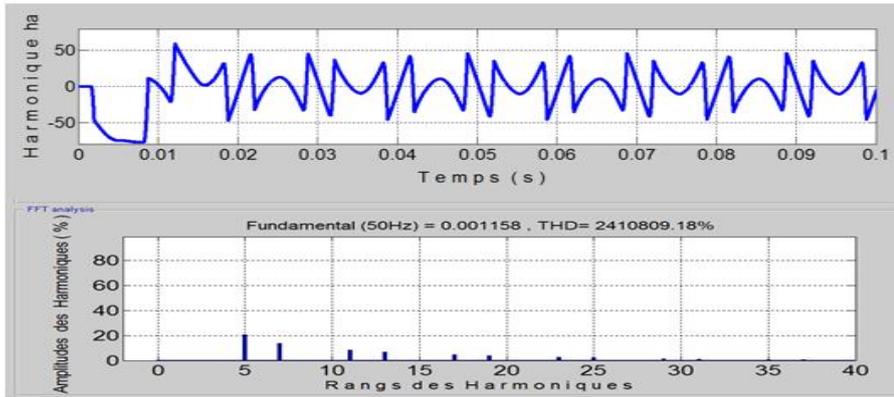


Fig. II.11 Courant harmonique de la phase (a) identifié par la technique p-q et son Spectre harmonique

Les figures (II.11, II.12, II.13 et II.14), montrent les courants harmoniques identifiés par chaque technique temporelle étudiée et leurs spectres harmoniques correspondent. On constate que les courants harmoniques sont toujours de rang ($h = 6k \pm 1$) avec k entier et que la valeur efficace de chaque courant harmonique est inversement proportionnelle à son rang ($I_h = \frac{I_1}{h}$).

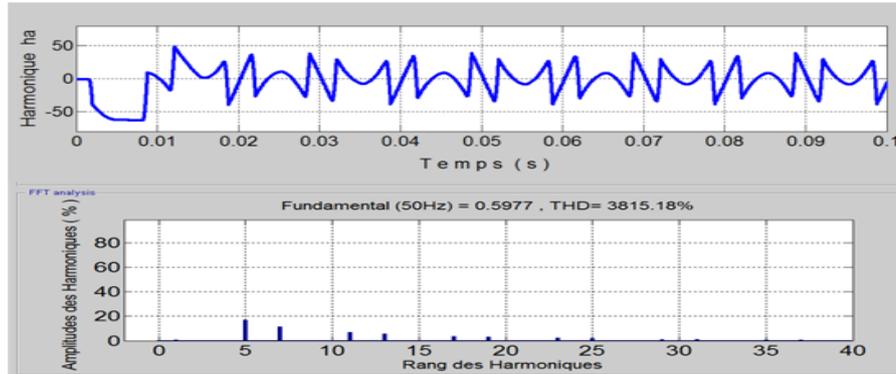


Fig. II.12 Courant harmonique de la phase (a) identifié par la technique SFR et son Spectre harmonique

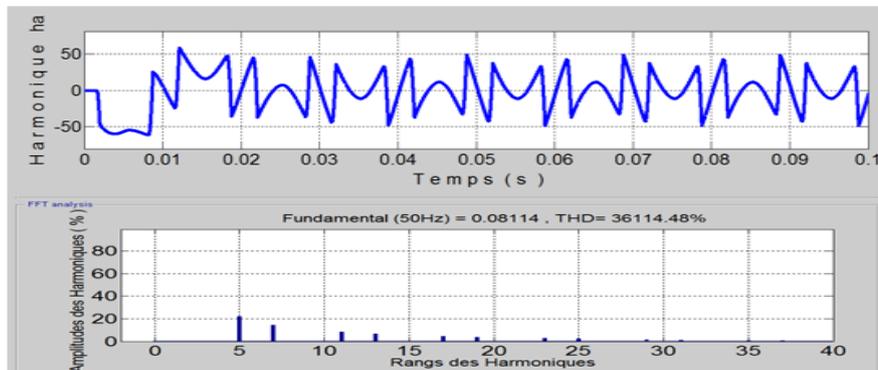


Fig. II.13 Courant harmonique de la phase (a) identifié par la technique C-B et son Spectre harmonique



Chapitre 2 : Techniques D'identification Des Harmoniques En Vue de la Commande d'un Filtre Actif Parallele à Deux Niveaux.

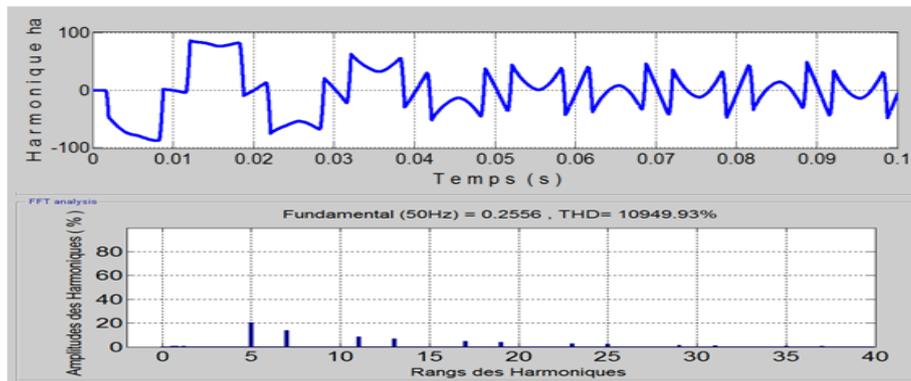


Fig. II.14 Courant harmonique de la phase (a) identifié par la technique Tri-mono et son spectre harmonique

Le point essentiel, qui attire l'attention sur la fig. II.15, c'est le temps de réponse de chacune des cinq techniques étudiés, le courant harmonique de Kalman prend un temps important pour qu'il synchronise avec les quatre autres technique (à partir de $t = 80\text{ms}$), cela est due fortement à la nature de cette technique, qui s'appuie particulièrement sur le calcul et toutes les transformations essentiel à effectuer en temps réel pour extraire les harmoniques.

Tandis que la technique p-q, présente un temps de réponse évalué à 10ms par rapport aux autres techniques, la SRF présente un temps de réponse légèrement supérieur à celui de p-q, par contre la technique Tri-mono classé la dernière avec un temps de réponse de 60ms, alors la coupe bande est meilleur par apport à la dernière d'un temps de réponse de 50ms.

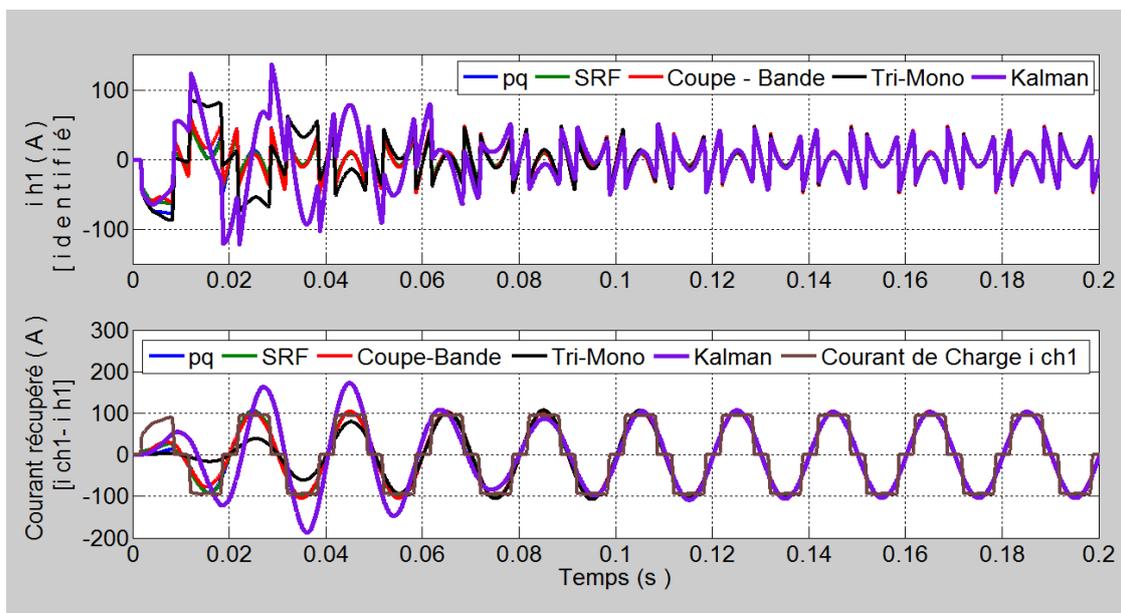


Fig. II.15 Superposition des courants harmoniques de la phase 1, identifiés par cinq techniques différentes avec ses courants récupérés ($i_{ch1} - i_{h1}$)



Les courants de source récupérés sont évalués par soustraction, ($i_h - i_{ch}$) des courants harmoniques de référence i_h aux courants de charge i_{ch} , pour chaque technique utilisé. Pratiquement et d'après la fig. II.15, les cinq courants de source récupérés se synchronisent à partir de 70ms.

On termine cette première partie, par un récapitulatif des cinq techniques d'identification étudiées, sous un tableau comparative (Tab.II.1), où en évolue les caractéristiques de chacune.

II.2.4 Analyse comparative

Les points essentiels à retenir, en comparant les techniques d'identification des harmoniques, proposés dans cette première partie, sont :

- La technique p-q, est une théorie inhérente aux systèmes triphasés, ne s'applique pas aux systèmes monophasés, fondée sur les puissances instantanées, caractérisé par un temps de réponse dynamique minimal.
- La technique SRF, est une théorie liées aux systèmes triphasés, ne s'applique pas aux systèmes monophasés, basée sur les expressions des courants instantanées, assure un bon découplage entre le fondamental et les composantes harmoniques avec un temps de réponse dynamique supérieur à celui de la technique p-q.
- Le filtre de Notch, s'applique aux systèmes monophasé, biphasé ou triphasé, méthode de calcul simple, implantation facile, découplage moins net entre le fondamental et les harmoniques, ce qui influe négativement sur l'opération d'identification des harmoniques. Temps de réponse dynamique supérieur à celui de la technique SRF.
- La technique tri-monophasé s'applique aux systèmes monophasé et triphasé, découplage simple entre le fondamental et les harmoniques, temps de réponse dynamique acceptable.
- Le nombre d'harmoniques à compenser par la technique de Kalman dépend de la dimension des équations d'état, s'applique aux systèmes monophasé, biphasé ou triphasé, un bon découplage entre le fondamental et les harmoniques, en revanche on a enregistré un temps de réponse dynamique plus important.

Reste à noter à la fin, que l'échelle sur lequel on a différencie entre les performances de chaque technique, est basé sur le temps de réponse et la rapidité de récupérer l'onde sinusoïdale.



Tab. II.1 Tableau récapitulatif des techniques d'identifications proposées

Caractéristiques	Techniques d'identifications des harmoniques				
	p-q	SRF	Notch	Tri-Mono	Kalman
Temps de réponse	excellent	Bien	A bien	Acceptable	long
Système monophasé	Non	Non	Oui	Oui	Oui
Système triphasé	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui
Calcul, Implantation	Facile	Facile	Facile	Facile	Complexe

II.3 Filtre actif parallèle à deux niveaux

II.3.1 Structure générale du filtre actif parallèle à deux niveaux

Le filtre actif parallèle (FAP), consiste à générer des harmoniques en opposition de phase à ceux existant sur le réseau. Ceci est schématisé sur la structure générale de la fig. II.16, alors que le courant absorbé par la charge polluante est non sinusoïdal, le courant crée par le FAP est tel que le courant absorbé au réseau est sinusoïdal [63].

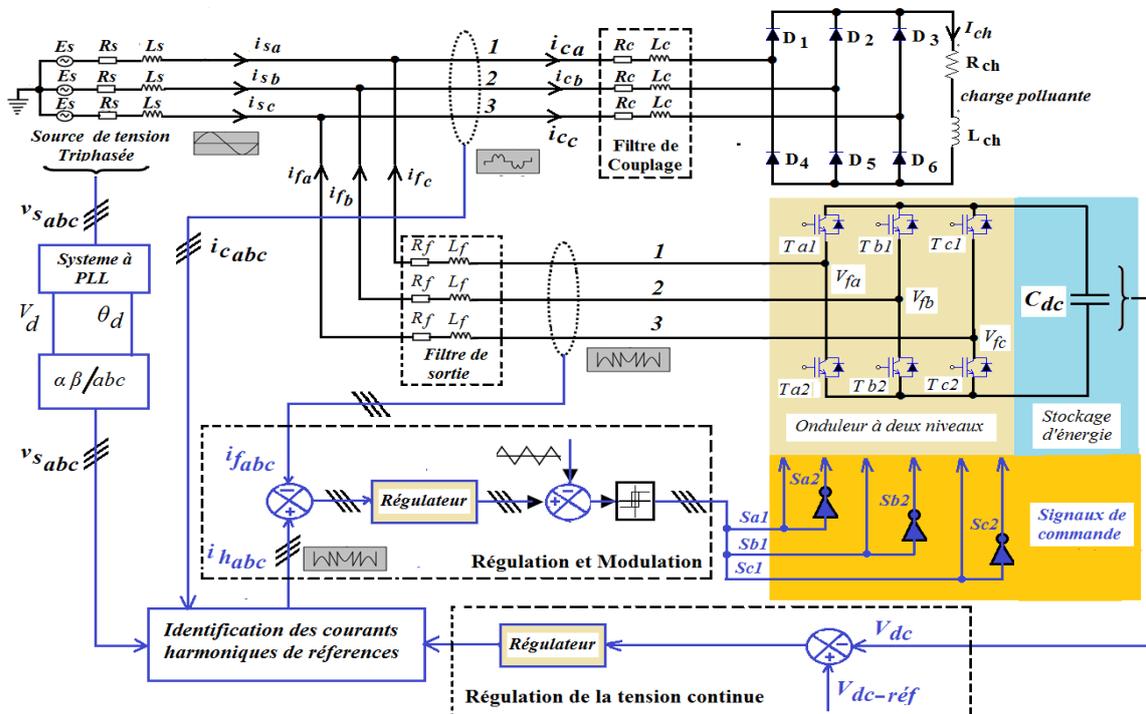


Fig. II.16 Structure générale d'un filtre actif parallèle à structure tension

Appelé également compensateur shunt, connecté en parallèle sur le réseau électrique, assimilés à une source de courant qui compense en temps réel les courants harmoniques en



injectant au niveau du réseau des courants en opposition de phase avec les courants harmoniques identifiées. Le FAP est constitué d'un convertisseur statique à base des éléments à semi-conducteurs de puissance (IGBT, MOSFET,.. ou GTO), associés à un dispositif de contrôle et de commande adapté. On le trouve à structure courant ou à structure tension selon le type de stockage de l'énergie, réalisé par une inductance ou un condensateur. Cependant, le FAP à structure tension est plus fréquemment utilisé dans les applications industrielles en raison, de sa simplicité de commande, son coût limité et sa taille physique réduite [64].

On a donc opté pour la structure tension dans tout au long de ce travail. Comme on peut le voir sur la fig. II.16, la partie puissance est constitué de :

- Un onduleur de tension à base de semi-conducteurs de puissance, commandables à l'ouverture et à la fermeture ,soit des MOSFET pour les faibles puissances et fréquences très élevées, des IGBT pour les grandes puissances et fréquences élevées, ou des GTO pour les très grandes puissances et fréquences faibles et comportant pour chacun d'entre eux une diode en antiparallèle pour assurer la réversibilité du courant
- Un circuit capacitif de stockage de l'énergie, se fait par l'intermédiaire d'un condensateur C_{dc} ayant à ses bornes une tension V_{dc} , régulée et maintenue à une valeur positive constante.
- Un filtre de sortie R_f, L_f .

II.3.2 Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux

II.3.2.1 Fonctions de commutation

Pour chaque interrupteur S_{ij} ($i=1, 2,3, j=1,2$) de la fig. II.17, on définit une fonction de commutation F_{ij} , tel que :

$$\begin{cases} F_{ij} = 1, & \text{si } S_{ij} \text{ est fermé} \\ F_{ij} = 0, & \text{si } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases}$$

La commande complémentaire entre les deux interrupteurs de chaque bras impose l'équation de commande suivante [18,65] :

$$F_{i1} = 1 - F_{i2}, \quad i = 1,2,3 \quad (\text{II.33})$$

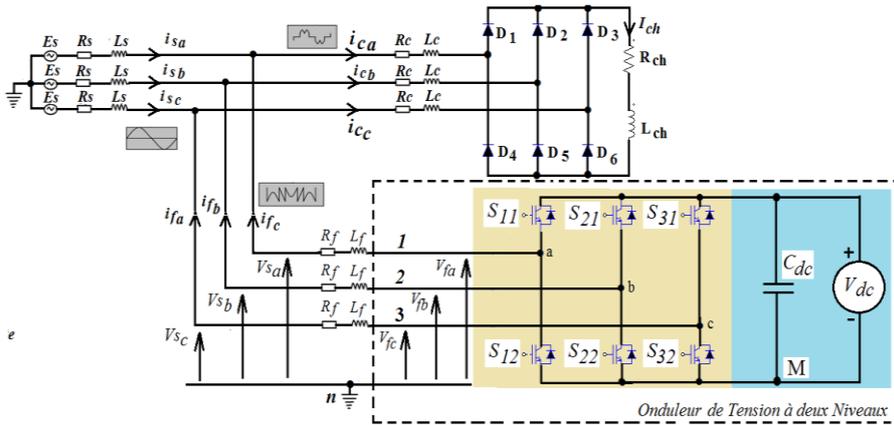


Fig. II.17 Structure de l'onduleur de tension à deux niveaux en dérivation avec le réseau

II.3.2.2 Etats de l'onduleur à deux niveaux

D'après la fig. II.18, chaque bras de l'onduleur à deux états possibles

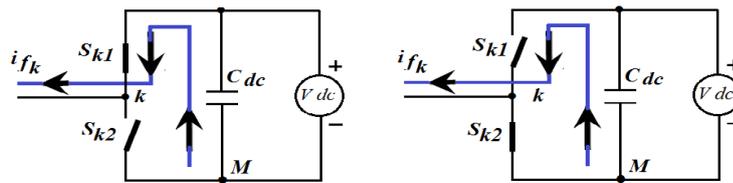


Fig. II.18 Etats de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux

Etat P : L'interrupteur du haut S_{k1} est fermé, tandis que l'interrupteur du bas S_{k2} est ouvert.

La tension de sortie par rapport au point de référence (M) du bus continu est V_{dc}

Etat N : L'interrupteur du bas S_{k2} est fermé, tandis que l'interrupteur du haut S_{k1} est ouvert.

La tension de sortie par rapport au point de référence (M) du bus continu est 0V. Le tableau (Tab. II.2), donne la correspondance entre les états des bras, les états des interrupteurs et la tension de sortie v_{kM} .

Tab .II.2 Etats des bras de l'onduleur à deux niveaux

Etat	Bras 1		Bras 2		Bras 3		Tensions de sortie		
	F_{11}	F_{12}	F_{21}	F_{22}	F_{31}	F_{32}	v_{1M}	v_{2M}	v_{3M}
P	1	0	1	0	1	0	V_{dc}	V_{dc}	V_{dc}
N	0	1	0	1	0	1	0	0	0



II.3.2.3 Tensions de sortie de l'onduleur

Les tensions triphasées à la sortie du filtre par rapport à la référence de la source continue (M) peuvent être exprimées par :

$$\begin{bmatrix} v_{1M} \\ v_{2M} \\ v_{3M} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} V_{dc} \quad (\text{II.34})$$

Les tensions composées entre phases du filtre sont données par le système d'équation (II.35).

$$\begin{bmatrix} v_{f12} \\ v_{f23} \\ v_{f31} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{1M} - v_{2M} \\ v_{2M} - v_{3M} \\ v_{3M} - v_{1M} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11} - F_{21} \\ F_{21} - F_{31} \\ F_{31} - F_{11} \end{bmatrix} V_{dc} \quad (\text{II.35})$$

A la sortie du filtre, le système triphasé est supposé équilibré, ainsi, on peut facilement exprimer les tensions simples V_{Kn} ($k = 1, 2, 3$) en fonction des fonctions de commutation F_{Ki} , par rapport au point neutre (n) en aval du FAP, comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{f1} \\ v_{f2} \\ v_{f3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} v_{f12} - v_{f31} \\ v_{f23} - v_{f12} \\ v_{f31} - v_{f23} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2F_{11} - F_{21} - F_{31} \\ -F_{11} + 2F_{21} - F_{31} \\ -F_{11} - F_{21} + 2F_{31} \end{bmatrix} V_{dc} \quad (\text{II.36})$$

A partir des équations (II.34), (II.35) et (II.36), on déduit que :

- Les tensions triphasées par rapport au point de référence (M) du bus continu v_{1M} , v_{2M} et v_{3M} peuvent prendre deux valeurs tel que V_{dc} et $0V$, ce qui est à l'origine de l'appellation : Onduleur à deux niveaux.
- Les tensions composées v_{12} , v_{23} et v_{31} peuvent prendre trois valeurs : V_{dc} , $-V_{dc}$ et $0V$.
- Les tensions simples triphasées v_{1n} , v_{2n} et v_{3n} par rapport au point neutre (n), peuvent prendre quatre valeurs : $1/3V_{dc}$, $2/3V_{dc}$, $-1/3V_{dc}$, $-2/3V_{dc}$.

Les points citer, ci-dessus peuvent être confirmés par une simple application sur Matlab /Simulink en appliquant une tension continue V_{dc} aux bornes de la capacité C_{dc} , de l'ordre



600V à l'entrée de l'onduleur, celui-ci est contrôlé en boucle ouverte par la stratégie MLI à savoir, $m=40$, $f_p=2\text{kHz}$ et $r = 0.8$. Les résultats obtenus sont de la sorte.

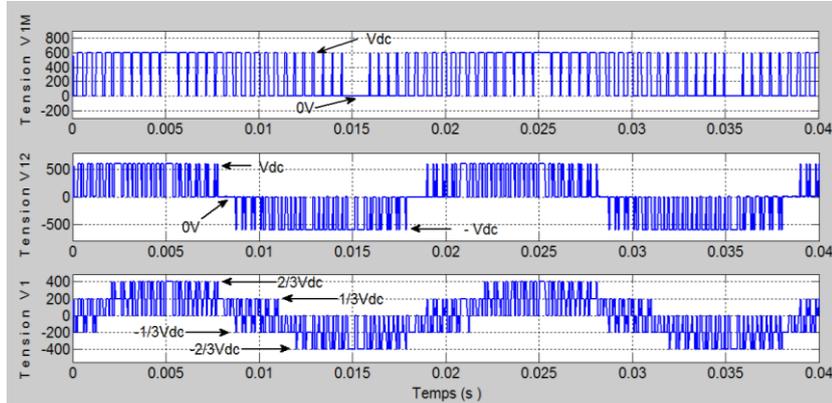


Fig. II.19 Allure des tensions V_{1M}, V_{12}, V_{1n} de l'onduleur à deux niveaux à commande MLI

On constate bien sur la fig. II.19, les deux niveaux de tension (0V et 600V) délivrés par la tension v_{1} , par rapport au point de référence (M) du bus continu, ainsi que les quatre niveaux de tension (200V, 400V, -200V et -400V) de la tension simple v_{1n} à la sortie de l'onduleur.

II.3.3 Système de stockage de l'énergie

Le stockage de l'énergie est généralement réalisé par un dipôle capacitif C_{dc} , jouant le rôle d'une source de tension continue constante. Le choix des paramètres de ce dipôle (V_{dc_ref} et C_{dc}) a une incidence directe sur la dynamique du FAP et sur ses performances de compensation. Une tension importante de V_{dc_ref} améliore la dynamique du FAP et un choix convenable de C_{dc} , limite les ondulations de la tension continue V_{dc} , provoquées par les courants du filtre actif [5].

Cependant une valeur élevée de C_{dc} réduit correctement les ondulations de V_{dc} , mais en contrepartie provoque une augmentation dans le coût et la taille du FAP. La tension continue V_{dc} doit être choisie la plus élevée possible tout en respectant les contraintes nominales des semi-conducteurs et la contrainte de commandabilité de l'onduleur [66].

Dans ce contexte, un bon dimensionnement du condensateur est impératif, pour cela des différentes approches ont été proposées [67, 68, 69,70]. Parmi celles-ci, on a choisi l'approche la plus simple où la capacité se calcule on se basant sur la mesure du courant harmonique I_h du rang le plus faible [5].



$$C_{dc} = \frac{I_h}{\varepsilon V_{dc} \omega_h} \quad (\text{II.37})$$

Où ω_h , la pulsation la plus faible des harmoniques à compenser et ε , le taux d'ondulation généralement de l'ordre de 5% de V_{dc} .

II.3.4 Filtre de sortie

Ce filtre consiste à connecter l'onduleur de tension au réseau électrique, constitué d'une inductance L_f comportant une résistance interne R_f . Il doit être dimensionné afin d'assurer la dynamique en courant, définie par l'équation (II.38) :

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{di_{h-ch}}{dt} \quad (\text{II.38})$$

Et empêcher au même temps la propagation des harmoniques générés par les commutations des interrupteurs à semi-conducteur sur le réseau électrique.

Un filtre de sortie du premier ordre est le plus souvent utilisé dans la littérature [71, 72,73].

Le Choix d'une valeur relativement élevée de L_f empêche ces harmoniques de se propager vers le réseau électrique, mais nécessite une tension V_{dc} plus élevée afin de garantir les performances du filtre actif. D'autres auteurs proposent même d'ajouter un filtre passif auxiliaire à la sortie de l'onduleur ou en amont du côté réseau, pour absorber les harmoniques liés au découpage des interrupteurs [74,75].

On a choisi l'approche la plus simple pour déterminer la valeur convenable de L_f , parmi celles qui existent dans la littérature [71,54], l'expression de L_f est donnée par la relation (II.39) telle que :

$$L_f = \frac{0.5V_{dc} + V_{sm}}{4 \cdot \varepsilon \cdot f_s} \quad (\text{II.39})$$

Avec ε , est l'amplitude de l'onde triangulaire (cas d'une commande MLI intersective), f_s , la fréquence de commutation des interrupteurs du filtre actif, V_{sm} la valeur maximale de la tension simple au point de raccordement du filtre.



II.4. Contrôle du filtre actif parallèle à deux niveaux

L'étape contrôle - commande est très cruciale pour garantir un bon fonctionnement du filtre actif, pour cela cette étape doit effectuer les trois opérations principales suivantes :

- Identification des courants harmoniques de références ;
- Commande des interrupteurs de l'onduleur ;
- Régulation de la tension du bus continu ;

La première opération a été déjà traitée dans la première partie de ce présent chapitre où, on a mis en œuvre, quatre techniques d'identification dans le domaine temporel et une technique de Kalman dans le domaine fréquentiel, et vu les performances déployé par la technique p-q par rapport aux autres techniques , à savoir, le temps de réponse, simplicité et facilité d'implantation. On a choisi la technique p-q pour identifier les courants harmoniques de références, dans ce qui suit de notre travail.

II.4.1 Commande de l'onduleur à deux niveaux

L'objectif essentiel de la commande d'un FAP est de contrôler les courants harmoniques injectés par le FAP de manière qu'ils suivent au plus près leurs références. Le principe est basé sur la comparaison entre les courants harmoniques i_{fk} générés par le FAP et les courant harmoniques de références, i_{refk} afin d'en déduire les ordres de commande des interrupteurs de puissance.

De nombreuses stratégies de commande ont été proposées dans la littérature comme celle de l'hystérésis [12,76], la modulation en largeur d'impulsion (MLI-SPWM), la modulation vectorielle dans l'espace (SVM), la modulation par injection de l'harmonique trois à MLI, appelée MLI optimale (THPWM) etc..., sont des méthodes permettant la commande des semi-conducteurs du filtre actif [18, 77, 78,79].

La SPWM est une méthode très populaire dans les applications industrielles, est l'une des techniques les plus répondues, grâce à sa simplicité et aussi à sa capacité de délivré des signaux de qualité [80]. Cette stratégie de commande est maintenue pour la suite de notre travail, en vue de la commande des interrupteurs de puissance.

Elle consiste à comparer à chaque instant, le courant de référence avec un signal triangulaire V_p appelé porteuse, comme a été signalé dans le chapitre précédent. La fréquence de ce signal f_p doit être élevée devant celle de la référence f_r et son amplitude V_{pm} supérieure à celle de la référence V_m (fig. II.20). Chaque intersection entre ces deux signaux donne lieu à



une impulsion de commande. Le rapport des deux fréquences (indice de modulation m) doit être suffisamment élevé pour assurer la rapidité des commutations, nécessaire à une bonne recopie de la référence. Ce rapport doit être un entier pour que la porteuse soit synchrone avec la référence. De plus, cet entier doit être de préférence impair pour garder la symétrie de la référence [66].

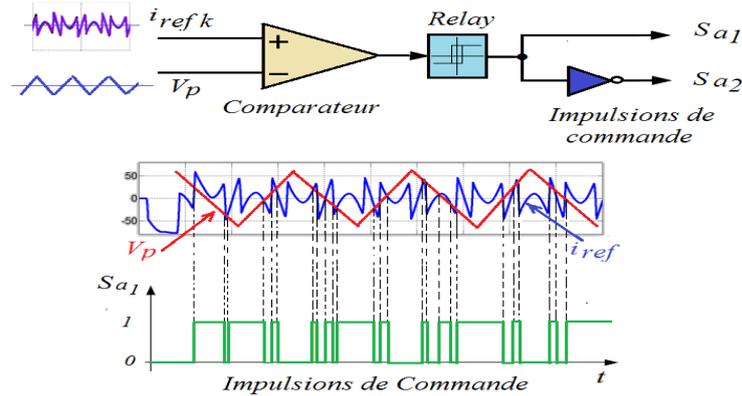


Fig. II.20 Principe de la commande MLI à échantillonnage naturel

II.4.1.1 Algorithme de Commande

La porteuse la plus adaptée aux onduleurs à deux niveaux est la triangulaire bipolaire. [18,81], donnée par l'équation suivante :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_p \left(4 * \frac{t}{T_p} - 1\right) & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_p \left(-4 * \frac{t}{T_p} + 3\right) & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (II.40)$$

Le principe de génération des impulsions de commande d'un bras k de l'onduleur à deux niveaux se résume dans l'algorithme suivant :

$$\begin{cases} i_{réfk} \geq V_p \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \\ i_{réfk} \leq V_p \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 1 \end{cases} \quad (II.41)$$

II.4.1.2 Régulation du courant du filtre actif parallèle

Afin de corriger l'erreur entre le courant harmonique de référence et le courant harmonique fourni par l'onduleur, une boucle externe de régulation s'installe en utilisant un régulateur, ce dernier va déterminer la tension de référence de l'onduleur, à partir de l'erreur



Chapitre 2 : Techniques D'identification Des Harmoniques En Vue de la Commande d'un Filtre Actif Parallèle à Deux Niveaux.

entre le courant réel et sa référence. Ensuite, la tension de référence est comparée avec la porteuse, puis la sortie du comparateur établit les ordres de commutation des interrupteurs (voir fig. II.21).

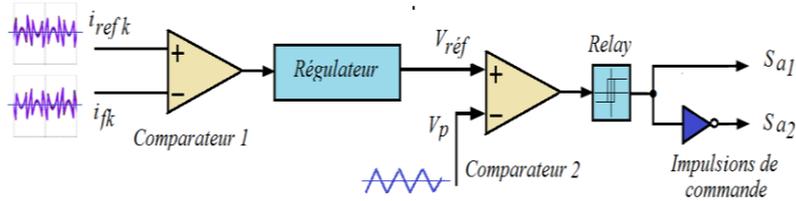


Fig. II.21 Principe de contrôle du courant par MLI avec régulateur

Le courant fourni par le filtre actif i_{fk} est donné par la relation (II.42), en négligeant les résistances internes du filtre de sortie, on peut écrire ($k = 1, 2, 3$) [5] :

$$L_{fk} \frac{d}{dt} i_{fk} = v_{fk} - v_{sk} \quad (II.42)$$

On note Δi_f la différence entre le courant de référence et le courant mesuré de l'équation (II.43), comme suit :

$$\Delta i_{fk} = i_{refk} - i_{fk} \quad (II.43)$$

A partir des équations (II.42) et (II.43), on aboutit à l'expression (II.44).

$$L_{fk} \frac{d}{dt} \Delta i_{fk} = \left(v_{sk} + L_{fk} \frac{d}{dt} i_{refk} \right) - v_{fk} \quad (II.44)$$

Le terme entre parenthèse dans l'équation (II.44) peut être défini comme une tension de référence (v_{refk}), ce qui conduit à l'expression (II.45).

$$v_{refk} = v_{sk} + L_{fk} \frac{d}{dt} i_{refk} \quad (II.45)$$

Selon la relation (II.45), la tension de référence v_{refk} est composée de deux termes. Le premier terme représente la tension du réseau v_{sk} directement mesurable et le second terme est égal à la chute de tension aux bornes de l'inductance L_f . Ce second terme correspond à la sortie du régulateur de courant, comme le montre la fig. II.22.

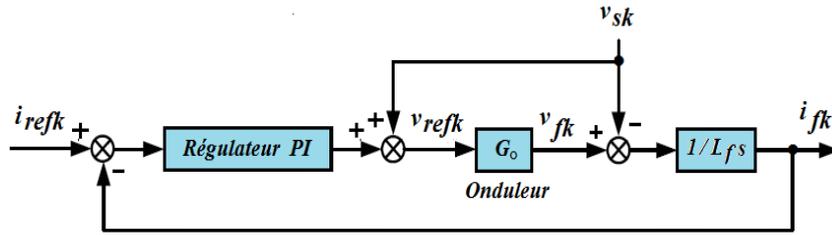


Fig. II.22 Principe de la régulation des courants du FAP à deux niveaux

Le bloc, $G_0(s)$ représente l'onduleur qui peut être modélisé par la relation suivante [82].

$$G_0(s) = \frac{V_{dc}}{2V_p} \cdot \frac{1}{1 + \tau s} \quad (II.46)$$

Avec V_{dc} la tension côté continu de l'onduleur, V_p l'amplitude de la porteuse triangulaire et τ représentant le retard causé par le calcul des courants harmoniques.

Si on néglige tout retard de calcul τ qui aboutirait à un premier ordre, l'onduleur de tension à commande MLI n'est modélisé que par un simple gain $G_0(s)$, de l'équation (II.47) [83].

$$G_0(s) = \frac{V_{dc}}{2V_p} \quad (II.47)$$

Le régulateur utilisé dans l'opération de régulation, c'est le proportionnel intégral (PI), celui-ci, est plus simple à mettre en œuvre et trop sollicité par les chercheurs. Il est composé de deux gains k_i, k_p , d'où sa fonction de transfert $F(s)$ est de la sorte :

$$F(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (II.48)$$

II.4.2 Régulation de la tension continue

Les principales causes de la variation de V_{dc} sont les pertes dans le filtre actif, particulièrement au niveau des semi-conducteurs ainsi que dans le filtre de sortie.

La tension V_{dc} aux bornes du condensateur doit être maintenue à une valeur constante. Donc la régulation de cette tension s'effectue en ajoutant à la puissance active perturbatrice \tilde{p} , une consigne de puissance Δp_c , afin de compenser les pertes ($\tilde{p} + \Delta p_c$), voir plus haut, fig. II.7.

Ainsi donne lieu à un courant fondamental actif corrigeant V_{dc} . La puissance Δp_c , représente la puissance active nécessaire pour maintenir la tension V_{dc} égale à la valeur de la tension de référence souhaitée (V_{dc_ref}) [5,66].



Chapitre 2 : Techniques D'identification Des Harmoniques En Vue de la Commande d'un Filtre Actif Parallèle à Deux Niveaux.

Pour cela, on a opté pour un régulateur Proportionnel-Intégrateur PI, mentionné, ci-dessous afin de garder la tension du condensateur V_{dc} à sa valeur de référence $V_{dc_réf}$. La valeur de la tension mesurée V_{dc} est comparée à sa référence ($V_{dc_réf}$). Le signal d'erreur est ensuite appliqué à l'entrée du régulateur PI. En négligeant les pertes par commutation dans l'onduleur, ainsi que les pertes dans l'inductance L_f , la relation entre la puissance active absorbée par le condensateur et la tension aux bornes de celui – ci, s'écrit suivant l'équation (II.49) [6].

$$P_c = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C V_{dc}^2 \right) \quad (\text{II.49})$$

Soit après la transformation de Laplace :

$$P_c(s) = \frac{1}{2} C \cdot s \cdot V_{dc}^2(s) \quad (\text{II.50})$$

La relation suivante donne l'expression générale du régulateur PI :

$$K(s) = \frac{K_p \cdot s + K_i}{s} \quad (\text{II.51})$$

La fig. II.23, présente le schéma de la régulation de V_{dc} .

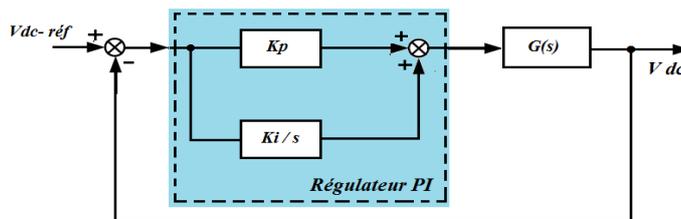


Fig. II.23 Régulation de V_{dc} par un régulateur PI

Le terme $G(s)$ a pour expression :

$$G(s) = \frac{2}{Cs} \quad (\text{II.52})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est alors donnée par l'équation (II.53) :



$$F(s) = \frac{\left(1 + \frac{k_p}{k_i} s\right) \frac{k_i}{C}}{s^2 + \frac{k_p}{C} s + \frac{k_i}{C}} \quad (\text{II.53})$$

L'expression générale d'une fonction de transfert du second ordre est comme suit :

$$F(s) = \frac{\left(1 + \frac{k_p}{k_i} s\right) \omega_c^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_c s + \omega_c^2} \quad (\text{II.54})$$

Après identification de l'équation (II.53) avec l'équation (II.54), on obtient :

$$\begin{cases} k_i = \omega_c^2 \cdot C \\ k_p = 2 \cdot \xi \cdot \sqrt{k_i \cdot C} \end{cases} \quad (\text{II.55})$$

Sachant que la fréquence de coupure est choisie : $\omega_c = 100$ rad/s, ainsi que le coefficient d'amortissement, $\xi_c = 0,6$.

Une valeur de ξ comprise entre 0,5 et 0,707 réalise un bon compromis entre performances dynamique et statique. Le choix des paramètres k_p et k_i , a pour objectif d'obtenir un temps de réponse minimal afin de ne pas perturber la dynamique du filtre actif.

II.5. Simulations et Interprétations

Les simulations ont été réalisées pour confirmer l'étude théorique en régime statique et vérifier les performances dynamiques du FAP à deux niveaux, afin d'évaluer l'efficacité de notre approche, fondée sur la technique d'identification p-q et la stratégie de commande MLI. On a effectué des tests de robustesse du FAP, en variant d'une part la valeur de la charge et d'autre part la consigne de V_{dc} . On a considéré que les tensions de source sont équilibrées en amplitude et en phase, ne contiennent pas d'harmoniques. Même dans le cas d'une éventuelle distorsion des tensions du réseau, un bloc PLL est prévu pour garder les trois tensions équilibrées (voir annexe A).

La charge polluante non linéaire est constituée d'un pont redresseur triphasé à diodes. Le redresseur débite dans une charge (R-L). L'inductance et la résistance de couplage (L_c , R_c), à l'entrée du redresseur modélise l'impédance de ligne et limite les variations de courant.

Les paramètres utilisés en simulations sont les suivants :



Chapitre 2 : Techniques D'identification Des Harmoniques En Vue de la Commande d'un Filtre Actif Parallèle à Deux Niveaux.

❖ Source d'alimentation :

La tension efficace 230/400 V

La fréquence $f = 50$ Hz

La résistance interne $R_s = 0.2\Omega$

L'inductance interne $L_s = 0.001$ mH

❖ Filtre R-L :

$L_f = 1.4$ mH

$R_f = 0.5 \Omega$

$L_c = 0.09$ mH

$R_c = 0.5\Omega$

❖ Charge :

Pont Redresseur triphasé (PD3) à IGBT, alimente initialement une charge R-L ($R=5 \Omega$, $L = 3$ mH), on ajoute en parallèle une deuxième charge ($R=2 \Omega$, $L = 2$ mH) avec la première, puis en branche à chaque instant en parallèle, une charge ohmique ($R_1= 1 \Omega$, $R_2= 0.25 \Omega$ puis $R_3= 1$ m Ω)

❖ Filtre actif parallèle FAP : à base d'un onduleur à IGBT a deux niveaux commandés par la technique MLI, dont $m= 200$; $r = 0.8$; $f_p = 20$ kHz

Capacité de stockage : $C = 4.4$ mF

Tension initiale aux bornes du condensateur : 400 V

Tension de référence $V_{dc_ref} = 850$ V

❖ Paramètres des régulateurs PI :

Fréquence d'échantillonnage des régulateurs PI : $f_e = 200$ kHz

Paramètres du régulateur PI de Vdc: $k_i = 200$, $k_p = 400$,

Paramètres du régulateur PI des courants injectés par le filtre : $k_i = 250$, $k_p = 500$,

Limites de sortie pour les deux régulateurs successivement :

$[U_{haut} : .10^5, U_{bas} : -.10^5]$, $[U_{haut} : .5010^3, U_{bas} : -.5010^3]$.

Puisque tous les courants de phase (i_1, i_2, i_3) sont d'allures identiques, on présente les résultats de simulation pour une seule phase, en l'occurrence la phase 1.

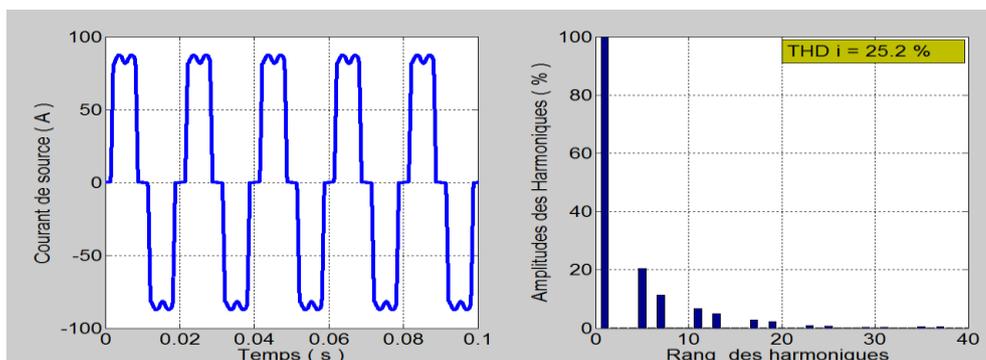


Fig. II.24 Courant de source et son spectre harmonique avant compensation



Chapitre 2 : Techniques D'identification Des Harmoniques En Vue de la Commande d'un Filtre Actif Parallele à Deux Niveaux.

On signale, au début que l'opération du filtrage commence à l'instant $t=0.1s$. La fig. II.24 montre, la forme de courant avant compensation. Il est clair qu'il présente des distorsions et par conséquent des harmoniques autres que celle du fondamentale.

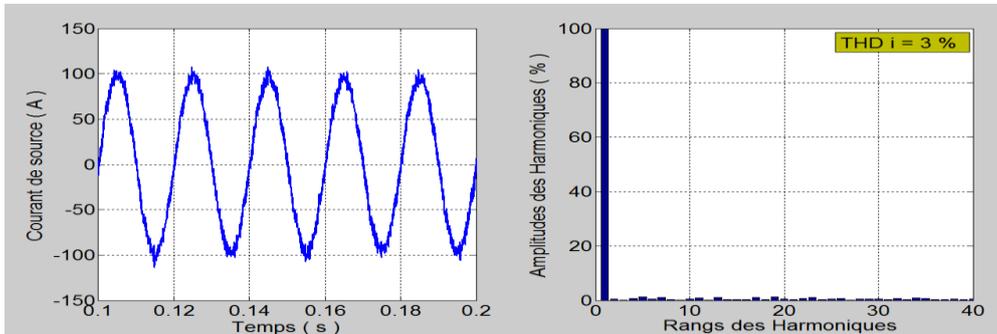


Fig. II.25 Courant de source et son spectre harmonique après compensation

L'analyse spectrale d'une telle onde est illustrée par la même figure, elle montre la présence des harmoniques d'ordre $(6k \pm 1)$, avec un taux distorsion de 25.2 %. Ce qui dépasse de loin les normes internationales.

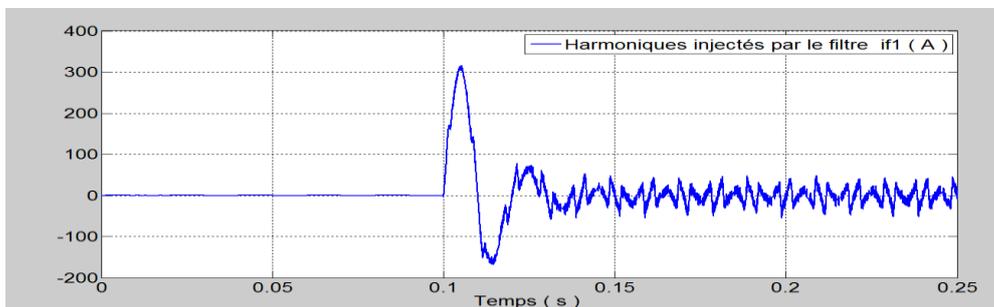


Fig. II.26 Courants harmoniques injectés par le FAP de la première phase

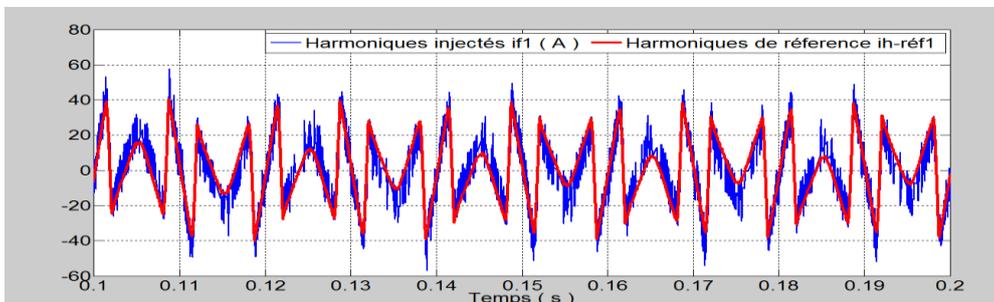


Fig. II.27 Synchronisation entre courants harmoniques identifiés de références et injectés par le FAP

Après compensation au moment de l'insertion du filtre actif en parallèle avec le réseau, à l'instant $t=0.1s$, on constate d'après la fig. II.25, que l'allure du courant est amélioré.



Chapitre 2 : Techniques D'identification Des Harmoniques En Vue de la Commande d'un Filtre Actif Parallele à Deux Niveaux.

Il récupère sa forme sinusoïdal, le taux de distorsion descend à 3%, donc nettement meilleur que celui avant compensation et l'analyse spectrale donne une raie fondamentale, correspondante à la fréquence de 50Hz, donc un réseau relativement propre en termes de qualité d'énergie.

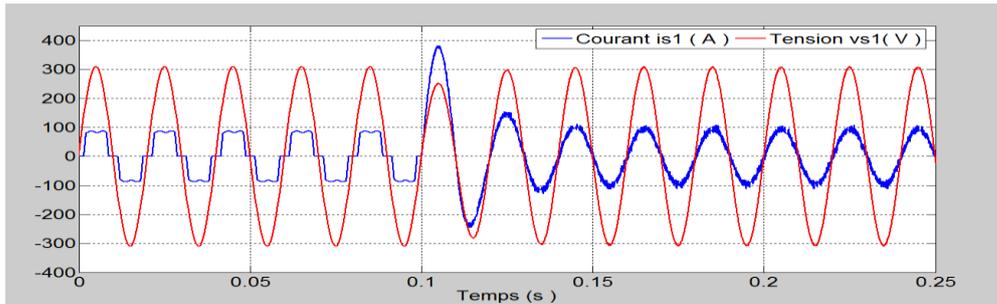


Fig. II.28 Courant et tension de source avant et après compensation

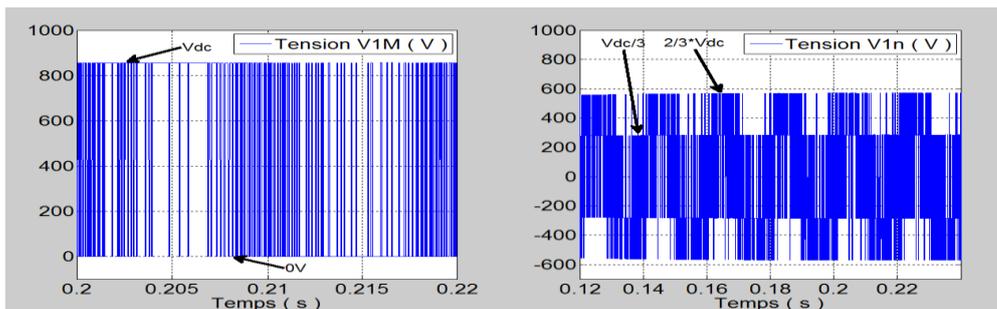


Fig. II.29 Tensions V_{1M} , V_{1n} à la sortie de l'onduleur à deux niveaux pour $V_{dc_réf} = 850 V$

D'après les figures (II.26 , II.27et II.28), on constate que le courant du filtre actif injecté suit correctement sa référence avec une nette synchronisation, ce qui induit une superposition des deux courants harmoniques, contribuant et favorisant ainsi à la récupération de l'onde sinusoïdale du courant de source i_{s1} . Le déphasage est très acceptable, entre le courant de source et la tension correspondante, en présentant un facteur de puissance proche de l'unité.

La tension simple v_{1n} et la tension entre le premier bras et le point M de référence du bus continu (v_{1M}), sont représentées sur la fig. II.29. Comme a été signalé plus haut, le filtre actif délivre deux niveaux de tension à savoir, 0V et 850V, ce qui est à l'origine de l'appellation : Filtre actif à deux niveaux.



Chapitre 2 : Techniques D'identification Des Harmoniques En Vue de la Commande d'un Filtre Actif Parallele à Deux Niveaux.

Pour vérifier la robustesse, les performances ainsi que le comportement du FAP, on a modifié la valeur de la charge aux instants $t=0.2$, $t=0.3$ s, $t=0.4$ puis au moment $t=0.5$ s, pour une tension de référence $V_{dc_réf}$ constante ($V_{dc_réf} = 850$ V).

On observe d'après les figures (II.30 et II.31), l'augmentation du courant de source avec la demande de la charge, ce qui est tout à fait normale, la tension du bus continu V_{dc} suit toujours sa référence malgré les perturbations de la charge, cela grâce à l'efficacité du régulateur PI, qui garde l'erreur entre les deux tensions proche de zéro.

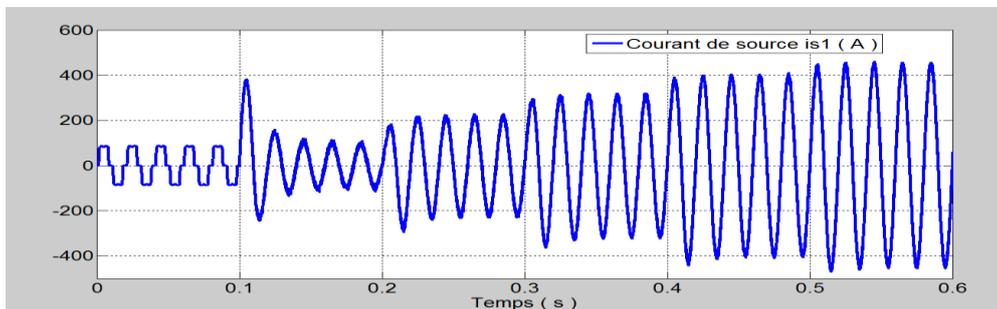


Fig. II.30 Courant de source lors de la variation de la charge de $t=0.1$ s à $t=0.5$ s

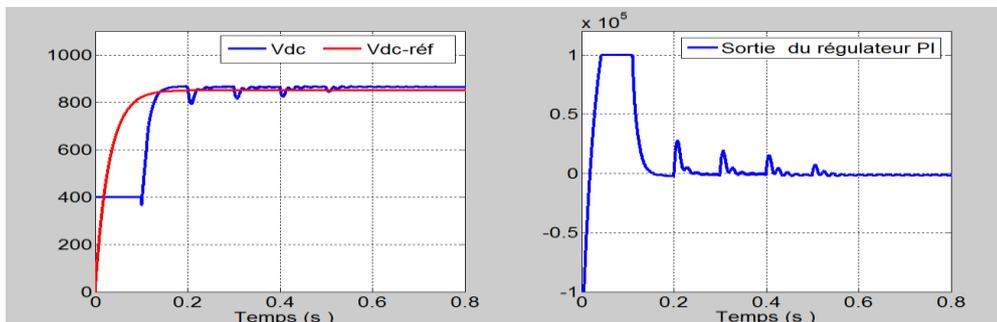


Fig. II.31 Allure de V_{dc} avec sa référence lors du changement de la charge de $t=0.1$ s à $t=0.5$ s

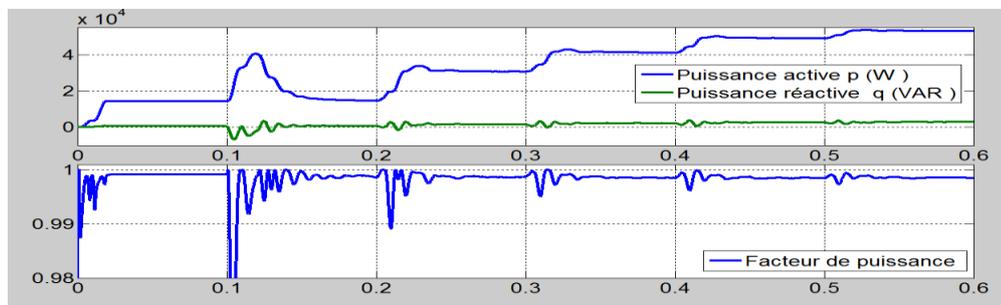


Fig. II.32 Allure des puissances et $\cos\phi$ lors de la variation de la charge de $t=0.1$ s à $t=0.5$ s



Chapitre 2 : Techniques D'identification Des Harmoniques En Vue de la Commande d'un Filtre Actif Parallele à Deux Niveaux.

D'après la fig. II.32, enregistre une puissance réactive non négligeable, cela explique que le courant est la tension de source ne sont pas vraiment en phase et un facteur de puissance non unitaire. Tandis que la puissance active évolue suivant le comportement de la charge, elle est proportionnelle au courant de charge.

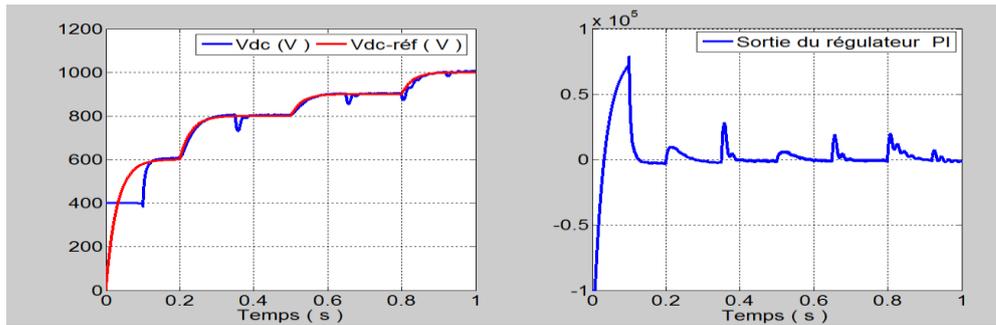


Fig. II.33 Variation de V_{dc} et de la charge

On a procédé de la même manière, mais cette fois ci, en changeant la tension du bus continu pour plusieurs valeurs constantes de $V_{dc_réf}$ [600V à $t=0.1s$, 800 V à $t=0.2s$, 900 V à $t=0.5s$ et 1000 V à $t=0.8s$]. On impose aussi d'autres valeurs de charges dans les instants [$t=0.35s$, $0.65s$ et $0.92s$] où V_{dc} rejoint sa référence, sauf à l'instant $t=0.8s$ où, on a modifié $V_{dc_réf}$ et la charge simultanément.

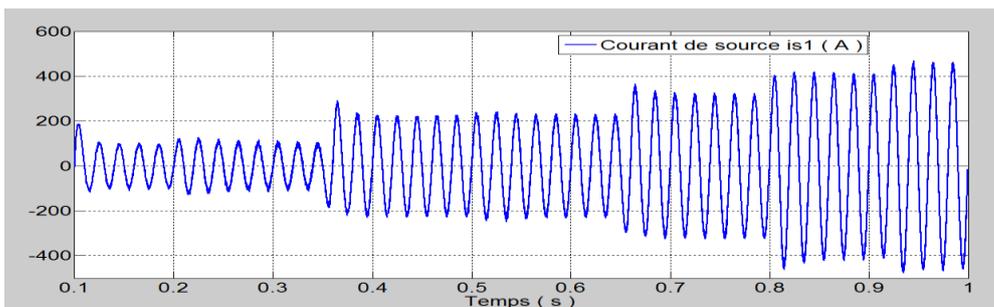


Fig. II.34 Allure de i_{s1} pendant la variation de V_{dc} et de la charge entre $0.2s$ et $0.95s$

On observe la stabilité du bus continu, la tension V_{dc} suit correctement les consignes de la référence en se stabilisant a la valeur imposée par la consigne, c'est le cas de la fig.II.33. Cela montre la fiabilité du régulateur PI, d'assurer la poursuite de la référence malgré les perturbations brusque crée par la charge.

On constate aussi que le changement dans la valeur de la tension continu V_{dc} , n'influe pas sur l'intensité du courant de source, sauf des légers pics aux instants où V_{dc} prend à



chaque fois une nouvelle valeur, comme le montre la fig.II.34, dans la même figure le courant i_{s1} suit la forte demande de la charge aux instants indiqués ci-dessus.

On a relevé aussi, que la variation simultanée de la charge et de la tension du bus continu, à l'instant, $t = 0.8s$, n'a pas d'incidence sur la dynamique du filtre actif.

II.6 Conclusion

Dans ce présent chapitre, on a étudié les performances des techniques d'identification des courants harmoniques dans le domaine fréquentiel et temporel. Parmi les techniques fréquentielles exposées, la transformée de Fourier discrète (TFD), la transformée de Fourier rapide (TFR), la transformée de Fourier discrète récursive (TFDR) et le filtre de Kalman(FK), ce dernier a été privilégié par une simulation sous *Matlab/Simulink*, où il a détecté des courants harmoniques d'un signal de charge pollué. Ce qu'on a retenue ici, un temps de réponse important, due principalement à la nature de cette technique qui repose sur des calculs lourds afin d'identifier ces courants harmoniques.

Ensuite on a étudié les performances des techniques temporelles d'identification des courants harmoniques à savoir, méthodes $p-q$, SRF, Notch Filter et Tri-monophasé, lorsque les tensions de source sont équilibrées. Ce qu'il faut retenir en comparant les quatre techniques entre elles, les bonnes performances de la méthode $p-q$, par rapport aux autres technique temporelles exposées en simulation, à savoir un temps de réponse meilleur, facilité et souplesse côté calcul et implantation .

L'efficacité du filtre actif à deux niveaux, étudié dans la deuxième partie de ce chapitre, comme étant une application des techniques d'identifications, réside dans le bon fonctionnement de la technique utilisé pour la détection des courants harmoniques de références et la stratégie qui génère les impulsions de commande des interrupteurs .

En effet la technique p,q et la stratégie MLI à échantillonnage naturel ont contribué d'une manière très efficace à la synchronisation du courant identifié de référence avec le courant injecté par le FAP vers le réseau, ce qui a permet d'obtenir une nette superposition entre les deux courants harmoniques et par conséquent un courant de source sinusoïdal avec un taux de distorsion THD i minimal et un facteur de puissance au voisinage de l'unité.

Le bon fonctionnement du FAP doit passer par un dimensionnement convenable de l'inductance de sortie du filtre actif et de la capacité du bus continu, car un bon choix de ces dipôles amène à une qualité de filtrage meilleure.



Chapitre 2 : Techniques D'identification Des Harmoniques En Vue de la Commande d'un Filtre Actif Parallèle à Deux Niveaux.

On a présenté aussi le circuit de régulation du courant injecté par le FAP, ainsi qu'une boucle de régulation de la tension continue V_{dc} du filtre actif, afin d'assurer un fonctionnement plus stable et un rendement meilleur.

Les résultats de simulations ont permis de déduire les performances de ce type de filtrage. Les tests de robustesses imposés au filtre actif parallèle, ont prouvé l'efficacité et la fiabilité de ce type de filtre vis-à-vis l'évolution de la charge, et notamment l'augmentation de la source d'alimentation du circuit de stockage.

Suite à ce qui a été avancé dans le premier chapitre, à propos des onduleurs multi-niveaux et leur capacités d'offrir des niveaux de tension élevés avec des réductions très remarquables des taux de distorsions en courant à chaque fois que le niveau de tension augmente. On a jugé qu'il est préférable, de faire suite au contexte des techniques de dépollution harmoniques multi-niveaux, en joignant ce contexte au filtre actif de puissance. C'est dans ce sens-là que le troisième chapitre fera l'objet d'un filtrage actif parallèle à sept niveaux de tension.

Chapitre 3

Filtre Actif Parallèle de Puissance à Sept Niveaux de Tension



III.1 Introduction

Les récents développements dans l'industrie de l'électronique de puissance ont conduit à une considérable croissance de la puissance pouvant être manipulée par les composants à semi-conducteurs. Cependant, la tension maximale supportée par ces composants demeure le principal obstacle dans les applications haute et moyenne tension. Afin de surmonter aux limitations des tensions inverses des interrupteurs à semi-conducteurs, plusieurs nouvelles techniques et topologies ont été élaborées, à savoir les convertisseurs multiniveaux qui reçoivent une grande attention et qui conviennent pour les applications en haute tension et en forte puissance et par leur habilité à synthétiser les formes d'ondes avec de meilleurs spectres harmoniques.

Comme il a été mentionné dans le premier chapitre les convertisseurs multi-niveaux se trouvent sous différentes topologies telle que : Onduleurs à sources séparées, onduleur à capacités flottantes FC et onduleurs à diodes flottantes (NPC, MPC) [84,20].

Ces qualités de l'onduleur multi-niveaux ont conduit à l'idée d'utiliser un filtre actif parallèle, constitué d'un onduleur de tension à sept niveaux à diodes flottantes, pour contribuer à la minimisation des harmoniques survenant dans les réseaux de distribution de l'énergie électrique à haute tension, causés par la connexion à des charges non linéaires.

En fait, le rôle principal du filtrage actif, quelle que soit son niveau de tension et sa topologie, est de contrôler la distorsion harmonique d'une manière active par la compensation des harmoniques présents dans le réseau électrique, à tout moment dans le temps en générant des courants harmoniques égaux en amplitude et opposés en phase avec ceux produits par les charges polluantes.

Pour ce faire, ce présent chapitre est divisé en deux grandes parties, la première est consacrée à la modélisation de l'onduleur de tension à sept niveaux, la génération des signaux multi-niveaux de commande des interrupteurs, la régulation du courant injecté par le FAP et la stabilisation du bus continu en utilisant des régulateurs classiques PI.

On clôtura la première partie par la mise en œuvre du FAP à sept niveaux, sous une source de basse tension(BT) de 230/400V, 50Hz.

Dans l'idée d'améliorer beaucoup plus la qualité du filtrage, on s'intéresse dans la deuxième partie à démontrer la faisabilité ainsi que la flexibilité du FAP à sept niveaux dans un réseau de moyenne tension, lorsqu'il est doté dans le circuit de stockage d'énergie d'une technique intelligente tel que, le régulateur flou.



Puisque le convertisseur multi-niveaux, offre la possibilité d'augmenter la tension d'alimentation dans le circuit du bus continu, on propose un réseau électrique de moyenne tension (MT) de 1.2kV/2.1kV, 50Hz avec $V_{dc_ref} = 3.4kV$, afin de mettre en évidence l'intérêt que peut présenter la topologie multi-niveaux adoptée pour le filtre actif parallèle.

Les résultats de simulations, obtenus sous l'environnement Matlab/Simulink, sont présentés. Une analyse comparative avec ceux du FAP à deux niveaux est exposée.

III.2 Structure générale d'un filtre actif parallèle à sept niveaux

Le filtre actif parallèle (FAP) à sept niveaux représenté sur la fig.III.1, est un onduleur de tension à MLI connecté en parallèle avec la charge polluante et traite la compensation harmonique du réseau électrique. Il est composé de deux parties : la partie puissance et la partie contrôle-commande.

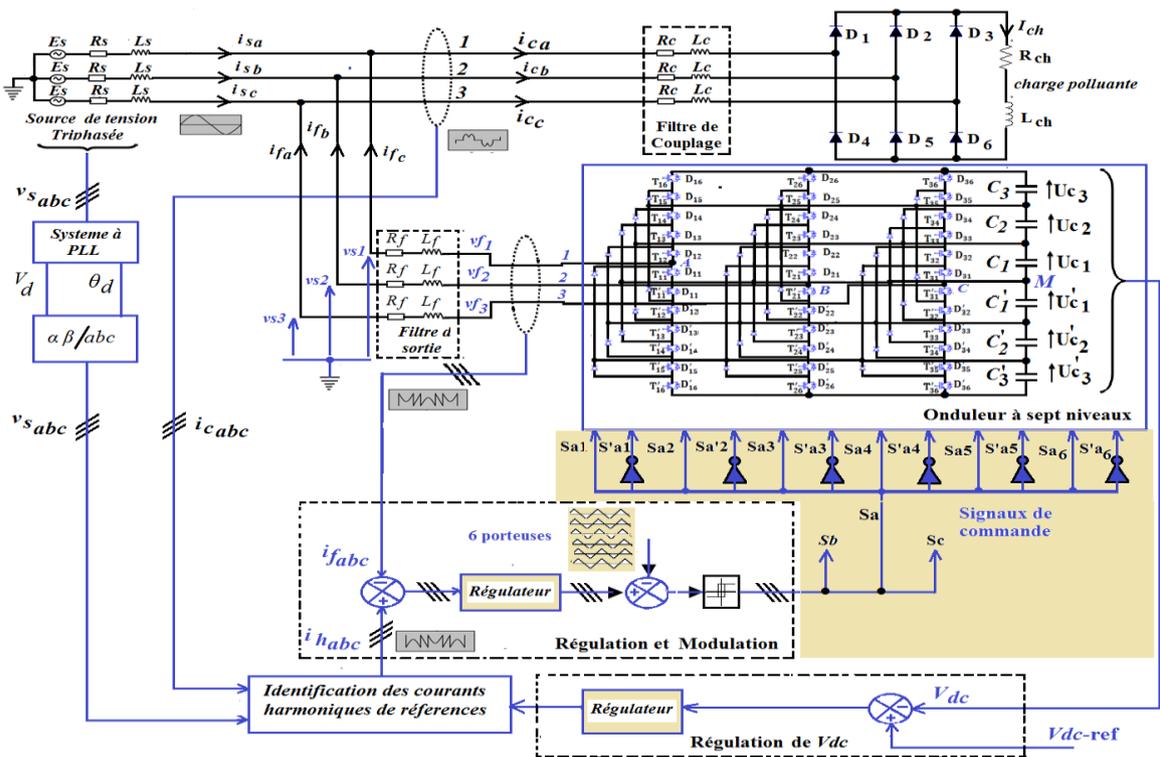


Fig.III.1 Structure générale d'un filtre actif parallèle de tension à sept niveaux.

La partie puissance est constituée : d'un onduleur de tension à sept niveaux à base d'interrupteurs de puissance(IGBT), commandables à la fermeture et à l'ouverture avec des diodes en antiparallèle assurant la réversibilité du courant, d'un circuit de stockage d'énergie capacitif comportant six condensateurs, et d'un filtre de sortie (R_f, L_f). Quant à la partie contrôle-commande elle est constituée : d'un bloc de détection des harmoniques, d'un circuit



de régulation de la tension continue appliquée aux six condensateurs de stockage d'énergie, d'un circuit de régulation et de modulation du courant injecté sur le réseau, assurant la poursuite des courants harmoniques de références.

Le FAP à sept niveaux génère des courants harmoniques de même amplitude que ceux du réseau mais en opposition de phase, de manière avoir un courant de source sinusoïdal. L'opération d'identification des courants harmoniques de référence est assurée par la théorie de la puissance instantanée réactive (la théorie p, q).

III.3 Modélisation de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes

III.3.1 Structure de l'onduleur à sept niveaux

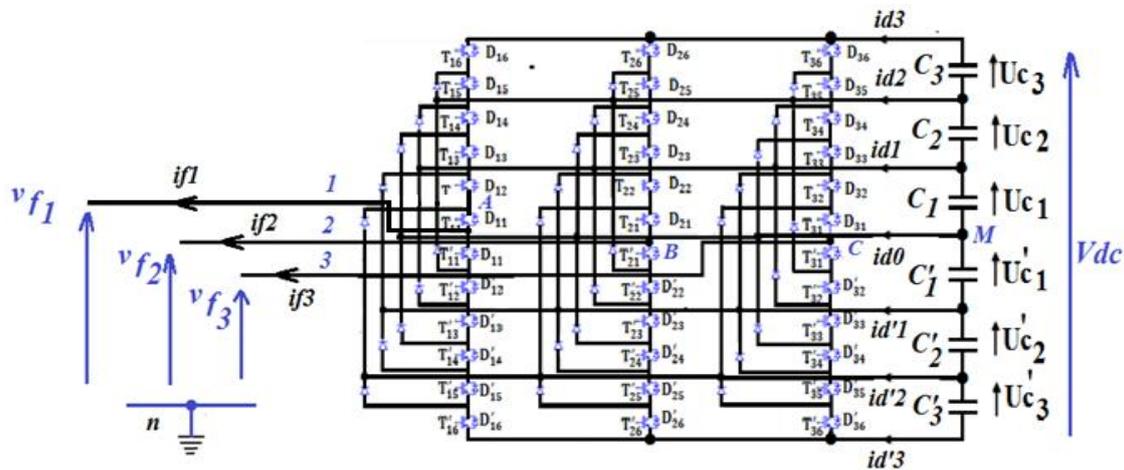


Fig. III.2 Onduleur triphasé à sept niveaux à diodes flottantes

La figure (III.2), représente la structure de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes. Chaque bras d'un tel onduleur comprend douze transistors (IGBT), avec leurs diodes antiparallèles. Chaque transistor est dimensionné de façon à bloquer la tension aux bornes d'une des sources du côté continu. Cette caractéristique permet l'augmentation de la tenue en tension de l'onduleur et d'échelonner la tension continue sur sept niveaux différents.

Les diodes de liaison participent à la connexion de la borne de sortie aux niveaux intermédiaires de la tension continue d'entrée. La mise en série des diodes de liaison est indispensable pour avoir la même tension de blocage pour toutes les diodes [85].

III.3.2 Hypothèses simplificatrices

Afin de simplifier notre étude, pour la mise en équations de l'onduleur à sept niveaux, des hypothèses sont retenues, à savoir :

- chaque paire transistor-diode est représentée par un interrupteur bidirectionnel,



- les interrupteurs sont idéalisés (tension de saturation, courant de fuite et temps de commutation sont supposés nuls),
- les sources de tension continues sont supposées parfaites,
- les transitions entre les configurations ne dépendent que des commandes des transistors.

III.3.3 Commande complémentaire

Pour éviter de laisser en circuit ouvert, côté source de courant (ouverture de tous les interrupteurs) ou de créer un court-circuit côté bus continu (fermeture de tous les interrupteurs), une commande complémentaire doit être adoptée.

Si F_{ki} représente la fonction de connexion de l'interrupteur T_{ki} , définie par $F_{ki} = 1$ lorsque cet interrupteur est fermé et $F_{ki} = 0$ lorsqu'il est ouvert, la commande complémentaire retenue est caractérisée par une relation liant les fonctions de connexion des interrupteurs d'un bras k comme suit :

$$F'_{ki} = 1 - F_{k(7-i)}, \quad i = 1, \dots, 6, \quad k = 1, 2, 3 \quad (\text{III.1})$$

Le tableau(III.1), donne les états possibles d'un bras k tout en tenant compte de la commande complémentaire choisie. L'état 1, signifié que l'interrupteur correspondant est fermé et l'état 0, qu'il est ouvert. Ce tableau montre que cette commande complémentaire permet d'exploiter les sept niveaux de tension de sortie possibles pour un bras de l'onduleur.

Tab. III.1 Etats de l'onduleur à sept niveaux et sa tension de sortie par rapport au point milieu M

F_{k1}	F_{k2}	F_{k3}	F_{k4}	F_{k5}	F_{k6}	F'_{k1}	F'_{k2}	F'_{k3}	F'_{k4}	F'_{k5}	F'_{k6}	v_{kM}
1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	$U_{c1} + U_{c2} + U_{c3} = Vdc/2$
1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	$U_{c1} + U_{c2} = Vdc/3$
1	1	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	$U_{c1} = Vdc/6$
1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	$-U'_{c1} = -Vdc/6$
1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	$-U'_{c1} - U'_{c2} = -Vdc/3$
0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	$-U'_{c1} - U'_{c2} - U'_{c3} = -Vdc/2$



III.3.4 Configurations d'un bras de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes

La topologie de l'onduleur à sept niveaux, fournit à la sortie de chacune de ses phases une tension v_{kM} de sept niveaux différents.

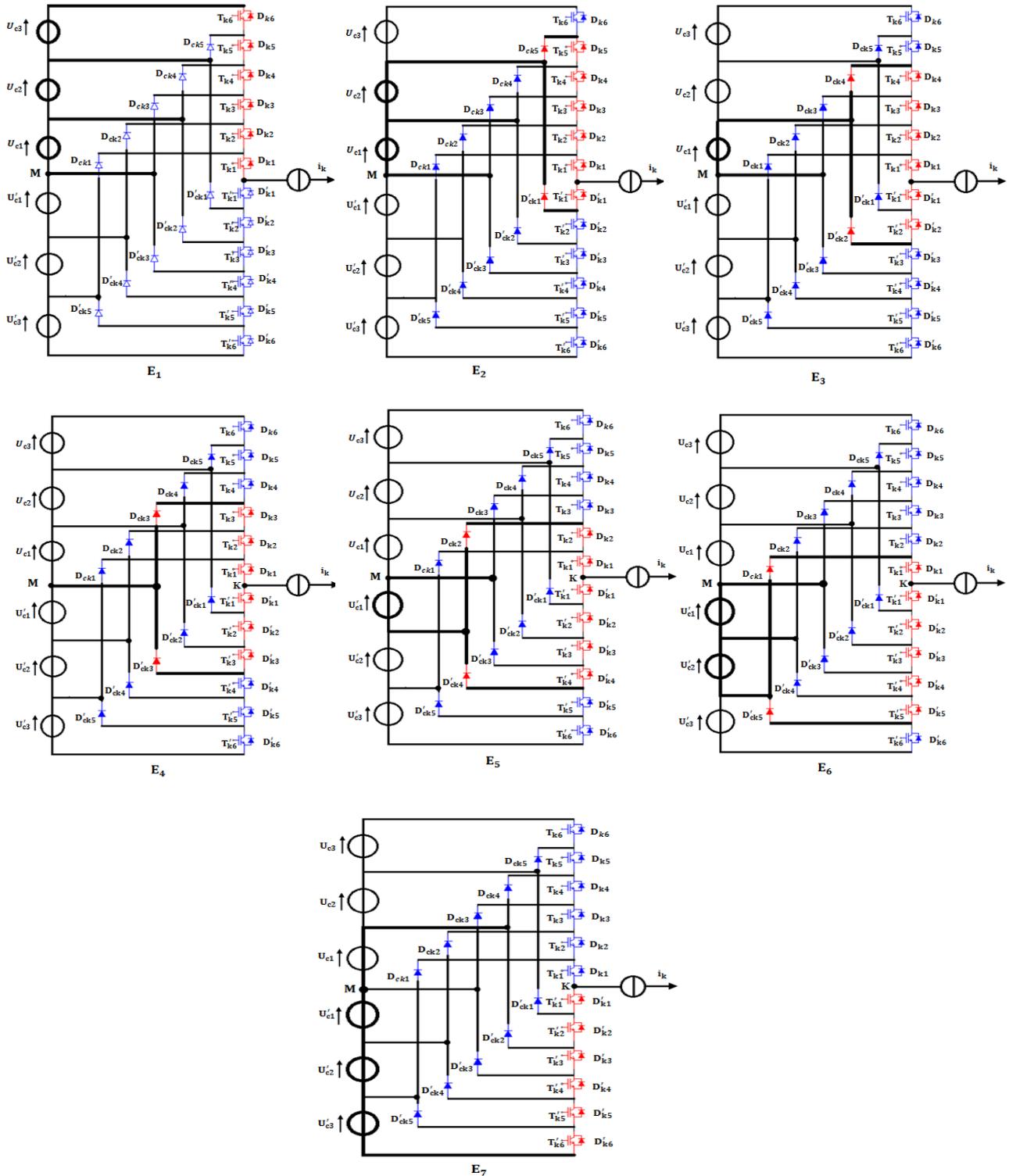


Figure .III.3 Configurations possible d'un bras de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes



Le nombre de niveaux de tension d'un onduleur multi-niveaux, représente les différents potentiels de l'étage continu, possible d'imposer à la tension de sortie.

Cependant, il est à noter que chaque niveau de tension n'est obtenu que par l'intermédiaire d'une unique configuration de cet onduleur. Les configurations possibles en conduction continue sont regroupées dans la fig.III.3.

III.3.5 Mise en équations [85]

Les tensions v_{kM} de l'onduleur triphasé à sept niveaux à diodes flottantes par rapport au point milieu M est donné par l'équation (III.2) :

$$\begin{aligned} V_{kM} = & F_{k1}F_{k2}F_{k3}F_{k4}F_{k5}F_{k6}(U_{C1} + U_{C2} + U_{C3}) + F_{k1}F_{k2}F_{k3}F_{k4}F_{k5}(1 - F_{k6})(U_{C1} + U_{C2}) + \\ & F_{k1}F_{k2}F_{k3}F_{k4}(1 - F_{k5})(1 - F_{k6})U_{C1} - F'_{k1}F'_{k2}F'_{k3}F'_{k4}F'_{k5}F'_{k6}(U'_{C1} + U'_{C2} + U'_{C3}) - \\ & F'_{k1}F'_{k2}F'_{k3}F'_{k4}F'_{k5}(U'_{C1} + U'_{C2})(1 - F'_{k6}) - F'_{k1}F'_{k2}F'_{k3}F'_{k4}(1 - F'_{k5})(1 - F'_{k6})U'_{C1} \end{aligned} \quad (III.2)$$

Afin de simplifier l'équation (III.2), on définit les fonctions de connexion des demi-bras F_k^b et F_k^{b1} associées respectivement au demi-bras du haut et du bas. Pour un bras et à l'aide des fonctions de connexion des interrupteurs, s'expriment comme suit :

$$\begin{aligned} F_k^b &= F_{k1}F_{k2}F_{k3}F_{k4}F_{k5}F_{k6} \\ F_k^{b1} &= F'_{k1}F'_{k2}F'_{k3}F'_{k4}F'_{k5}F'_{k6} \end{aligned} \quad (III.3)$$

On pose :

$$\begin{aligned} F_k^{b1} &= F_{k1}F_{k2}F_{k3}F_{k4}F_{k5}(1 - F_{k6}) \\ F_k^{b2} &= F'_{k1}F'_{k2}F'_{k3}F'_{k4}F'_{k5}(1 - F'_{k6}) \end{aligned} \quad (III.4)$$

$$\begin{aligned} F_k^{b2} &= F_{k1}F_{k2}F_{k3}F_{k4}(1 - F_{k5})(1 - F_{k6}) \\ F_k^{b3} &= F'_{k1}F'_{k2}F'_{k3}F'_{k4}(1 - F'_{k5})(1 - F'_{k6}) \end{aligned}$$

En introduisant (III.3) et (III.4) dans l'équation (III.2) on aboutit :

$$\begin{aligned} V_{kM} = & F_k^b(U_{C1} + U_{C2} + U_{C3}) + F_k^{b1}(U_{C1} + U_{C2}) + F_k^{b2}U_{C1} \\ & - F_k^{b3}(U'_{C1} + U'_{C2} + U'_{C3}) - F_k^{b4}(U'_{C1} + U'_{C2}) - F_k^{b5}U'_{C1} \end{aligned} \quad (III.5)$$

L'équation (III.5) peut être réécrite sous une autre forme :

$$\begin{aligned} V_{kM} = & (F_k^b + F_k^{b1} + F_k^{b2})U_{C1} + (F_k^b + F_k^{b1})U_{C2} + F_k^bU_{C3} \\ & - (F_k^{b3} + F_k^{b4} + F_k^{b5})U'_{C1} - (F_k^{b3} + F_k^{b4})U'_{C2} - F_k^{b5}U'_{C3} \end{aligned} \quad (III.6)$$



On constate d'après l'équation (III.6) que l'onduleur à sept niveaux est une mise en série de six onduleurs à deux niveaux. Les tensions simples à la sortie de l'onduleur à sept niveaux sont exprimées à l'aide des tensions v_{kM} , de chaque bras comme suit :

$$\begin{cases} v_{1n} = \frac{1}{3}(2v_{1M} - v_{2M} - v_{3M}) \\ v_{2n} = \frac{1}{3}(-v_{1M} + 2v_{2M} - v_{3M}) \\ v_{3n} = \frac{1}{3}(-v_{1M} - v_{2M} + 2v_{3M}) \end{cases} \quad (III.7)$$

En remplaçant (III.6) dans (III.7), on obtient les tensions simples à la sortie du FAP, de la sorte :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{1f} \\ V_{2f} \\ V_{3f} \end{bmatrix} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{aligned} &\begin{pmatrix} F_1^b + F_1^{b1} + F_1^{b2} \\ F_2^b + F_2^{b1} + F_2^{b2} \\ F_3^b + F_3^{b1} + F_3^{b2} \end{pmatrix} U_{c1} + \begin{pmatrix} F_1^b + F_1^{b1} \\ F_2^b + F_2^{b1} \\ F_3^b + F_3^{b1} \end{pmatrix} U_{c2} + \begin{pmatrix} F_1^b \\ F_2^b \\ F_3^b \end{pmatrix} U_{c3} \\ &- \begin{pmatrix} F_1^b + F_1^{b1} + F_1^{b2} \\ F_2^b + F_2^{b1} + F_2^{b2} \\ F_3^b + F_3^{b1} + F_3^{b2} \end{pmatrix} U'_{c1} - \begin{pmatrix} F_1^b + F_1^{b1} \\ F_2^b + F_2^{b1} \\ F_3^b + F_3^{b1} \end{pmatrix} U'_{c2} - \begin{pmatrix} F_1^b \\ F_2^b \\ F_3^b \end{pmatrix} U'_{c3} \end{aligned} \right\} \quad (III.8) \end{aligned}$$

Les courants d'entrées de l'onduleur $i_{d0}, i_{d1}, i_{d2}, i_{d3}, i'_{d1}, i'_{d2}, i'_{d3}$, s'expriment en fonction des courants de phase du filtre i_{f1}, i_{f2}, i_{f3} , et les fonctions de connexion des demi-bras, de la manière suivante :

$$\begin{aligned} i_{d1} &= F_1^{b2}i_{f1} + F_2^{b2}i_{f2} + F_3^{b2}i_{f3}, \quad i'_{d1} = F_1^{b2}i_{f1} + F_2^{b2}i_{f2} + F_3^{b2}i_{f3} \\ i_{d2} &= F_1^{b1}i_{f1} + F_2^{b1}i_{f2} + F_3^{b1}i_{f3}, \quad i'_{d2} = F_1^{b1}i_{f1} + F_2^{b1}i_{f2} + F_3^{b1}i_{f3} \\ i_{d3} &= F_1^b i_{f1} + F_2^b i_{f2} + F_3^b i_{f3}, \quad i'_{d3} = F_1^b i_{f1} + F_2^b i_{f2} + F_3^b i_{f3} \\ i_{d0} &= i_{f1} + i_{f2} + i_{f3} - i_{d1} - i_{d2} - i_{d3} - i'_{d1} - i'_{d2} - i'_{d3} \end{aligned} \quad (III.9)$$

III.4 Génération des signaux de commande

Les signaux de contrôle sont obtenus à partir des courants harmoniques de compensation, traités dans le chapitre précédent. De nombreuses stratégies de commande ont été proposées dans la littérature pour les onduleurs à niveaux multiples à savoir, la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI (PWM), mentionnée dans la littérature sous le nom de SPWM (Sinusoïdal Pulse Width Modulation).



La SPWM, est l'une des techniques les plus répandues, consiste à introduire des commutations à fréquence plus élevée que la fréquence fondamentale, transformant ainsi la tension de sortie en une suite de créneaux de largeurs variables, comme le montre la fig. III.7.

En raison de sa mise en œuvre relativement facile, et de la qualité des signaux obtenus, elle sera développée dans ce qui suit, en vue de la commande de l'onduleur à sept niveaux.

On a signalé, ci-dessus à travers l'équation (III.6), que l'onduleur à sept niveaux est équivalent à la mise en série de six onduleurs à deux niveaux, de ce fait, les stratégies de commande développées à deux niveaux, pouvant être étendues facilement à l'onduleur à sept niveaux.

III.4.1 La stratégie SPWM appliquée aux onduleurs multi-niveaux

III.4.1.1 Composants de la structure multi-niveaux à diodes flottantes

Le nombre des différents composants nécessaires qui constituent chaque bras de l'onduleur multi-niveaux, sont régis par les relations suivantes :

- Nombre de sources de tensions secondaire du bus continu : $S = n - 1$,
- Nombre d'interrupteurs à semi-conducteurs : $K = 2(n - 1)$,
- Nombre de diodes de bouclage : $D = 2(n - 2)$.

Ainsi, pour un onduleur à sept niveaux, donc $n = 7$, cela veut dire, qu'on a besoin de 6 sources de tension secondaire continues avec six condensateurs C, 12 interrupteurs de puissance et 10 diodes de bouclage. La tension aux bornes de chaque condensateur est égale à $V_{dc} / 6$, avec V_{dc} est la tension totale du bus continu (voir fig. III.2).

III.4.1.2 Commande SPWM Multi-niveaux [86].

Généralement, si on veut commander un onduleur à n niveaux de tension, donc $(n - 1)$ porteuses triangulaires sont nécessaires à la génération des signaux de commande.

Les porteuses devront avoir la même période d'échantillonnage et la même amplitude.

Ils peuvent être horizontalement ou verticalement décalés. S'ils le sont horizontalement, le déphasage entre deux porteuses consécutifs est donné par $2\pi / (n - 1)$.

S'ils le sont verticalement, ils peuvent être en phase ou non et occupent une bande continue avec le même décalage vertical, comme le montre la fig.III.4. Ils sont ensuite comparés au signal de référence d'amplitude A_r et de fréquence f_r , le cas de la fig.III.5 et fig.III.6.

Chaque comparaison donne 1, si une porteuse est inférieure ou égale à la référence, et 0 dans le cas contraire, comme illustré sur les deux figures (III.7 et III.8).



À la sortie du modulateur, la somme des résultats issus des comparaisons est ensuite décodée, et donne la valeur correspondant à chaque niveau de tension (voir fig.III.8).

Cette technique est caractérisée aussi par deux paramètres essentiels à savoir :

- L'indice de modulation m , qui est égale au rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f_r de la référence

$$m = f_p / f_r \quad (\text{III.10})$$

- Le taux de modulation, r est le rapport de l'amplitude V_m de la tension de référence à la somme des amplitudes des porteuses verticales.

$$r = V_m / (n-1) V_{pm} \quad (\text{III.11})$$

Les méthodes de modulation PWM sont classées selon la disposition et l'agencement des porteuses triangulaires (voir fig. III.4), les plus utilisées sont [87] :

- Phase Disposition (PD) : Toutes les porteuses sont identiques en amplitude, en fréquence et en phase. C'est la méthode MLI la plus utilisée vu la simplicité de son implémentation.
- Phase Opposition Disposition (POD) : Les porteuses de la partie négative sont en opposition de phase avec celles de la partie positive. Toutes les porteuses ont les mêmes fréquences et amplitudes. Cette méthode est plus performante que la méthode PD du point de vue harmonique pour les faibles valeurs de l'indice de modulation.
- Alternative Phase Opposition Disposition (APOD) : Chaque porteuse est déphasée de 180° par rapport à ses adjacentes. Les fréquences et les amplitudes des porteuses sont égales.
- Phase Shifted (PS) : Chaque porteuse est déphasée de 90° par rapport à ses adjacentes. Comme pour les précédents types, les fréquences et les amplitudes des porteuses sont identiques.

Dans notre cas, on a opté pour la disposition POD pour la modulation de l'onduleur à sept niveaux, qui nécessite $(n-1)$ porteuses triangulaires, c'est-à-dire 6 porteuses décalées verticalement d'une unité et occupent une bande continue, comme le montre la fig.III.6.

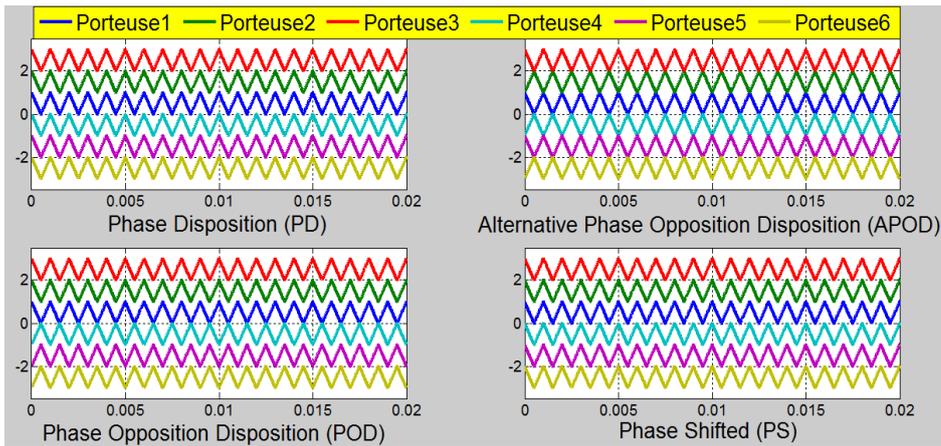


Fig. III.4 Différentes Dispositions de la Modulation SPWM à sept niveaux (Exemple : $m = 20$)

Les tensions de référence, sont généralement de formes sinusoïdales, données par l'équation (III.12) :

$$V_{r\acute{e}f} = V_m \sin(2\pi f_r t - (k - 1) \frac{2\pi}{3}) , k = 1,2,3 \quad (III.12)$$

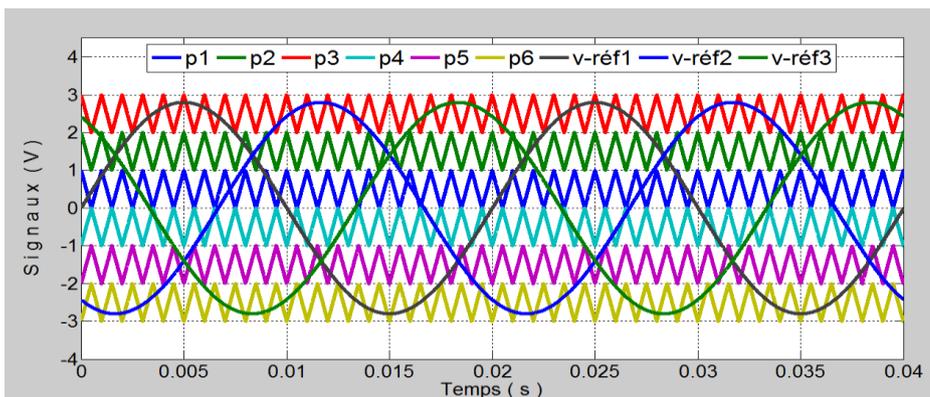


Fig. III.5 Stratégie SPWM disposition (POD) à 6 porteuses (Exemple : $m = 20, r = 0.8$)

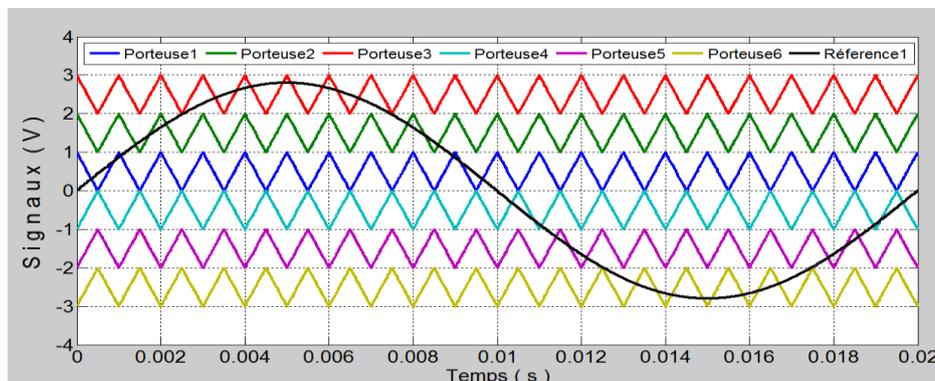


Fig.III.6 Référence comparé avec six porteuses disposition POD (Exemple : $m = 20, r = 0.8$)

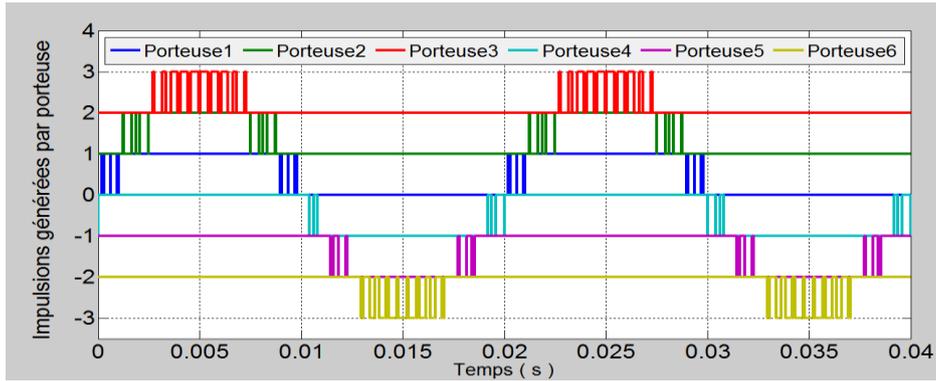


Fig.III.7 Impulsions de commande générée par la référence avec chaque porteuse (Exemple: $m = 20$, $r = 0.8$)

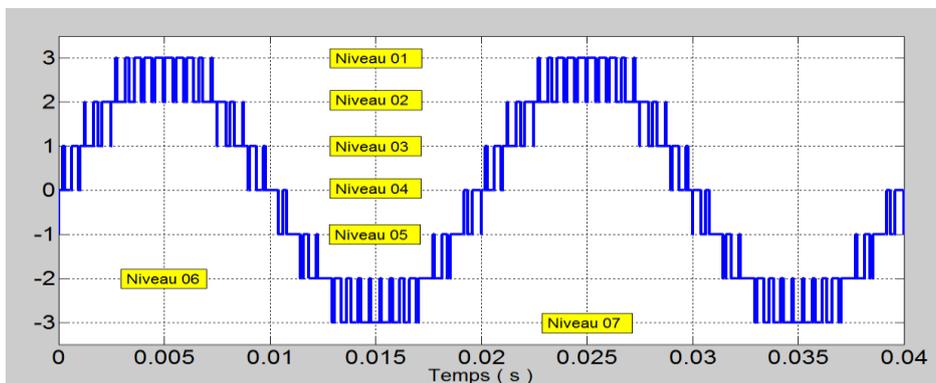


Fig.III.8. Signal de commande à sept niveaux selon l'image de la tension désiré (Exemple: $m = 20$, $r = 0.8$)

Sur la fig.III.6, le signal de référence est modulé sur 7 niveaux. Il est alors comparé avec 6 porteuses triangulaires, donnant 6 signaux carré de la fig.III.7, dont la somme donne le signal final modulé de la fig.III.8, qui reflète l'image de la tension de sortie souhaité.

III.5 Algorithme de commande et régulation des courants du FAP à sept niveaux

L'algorithme de commande consiste à exploiter les instants d'intersection d'un courant harmonique identifié de référence, qui est l'image de l'harmonique de sortie injecté par le FAP vers le réseau, avec les six porteuses triangulaires bipolaires [88]. L'algorithme qui génère, les impulsions de commande des interrupteurs de l'onduleur à sept niveaux, est illustré sur la fig.III.9. Celui-ci se met en fonctionnement, dès que les courants harmoniques réel de ligne identifiés et celle injectés par l'onduleur sont comparés et régulés par l'intermédiaire d'un régulateur classique PI.

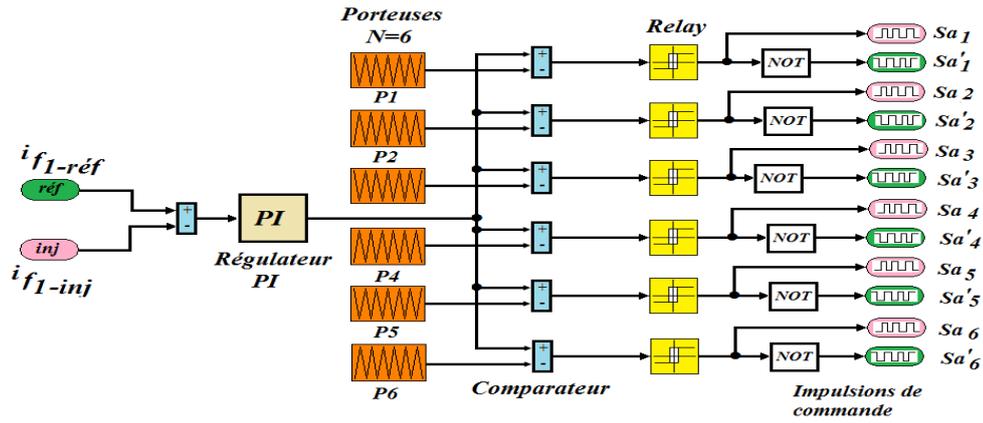


Fig. III.9 Régulation et génération des signaux de commande par la stratégie SPWM à sept niveaux pour un seul bras de l'onduleur

Les six porteuses V_{p1} , V_{p2} , V_{p3} , V_{p4} , V_{p5} , V_{p6} , utilisées dans notre cas sont définies par le système (III.13), suivant la disposition POD (Phase Opposition Disposition) :

$$V_{p1} = \begin{cases} A_p \left(\frac{2t}{T_p} \right) & \text{Si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ -2A_p \left(\frac{t}{T_p} - 1 \right) & \text{Si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{p2} = V_{p1} + 1 \\ V_{p3} = V_{p1} + 2 \end{cases}$$

$$V_{p4} = \begin{cases} -A_p \left(\frac{2t}{T_p} \right) & \text{Si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ 2A_p \left(\frac{t}{T_p} - 1 \right) & \text{Si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{p5} = V_{p4} - 1 \\ V_{p6} = V_{p4} - 2 \end{cases}$$

(III.13)

III.6 Tensions et spectre harmoniques de l'onduleur à sept niveaux

Les tensions v_{1n} et v_{1M} pour un seul bras, obtenus lors d'une application en boucle ouvert de l'onduleur à sept niveaux, sont illustrées sur la fig.III.10, où figurent les sept niveaux de tension délivrée par l'onduleur, lorsqu'il est commandé par la SPWM, pour $m=40$ et $r=0.8$. L'application est effectuée pour $V_{dc} = 3.4kV$ avec six condensateurs identiques, tel que $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = 20mF$. Pour montrer l'utilité de l'onduleur à sept niveaux adopté pour notre filtre actif, par rapport à l'onduleur conventionnel à deux niveaux, on a mis



les deux onduleurs dans les mêmes conditions de fonctionnement ($m=40$, $r=0.8$), fréquence de la porteuse 2kHz, fréquence de la référence 50 Hz et coefficient de réglage, $r = 0.8$.

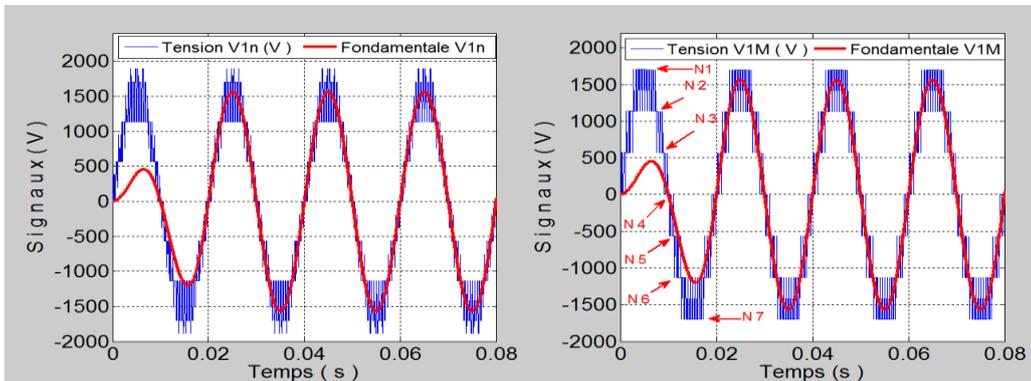


Fig.III.10. Tensions v_{1n} et v_{1M} à la sortie de l'onduleur à sept niveaux (Exemple : $V_{dc}=3.4kV$, $m =40$ et $r=0.8$)

Les deux figures (III.11 et III.12), présentent respectivement les tensions simples v_{1n} de l'onduleur à deux et à sept niveaux accompagnées de leurs spectres harmoniques.

On constate que les harmoniques des deux onduleurs se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($m \cdot f_r$), le contenu harmonique de la structure multi-niveaux est bien inférieur à celui à deux niveaux.

La stratégie SPWM d'un onduleur à deux niveaux, est plus simple à mettre en œuvre. En revanche, la tension de sortie est très riche en harmoniques d'ordres inférieurs. Cependant les harmoniques de l'onduleur à sept niveaux, les plus gênantes sont poussées vers les hautes fréquences avec une nette diminution dans leurs valeurs efficaces. Ainsi, l'utilisation de l'onduleur à multi-niveaux de tension, autant que filtre actif parallèle, semble une solution assez intéressante pour améliorer la dépollution du réseau électrique.

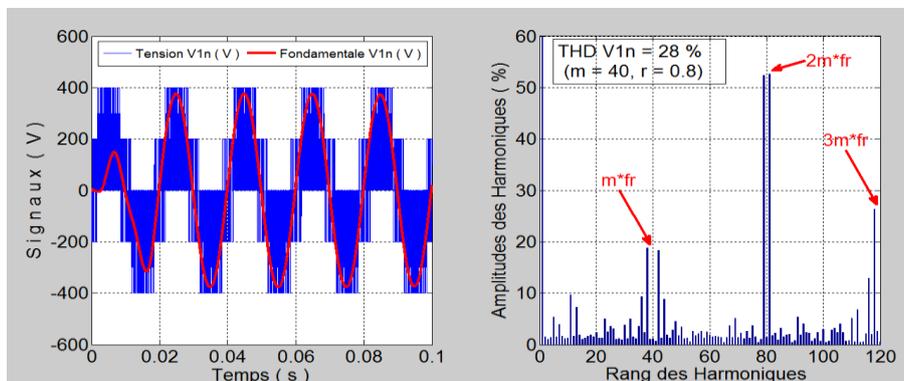


Fig.III.11. Tension simple v_{1n} de l'onduleur à deux niveaux et le spectre harmonique correspondent (Exemple : $V_{dc}=600V$, $m =40$ et $r=0.8$)



Ce dernier a été déjà mis en œuvre par des chercheurs, qui travaillent dans le domaine de la qualité d'énergie électrique, où il a prouvé des performances statiques et dynamiques importantes, que ce soit par le biais d'un onduleur à trois niveaux [59,89,90] ou à cinq niveaux de tension [91].

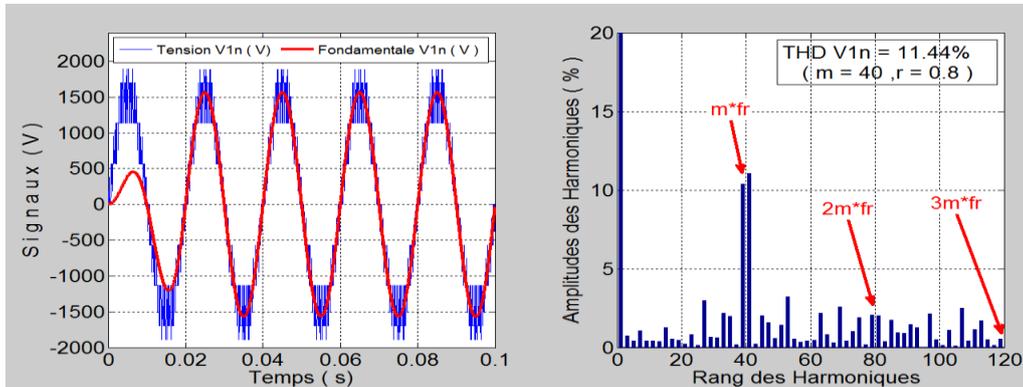


Fig.III.12. Tension simple v_{1n} de l'onduleur à sept niveaux et le spectre harmonique correspondent (Exemple : $m=40$, $r=0.8$)

III.7 Régulation de la tension continue

La tension dans le circuit de stockage doit être maintenue à une valeur constante. Pour cela, on choisit un régulateur Proportionnel-Intégrateur PI, mentionné ci-dessous afin de garder la tension totale aux bornes des six condensateurs V_{dc} à sa valeur de référence $V_{dc-réf}$.

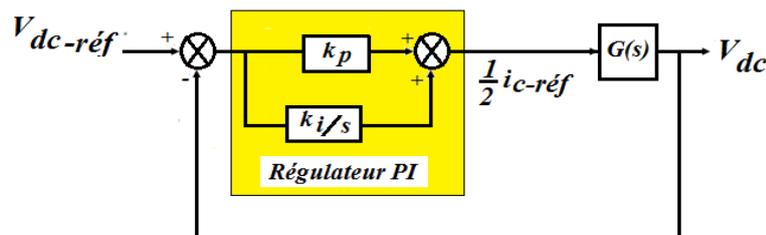


Fig. III.13 Schéma de la régulation de V_{dc} par un régulateur PI

La valeur de la tension mesurée V_{dc} est comparée à sa référence, le signal d'erreur est ensuite appliqué à l'entrée du régulateur PI. Ce dernier, se manifeste de manière que la tension V_{dc} suit de près sa référence et le signal d'erreur soit toujours nul. La figure (III.13), présente le schéma de la régulation de V_{dc} .

Le bloc $G(s)$, représente l'onduleur à sept niveaux ($n=7$), a pour expression :



$$G(s) = \frac{2}{C_{dc-eq}s} \quad \text{avec} \quad C_{dc-eq} = (n-1)C_1 \quad (\text{III.14})$$

A savoir que :

$$V_{dc} = \sum_{i=1}^6 V_{dc_i} = (n-1)V_{dc1} \quad (\text{III.15})$$

On considère que les six condensateurs sont similaires, $C_1=C_2=C_3=C_4=C_5=C_6=4.4mF$, par conséquent les tensions du bus continu sont égales aussi.

$$V_{dc1} = V_{dc2} = V_{dc3} = V_{dc4} = V_{dc5} = V_{dc6} \quad \text{où} \quad V_{dc1} = V_{dc} / (n-1).$$

III.8 Simulations et interprétations

Lors du fonctionnement en onduleur MLI de tension, le réseau alternatif impose la valeur de la tension à l'entrée du convertisseur et la tension sur le bus continu est liée à la tension alternative et au coefficient de réglage r de la MLI [92] par la relation de l'équation (III.16) :

$$V_{1n} = r \frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}} \Rightarrow V_{dc} = \frac{2\sqrt{2}}{r} V_{1n} \quad (\text{III.16})$$

Avec :

V_{1n} : la valeur efficace du fondamental des tensions simples alternative à l'entrée de l'onduleur de tension triphasé.

V_{dc} : Tension sur le bus continu de l'onduleur.

r : Coefficient de réglage de la MLI est généralement compris entre 0 et 1.

Dans tous les cas, et suivant la relation (III.16), en diminuant r on ne peut que rendre

$$V_{dc} > 2\sqrt{2} V_{1n} \quad (\text{III.17})$$

Si on considère le coefficient de réglage égal à l'unité ($r=1$), et à partir de l'équation (III.16), on détermine la valeur de la tension V_{dc} du bus continu suivant les caractéristiques du réseau.

- Pour un réseau de basse tension(BT) : 230/ 400V, 50Hz, la tension du bus continu ne sera que $V_{dc} = 650V$
- Pour un réseau de moyenne tension (MT) : 1.2kV / 2.1kV, 50Hz, la tension du bus continu ne sera que $V_{dc} = 3.4kV$.



Les caractéristiques du premier réseau sont utilisées dans la première partie de ce chapitre, tandis que, le second est utilisé dans la deuxième partie du même chapitre.

III.8.1 FAP à sept niveaux sous la basse tension(BT)

Les paramètres utilisés en simulation sont les mêmes que celles mentionnés dans le deuxième chapitre pour un FAP à deux niveaux, sauf que cette fois ci, l'onduleur utilisé est à sept niveaux de tension et les paramètres des régulateurs PI, utilisés coté bus continu et coté modulation sont :

- ❖ Fréquence d'échantillonnage des régulateurs PI : $f_e = 200$ kHz ;
- ❖ Paramètres des deux régulateurs PI : $k_i = 200$, $k_p = 400$;
- ❖ Limites de sortie pour les deux régulateurs successivement :
[$U_{\text{haut}} : 10.10^3$, $U_{\text{bas}} : -10.10^3$], [$U_{\text{haut}} : 60$, $U_{\text{bas}} : -60$].

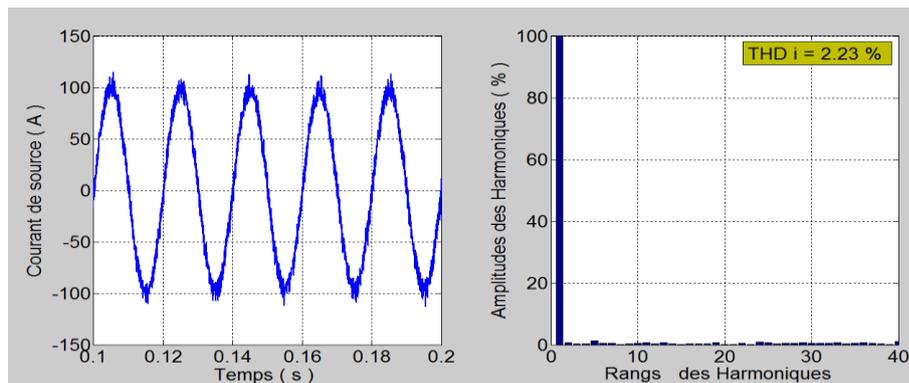


Fig. III.14 Courant de source et son spectre harmonique après compensation

La détection des courants harmoniques est effectuée par le biais de la technique des puissances instantanées p-q. L'efficacité et les performances dynamiques du FAP à sept niveaux sont évaluées à travers des tests de robustesse, en variant le courant de charge et la tension du bus continu d'une manière séparé ou simultanée.

Le courant de source avant la connexion du FAP à sept niveaux est toujours similaire à celui de la Fig. II.24, du deuxième chapitre où le spectre harmonique est riche en harmonique d'ordres $6k \pm 1$, en gardant un taux distorsion en courant de 25.2 %.

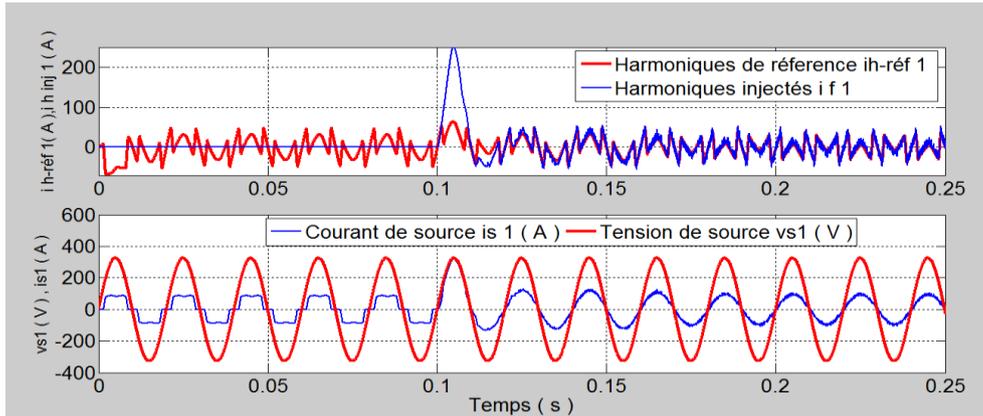


Fig. III.15 harmoniques identifiées de références et injectés par le FAP, tension et courant de source avant et après compensation

Le FAP est connecté au réseau à l'instant $t=0.1s$, à ce moment-là, le courant de source reprend sa forme sinusoïdale, c'est le cas de la fig.III.14. Les harmoniques sont presque atténuées et le spectre harmonique présente un THD i de 2.23%, donc nettement meilleur que celui du FAP à deux niveaux. On tient à signaler ici, que la charge polluante utilisé pour le FAP à sept niveaux est la même que celle à deux niveaux.

La synchronisation (à $t=0.1s$) entre les courants harmoniques identifiées de références et celles injectés par le FAP à sept niveaux vers le réseau, a permet d'avoir un courant de source sinusoïdale presque en phase avec la tension du réseau, offrant ainsi un facteur de puissance proche de l'unité (fig.III.15).

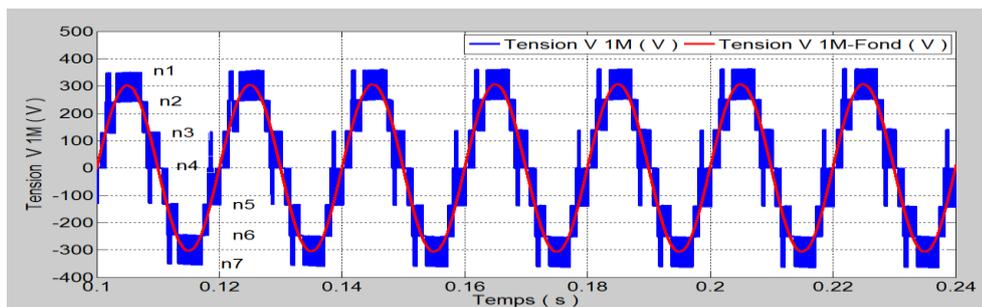


Fig. III.16 Tension V_{1M} à la sortie de l'onduleur à sept niveaux entre le premier bras de l'onduleur et le point commun M pour $V_{dc_ref}=600V$

La fig. III.16, montre la tension V_{1M} , entre le point milieu du bus continu (M) et le premier bras de l'onduleur. Où on constate les sept niveaux de tension délivrés à la sortie de l'onduleur pendant l'opération du filtrage. Tandis que la figure (III.17), illustre la tension, entre le premier bras de l'onduleur et le point neutre, avant le filtre de sortie R-L, pour



$V_{dc} = 600V$. Ce pendant la figure (III.18), illustre la tension simple entre la première phase et le point neutre, juste après le filtre de sortie R-L (au point de connexion du FAP avec le réseau, toujours pour $V_{dc} = 600V$).

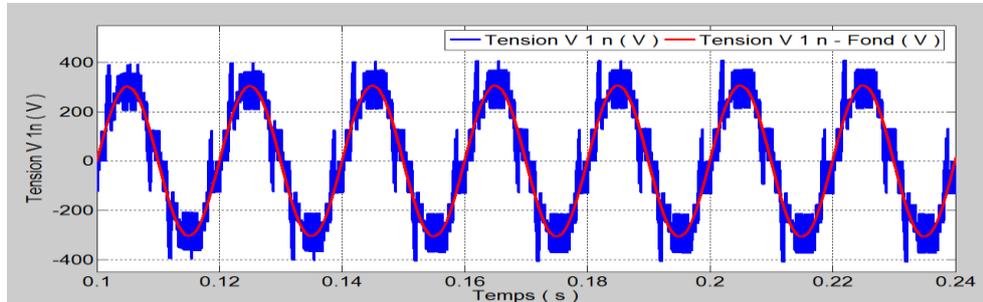


Fig. III.17 Tension V_{1n} à la sortie de l'onduleur à sept niveaux entre le premier bras de l'onduleur et le point neutre n pour $V_{dc_réf}=600V$ (avant le filtre de sortie R-L)

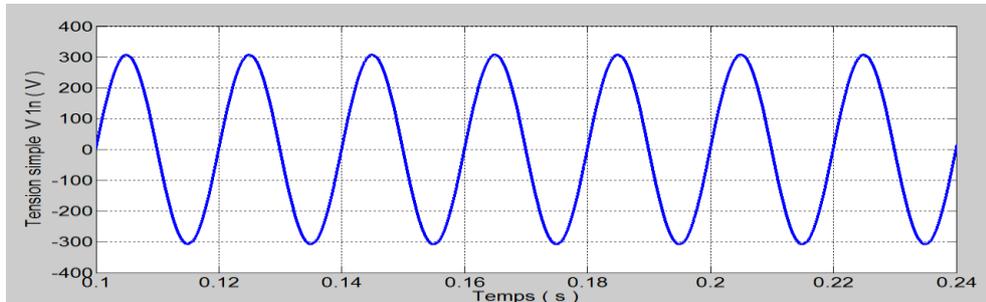


Fig. III.18 Tension simple V_{1n} à la sortie du FAP à sept niveaux entre la première phase et le point neutre n pour $V_{dc_réf}=600V$ (après le filtre de sortie R-L)

a) Tension du bus continu constante, courant de charge variable

Ce type de perturbation est visualisé sur la figure (III.17). On maintient la tension du bus continu constante, de valeur $V_{dc_réf} = 850V$, en fait varier la charge dans les instants suivants : $[t_1= 0.2s, t_2 = 0.3s, t_3 = 0.4s$ et $t_4 = 0.5s]$. On remarque l'allure du courant, qui évoluée avec la demande de la charge, cependant la tension V_{dc} chargé initialement par une tension de $500V$, suit correctement sa référence malgré les variations du courant de charge.

Le régulateur PI, fait de sorte que la tension V_{dc} reste fixe conjointement avec sa référence, cela est remarquer malgré les baisses de tensions aux instants indiqués ci-dessus.

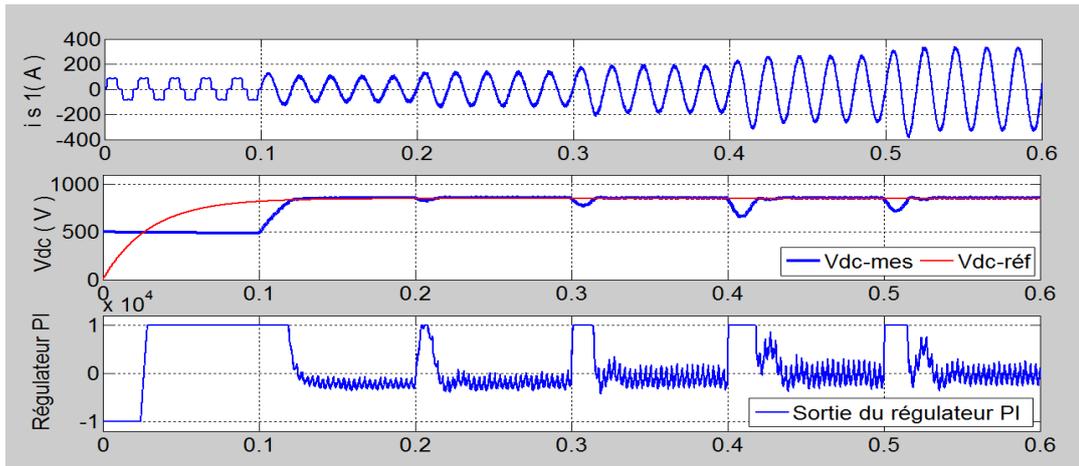


Fig. III.17 Allure de V_{dc} et i_{s1} pendant la variation de la charge de $t=0.1s$ à $t=0.5s$

b) Tension du bus continu variable, courant de charge variable

Ce type de perturbation est visualisé sur la fig.III.18. On varie simultanément la tension V_{dc} et la charge aux instant, [$t_1=0.2s$, $t_2 = 0.3s$, $t_3=0.4s$]. Lorsque le courant de charge varie, aux mêmes instants la tension de référence du bus continu augmente, en prenant les valeurs suivantes : [850V à $t_1=0.2s$, 1000V à $t_2=0.3s$, et 1200V à $t_3=0.4s$].

Tandis que à $t= 0.5s$, la variation de la charge est effectuée pour une tension V_{dc} déjà maintenue constante à $V_{dc_réf}=1200V$.

Ce qu'il faut retenir ici, l'efficacité du régulateur PI à maintenir la stabilité de la tension de V_{dc} , de manière qu'elle suit sa référence, malgré les changements remarquables au niveau de la charge d'une façon simultanée ou séparée avec V_{dc} .

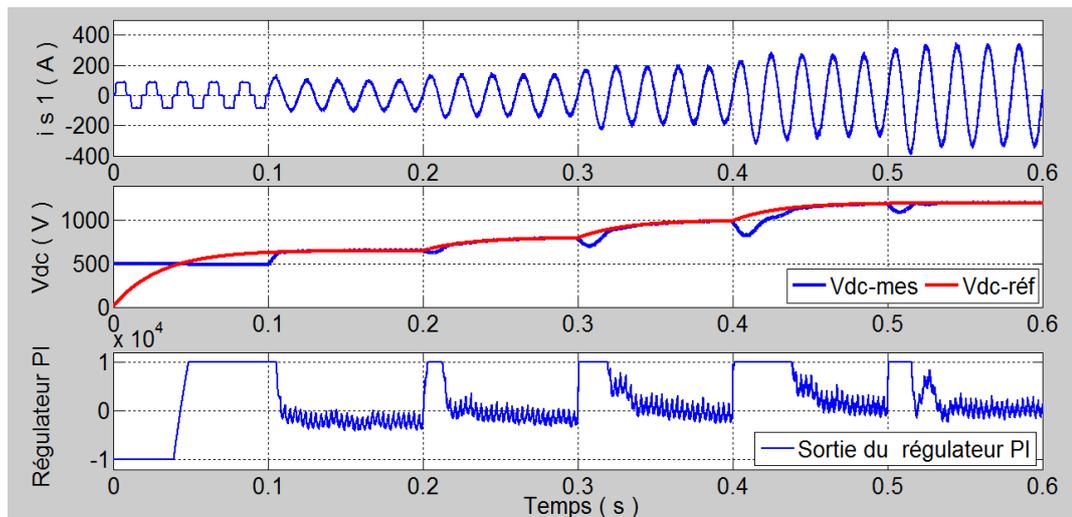


Fig. III.18 Allure de V_{dc} et i_{s1} pendant la variation simultanée de la charge et V_{dc} entre $t=0.1s$ et $t=0.6s$

La fig.III.19, montre le comportement des courants harmoniques de la première phase, lors des variations précédente où, on constate la synchronisation qui existe entre les courants harmonique de références et celles injectés par le FAP à sept niveaux.

Leurs amplitudes suivent beaucoup plus l'évolution du courant de charge et ne sont pas affectées par l'augmentation de la tension du bus continu V_{dc} .

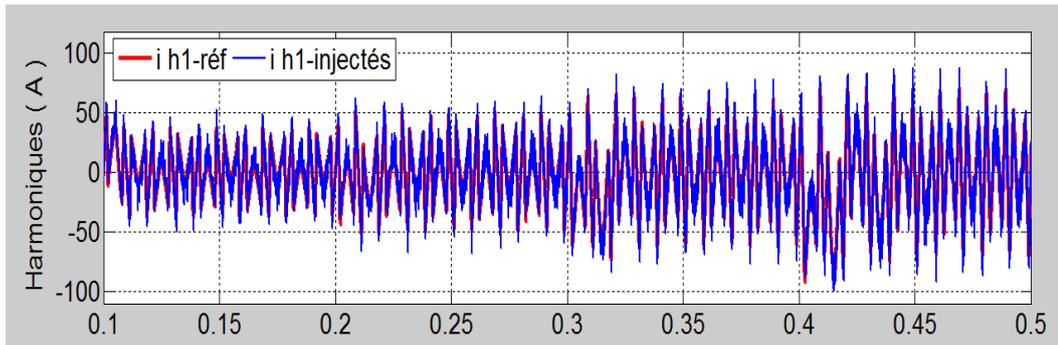


Fig. III.19 Courants harmoniques pendant la variation simultanée de la charge et V_{dc} entre $t=0.1s$ et $t=0.5s$

Le FAP à sept niveaux connecté à un réseau de base tension 230/400V, 50Hz présente des performances dynamique et statique importantes vis-à-vis des perturbations créés au niveau de la charge polluante ou au niveau du circuit de stockage d'énergie .

Reste à dire, sous un tel réseau de base tension, un FAP à deux niveaux suffira pour accomplir correctement l'opération de filtrage et offrir des meilleurs performances dynamiques et statiques. On justifier l'emploi du FAP à structure multi-niveaux sous une basse tension, dans l'intérêt de découvrir la faisabilité et les performances de cette structure et de pouvoir comparer celle-ci, avec la structure à deux niveaux.

Le FAP à sept niveaux à permet à travers sa structure de faire diminuer le taux de distorsion harmonique en courant, de 3% (à deux niveaux) jusqu'à 2.23% (à sept niveaux). Les deux taux de distorsions restent très acceptables et au-dessous des normes imposées par les instances internationales.

Vu les performances et les qualités des signaux obtenus par les deux structures d'onduleurs et le coût de chaque onduleur, il devient très raisonnable de concevoir le FAP à deux niveaux pour les réseaux électriques à basse tension et le FAP à sept niveaux pour les moyennes et hautes tensions. De ce fait, la montée en tension et en puissance fera éventuellement la continuité de ce travail dans la deuxième partie de ce présent chapitre où, on utilise un FAP à sept niveaux sous un réseau de moyenne tension de $1.2kV / 2.1kV$, $50Hz$ et $V_{dc_réf} = 3.4kV$.

III.8.2 FAP à sept niveaux sous la moyenne tension(MT)

Puisque la structure multi-niveaux offre la possibilité d'augmenter en tension et en puissance, cette fois ci, le FAP à sept niveaux est soumis à une moyenne tension de 2.1kV, 50Hz, alimenté dans son circuit de stockage d'énergie par une tension continue de référence de 3.4kV. Ce circuit est doté d'un régulateur flou, dont le but de maintenir la tension du bus continue constante.

III.8.2.1 Régulation de la tension continue par un régulateur flou

La tension du bus continue du filtre actif est maintenu constante par un régulateur flou. Ce dernier garde la tension V_{dc} à une valeur fixe appelé tension de référence $V_{dc_réf}$. Le schéma bloc de la technique de régulation par logique floue est illustré dans la fig.III.20. [93,94]. La logique floue a été développée par Lofti A. Zadeh en 1965 à partir de sa théorie des sous-ensembles flous [95,96]. Plus tard, vers les années soixante-dix, cette théorie s'installe dans des applications différentes, sollicité par de nombreux chercheurs, actuellement, elle est appliquée dans différents domaines ; à savoir : économie, médecine, robotique, commande électriques, ...etc.

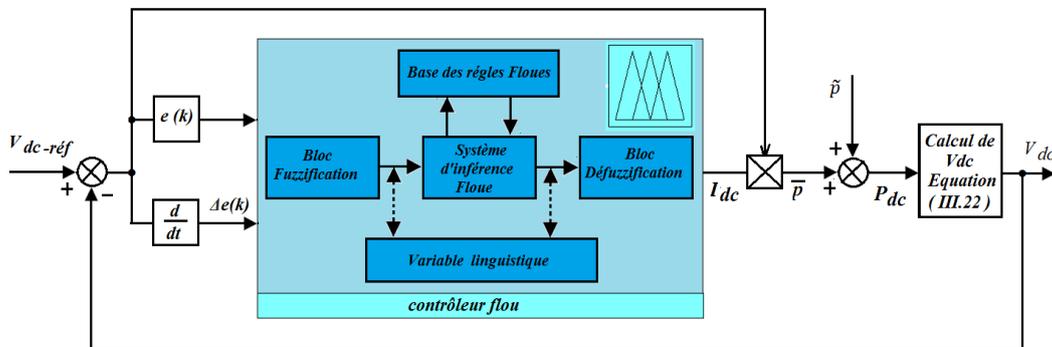


Fig. III.20 Régulation de V_{dc} par un contrôleur Flou

Base de règles et inférences floue, ainsi que la structure générale d'un régulateur flou, feront l'objet de l'annexe B.

La méthode de réglage consiste à assurer aux entrées du régulateur floue, l'erreur $e(t)$ entre la valeur de la tension aux bornes des six condensateurs V_{dc} avec sa référence $V_{dc_réf}$, considérée comme étant une première variable d'entrée, tandis que sa variable dérivée $\Delta e(k)$ est considérée comme une deuxième variable d'entrée de celle-ci, telle que :

La valeur instantanée de l'erreur entre V_{dc} et $V_{dc_réf}$ est donnée comme suit :



$$e(k) = v_{dc-réf}(k) - v_{dc}(k) \tag{III.18}$$

Sachant que k , est une valeur constante, la variation de l'erreur est calculer de la sorte :

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \tag{III.19}$$

Il existe des gains appelés coefficients de normalisation à l'entrée et à la sortie du régulateur flou [97,98], qui permettent de changer la sensibilité du régulateur sans changer sa structure, comme le montre la fig.III.21.

Les deux variables d'entrées ($e(k)$ et $\Delta e(k)$) du régulateur sont définis par trois sous-ensembles N (Négatif), Z (Zéro) et P (positif), tels que les fonctions d'appartenance de la fig.III.20, sont dédiées à la méthode de *SUGENO*, de types triangulaire.

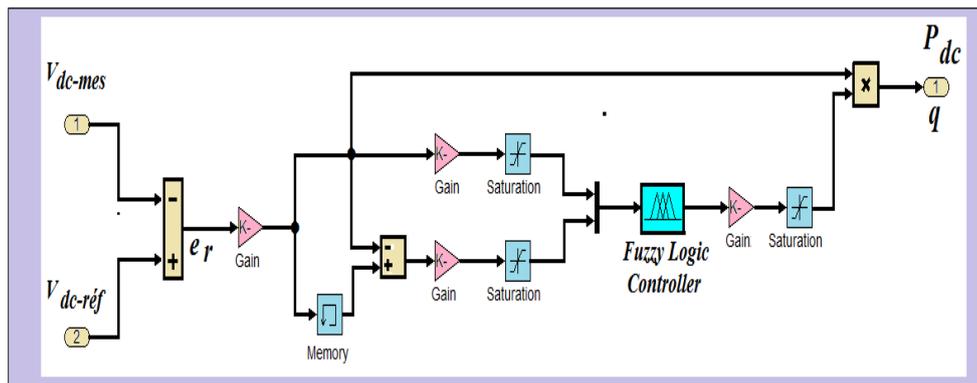


Fig. III.21 Schéma fonctionnel du régulateur flou sous Matlab/Simulink

La sortie du régulateur flou est définie par trois sous-ensembles : Grande(G), Moyen(M) et Petit(P), représente au même temps la commande générée par le régulateur vers l'onduleur. Les règles d'inférence linguistiques utilisées pour le régulateur flou, proposé dans le circuit de stockage d'énergie, sont données par le tableau (III.2).

Tab.III.2 Règles d'inférence floue pour un FAP à sept niveaux

$e(k)$	N	Z	P
$\Delta e(k)$			
N	G	M	G
Z	G	P	G
P	G	M	G

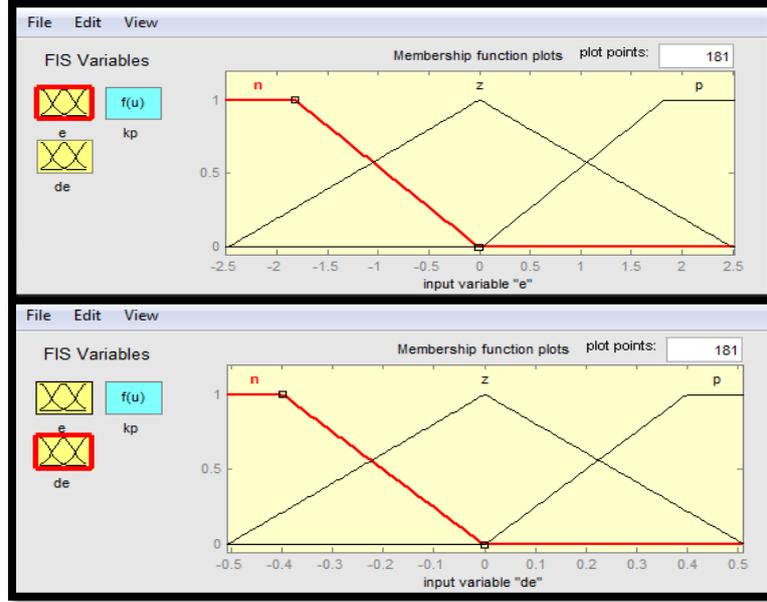


Fig.III.22 Fonctions d'appartenances des variables d'entrées ($e(k)$ et $\Delta e(k)$)

On signale ici, que le régulateur flou, se trouve parfois caractérisé par une seule entrée et une seule sortie, dans ce cas la valeur de la commande est calculée directement à partir de l'erreur. Cependant l'ajout de la variation de l'erreur $\Delta e(k)$ de la tension V_{dc} comme une deuxième entrée est toujours préférable car, ceci permet d'améliorer les performances du filtre actif et d'avoir une meilleure performance dynamique [97].

En négligeant les pertes de commutations dans l'onduleur ainsi que l'énergie stockée dans l'inductance du filtre de sortie, la relation entre la puissance absorbée par le filtre actif et la tension aux bornes des six condensateurs peut s'écrire sous la forme de l'équation (III.21)

$$P_{dc} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} \sum_{i=1}^6 C_{dc_i} \cdot V_{dc_i}^2 \right) = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} (n-1) C_{dc-1} \cdot V_{dc-1}^2 \right) \quad (III.20)$$

Soit après la transformation de Laplace :

$$P_c(s) = \frac{1}{2} (n-1) C_{dc-1} \cdot s \cdot V_{dc-1}^2(s) = \frac{1}{2} C_{dc-1} \cdot s \cdot V_{dc}^2(s) \quad (III.21)$$

On note que la relation (III.21) est non linéaire alors pour des faibles variations de la tension V_{dc} autour de sa référence V_{dc-ref} , elle peut être linéarisée [55], à travers les relations (III.22, III.23) :

$$P_{dc} = C_{dc-1} V_{dc-ref} \frac{d}{dt} (V_{dc}) \quad (III.22)$$

De l'équation (III.21), on tire l'expression de V_{dc} , comme suit :



$$V_{dc}(s) = \frac{P_{dc(s)}}{V_{dc-ref} C_{dc-1} s} \quad (III.23)$$

La boucle de régulation de la tension continue est représentée sur la Fig. III.20. Le régulateur flou fonctionne de manière à garder la tension V_{dc} constante dans le temps, près de sa référence, avec un temps de réponse minimal.

III.8.2.2 Simulations et interprétations

Les paramètres utilisés en simulation sont les suivants :

- Source d'alimentation :
La tension efficace composée $U = 2.1\text{kV}$, Fréquence $f = 50\text{ Hz}$
La résistance interne $R_s = 0.2\Omega$ L'inductance interne $L_s = 0.001\text{ mH}$
- Filtre RL :
 $L_f = 45\text{ mH}$; $R_f = 0.05\ \Omega$
 $L_c = 5\text{ mH}$; $R_c = 10\Omega$
- Charge :
Pont Redresseur à diode triphasé (PD3), alimente initialement une charge R-L, ($R=5\ \Omega$ et $L=3\text{ mH}$, ensuite en ajoute une autre charge R-L ($R=10\ \Omega$, $L = 20\text{mH}$), puis à chaque instant en branche en parallèle une charge ohmique ($R_1= 5\ \Omega$, $R_2= 0.5\ \Omega$ puis $R_3= 1\text{m}\ \Omega$).
- Filtre actif parallèle à base d'un onduleur à IGBT à sept niveaux commandé par la SPWM à six porteuses de fréquence 20kHz , $r = 0.8$.
Capacité de stockage : $C = 20\text{mF}$; Tension initiale pour une capacité : 500 V
Tension de référence $V_{dc_ref} = 3,4\text{ kV}$.
- Paramètres du régulateur PI coté modulation :
Fréquence d'échantillonnage du régulateur PI : $f_e = 200\text{ kHz}$; $ki = 200$, $k_p = 400$;
limites de sortie du régulateur : [$U_{haut} : 60$, $U_{bas} : -60$].

Pour qu'on puisse faire une analyse comparative, entre les deux structures à deux et sept niveaux et plus particulièrement en matière de la dépollution du réseau électrique, à basse et moyenne tension, on doit garder la même charge polluante. Sachant que les paramètres lors du fonctionnement sont identiques pour les deux structures, sous la base tension.



Tandis que les paramètres du FAP à sept niveaux sous un réseau de moyenne tension, devront changer automatiquement sous l'effet de l'élévation de la tension du réseau.

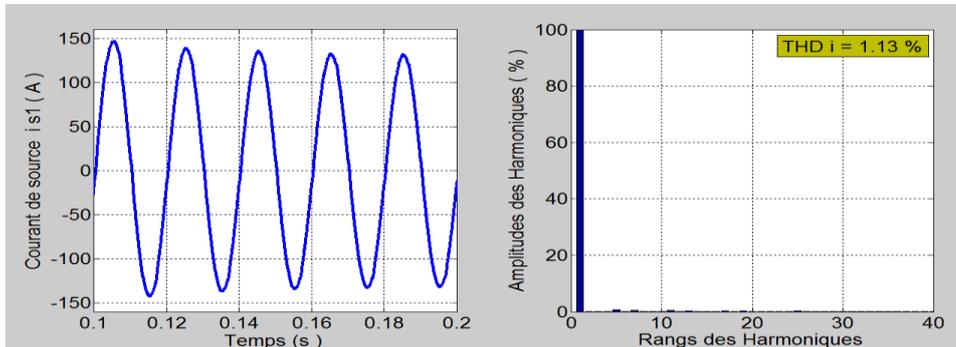


Fig.III.23. Courant de source i_{s1} et son spectre harmonique après compensation

Dès que, le FAP à sept niveaux est connecté avec le réseau de la moyenne tension (à $t=0.1s$), la forme du courant devienne purement sinusoïdale avec un taux de 1.13% et de qualité meilleur par rapport aux courants obtenus par le FAP à deux et à sept niveaux sous la basse tension (fig.III.23).

En effet, une nette superposition entre le courant identifiée de référence et injectée par le FAP a permet d'obtenir un courant de source quasiment sinusoïdale, correspondant à la fréquence industrielle 50 Hz, en phase avec la tension d'alimentation, ce qui induit un facteur de puissance proche de l'unité (fig.III.24). Le régulateur flou se manifeste de manière à garder la tension du bus continu V_{dc} stable et à maintenir la poursuite de la tension de référence $V_{dc_réf}$ ($V_{dc_réf}=3.4kV$), le cas de la fig.III.25.

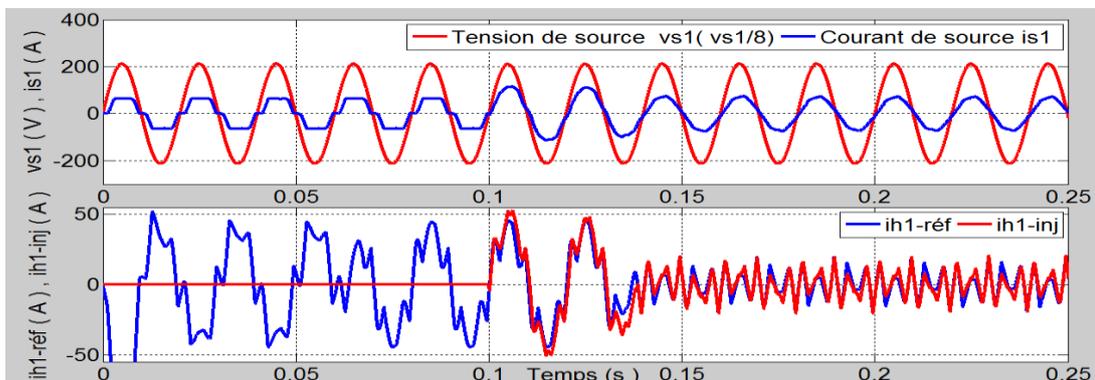


Fig.III.24. harmoniques de références et injectés, tension et courant de source avant et après compensation

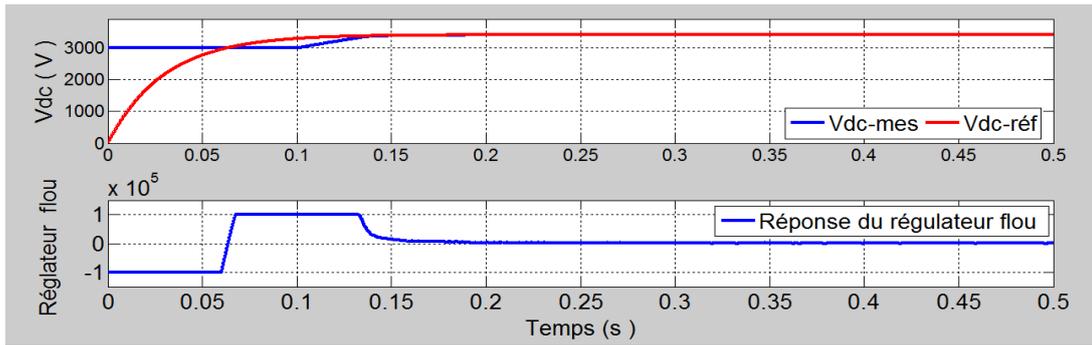


Fig.III.25. Allures de V_{dc} , réponse du régulateur flou avant et après compensation

a) Tension du bus continu constante, courant de charge variable

Les variations de charges effectuées dans les instants [$t_1=0.2s$, $t_2=0.3s$, $t_3=0.4s$, $t_4=0.5s$], pour une tension du bus continu stable $V_{dc}=3,4$ kV, n’influent pas sur la dynamique du FAP.

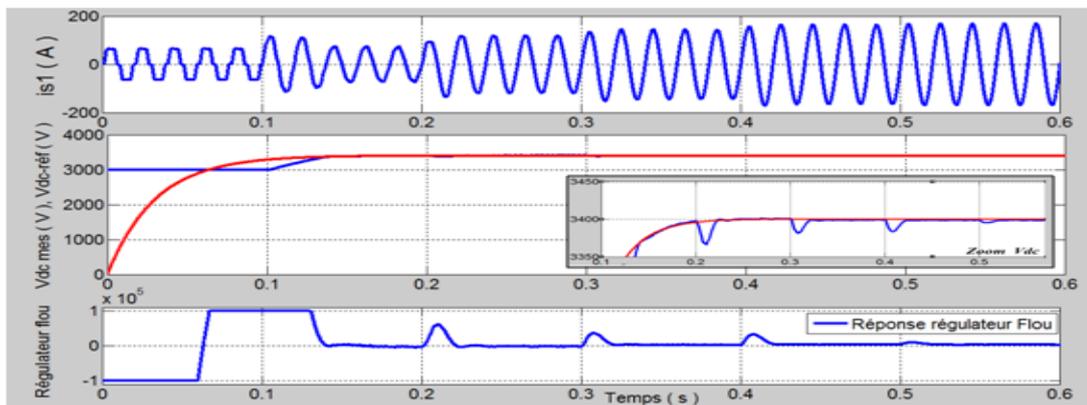


Fig.III.26 Allures de is_1 , V_{dc} , réponse du régulateur flou avant et après compensation et lors de la variation de la charge

Le régulateur flou oblige la tension V_{dc} de suivre sa référence, surtout aux moments des perturbations créées par la charge où on remarque des chutes de tensions transitoires, le cas de la figure (III.26)

b) Tension du bus continu variable, courant de charge variable

Dans ce cas, les deux grandeurs i_s et V_{dc} sont instables, on varie le courant de charge aux instants [$t_1=0.2s$, $t_2=0.4s$, $t_3=0.6s$], de même la tension V_{dc} chargé initialement par une tension de 3kV, prend les valeurs suivantes [3.4kV à $t_1=0.1s$, 3.7kV à $t_2=0.2s$, 4kV à $t_3=0.4s$ et 4.3kV à $t_4=0.6s$]. On constate d’après la fig.III.27, la stabilité ainsi que la robustesse du FAP à sept niveaux, lorsqu’il est soumis à des perturbations simultanés de la charge et du bus continu, le



courant garde sa forme sinusoïdale en suivant l'appel de courant de charge, le régulateur flou oblige toujours la tension V_{dc} à suivre correctement sa référence.

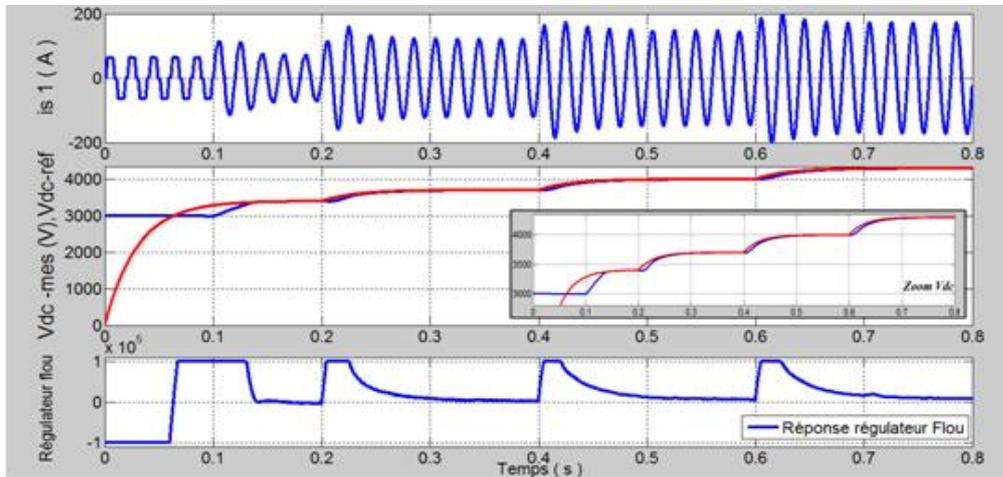


Fig.III.27 Allures de i_{s1} , V_{dc} , réponse du régulateur flou avant et après compensation et lors de la variation simultanée de la charge et V_{dc}

De ce fait, l'amplitude des harmoniques injectés et identifiés augmentent avec l'appel de courant, causé par la demande de la charge, l'exemple de la fig.III.28, à l'instant, $t=0.2s$.

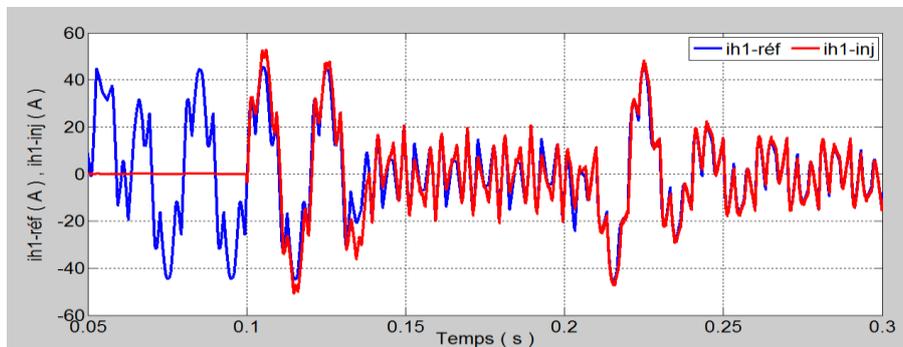


Fig. III.28 Synchronisation des courants harmoniques de références et injectés de la première phase lors des perturbations simultanés à $t=0.2s$

La fig.III.29, montre la tension V_{1M} délivrés par l'onduleur à sept niveaux, entre le premier bras et le point M, où figurent les sept niveaux de tension. Les deux tensions V_{1n} , avant et après le filtre de sortie R-L, sont illustrées successivement sur les figures (III.30 et III.31). Ont tendance avoir une forme sinusoïdale, c'est là, où réside l'une des performances des onduleurs multi-niveaux.

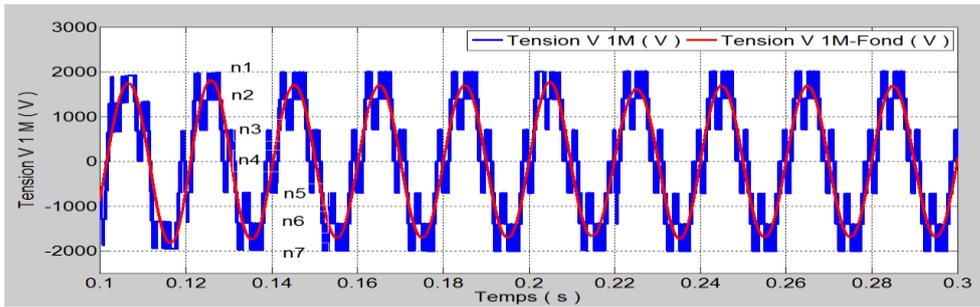


Fig. III.29 Tensions V_{1M} à la sortie de l'onduleur à sept niveaux pour $V_{dc_réf} = 4kV$

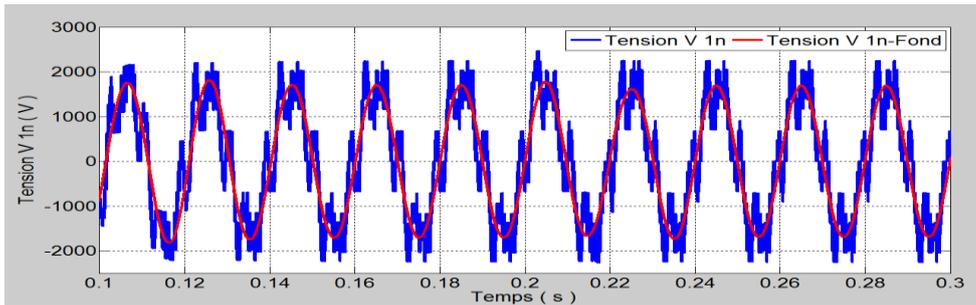


Fig. III.30 Tensions V_{1n} à la sortie de l'onduleur à sept niveaux pour $V_{dc_réf} = 4kV$
(Avant le filtre de sortie R-L)

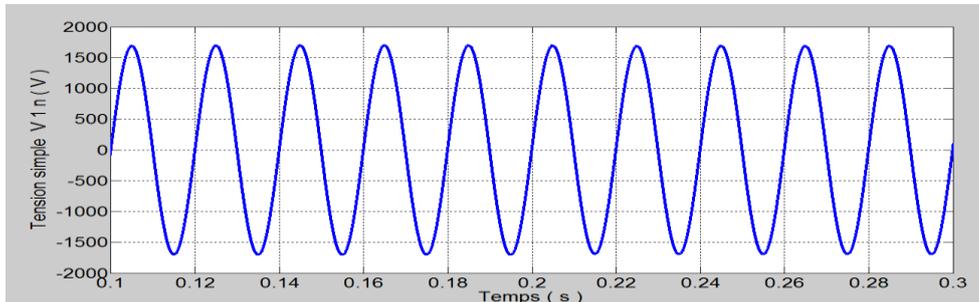


Fig. III.31 Tension simple V_{1n} à la sortie du FAP à sept niveaux pour $V_{dc_réf} = 4kV$
(Après le filtre de sortie R-L)

On s'attend, que la puissance réactive soit nulle pendant l'opération du filtrage, mais ce n'est pas le cas, cela peut être est due aux harmoniques résiduels injectés par la charge polluante dans le réseau, tel que, les infra-harmoniques ou l'inter harmoniques.

On revanche il est claire que la puissance active évolue d'une façon automatique avec la demande de la charge polluante, c'est le cas de la fig.III.32.

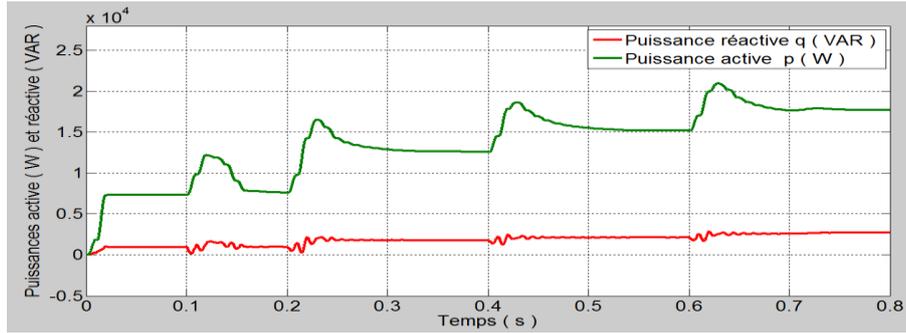


Fig. III.32 Allures des puissances p , q lors de la variation simultanée de la charge et V_{dc}

III.9 Analyse comparative

D'après le tableau récapitulatif ci-dessous (Tab.III.3), les résultats des simulations obtenues plus haut, les taux de distorsions en tensions délivrés par chaque structure d'onduleur dans sa gamme de fonctionnement (figures III.33, III.34 et III.35).

Il devient, tout à fait claire, que le FAP à sept niveaux présente des performances très intéressantes, surtout lorsqu'il travaille sous la tension pour la quelle est conçue à fonctionner, c'est-à-dire à partir de la moyenne tension, où il a présenté un courant de source de qualité, une dynamique de fonctionnement importante et une grande robustesses aux perturbations de la charge.

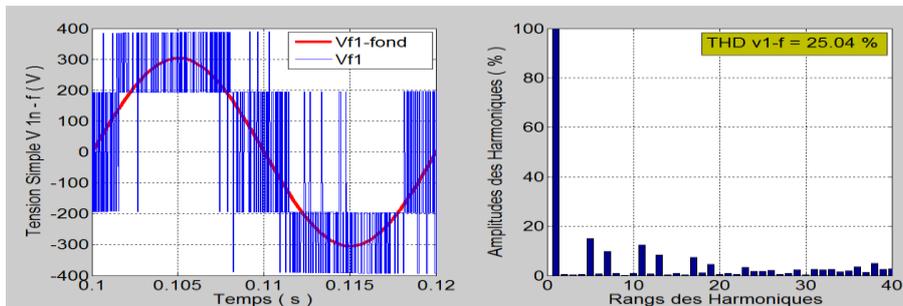


Fig. III.33 Tension simple à la sortie de l'onduleur à deux niveaux et son spectre harmonique sous la basse tension

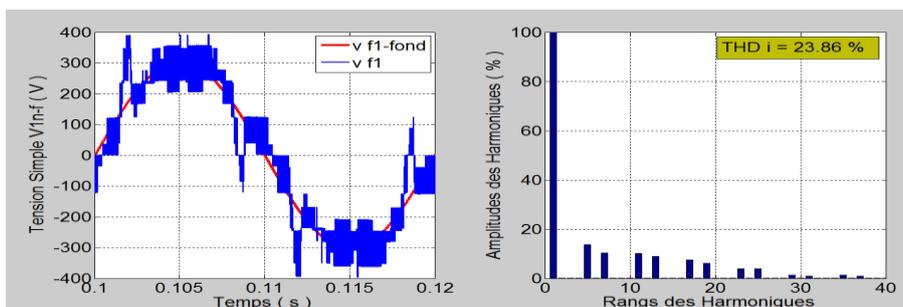


Fig. III.34 Tension simple à la sortie de l'onduleur à sept niveaux et son spectre harmonique sous la basse tension

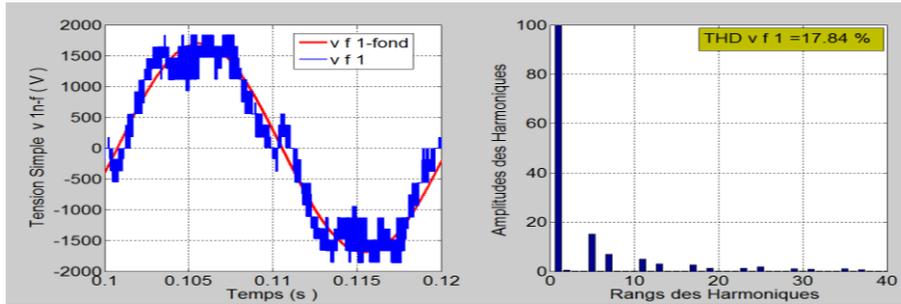


Fig. III.35 Tension simple à la sortie de l'onduleur à sept niveaux et son spectre harmonique sous la moyenne tension

Tab. III.3 Etude comparative entre un FAP à deux et à sept niveaux

Structure	Réseaux Electriques							
	Basse Tension : 230/400V, 50Hz				Moyenne Tension : 1.2kV / 2.1kV, 50Hz			
	THD(%)	THD(%)	Qualité	cosφ	THD(%)	THD(%)	Qualité	cosφ
	i_s	v_f	i_s		i_s	v_f	i_s	
FAP à deux niveaux	3	25.04	B	0.99	<i>Sous un tel réseau la structure à deux niveaux ne peut pas être utilisée, à cause de la limitation de la tension inverse maximale des composants à semi-conducteurs</i>			
FAP à sept Niveaux	2.23	23.86	B	0.98	1.13	22.78	E	0.99
B : Bon ; M : Meilleur ; E : Excellent								

C'est pour cette raison que l'onduleur multi-niveaux, qui constitue l'élément majeur dans un FAP, est très employé dans le domaine de la haute tension et la grande puissance. Tandis que le FAP à deux niveaux, lui aussi offre des meilleurs performances, tant qu'il fonctionne dans son milieu de fonctionnement, qui est la basse tension.



III.10 Conclusion

Ce présent chapitre a été consacré à l'étude d'un filtre actif parallèle à sept niveaux à base de deux régulateurs, PI et flou. Le premier, a pour objet la stabilisation de la tension du bus continu, ainsi que à la régulation des courants harmoniques injectés dans le circuit de modulation pour assurer la poursuite des courants harmoniques de référence, que ce soit dans un réseau de basse ou moyenne tension. Tandis que, le deuxième a pour but de garder la tension du circuit de stockage d'énergie V_{dc} stable, pendant le fonctionnement du même filtre sous un réseau à moyenne tension.

En effet une nette superposition entre les courants harmoniques de références et injectées par le FAP vers le réseau, a permet d'obtenir un courant de source quasiment sinusoïdal avec un taux de distorsion THD i très réduit, où on a enregistré un taux de 1.13 % sous la moyenne tension et 2.23% sous la base tension.

Le filtre actif à sept niveaux à présenter une grande dynamique de fonctionnement, stabilité et robustesse à différentes perturbations créées au niveau du bus continu et au niveau de la charge polluante, que ce soit sous un réseau de basse ou moyenne tension.

De ce fait, le FAP multi- niveaux, s'impose dans le domaine de la moyenne tension et la grande puissance, vu ses meilleurs performances constaté lors de l'opération de filtrage, et cela malgré les variations de la charge et l'instabilité du bus continu.

Reste a souligné, que pendant l'opération de filtrage effectué par le FAP à deux ou à sept niveaux, on a remarqué la présence de la puissance réactive, consommé par la charge polluante.

À partir de là, la technique de contrôle dite DPC, qui utilise les puissances active et réactive comme étant des éléments de commande, se présente comme une alternative, pour résoudre la persistance de la puissance réactive résiduel, due à la charge polluante. Cette technique fera l'objet du prochain chapitre.

Chapitre 4

Commande Directe de Puissance (DPC) Appliquée au Filtre Actif Parallèle de Puissance à deux niveaux



IV.1 Introduction

Le redresseur à modulation de la largeur d'impulsion (PWM rectifier) est généralement à absorption sinusoïdale de courant, présente une solution très intéressante parmi celles qui existent dans les applications industrielles, en vue de la dépollution du réseau électrique.

Ce type de redresseur permet un écoulement réversible de la puissance, offre un faible taux de distorsion harmonique du courant du réseau et un facteur de puissance presque unitaire.

Offre aussi la possibilité de contrôler la tension du bus continu, ainsi la réduction des dimensions des composants passifs du circuit du stockage d'énergie.

Le développement des composants à semi-conducteurs et l'emploi des techniques numériques avancés, a provoqué l'évolution des méthodes de contrôles des redresseurs MLI, ainsi un contrôle approprié peut provoquer l'amélioration des performances du redresseur.

Différentes techniques de contrôle ont été proposées dans la littérature pour ce type de redresseurs [99, 100,101]. La technique connue sous le nom VOC (Voltage Oriented Control) garantit une performance dynamique et statique élevées par l'intermédiaire de boucle de contrôle des courants internes. Cependant, ces performances dépendent de la stratégie de contrôle de courant choisi [102,103]. Autre technique basée sur le contrôle directe de puissance active et réactive connue sous le nom de contrôle direct de puissance (Direct Power Control, DPC), utilise un tableau de commutation approprié [101].

La technique DPC, était proposée dans [104] et développée ensuite pour une application de contrôle des redresseurs PWM [105] dans le but d'améliorer la qualité de l'énergie électrique du réseau où, les grandeurs contrôlées sont les puissances active et réactive instantanées.

Ainsi, il existe deux structures de Contrôle Direct de Puissance proposées par les chercheurs. D'un côté, les références [104,105] présentent un contrôle non linéaire à fréquence de commutation variable, plus connu sous le nom DPC classique, d'un autre côté dans la référence [106], l'auteur propose d'associer le principe du DPC avec une modulation de largeur d'impulsion vectorielle (SVM) afin d'obtenir une fréquence de commutation constante sans l'utilisation d'une table de commutation.

Afin de réaliser le calcul des puissances instantanées sans capteurs deux techniques ont ainsi été proposées. La première technique estime les tensions du réseau à partir des valeurs de la tension du convertisseur et du filtre R-L, (V-DPC) et établissent des configurations du DPC basées sur la position du vecteur de tension dans le repère stationnaire α - β [104, 107,108]. Tandis que la seconde, est basée sur l'estimation du flux virtuel comme étant une



méthode d'estimation des tensions du réseau sans mesures [105, 106, 109,110], à partir aussi des tensions du convertisseur et du filtre R-L, (VF-DPC).

Cette stratégie de contrôle assure un contrôle découplé des puissances actives et réactives, tout en absorbant des courants sinusoïdaux, assurant ainsi un fonctionnement au redresseur PWM sous une qualité d'énergie propre avec un THD très faible et facteur de puissance unitaire.

Ce chapitre est consacré au premier lieu, à la mise en œuvre de la technique DPC classique en vue de contrôler un redresseur MLI à deux niveaux, Basée sur la mesure des tensions et courants de source par des capteurs appropriés. Ce dernier est soumis à des tests de robustesses afin de confirmer l'efficacité et la fiabilité de cette technique de contrôle.

En deuxième lieu, on va mettre cette technique à la disposition du filtre actif parallèle à deux niveaux, afin d'améliorer l'opération du filtrage et voir les performances de celle-ci, par rapport à la technique d'identification des harmoniques basé sur la théorie p-q. Le filtre actif parallèle contrôlé par le DPC est soumis à des perturbations de robustesses. Les résultats de simulations obtenus, sont exposés et discutés.

IV.2 Stratégie du contrôle direct de puissance

IV.2.1 Principe de fonctionnement du DPC

La technique (DPC) est basée essentiellement sur le contrôle direct de la puissance active et réactive, dans un convertisseur PWM. Les erreurs entre la référence et la valeur mesurée des puissances active et réactive instantanées sont introduites dans une bande d'hystérésis à deux comparateurs, qui déterminent par le biais d'un tableau de commutations et le numéro du secteur, l'état de commutation des interrupteurs à semi-conducteurs.

La boucle de tension du bus continu est ajustée par un régulateur PI, pour contrôler l'erreur entre la tension mesurée et sa référence. La puissance réactive de référence est imposée nulle, afin d'obtenir une absorption sinusoïdale des courants sous une tension de source supposée sinusoïdale, et un facteur de puissance unitaire.

La figure (IV.1) montre la structure globale de la commande directe de puissance classique, appliquée à un redresseur PWM à deux niveaux.

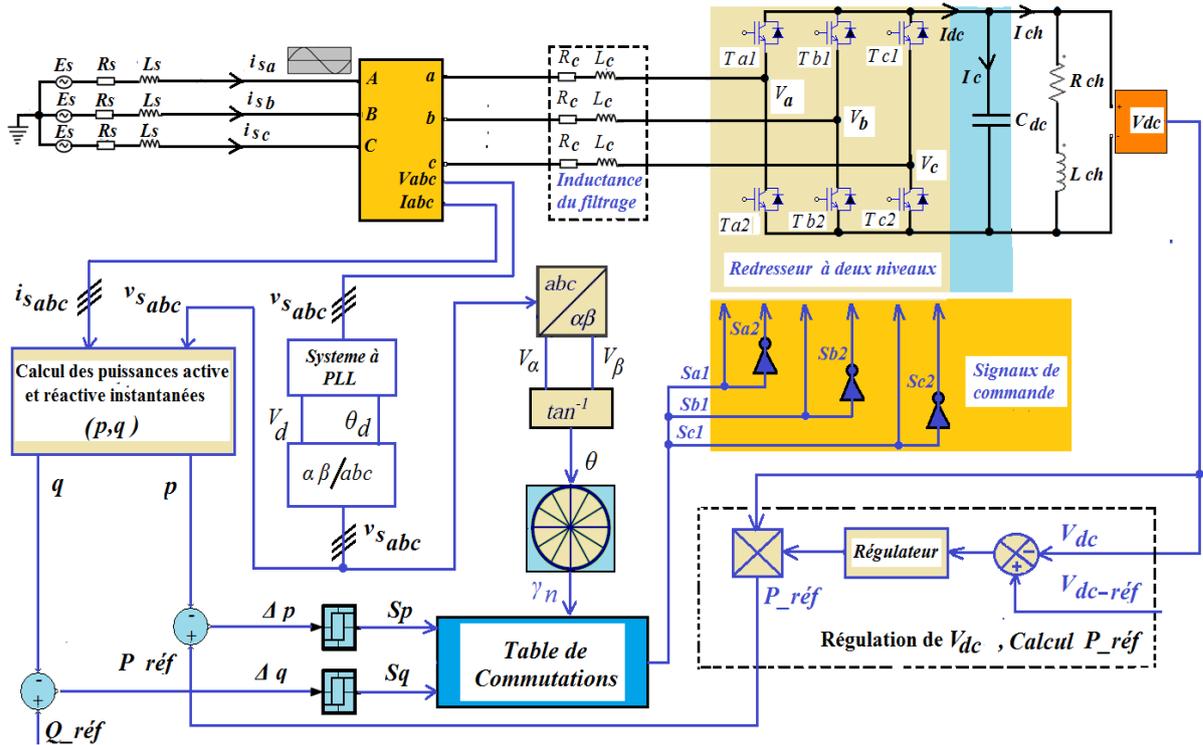


Fig. IV.1 Structure du redresseur MLI connecté au réseau contrôlé par la technique DPC classique

IV.2.2 Calcul des puissances active et réactive instantanées

Les tensions et les courants de source, sont mesurés et transformés par la matrice de Concordia suivant l'équation (IV.1), afin de passer d'un repère triphasé à un repère diphasé fixe (α, β). Il existe trois méthodes pour calculer la puissance active et réactive instantanée :

- par la mesure directe des courants et des tensions,
- par estimation des tensions du réseau et mesure des courants (*V-DPC*),
- par estimation du flux virtuel et mesure des courants, (*VF-DPC*).

IV.2.2.1 Calcul des puissances par mesure directe des courants et des tensions

Basée sur la mesure des tensions et courants de source par des capteurs appropriés [111], les puissances active et réactive instantanées sont généralement calculées par les deux relations du système d'équations (IV.1) :

$$\begin{cases} p(t) = v_{sa} \cdot i_{sa} + v_{sb} \cdot i_{sb} + v_{sc} \cdot i_{sc} = v_{s\alpha} \cdot i_{s\alpha} + v_{s\beta} \cdot i_{s\beta} \\ q(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_{sb} - v_{sc})i_{sa} + (v_{sc} - v_{sa})i_{sb} + (v_{sa} - v_{sb})i_{sc}] = v_{s\beta} \cdot i_{s\alpha} - v_{s\alpha} \cdot i_{s\beta} \end{cases} \quad (IV.1)$$



Cependant, le nombre des capteurs (tensions, courants) utilisés augmente le coût de l'installation et réduit la fiabilité du système énergétique.

Grâce aux points forts de cette méthode, tel que la simplicité, le calcul rapide des puissances instantanées et l'obtention d'une dynamique très élevée, on a opté pour cette méthode pour la suite de notre travail.

IV.2.2.2 Calcul des puissances par estimation des tensions du réseau et mesure des courants (V-DPC),

Afin d'estimer parfaitement les puissances instantanées (p,q) et en même temps de réduire le nombre de capteurs de tension, une autre alternative proposé par [104], qui permet le calcul des puissances instantanées sans capteurs, par estimation directe des tensions du réseau à partir des valeurs de la tension du convertisseur et du filtre (R-L) de raccordement du convertisseur avec le réseau.

Ainsi, les trois tensions du réseau sont estimées par l'équation (IV.2).

$$\hat{e}_{a,b,c} = V_{dc} \cdot S_{a,b,c} - L \frac{di_{a,b,c}}{dt} \quad (IV.2)$$

Le premier terme de l'équation est la tension à l'entrée du redresseur, tandis que le deuxième est la tension aux bornes du filtre de raccordement (R-L), Sachant que :

$\hat{e}_{a,b,c}$: Vecteurs instantanés de la tension du réseau estimée,

V_{dc} : Tension du bus continu,

$S_{a,b,c}$: états de commutation des interrupteurs , L : Inductance du filtre de raccordement.

Si on néglige la résistance interne du filtre, on aboutit aux expressions des puissances active et réactive instantanées, données par le système (IV.3), d'équations suivant :

$$\begin{cases} p = V_{dc} (S_a \cdot i_a + S_b \cdot i_b + S_c \cdot i_c) - L \left(\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c \right) \\ q = \frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ -V_{dc} [S_a (i_b - i_c) + S_b (i_c - i_a) + S_c (i_a - i_b)] - 3L \left(\frac{di_a}{dt} i_c - \frac{di_c}{dt} i_a \right) \right\} \end{cases} \quad (IV.3)$$



IV.2.2.3 Calcul des puissances par estimation du flux virtuel et mesure des courants, (VF-DPC).

En négligeant la résistance interne du filtre de raccordement (R-L), ainsi, l'intégration de la tension du réseau à partir de la tension du convertisseur et du filtre (R-L), génère un vecteur de flux virtuel, suivant les composantes orthogonales du repère $\alpha\beta$ [112,57].

$$\begin{cases} \hat{\Psi}_\alpha = \int \hat{e}_\alpha dt = \int \left(v_\alpha - L \frac{di_\alpha}{dt} \right) dt \\ \hat{\Psi}_\beta = \int \hat{e}_\beta dt = \int \left(v_\beta - L \frac{di_\beta}{dt} \right) dt \end{cases} \quad (IV.4)$$

Où $\hat{\Psi}_\alpha$, est le flux estimé et v la tension en amont du convertisseur. On se basant sur la tension du bus continu V_{dc} et les états des commutations (S_a, S_b, S_c) du redresseur, l'équation (IV.4), devient :

$$\begin{cases} \hat{\Psi}_\alpha = \int \hat{e}_\alpha dt = \int \left(\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \left(S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right) \right) dt - Li_\alpha \\ \hat{\Psi}_\beta = \int \hat{e}_\beta dt = \int \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{dc} (S_b - S_c) \right) dt - Li_\beta \end{cases} \quad (IV.5)$$

On obtient le vecteur tension à partir du vecteur flux virtuel estimé, comme suit [57] :

$$\hat{e} = \frac{d}{dt} \hat{\Psi} = \frac{d}{dt} \hat{\Psi} e^{j\omega t} + j \cdot \omega \cdot \hat{\Psi} \cdot e^{j\omega t} = \frac{d}{dt} \hat{\Psi} e^{j\omega t} + j \cdot \omega \cdot \hat{\Psi} \quad (IV.6)$$

Où, $\hat{\Psi}$ est le vecteur du flux estimé et $\hat{\Psi}$ l'amplitude du flux estimé.

A Partir des expressions générales des puissances dans le repère α, β donné par le système d'équation (IV.7).

$$\begin{cases} p = e_\alpha \cdot i_\alpha + e_\beta \cdot i_\beta \\ q = e_\beta \cdot i_\alpha - e_\alpha \cdot i_\beta \end{cases} \quad (IV.7)$$

On aboutit aux expressions finales de la puissance active et réactive instantanées fondées sur l'estimation du flux virtuel, données par les relations du système d'équations (IV.8).

$$\begin{cases} p = \omega \left(\Psi_\alpha \cdot i_\beta - \Psi_\beta \cdot i_\alpha \right) \\ q = \omega \left(\Psi_\alpha \cdot i_\alpha + \Psi_\beta \cdot i_\beta \right) \end{cases} \quad (IV.8)$$



La méthode d'estimation du flux virtuel, présente des avantages par rapport à la méthode d'estimation de la tension du réseau, à savoir fonctionnement sous une fréquence d'échantillonnage plus réduite, atténuation des discontinuités de l'estimation de la tension du convertisseur par un filtre passe-bas, meilleures performances même si la tension du réseau est perturbée [57].

On tient à justifier l'emploi de la première méthode, alors que les deux dernières méthodes offre de meilleures qualités technico-économiques. Ceci, est dû à notre unique intérêt, de mettre en œuvre la faisabilité de cette structure, particulièrement pour la commande du filtre actif parallèle à deux niveaux, qui constitue le sujet de la suite de ce travail.

IV.2.3 Contrôleur à hystérésis

Le contrôle par hystérésis est de maintenir les puissances active et réactive instantanées dans une bande désirée. Ce contrôle est basé sur deux comparateurs qui utilisent comme entrée les signaux d'erreurs entre les valeurs de références et estimées des puissances actives et réactive. Si l'erreur est en croissance et atteint le niveau supérieur, le contrôle à hystérésis change sa sortie à '1', au contraire si le signal d'erreur atteint la bande inférieure, alors la sortie sera commutée à '0'.suivant la logique suivante :

$$\begin{aligned} p_{ref} - p &\geq hp \Rightarrow S_p = 1 \\ p_{ref} - p &\leq hp \Rightarrow S_p = 0 \\ q_{ref} - q &\geq hq \Rightarrow S_q = 1 \\ q_{ref} - q &\leq hq \Rightarrow S_q = 0 \end{aligned} \tag{IV.9}$$

Où, hp et hq sont les écarts des régulateurs à hystérésis à deux niveaux.

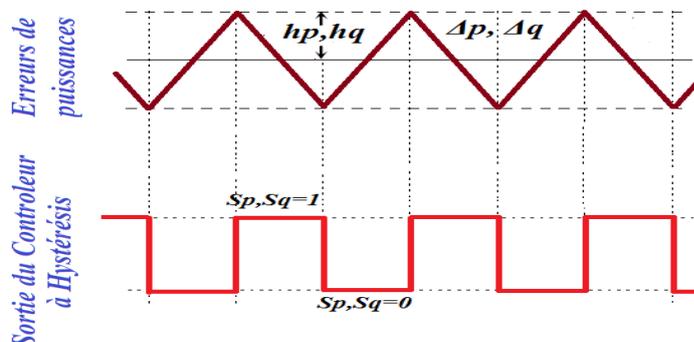


Fig. IV.2 Principe d'un contrôleur de puissance à hystérésis à deux niveaux.

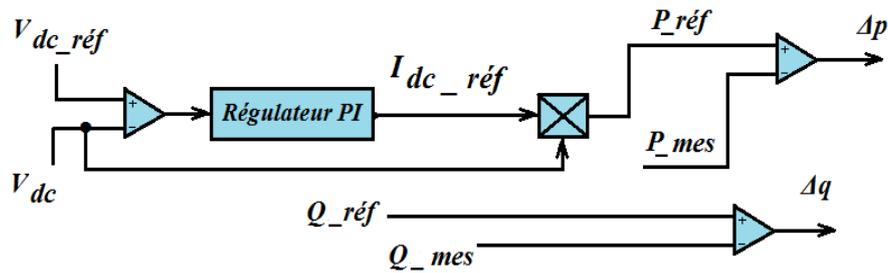


Fig. IV.3 Détermination des erreurs des puissances Δp et Δq

IV.2.4 Choix du secteur

La connaissance du secteur de la tension estimée est nécessaire, pour déterminer les états de commutation optimale des interrupteurs. Pour cela, le plan de l'espace vectoriel (α, β) est divisé en premier temps par une technique relativement simple en six secteurs [57], puis dont le but d'améliorer la précision d'estimation du vecteur tension dans l'espace vectoriel, d'autres auteurs ont travaillé avec un espace à douze secteurs de 30° chacun [104, 105, 113,114]. Ces derniers peuvent être déterminés par la relation suivante [106] :

$$(n-2)\frac{\pi}{6} < \gamma_n < (n-1)\frac{\pi}{6} \tag{IV.10}$$

n , est le numéro du secteur déterminé instantanément par la position du vecteur tension donnée par l'équation (IV.11).

$$\theta = \text{Arctg}\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) \tag{IV.11}$$

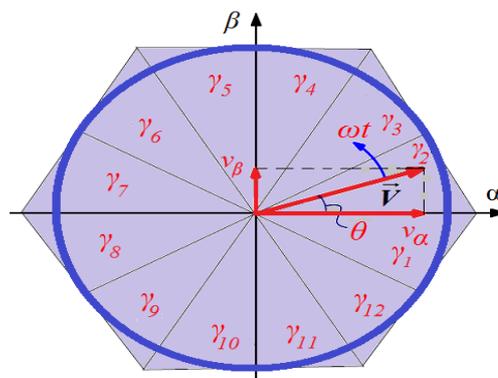


Fig. IV.4 Représentation du vecteur tension dans le Plan de l'espace (α, β) divisé en douze (12) secteurs.



IV.2.5 Table de commutation

Une fois les sorties booléennes des comparateurs à hystérésis établies, et suivant le numéro du secteur où se trouve le vecteur $v_{\alpha\beta}$, le vecteur des tensions à appliquer aux interrupteurs du redresseur est sélectionné à partir de la table de commutation classique mentionnée dans le tableau(IV.3) [104,105,115,117]. Les erreurs numérisées S_p, S_q et le secteur de fonctionnement sont les entrées de cette table, où les états de commutation S_a, S_b , et S_c du redresseur à MLI sont mémorisés.

On note ici, que la synthèse de la table de commutation est basée sur les signes des dérivées des puissances active et réactive dans chaque secteur [112].

La table de commutation classique utilisée dans notre cas [104], est celle, mentionnée par le tableau IV.1, ci-dessous.

Tab .IV.1 Table de commutation classique de tous les secteurs [104]

S_p	S_q	γ_1	γ_2	γ_3	γ_4	γ_5	γ_6	γ_7	γ_8	γ_9	γ_{10}	γ_{11}	γ_{12}
1	0	V_6	V_7	V_1	V_0	V_2	V_7	V_3	V_0	V_4	V_7	V_5	V_0
1	1	V_7	V_7	V_0	V_0	V_7	V_7	V_0	V_0	V_7	V_7	V_0	V_0
0	0	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6
0	1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1
$v_1(100), v_2(110), v_3(010), v_4(011), v_5(001), v_6(101), v_0(000), v_7(111).$													

IV.3 Régulation de la tension Continue

On compare la puissance active instantanée à une puissance de référence, cette dernière est obtenue par le bloc de contrôle de la tension continue aux bornes du condensateur, où on utilise un régulateur PI (Proportionnel, Intégrateur) pour contrôler l'erreur entre la tension mesurée du bus continu et sa référence.

Tandis que, pour réaliser un facteur de puissance unitaire, la puissance réactive de référence doit être imposée égale à zéro. La fig.IV.5, représente la régulation de la tension continue par un régulateur PI.

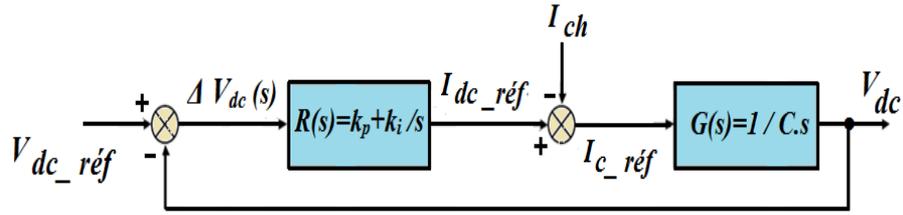


Fig. IV.5 Régulation de la tension continue avec un régulateur PI

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$H(s) = \frac{R(s).G(s)}{1 + R(s).G(s)} \quad (\text{IV.12})$$

On obtient :

$$H(s) = \frac{k_p s + k_i}{Cs^2 + k_p s + k_i} \quad (\text{IV.13})$$

Pour commander le système en boucle fermée, il est nécessaire de bien choisir les coefficients k_p et k_i , dans ce cas on utilise la méthode d'imposition des pôles [106,89].

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

$$F(s) = \frac{1}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{IV.14})$$

Par analogie entre les expressions (IV.13) et ((IV.14), on trouve :

$$\begin{aligned} k_p &= 2C\xi\omega_n \\ k_i &= C\omega_n^2 \end{aligned} \quad (\text{IV.15})$$

Le courant continu de référence est exprimé par la relation (IV.16) :

$$I_{dc_ref} = I_{c_ref} + I_{ch} \quad (\text{IV.16})$$

Le produit du courant continu de référence avec la tension continue donne la puissance active de référence suivant la fig.IV.6.

$$P_{ref} = V_{dc_ref} \cdot I_{dc_ref} \quad (\text{IV.17})$$

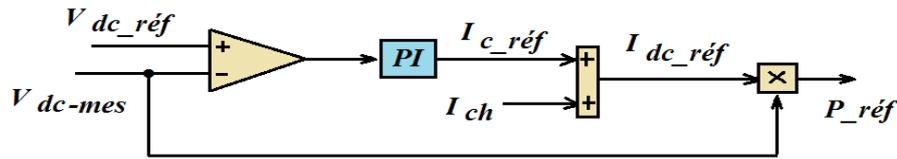


Fig. IV.6 Calcul de la puissance active de référence

IV.4 Simulations et interprétations

Les simulations sont réalisées sous Matlab /Simulink, afin de confirmer l'étude théorique du redresseur MLI en régime statique, et vérifier les performances dynamiques du contrôle des puissances par la technique DPC classique. Les paramètres utilisés en simulation sont les mêmes, que ceux utilisés précédemment :

- Source d'alimentation :

Tensions efficaces : $V = 230/400V$

La fréquence $f = 50 \text{ Hz}$

La résistance interne $R_s = 0.2\Omega$

L'inductance interne $L_s = 0.001 \text{ mH}$

- Filtre R-L :

$L_c = 1.4 \text{ mH}$ $R_c = 0.5 \Omega$

- Redresseur :

Pont Redresseur triphasé (PD3) à IGBT

- Charge :

Capacité de stockage : $C = 4.4 \text{ mF}$

Tension de référence $V_{dc_ref} = 650 \text{ V}$

Charge ohmique $R = 100 \Omega$, Charge inductif $R = 45, L = 50 \text{ mH}$, Charge capacitif

$R = 100 \Omega, C = 200 \mu\text{F}$.

- Paramètres du régulateur PI et les régulateurs à hystérésis :

Fréquence d'échantillonnage du régulateur PI : $f_e = 100 \text{ kHz}$

Largeur de la bande des régulateurs à hystérésis : $h_p = 1 \mu\text{W}$, $h_q = 1 \mu\text{VAR}$

Paramètres du régulateur PI : $k_i = 25, k_p = 1$.



IV.4.1 Performances de la technique DPC lors de la variation du bus continu

Toutes les figures dans ce qui suit, montrent la réponse du redresseur contrôlé par la technique DPC, lors d'un changement de la référence de la tension V_{dc} du bus continu de 600 V jusqu'à 800 V, par un pas fixe de 100 V dans les instants 0.4s et 0.7s.

La valeur de la référence descend ensuite à 550 V à l'instant $t = 1s$, puis elle monte à la valeur de 850 V à partir de l'instant $t = 1.6s$ (fig.IV.7).

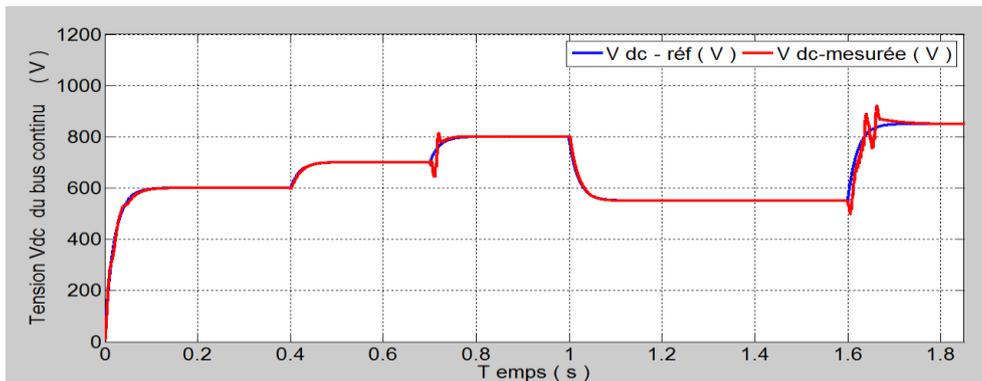


Fig.IV.7 Tension Vdc et sa référence lors d'une variation ajusté de 600 V à 850V

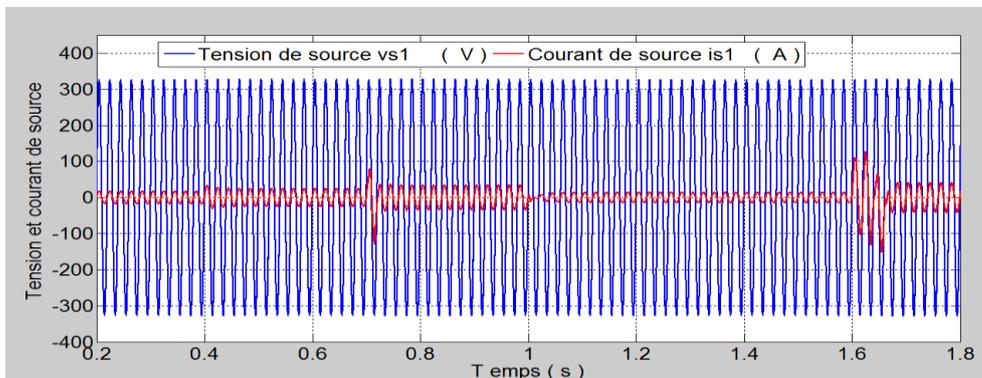


Fig. IV.8 Courant de ligne dans l'intervalle du temps 0.2s - 1.8s

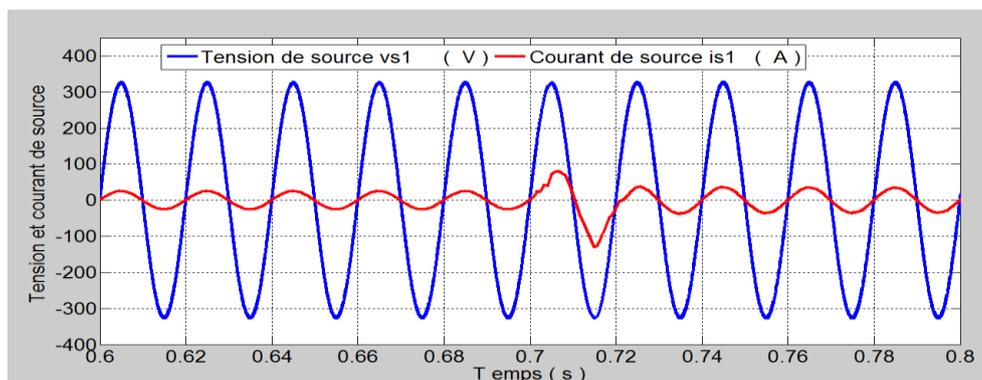


Fig.IV.9 Zoom, tension et courant de source dans l'intervalle du temps 0.6s - 0.8s



Chapitre 4 : Commande Directe de Puissance (DPC) Appliquée au Filtre Actif Parallèle à deux niveaux

La charge à la sortie du pont redresseur est de nature inductif ($R = 45 \Omega$; $L=50 \text{ mH}$), reste constante durant la variation de V_{dc} . Cette variation durant le temps de simulation, n'affecte pas la dynamique de fonctionnement du redresseur.

On constate que, la technique DPC offre un contrôle stable lors des perturbations de la tension du bus continu. Les figures (fig. IV.8 et fig. IV.9) montrent que le courant de source présente une forme sinusoïdale, qui varie en amplitude selon le changement de la tension du bus continu, le taux de distorsion harmoniques de ce courant (fig. IV.10), est très faible de valeur (1.57%), offrant ainsi une source d'alimentation propre en matière de qualité d'énergie électrique et un facteur de puissance unitaire (fig. IV.11).

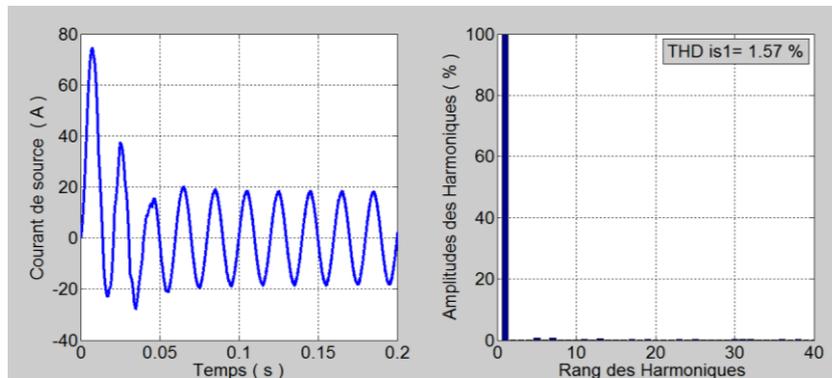


Fig. IV.10 Analyse spectrale du courant de source i_{s1}

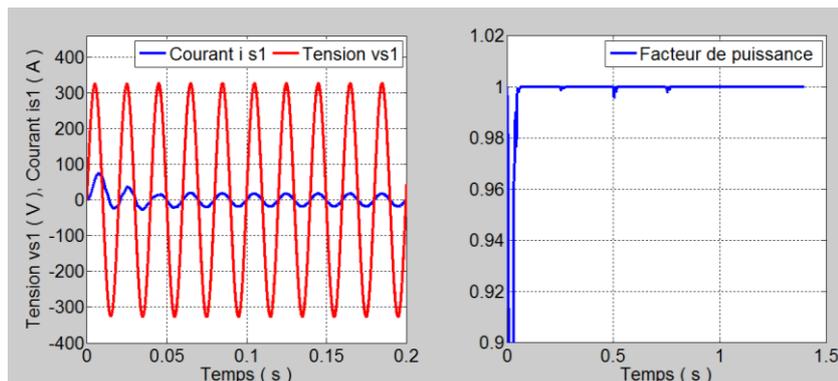


Fig. IV.11 Facteur de puissance

Les puissances active et réactive instantanées suivent leurs références imposées, avec un minimum d'erreur (fig. IV.12 et fig. IV.13), alors que la puissance réactive reste toujours nulle. Grâce à l'analyse des résultats, la commande DPC assure une bonne dynamique du système et garde sa robustesse malgré les perturbations imposés à la référence du bus continu.



Chapitre 4 : Commande Directe de Puissance (DPC) Appliquée au Filtre Actif Parallèle à deux niveaux

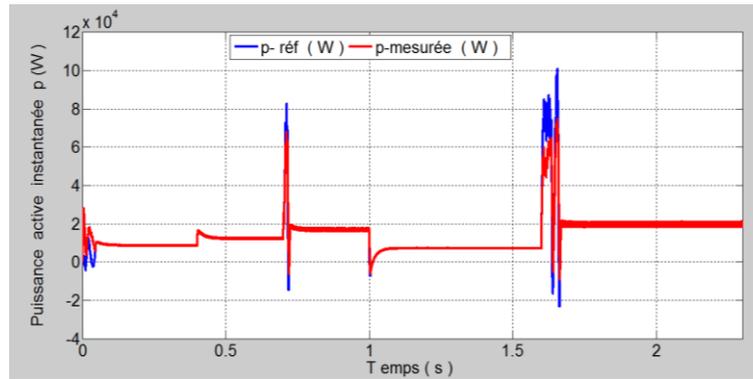


Fig. IV.12 Puissance active instantanées et sa référence pendant la variation de V_{dc} .

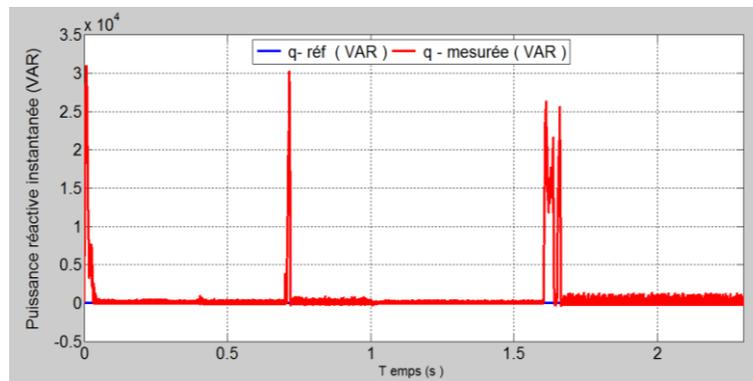


Fig. IV.13 Puissance réactive instantanée et sa référence pendant la variation de V_{dc}

L'évolution de la position θ , du vecteur tension et ses composantes (v_α , v_β), des différents secteurs qui régissent le bon fonctionnement du redresseur, sont visualisés sur la fig. IV.14.

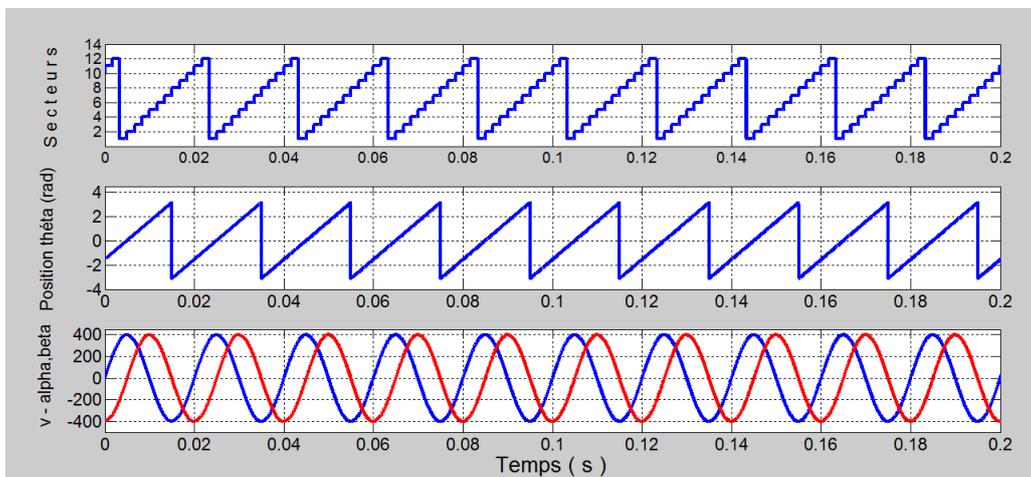


Fig. IV.14 Evolution de la position θ , secteurs et les composantes sur les axes (α , β) du vecteur tension v



IV.4.2 Performances de la technique DPC lors d'une variation de charge

Pour une tension continue $V_{dc} = 600$ V maintenu constante, le redresseur alimente au premier temps une charge inductive de valeur ($R= 45 \Omega$; $L=50$ mH), on ajoute en parallèle au deuxième temps à $t = 0.25$ s, une charge capacitive de valeur ($R= 100 \Omega$; $C=200\mu$ F), puis on ajoute à l'instant $t=0.75$ s une charge ohmique $R=100 \Omega$.

On constate d'après les figures (fig. IV.15, fig. IV.16 et fig. IV.17), que malgré la variation de la charge, la tension continue est constante, le courant et la tension de source ont une forme sinusoïdale et présentent un déphasage nul. La puissance active évolue en amplitude avec le changement de la charge, tandis que la puissance réactive reste toujours nulle.

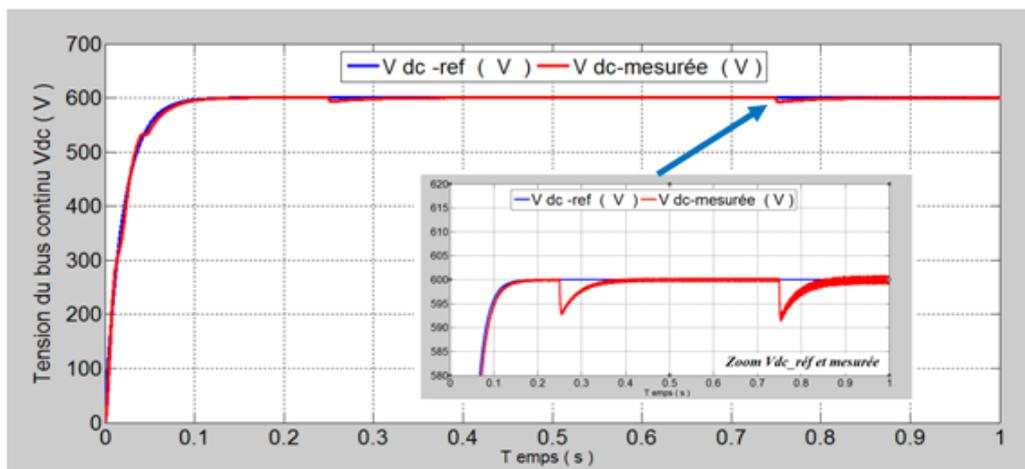


Fig. IV.15 Tension V_{dc} et sa consigne lors d'une variation de la charge à l'instant $t=0.25$ s et $t= 0.75$ s pour $V_{dc} = 600$ V

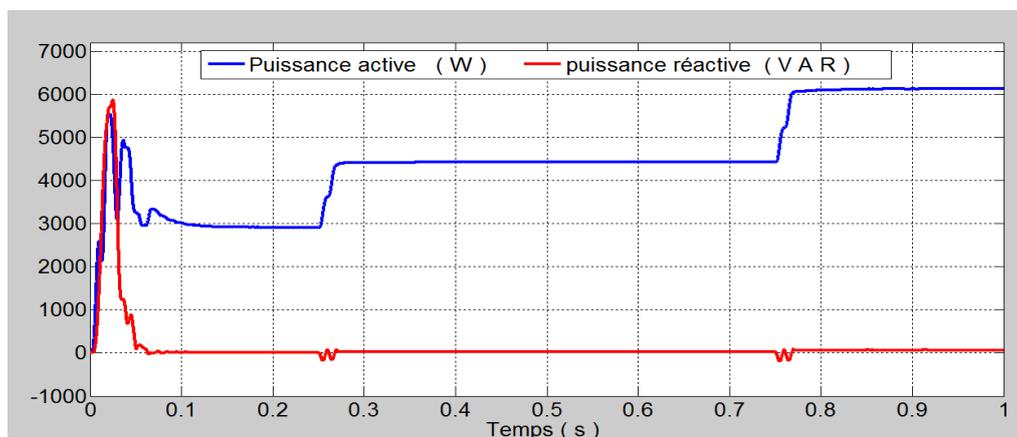


Fig. IV.16 puissance active et réactive selon la variation de la charge à l'instant $t=0.25$ s et $t= 0.75$ s pour $V_{dc} = 600$ V

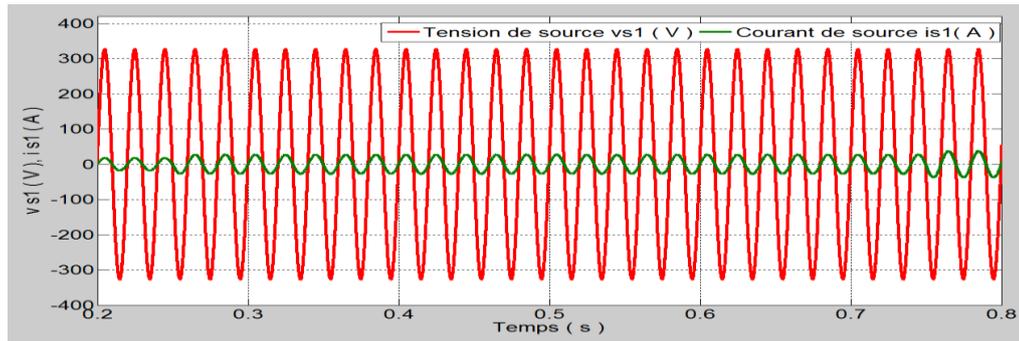


Fig. IV.17 Tension et courant de source selon la variation de la charge à l'instant $t=0.25$ s et $t = 0.75$ s pour $V_{dc} = 600$ V

IV.4.3 Performances de la technique DPC lors d'une variation simultanée du bus continu et de la charge

On démarre par une charge R-L, à $t = 0$ s ($R= 45 \Omega$; $L=50$ mH), puis à l'instant $t=0.5$ s, on augmente V_{dc} de 600V à 700V et on branche une autre type de charge R-C ($R= 100 \Omega$; $C=200\mu$ F) à la sortie du pont redresseur. Cette action simultanée du courant de charge et de la tension V_{dc} , n'affecte pas les performances de la technique DPC, puisque la puissance réactive reste toujours nulle (fig. IV.18), le courant garde sa forme sinusoïdale et évolue avec le changement de la charge et de V_{dc} , le déphasage courant / tension de la source est nul, donc un facteur de puissance unitaire (fig. IV.19). La puissance active réagit naturellement en amplitude avec l'appel de courant de charge et l'augmentation de V_{dc} .

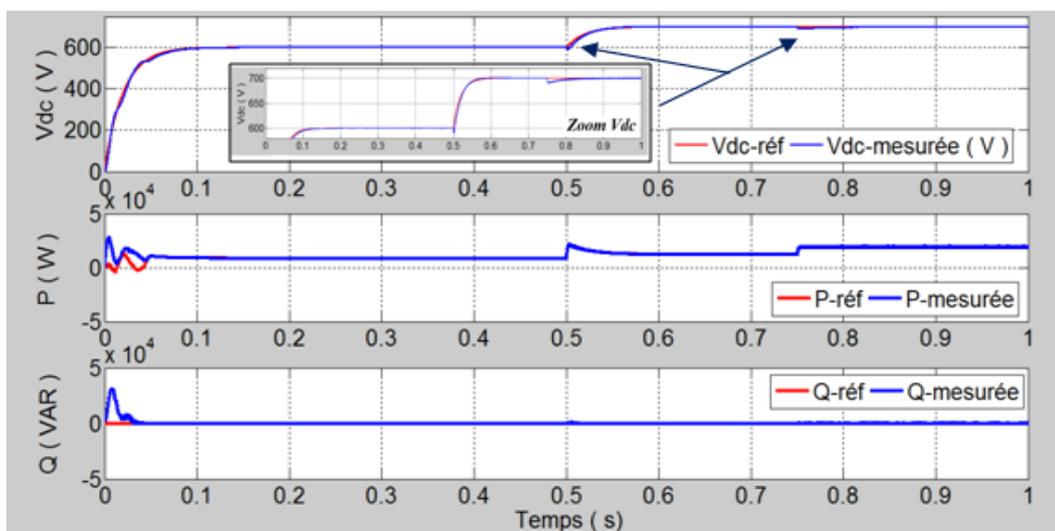


Fig. IV.18 Allures des puissances active et réactive selon la variation de la charge et V_{dc} à l'instant $t_1=0.5$ s puis à $t_2=0.75$ s

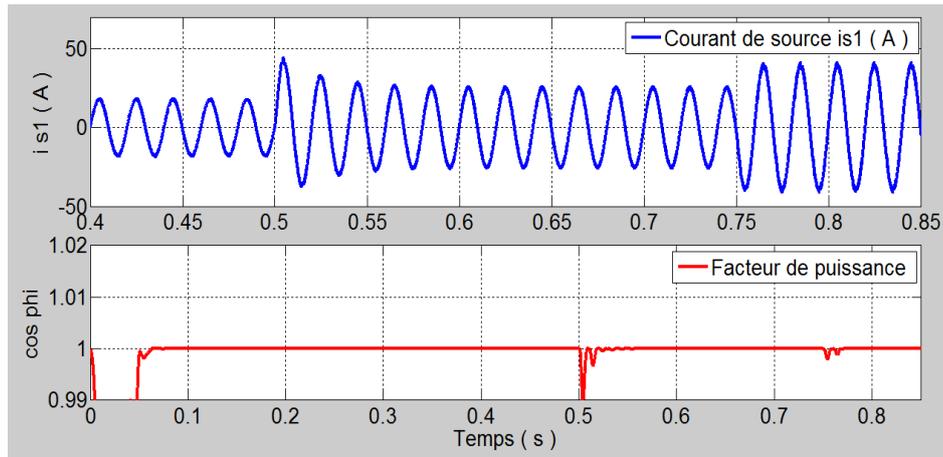


Fig. IV.19 Courant de source et facteur de puissance lors de la variation de V_{dc} et de la charge aux instants $t_1=0.5s$ et $t_2=0.75s$

On remarque bien d'après la fig. IV.19, l'allure du facteur de puissance qui reste toujours égale à l'unité, malgré les perturbations créées au niveau de la charge.

IV.5 La technique DPC appliquée au Filtre actif parallèle à deux niveaux

Dans cette section, le filtre actif parallèle est contrôlé par la technique DPC classique, utilisée par des chercheurs dans le domaine de la dépollution du réseau, à l'instar des références [115,118 ,119]. Le contrôle réside dans le fait que les puissances active et réactive sont contrôlables. Où, on a la possibilité d'imposer une puissance réactive de référence nulle, donc un facteur de puissance unitaire et une absorption sinusoïdale de courant au niveau de la source d'alimentation.

Afin d'évaluer les performances de la technique DPC appliqué à la commande d'un filtre actif parallèle à deux niveaux, on a simulé celle-ci sous l'environnement Matlab/Simulink à travers un modèle de Simulation, schématisé dans la fig. IV.20, en utilisant les mêmes paramètres mentionnées dans le deuxième et troisième chapitre et qui sont déjà appliqués pour la technique d'identification p-q (théorie p-q).

La qualité de filtrage est évaluée par l'analyse spectrale et l'allure du courant de source, avant et après insertion du FAP au réseau électrique.

Ensuite les performances du FAP à deux niveaux tels que, robustesse, fiabilité et stabilité de la commande à différentes perturbations sont exposés et évalués dans les cas suivant :



- Variation de la charge non linéaire avec la tension du bus continu stable.
- Tension du bus continu instable avec courant de charge stable.
- Variation de la charge non linéaire avec tension du bus continu instable.

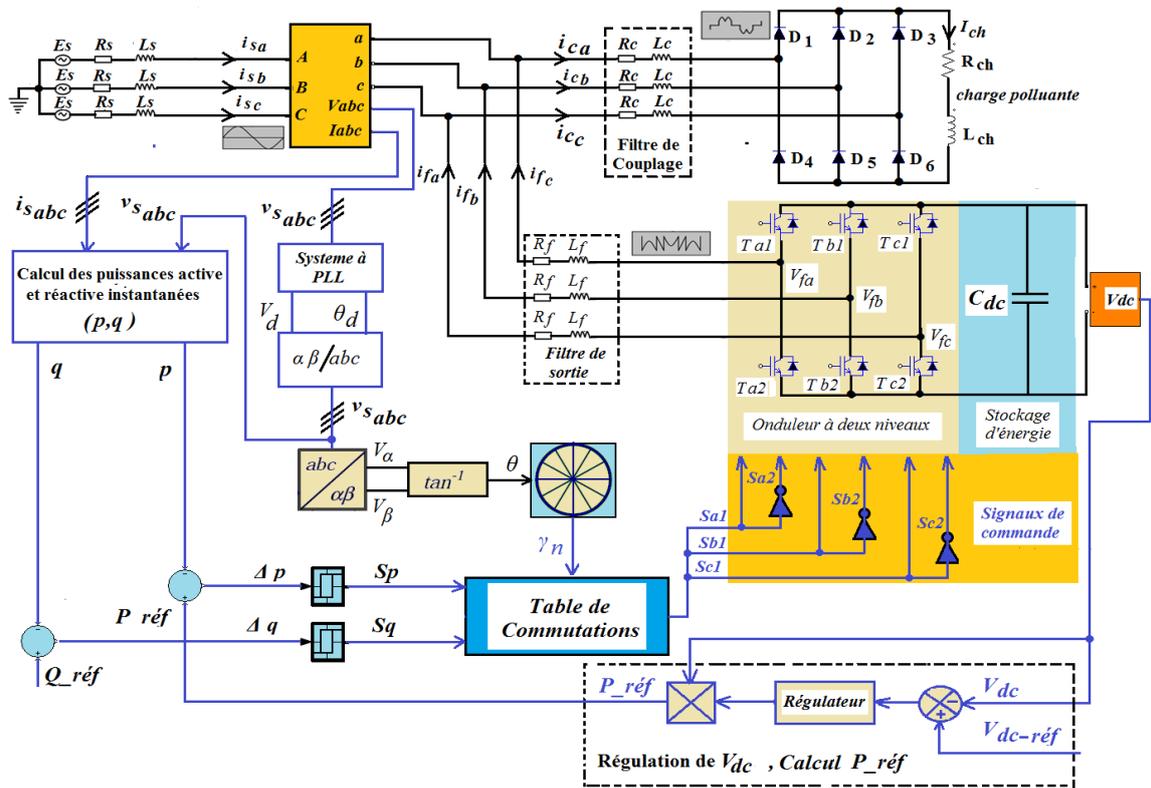


Fig. IV.20 Structure générale du FAP à deux niveaux contrôlé par le DPC classique

IV.5.1 Fermeture du FAP et analyse en régime permanent

Avant la mise en service du FAP, on remarque que la forme du courant de source est toujours rectangulaire, riche en harmoniques d'ordre $(6k \pm 1)$ en présentant un THD i de 24.35% (fig. IV.21). Après la mise en œuvre du FAP, le courant i_1 devient sinusoïdale avec un taux de distorsion de $\text{THD } i_1 = 1.75\%$, en phase avec la tension correspondante v_1 , offrant ainsi un facteur de puissance unitaire, accompagné d'une puissance réactive nulle et un réseau parfaitement dépollué (fig. IV.22).

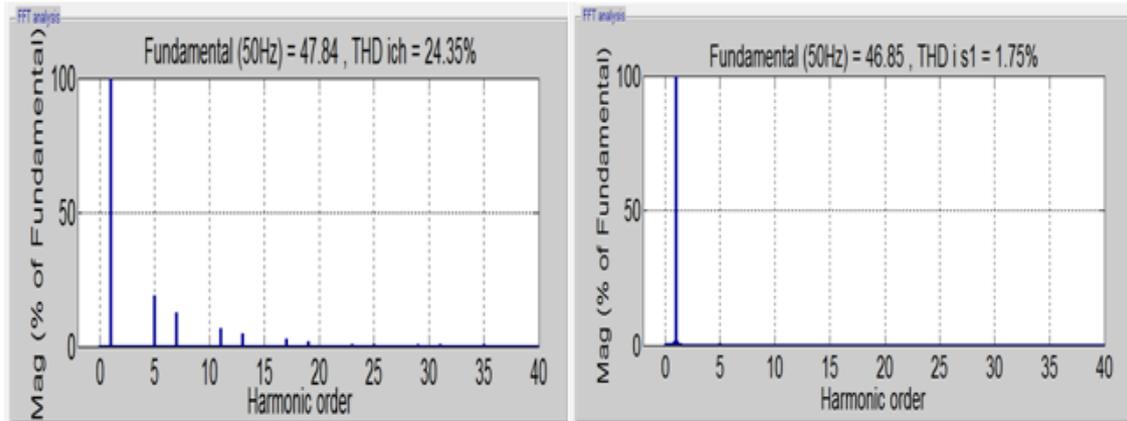


Fig. IV.21 Analyse spectrale du courant de source avant et après la mise en service du FAP

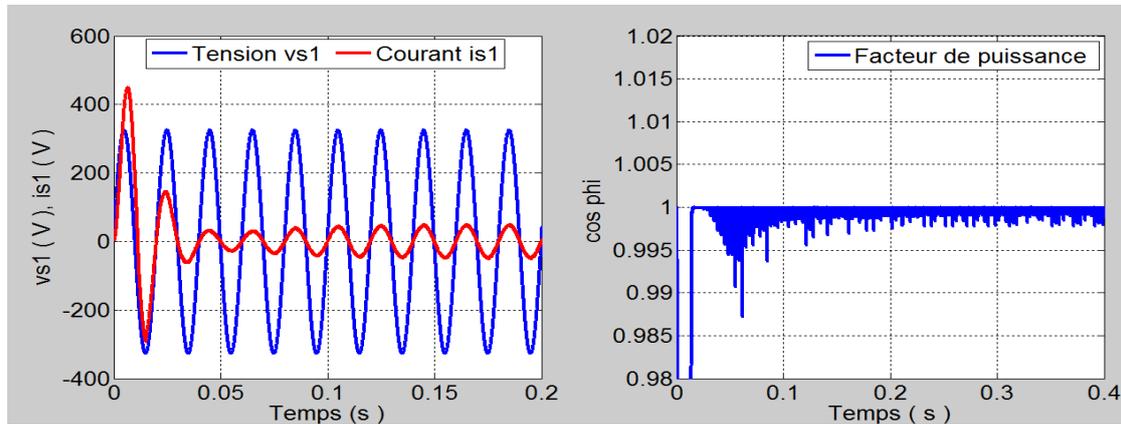


Fig. IV.22 Courant i_{s1} , tension v_{s1} de source et facteur de puissance

Ceci, est confirmé aussi sur la fig. IV.23, par les allures des puissances actives et réactive qui suivent parfaitement leurs références avec la précision souhaité, sur la même figure les allures de la position (θ), les secteurs, les composantes de la tension de source sur les axes (α) et (β) respectivement (v_α, v_β), sont présentées.

Concernant la tension du bus continu V_{dc} , préalablement déchargé, elle se stabilise vers sa référence 650V, après un transitoire de 70ms, cela est mentionnée sur la fig. IV.24, où figurent les allures du courant harmonique i_{fl} injecté par le FAP, tension de la source v_{s1} et courant de charge i_{ch1} .



Chapitre 4 : Commande Directe de Puissance (DPC) Appliquée au Filtre Actif Parallèle à deux niveaux

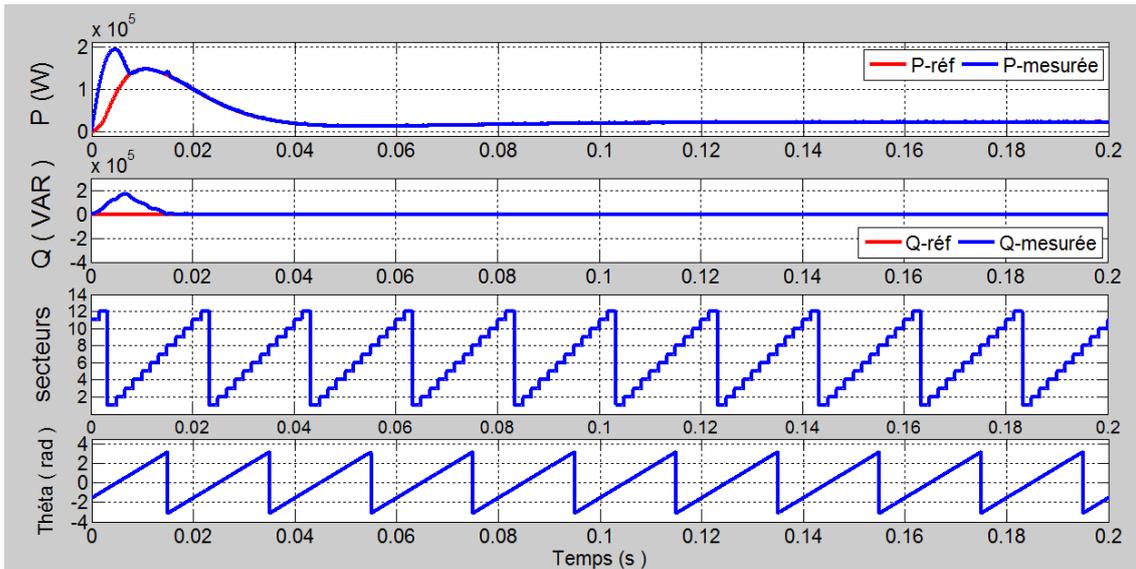


Fig. IV.23 Allures des puissances instantanées (p , q), évolution des secteurs et de la position lors de la mise en service du FAP

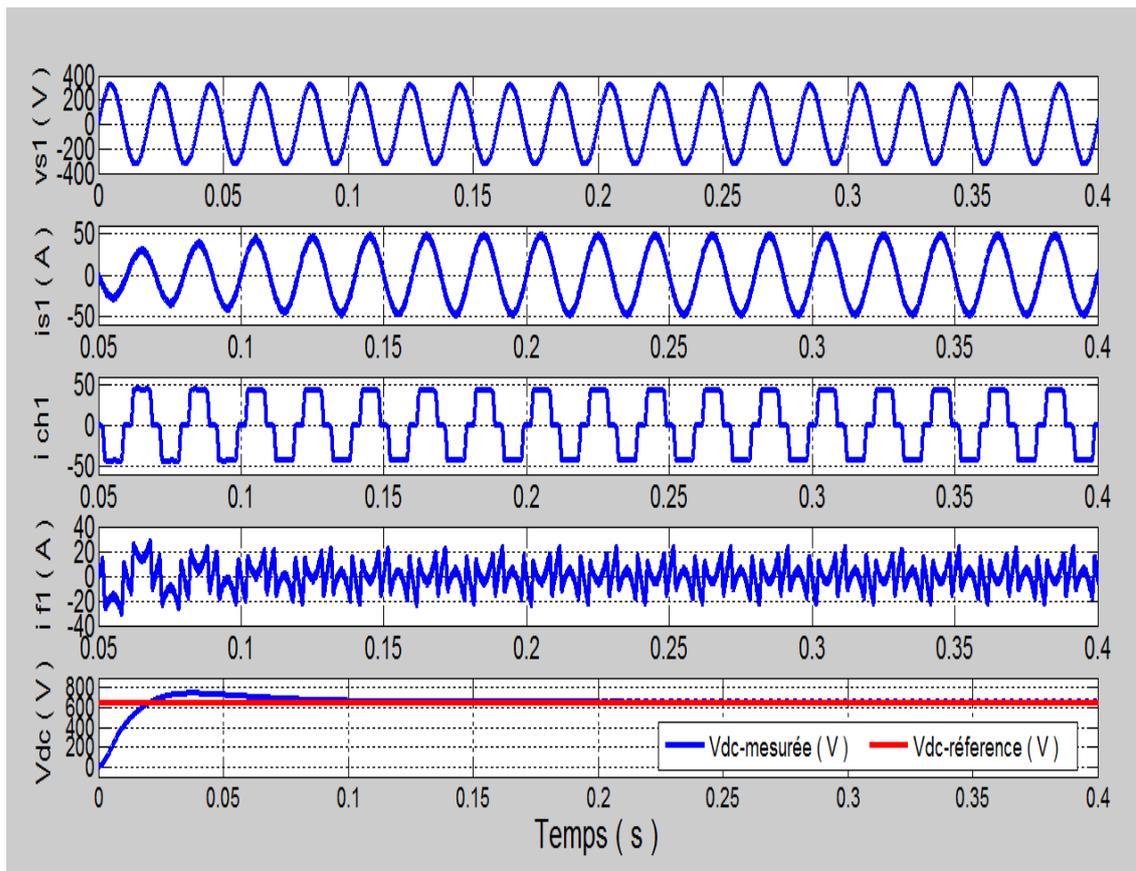


Fig. IV.24 Allures des grandeurs électriques lors de la connexion du FAP avec le réseau pour une charge non linéaire.



IV.5.2 Variation de la charge non linéaire avec la tension du bus continu stable.

Dans ce cas en garde la tension du bus continu constante, on fait varier le courant de charge dans les instants $t_1=0.2s$ et $t_2=0.4s$. On constate qu'il est tout à fait normal que les harmoniques injectés par le FAP et la puissance active instantanée, suivent l'appel de courant de charge, cependant la tension V_{dc} persiste dans sa valeur de référence constante de 650V, en suivant sa référence malgré les baisses de tensions remarquées aux moments t_1 et t_2 .

La technique DPC prouve sa stabilité et ses performances lors de ces perturbations créées par la charge, et cela par l'excellente poursuite des puissances active et réactive à leurs références (voir fig. IV.25 et fig. IV.26).

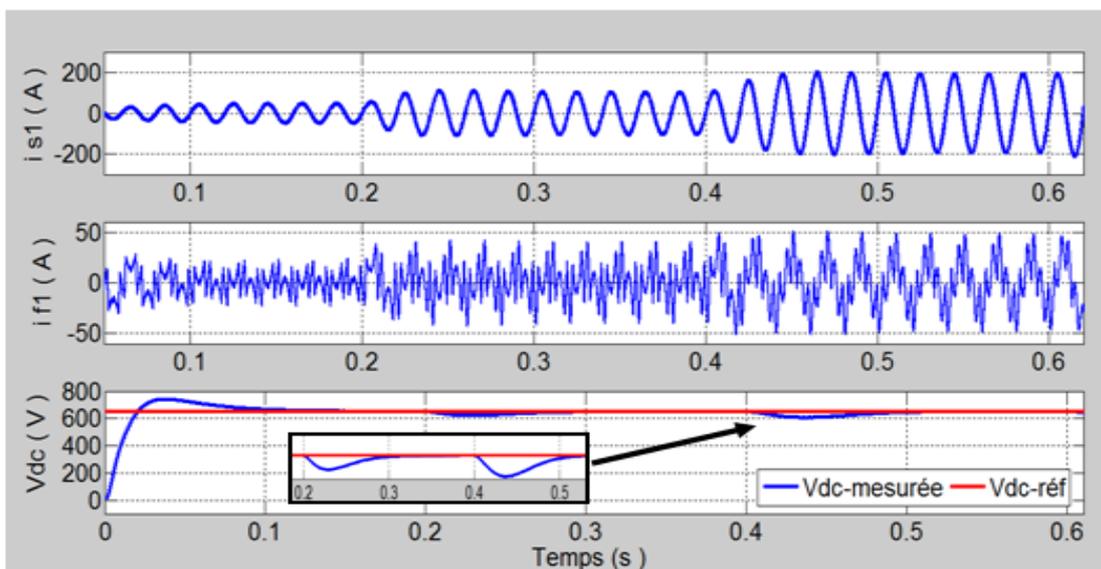


Fig. IV.25 Allures de i_{s1} , i_{f1} et V_{dc} lors de la variation de la charge non linéaire aux instants $t_1=0.2s$ et $t_2=0.4s$, pour $V_{dc}=650V$

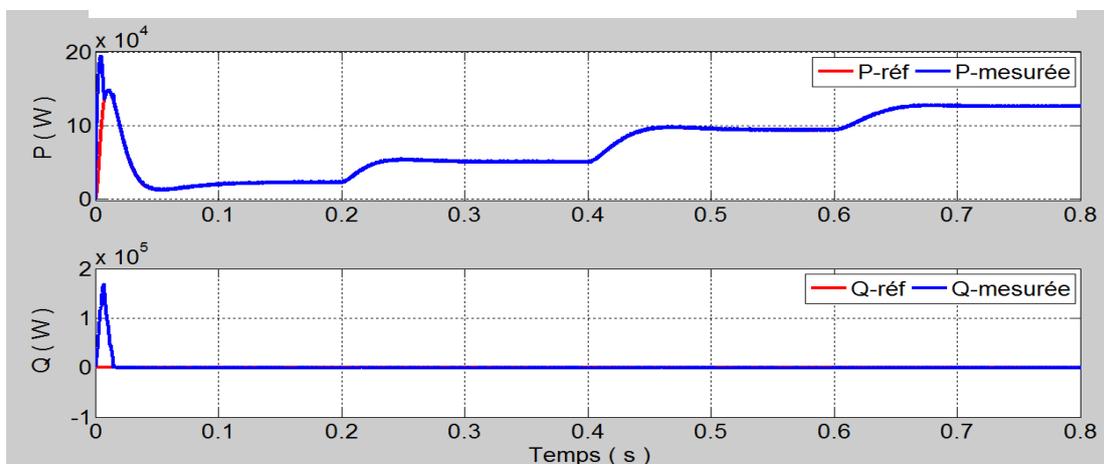


Fig. IV.26 Allures des puissance P, Q , lors de la variation de la charge non linéaire aux instants $t_1=0.2s$, $t_2=0.4s$ et $t_3=0.6s$, pour $V_{dc}=650V$



IV.5.3 Tension du bus continu instable avec courant de charge constant

Cette fois ci, on impose un courant de charge constant et une tension du bus continu instable, à travers les valeurs suivantes :

$[t_0= 0.0s, V_{dc}=650V]$, $[t_1= 0.3s, V_{dc}=850V]$, $[t_2= 0.5s, V_{dc}=1000V]$, $[t_3= 0.7s, V_{dc}=1200V]$,
 $[t_4= 0.9s, V_{dc}=850V]$.

Suivant les deux figures (IV.27 et IV.28), on peut dire qu'il ya une stagnation aux niveaux de tous les grandeurs électriques à savoir, P, Q, i_{s1} et i_{f1} . C'est-à-dire que, le changement dans le circuit de stockage d'énergie n'influe absolument pas sur les autres grandeurs du système énergétique, en particulier les puissances instantanées p-q, sauf des pics remarqués aux moments du transitoire, à l'exemple de P dans la fig.IV.27 et de i_{s1} , i_{f1} dans la fig. IV.28. Ce qui n'affecte pas la qualité des signaux et la dynamique du FAP.

La technique DPC à prouver une autre fois, son efficacité et sa robustesse à ce type de perturbation.

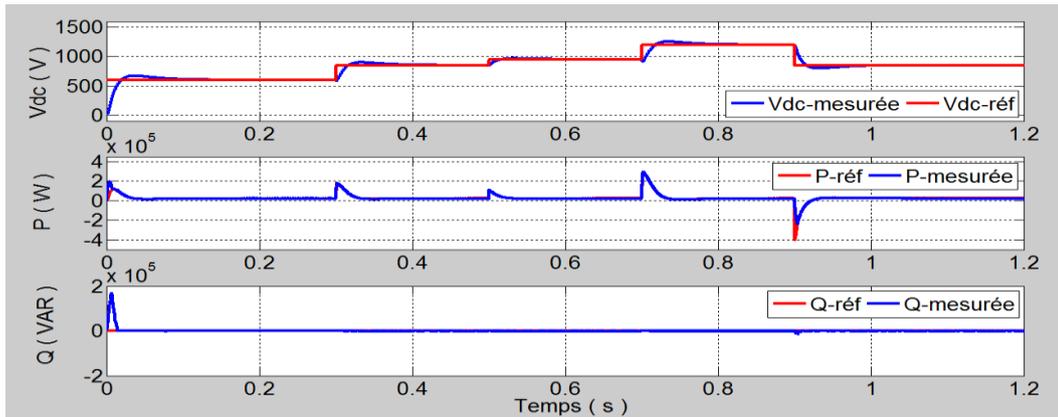


Fig. IV.27 Allures des puissances P, Q, lors de la variation de la tension V_{dc} aux instants $t_1=0.3s$, $t_2=0.5s$, $t_3=0.7s$ et $t_4=0.9s$, pour une charge constante

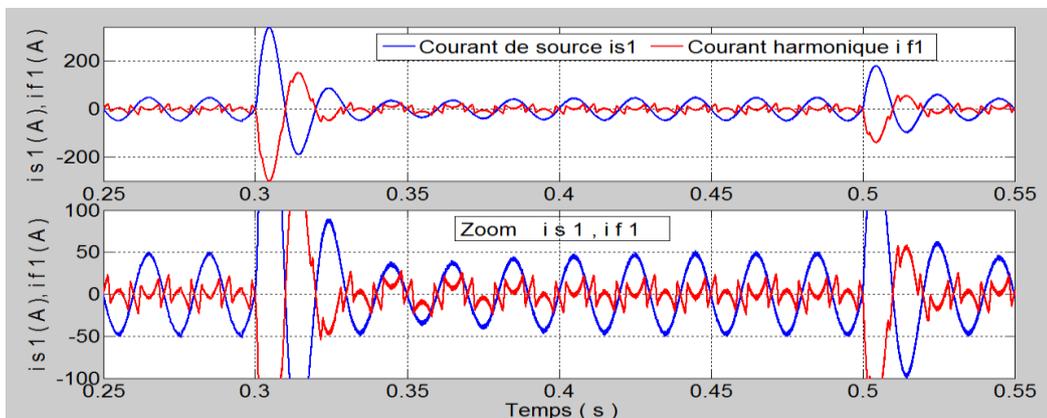


Fig. IV.28 Allures de i_{s1} , i_{f1} lors de la variation de la tension V_{dc} aux instants 0.3s et 0.5s, pour une charge constante



IV.5.4 Variation de la charge non linéaire avec tension du bus continu instable

Ce cas extrême est présenté sur les figures (IV.29, IV.30), où en varier la tension V_{dc} et le courant i_{ch} simultanément, afin de voir le comportement de la commande vis-à-vis ce type de perturbation.

Au début le FAP est connecté au réseau pour une charge non linéaire constante avec une tension $V_{dc}=650$ V.

À l'instant $t_1=0.3s$, en modifié la valeur de la charge, au même temps la référence du bus continu, impose à la tension V_{dc} de suivre la valeur de 850V. De la même manière à l'instant $t_2=0.5s$, en change la valeur de la charge et en impose $V_{dc}=1000V$. Alors à l'instant $t=0.65s$, le changement n'est pas simultané, puisque la variation du courant de charge est effectuée lorsque la tension V_{dc} est déjà fixé à la valeur de référence de 1000V.

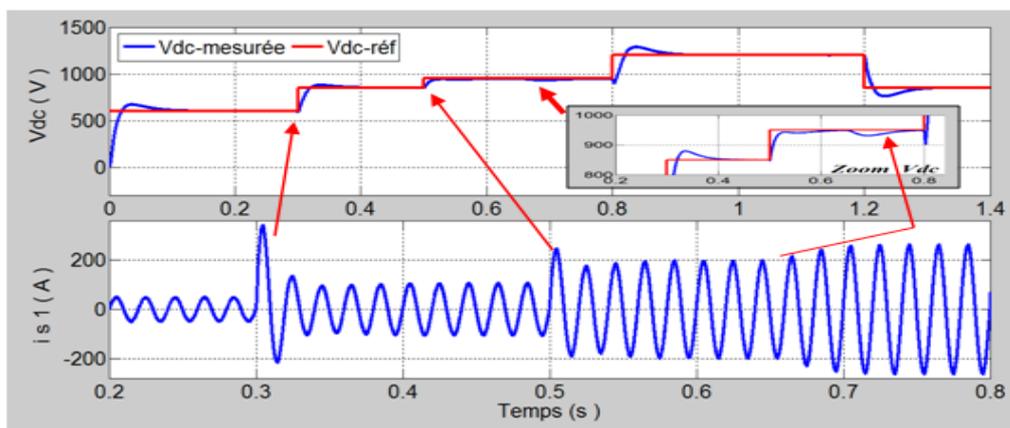


Fig. IV.29 Allures de V_{dc} , i_{s1} lors de la variation de V_{dc} et de la charge aux instants $t_1=0.3s$, $t_2=0.5s$ $t_3=0.65s$

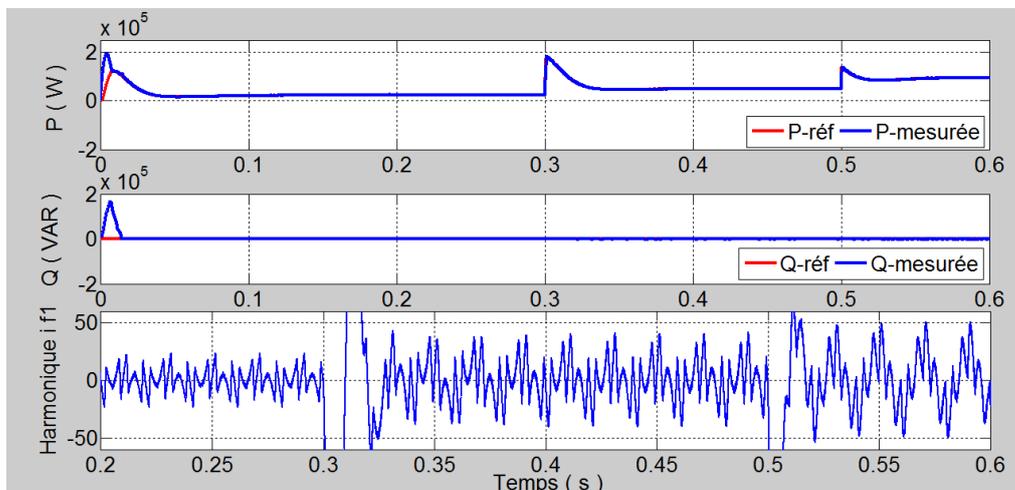


Fig. IV.30 Allures des puissance P, Q, i_{f1} lors de la variation de V_{dc} et de la charge aux instants $t_1=0.3s$, $t_2=0.5s$ $t_3=0.65s$



Chapitre 4 : Commande Directe de Puissance (DPC) Appliquée au Filtre Actif Parallèle à deux niveaux

La commande DPC a prouvé cette fois ci, une grande robustesse vis-à-vis les perturbations simultanées de la charge et du bus continu. La puissance réactive instantanée est nulle, suit ainsi sa référence de près en assurant un facteur de puissance unitaire.

La puissance active instantanée suit au même temps sa référence et l'évolution du courant de charge. Le courant injecté par le filtre i_{f1} dépend de l'appel du courant de source i_{s1} .

Les pics de courant et de puissances remarquables aux moments des transitoires, n'influent pas sur la dynamique du FAP et la stabilité de la commande.

La fig. IV.31, montre que les secteurs et même la position θ , ne sont pas affectés par les différents cas de perturbation évoqués ci-dessus.

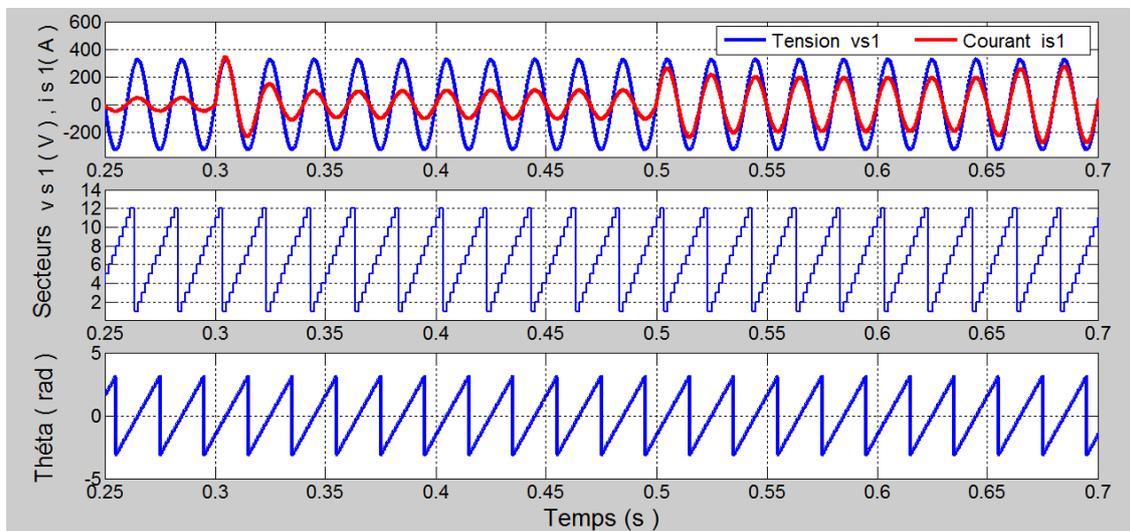


Fig. IV.31 Allures de v_{s1} , i_{s1} , secteurs et la position θ lors de la variation de V_{dc} et de la charge aux instants $t_1=0.3s$, $t_2=0.5s$ $t_3=0.65s$

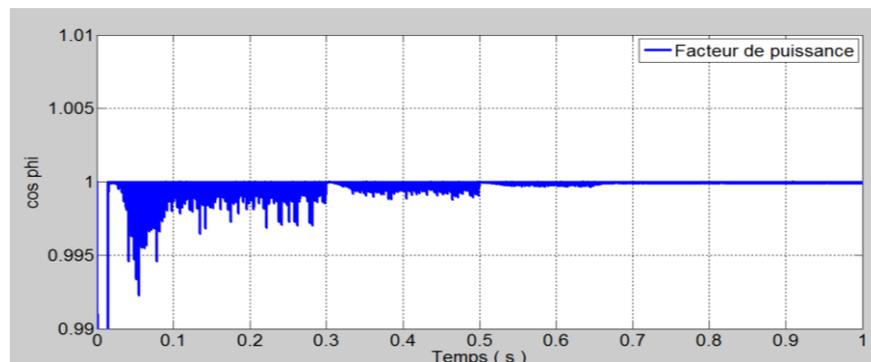


Fig. IV.32 Allures du facteur de puissance lors de la variation de V_{dc} et de la charge aux instants $t_1=0.3s$, $t_2=0.5s$ $t_3=0.65s$

Il est clair, que le facteur de puissance est unitaire, suivant la figure (IV.32). Ceci traduit bien l'une des performances de la technique DPC.



IV.6 Conclusion

La technique DPC, repose essentiellement sur des boucles de régulation des puissances actives et réactive instantanées. Elle permet de contrôler l'échange d'énergie entre le convertisseur et le réseau électrique avec un facteur de puissance unitaire et offre un calcul rapide des puissances instantanées avec une dynamique très élevée du système.

Les résultats obtenus lors de la première partie où le redresseur MLI est contrôlé par le DPC, ont montré des performances dynamiques importantes telles que, la stabilité et la robustesse à la variation de la charge et au changement de la tension du bus continu .

L'analyse spectrale et la forme du courant de ligne montre l'apport de cette technique sur la qualité de l'énergie électrique, offrant ainsi un THD très faible de valeur 1.57% largement inférieur aux valeurs imposés par les normes internationales (5%). L'allure de la puissance active évolue suivant sa référence et le comportement d'une part, de la charge et d'autre part de la tension du bus continu. Tandis que la puissance réactive est toujours nulle, en suivant la consigne imposée par la référence.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, on a pu valider les résultats de simulations dans le cas de fonctionnements transitoire et permanent, lors de la variation simultanée et séparé de la charge non linéaire et de la tension du bus continu du FAP, lorsque ce dernier est contrôlé par la technique DPC classique. La qualité du signal du courant de source et son taux de distorsion 1.75%, issus du régime permanent confirme les performances de cette technique.

Dans le cas des puissances actives et réactives, on a constaté que leurs signaux suivaient correctement leurs références avec un minimum d'erreur.

Grâce à l'analyse des résultats des transitoires, la commande DPC assure une bonne dynamique du système et garde sa stabilité et sa robustesse pour des perturbations créés au niveau de la charge ou au niveau du circuit de stockage d'énergie, d'une façon séparé ou simultané.

Chapitre 5

*Contribution des
Redresseurs Multi-niveaux à
L'amélioration de la Qualité
d'énergie: Application à la
Commande Vectorielle de la
Machine à Induction*



V.1 Introduction

Les ponts redresseurs classiques à commutation naturelles (à diodes ou à thyristors) sont des charges non linéaires, représentent les principales charges polluantes et génératrices de courants harmoniques vers le réseau électrique de distribution.

Ces redresseurs ont subi des évolutions aussi bien au niveau de leur structure que de leur système de commande afin de réduire leur injection d'harmoniques de courant dans le réseau électrique. Ces évolutions ont abouti à des convertisseurs statiques *AC/DC* fonctionnant avec des facteurs de puissance élevés, ils sont répertoriés sous l'appellation de redresseurs à absorption de courant sinusoïdal, ou redresseurs à MLI (PWM rectifier).

Le redresseur à MLI a la capacité de contrôler l'écoulement de la puissance active et réactive dans les deux directions sur un large spectre harmonique [120].

Outre son fonctionnement en redresseur, il peut fonctionner en mode de régénération c'est-à-dire fournir de la puissance active au réseau, il se caractérise aussi par un comportement quasi résistif vis-à-vis le réseau d'alimentation.

Pour cette raison, le redresseur à MLI est préféré pour les applications fonctionnant fréquemment en mode de régénération, telles que les entraînements électriques surtout à courant alternatif où le redresseur fait partie du variateur de vitesse, comme un convertisseur de fréquence [121]. Il est aussi mis en œuvre pour alimenter en tension continue d'autres types de charges. Le redresseur à MLI est distingué par deux structures : redresseur à MLI de courant et redresseur à MLI de tension.

Dans ce chapitre on s'intéresse uniquement à la structure du redresseur à MLI de tension. Ce dernier, constitue notre support pour développer et implanter la stratégie de commande MLI, permettant ainsi un prélèvement de courants sinusoïdaux sur le réseau alternatif et un fonctionnement avec un facteur de puissance quasiment unitaire.

De même, les redresseurs MLI multi-niveaux contribuent aussi à l'amélioration de la qualité de courant du réseau et à l'augmentation de la tension délivrée à la charge grâce à leur topologie. Ainsi, ils permettent de générer une tension la plus sinusoïdale possible et d'améliorer le taux d'harmoniques grâce au nombre élevé de niveaux de tension offert par ces convertisseurs.

Pour ce faire, ce présent chapitre est entamé par la modélisation et la commande MLI(SPWM) des redresseurs à deux et à N niveaux, suivi par la régulation de la tension du bus continu des redresseurs multi-niveaux.



Puis divisé en trois parties essentielles, la première consiste à mettre en œuvre les redresseurs MLI à deux et à N niveaux, sous un bus continu variable avec une montée en tension. Tandis que la deuxième partie est identique à la première mais sous une basse tension constante du bus continu. Les résultats des simulations obtenus des deux parties sont analysés et critiqués. Alors la troisième partie est dédiée aux variateurs de vitesse multi-niveaux en vue de contrôler la machine à induction en vitesse. La machine est commandée vectoriellement par la méthode directe à flux rotorique orienté. La conduite de la machine et les performances des variateurs de vitesse à deux et à N niveaux sont exposés et discutés.

V.2 Modélisation et commande du redresseurs MLI de tension à deux niveaux

V.2.1 Modélisation du redresseur MLI de tension à deux niveaux [18]

La structure du redresseur de tension triphasé à deux niveaux est donnée par la fig.V.1. Les interrupteurs du redresseur sont commandés en respectant la loi de commande complémentaire défini suivant la relation (V.1).

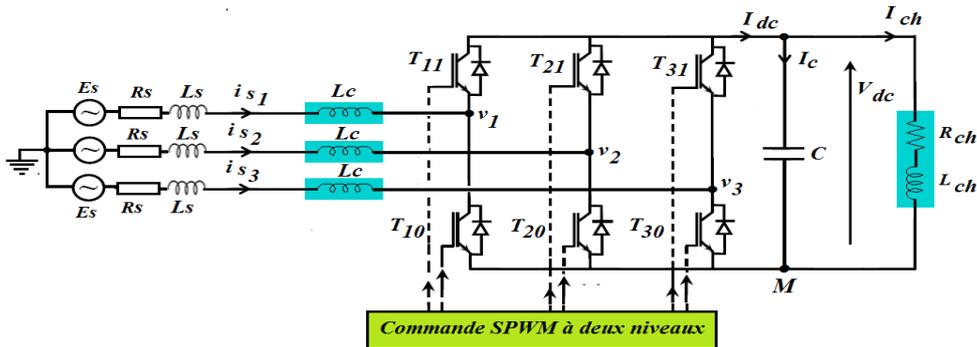


Fig. V.1 Structure du redresseur de tension à deux niveaux

$$\begin{cases} B_{k1} = \bar{B}_{k0} \\ F_{k1} = 1 - F_{k0} \end{cases} \quad (V.1)$$

B_{ks} est la commande de base de l'interrupteur T_{ks} , avec k ,le numéro du bras et s =1, pour le demi bras du haut et s= 0 ,pour le demi-bras du bas ($k \in \{1.2.3\}$ et $s \in \{0.1\}$)

On utilisant le principe de la fonction de connexion F_{ks} des interrupteurs T_{ks} , les trois tensions v_{kM} par rapport à la référence M, ont la forme du système d'équation (V.2) :

$$v_{kM} = F_{ks} V_{dc} \Rightarrow \begin{cases} v_{1M} = F_{11} V_{dc} \\ v_{2M} = F_{21} V_{dc} \\ v_{3M} = F_{31} V_{dc} \end{cases} \quad (V.2)$$



Chapitre 5 : Contribution des Redresseurs Multiniveaux à L'amélioration de la Qualité d'énergie: Application à la Commande Vectorielle de la Machine à Induction

Les trois tensions simples à l'entrée du redresseur, sont données par le système d'équation (V.3) suivant :

$$\begin{cases} V_{1n} = \frac{1}{3}(2F_{11} - F_{21} - F_{31})V_{dc} \\ V_{2n} = \frac{1}{3}(2F_{21} - F_{11} - F_{31})V_{dc} \\ V_{3n} = \frac{1}{3}(2F_{31} - F_{11} - F_{21})V_{dc} \end{cases} \quad (V.3)$$

Le courant à la sortie du redresseur en fonction des fonctions de connexion des interrupteurs et les courants de ligne i_1, i_2 et i_3 , en amont du redresseur, prend la forme de l'équation (V.4)

$$I_{dc} = F_{11}i_1 + F_{21}i_2 + F_{31}i_3 \quad (V.4)$$

V.2.2 Commande par la stratégie MLI (SPWM) du redresseur à deux niveaux

La commande des interrupteurs du redresseur à deux niveaux, s'effectue par le biais de la stratégie MLI à échantillonnage naturelle, à une seule porteuse triangulaire bipolaire, qui se traduit par l'algorithme suivant :

$$\begin{cases} \text{Si } v_{réf} \geq V_p \Rightarrow B_{11} = 1, \quad B_{10} = 0 \\ \text{Si } v_{réf} \leq V_p \Rightarrow B_{11} = 0, \quad B_{10} = 1 \end{cases} \quad (V.5)$$

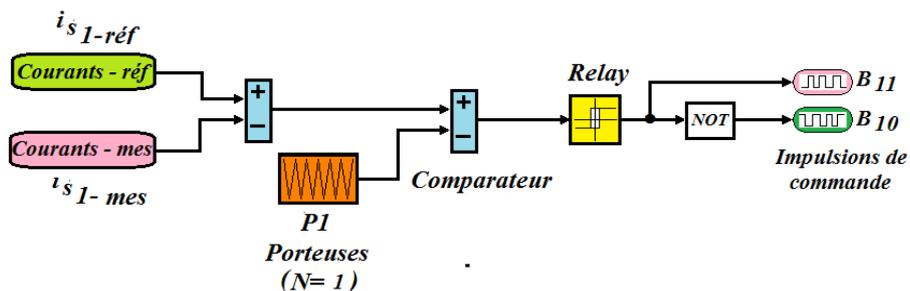


Fig.V.2 Algorithme de commande du redresseur à deux niveaux sous Matlab/Simulink

V.3 Modélisation et Commande du redresseur de tension à trois niveaux

V.3.1 Modélisation du redresseur MLI à trois niveaux [122]

La structure du redresseur de tension triphasé à trois niveaux à diode flottante, est donnée par la fig.V.3.

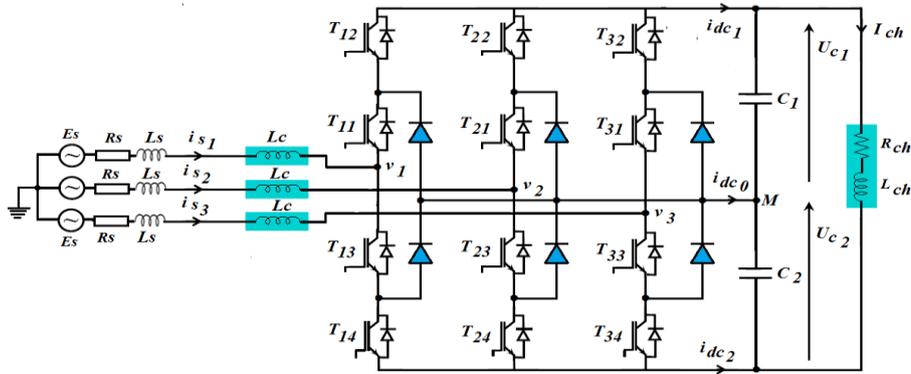


Fig.V.3 Structure du redresseur de tension à trois niveaux à diode flottante

La commande complémentaire associée à un bras k de ce redresseur est donnée par les relations (V.6).

$$\begin{cases} B_{k1} = \bar{B}_{k4} \\ B_{k2} = \bar{B}_{k3} \end{cases} \quad (V.6)$$

Pour un bras k, les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{aligned} F_{k1}^b &= F_{k1} F_{k2} \\ F_{k0}^b &= F_{k3} F_{k4} \end{aligned} \quad (V.7)$$

Les tensions v_{kM} de l'onduleur triphasé à trois niveaux à diodes flottantes par rapport au point milieu M est donné par l'équation (V.8) :

$$v_{kM} = F_{k1} F_{k2} U_{C1} - F_{k3} F_{k4} U_{C2} = F_{k1}^b U_{C1} - F_{k0}^b U_{C2} \quad (V.8)$$

Les tensions simples à l'entrée du redresseur sont données par les fonctions de connexion de demi- bras selon le système (V.9) suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{1n} \\ V_{2n} \\ V_{3n} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} \right\} \quad (V.9)$$

Les courants de sortie du redresseur s'expriment en fonction des courants d'entrée i_1, i_2, i_3 et au moyen des fonctions de connexion des demi-bras par les relations (V.10) suivantes :



$$\begin{cases} i_{dc1} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i_{dc2} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \\ i_{dc0} = -(i_{dc1} + i_{dc2}) \end{cases} \quad (V.10)$$

V.3.2 Commande par la stratégie MLI (SPWM) du redresseur à trois niveaux

L'algorithme de commande qui gère le fonctionnement des interrupteurs du redresseur à trois niveaux est illustré sur la fig.V.4.

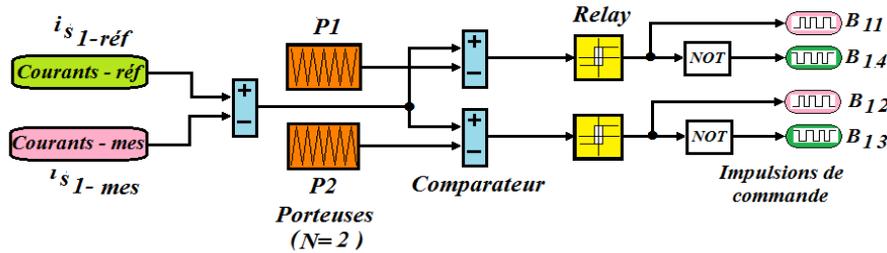


Fig.V.4 Algorithme de commande du redresseur à trois niveaux sous Matlab/Simulink

V.4 Modélisation et commande du redresseur de tension à cinq niveaux

V.4.1 Modélisation du redresseur à cinq niveaux [79,85]

La structure du redresseur de tension triphasé à cinq niveaux à diode flottante, est donnée par la fig.V.5.

La commande complémentaire d'un bras k, est caractérisée par la relation (V.11) qui lié les fonctions de connexion des interrupteurs k comme suit :

$$F'_{ki} = 1 - F_{k(5-i)}, \quad i = 1, \dots, 4, \quad k = 1,2,3 \quad (V.11)$$

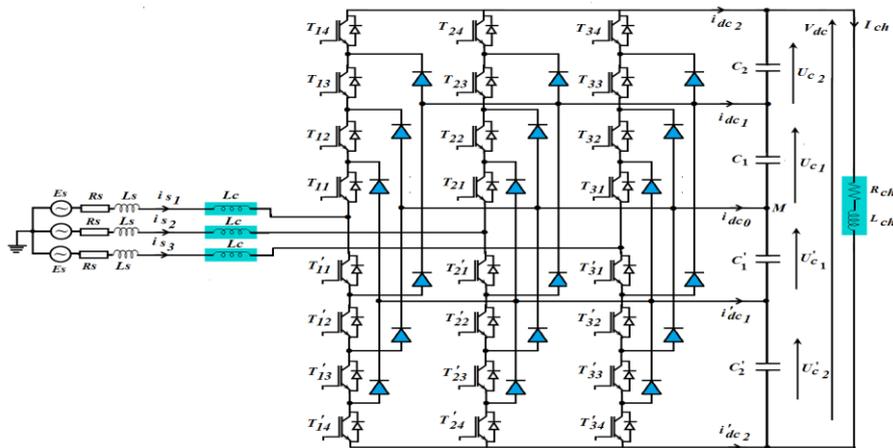


Fig. V.5 Structure du redresseur de tension à cinq niveaux à diode flottante



Chapitre 5 : Contribution des Redresseurs Multiniveaux à L'amélioration de la Qualité d'énergie: Application à la Commande Vectorielle de la Machine à Induction

Les tensions v_{kM} du redresseur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes par rapport au point milieu M est donné par l'équation (V.12) :

$$v_{kM} = F_{k1}F_{k2}F_{k3}F_{k4}(U_{C1} + U_{C2}) + F_{k1}F_{k2}F_{k3}(1 - F_{k4})U_{C1} - F'_{k1}F'_{k2}F'_{k3}F'_{k4}(U'_{C1} + U'_{C2}) - F'_{k1}F'_{k2}F'_{k3}(1 - F'_{k4})U'_{C1} \quad (V.12)$$

Afin de simplifier l'équation (V.12), on définit les fonctions de connexion des demi-bras F_k^b et F_k^{b1} associées respectivement au demi-bras du haut et du bas, telle que :

$$v_{kM} = F_k^b(U_{C1} + U_{C2}) + F_k^{b1}U_{C1} - F_k^b(U'_{C1} + U'_{C2}) - F_k^{b1}U'_{C1} \quad (V.13)$$

Sachant que :

$$\begin{cases} F_k^b &= F_{k1}F_{k2}F_{k3}F_{k4} \\ F_k^{b1} &= F'_{k1}F'_{k2}F'_{k3}F'_{k4} \\ F_k^b &= F_{k1}F_{k2}F_{k3}(1 - F_{k4}) \\ F_k^{b1} &= F'_{k1}F'_{k2}F'_{k3}(1 - F'_{k4}) \end{cases} \quad (V.14)$$

L'équation (V.13) peut prendre une autre forme :

$$v_{kM} = (F_k^b + F_k^{b1})U_{C1} + F_k^bU_{C2} - (F_k^b + F_k^{b1})U'_{C1} - F_k^bU'_{C2} \quad (V.15)$$

On constate d'après l'équation (V.15), que le redresseur à cinq niveaux est une mise en série de quatre redresseurs à deux niveaux.

Les tensions simples à l'entrée du redresseur sont liées aux tensions de chaque bras par rapport au point milieu M de référence, comme suit :

$$\begin{cases} V_{1n} = \frac{1}{3}(2V_{1M} - V_{2M} - V_{3M}) \\ V_{2n} = \frac{1}{3}(-V_{1M} + 2V_{2M} - V_{3M}) \\ V_{3n} = \frac{1}{3}(-V_{1M} - V_{2M} + 2V_{3M}) \end{cases} \quad (V.16)$$

Alors, les tensions simples à l'entrée des redresseurs sont exprimées suivant le système (V.17), de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{1n} \\ V_{2n} \\ V_{3n} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_1^b + F_1^{b1} \\ F_2^b + F_2^{b1} \\ F_3^b + F_3^{b1} \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_1^b \\ F_2^b \\ F_3^b \end{bmatrix} U_{C2} - \begin{bmatrix} F_1^b + F_1^{b1} \\ F_2^b + F_2^{b1} \\ F_3^b + F_3^{b1} \end{bmatrix} U'_{C1} - \begin{bmatrix} F_1^b \\ F_2^b \\ F_3^b \end{bmatrix} U'_{C2} \right\} \quad (V.17)$$



Les courants de sortie du redresseur $i_{dc0}, i_{dc1}, i_{dc2}, i'_{dc1}, i'_{dc2}, i_{dc3}$, s'expriment en fonction des courants de phase i_1, i_2, i_3 , et les fonctions de connexion des demi-bras, de la sorte :

$$\begin{cases} i_{dc1} = F_1^{b1}i_1 + F_2^{b1}i_2 + F_3^{b1}i_3, & i'_{dc1} = F_1'^{b1}i_1 + F_2'^{b1}i_2 + F_3'^{b1}i_3 \\ i_{dc2} = F_1^b i_1 + F_2^b i_2 + F_3^b i_3, & i'_{dc2} = F_1'^b i_1 + F_2'^b i_2 + F_3'^b i_3 \\ i_{dc0} = i_1 + i_2 + i_3 - (i_{dc1} + i_{dc2} + i'_{dc1} + i'_{dc2}) \end{cases} \quad (V.18)$$

V.4.2 Commande par la stratégie MLI (SPWM) du redresseur à cinq niveaux

L'algorithme de commande qui gère le fonctionnement des interrupteurs du redresseur à cinq niveaux est illustré sur la fig.V.6.

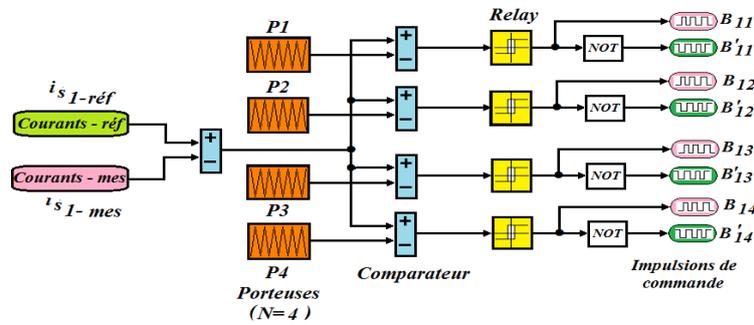


Fig.V.6 Algorithme de commande du redresseur à cinq niveaux sous Matlab/Simulink

V.5 Modélisation et Commande du redresseur de tension à sept niveaux

V.5.1 Modélisation du redresseur à sept niveaux [85]

La figure (V.7), représente la structure du redresseur à sept niveaux à diodes flottantes

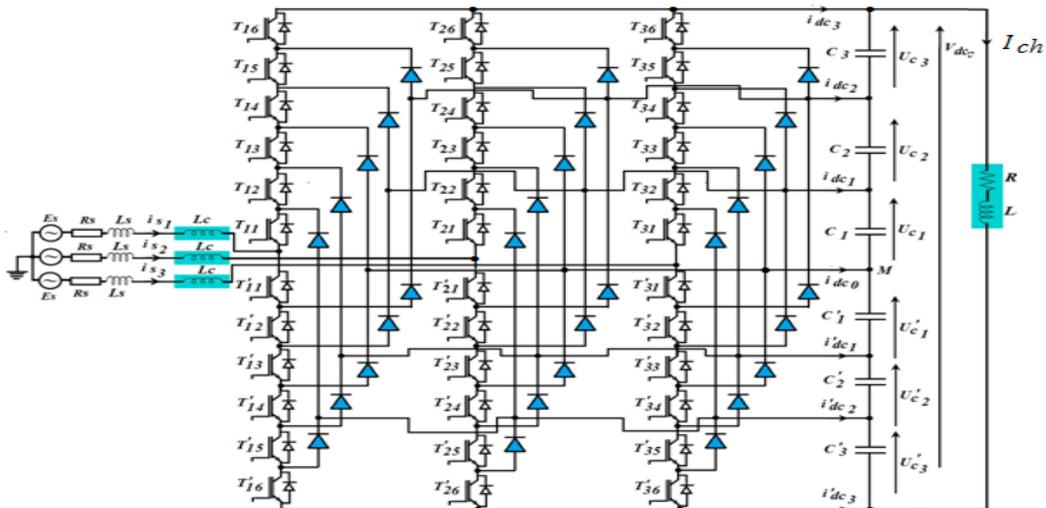


Fig. V.7 Redresseur triphasé à sept niveaux à diodes flottantes



Chapitre 5 : Contribution des Redresseurs Multiniveaux à L'amélioration de la Qualité d'énergie: Application à la Commande Vectorielle de la Machine à Induction

La commande complémentaire de chaque bras est défini par une relation, liant les fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$F'_{ki} = 1 - F_{k(7-i)}, \quad i = 1, \dots, 6, \quad k = 1, 2, 3 \quad (\text{V.19})$$

En utilisant les fonctions de connexion des demi-bras F_k^b et $F_k^{b'}$ associées respectivement au demi-bras du haut et du bas, on peut écrire les tensions v_{kM} de chaque bras du redresseur par rapport au point milieu M.

$$v_{kM} = F_k^b (U_{C1} + U_{C2} + U_{C3}) + F_k^{b1} (U_{C1} + U_{C2}) + F_k^{b2} U_{C1} - F_k^{b'} (U'_{C1} + U'_{C2} + U'_{C3}) - F_k^{b'1} (U'_{C1} + U'_{C2}) - F_k^{b'2} U'_{C1} \quad (\text{V.20})$$

Avec :

$$\begin{cases} F_k^b = F_{k1} F_{k2} F_{k3} F_{k4} F_{k5} F_{k6} \\ F_k^{b'} = F'_{k1} F'_{k2} F'_{k3} F'_{k4} F'_{k5} F'_{k6} \\ F_k^{b1} = F_{k1} F_{k2} F_{k3} F_{k4} F_{k5} (1 - F_{k6}) \\ F_k^{b'1} = F'_{k1} F'_{k2} F'_{k3} F'_{k4} F'_{k5} (1 - F'_{k6}) \\ F_k^{b2} = F_{k1} F_{k2} F_{k3} F_{k4} (1 - F_{k5}) (1 - F_{k6}) \\ F_k^{b'2} = F'_{k1} F'_{k2} F'_{k3} F'_{k4} (1 - F'_{k5}) (1 - F'_{k6}) \end{cases} \quad (\text{V.21})$$

L'équation (V.20) peut être réécrite sous une autre forme :

$$v_{kM} = (F_k^b + F_k^{b1} + F_k^{b2}) U_{C1} + (F_k^b + F_k^{b1}) U_{C2} + F_k^b U_{C3} - (F_k^{b'} + F_k^{b'1} + F_k^{b'2}) U'_{C1} - (F_k^{b'} + F_k^{b'1}) U'_{C2} - F_k^{b'} U'_{C3} \quad (\text{V.22})$$

On constate d'après l'équation (V.22) que le redresseur à sept niveaux est une mise en série de six redresseurs à deux niveaux.

Les tensions simples à l'entrée du redresseur sont lies aux tensions de chaque bras, par rapport au point milieu M de référence, comme suit :

$$\begin{cases} V_{1n} = \frac{1}{3} (2V_{1M} - V_{2M} - V_{3M}) \\ V_{2n} = \frac{1}{3} (-V_{1M} + 2V_{2M} - V_{3M}) \\ V_{3n} = \frac{1}{3} (-V_{1M} - V_{2M} + 2V_{3M}) \end{cases} \quad (\text{V.23})$$

Alors, les tensions simples à l'entrée du redresseur sont exprimées suivant le système (V.24), comme suit :



$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V_{1n} \\ V_{2n} \\ V_{3n} \end{bmatrix} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{aligned} &\begin{pmatrix} F_1^b + F_1^{b1} + F_1^{b2} \\ F_2^b + F_2^{b1} + F_2^{b2} \\ F_3^b + F_3^{b1} + F_3^{b2} \end{pmatrix} U_{C1} + \begin{pmatrix} F_1^b + F_1^{b1} \\ F_2^b + F_2^{b1} \\ F_3^b + F_3^{b1} \end{pmatrix} U_{C2} + \begin{pmatrix} F_1^b \\ F_2^b \\ F_3^b \end{pmatrix} U_{C3} \\ &- \begin{pmatrix} F_1^b + F_1^{b1} + F_1^{b2} \\ F_2^b + F_2^{b1} + F_2^{b2} \\ F_3^b + F_3^{b1} + F_3^{b2} \end{pmatrix} U'_{C1} - \begin{pmatrix} F_1^b + F_1^{b1} \\ F_2^b + F_2^{b1} \\ F_3^b + F_3^{b1} \end{pmatrix} U'_{C2} - \begin{pmatrix} F_1^b \\ F_2^b \\ F_3^b \end{pmatrix} U'_{C3} \end{aligned} \right\} \quad (V.24)
 \end{aligned}$$

Les courants de sortie du redresseur $i_{dc0}, i_{dc1}, i_{dc2}, i_{dc3}, i'_{dc1}, i'_{dc2}, i'_{dc3}$, s'expriment en fonction des courants de phase i_1, i_2, i_3 , et les fonctions de connexion des demi-bras, de la sorte :

$$\begin{aligned}
 i_{dc1} &= F_1^{b2} i_1 + F_2^{b2} i_2 + F_3^{b2} i_3, \quad i'_{dc1} = F_1^{b2} i_1 + F_2^{b2} i_2 + F_3^{b2} i_3 \\
 i_{dc2} &= F_1^{b1} i_1 + F_2^{b1} i_2 + F_3^{b1} i_3, \quad i'_{dc2} = F_1^{b1} i_1 + F_2^{b1} i_2 + F_3^{b1} i_3 \\
 i_{dc3} &= F_1^b i_1 + F_2^b i_2 + F_3^b i_3, \quad i'_{dc3} = F_1^b i_1 + F_2^b i_2 + F_3^b i_3 \\
 i_{dc0} &= i_1 + i_2 + i_3 - i_{dc1} - i_{dc2} - i_{dc3} - i'_{dc1} - i'_{dc2} - i'_{dc3}
 \end{aligned} \quad (V.25)$$

V.5.2 Commande par la stratégie MLI (SPWM) du redresseur à sept niveaux

L'algorithme de commande qui gère le fonctionnement des interrupteurs du redresseur à sept niveaux est illustré sur la fig.V.8.

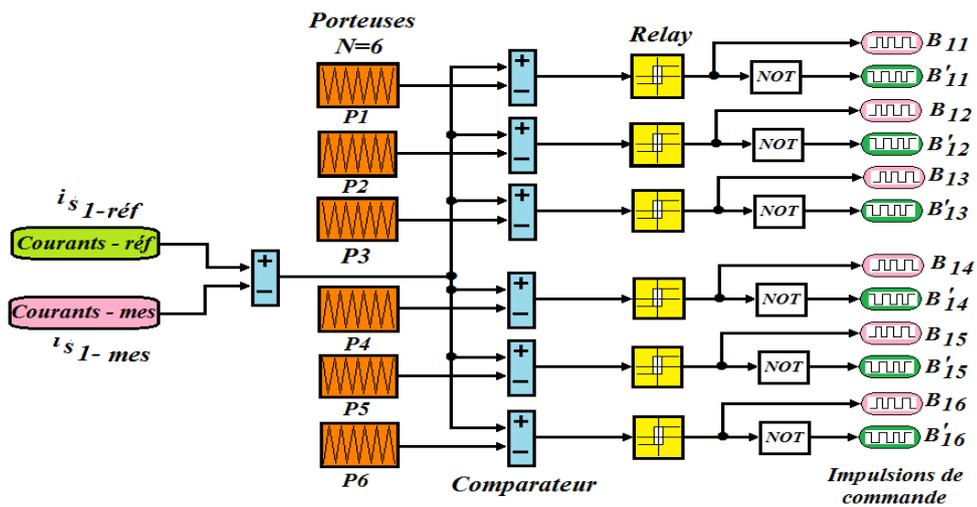


Fig.V.8 Algorithme de commande du redresseur à sept niveaux sous Matlab/Simulink



V.6. Contrôle en courant du redresseur multi-niveaux à MLI

V.6.1 Structure globale du contrôle en courant par la stratégie SPWM (MLI)

La structure globale du contrôle par la stratégie SPWM à échantillonnage naturelle des courants prélevés sur le réseau, par un pont redresseur MLI triphasé à deux niveaux est représentée sur la fig. V.9, [123,124].

Pour que le redresseur MLI puisse garantir un facteur de puissance unitaire au côté réseau et une tension parfaitement continue au côté de la charge, on doit utiliser une boucle de régulation de la tension de sortie V_{dc} par le biais d'un régulateur PI, celui-ci génère l'amplitude des trois courants de référence I_{max} .

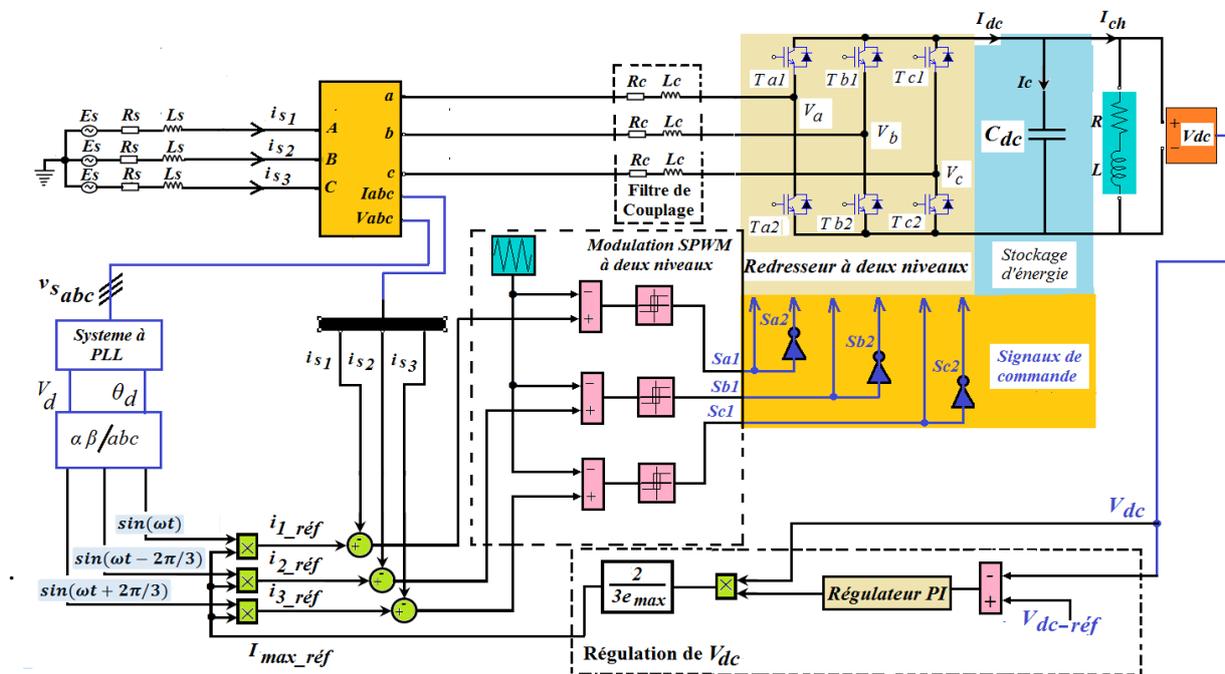


Fig.V.9 Schéma de principe du contrôle direct des courants prélevés sur le réseau

Le système PLL, développé en annexe A, est mis en service dans le but de fournir trois sinus unitaires à partir des trois tensions du réseau. En effet la multiplication de l'amplitude I_{max} par les trois sinus unitaires délivrés par le module PLL permet d'obtenir les trois courants de référence sinusoïdaux, synchronisés avec le réseau d'alimentation. Ensuite la comparaison entre les courants de référence et ceux prélevés du réseau est envoyée aux comparateurs de la modulation SPWM. L'ensemble des trois sorties du bloc de modulation détermine les ordres de commande des interrupteurs constituant le pont redresseur.



Ce dernier, sa structure et sa commande dépendent du niveau de tension et du nombre d'interrupteur utilisé dans chaque bras.

V.6.2 Régulation de la tension du bus continu des redresseurs à MLI à N niveaux

Parmi les objectifs du redresseur MLI est d'obtenir une tension continue contrôlée. Le rôle de la boucle de régulation de la tension du bus continu est de maintenir cette tension à une valeur de référence constante, en contrôlant le processus de chargement et de déchargement du condensateur. La variation de V_{dc} est due principalement aux pertes dans les interrupteurs du redresseur, dans les inductances de couplage et à la variation de la charge connectée au bus continu. La régulation de cette tension s'effectue par ajustement de l'amplitude des références des courants prélevés pour contrôler la transition de la puissance active entre le réseau et le bus continu [120,125].

En négligeant les pertes actives dans le convertisseur et dans les inductances de couplage (Redresseur sans pertes), l'application du principe de conservation de la puissance donne la relation entre la puissance active débitée par le réseau et celle reçue en sortie du pont. Elle s'écrit sous la forme suivante [123].

Puissance d'entrée :

$$P_e = \sum_{i=1}^3 (e_{si} i_{si} - R i_{si}^2 - \frac{L}{2} \frac{d i_{si}^2}{dt}) = \sum_{i=1}^3 v_{si} i_{si} \quad (V.26)$$

Puissance de sortie :

$$P_s = \sum_{i=1}^{N-1} (V_{dci} \cdot I_{dci}) = (N-1) V_{dcmoy} \cdot (I_{ch} + I_c) \quad (V.27)$$

On définit les grandeurs V_{dcmoy} , I_{dcmoy} et I_c comme suit:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{dcmoy} = \frac{\sum_{i=1}^{N-1} V_{dci}}{N-1} \\ I_c = \frac{\sum_{i=1}^{N-1} I_{ci}}{N-1} \\ I_{dcmoy} = I_{ch} + I_c \end{array} \right. \quad (V.28)$$



Chapitre 5 : Contribution des Redresseurs Multiniveaux à L'amélioration de la Qualité d'énergie: Application à la Commande Vectorielle de la Machine à Induction

En utilisant le principe de la conservation de la puissance, on peut écrire :

$$\sum_{i=1}^3 e_{si} i_{si} = \frac{L}{2} \frac{di_{si}^2}{dt} + \sum_{i=1}^{N-1} (V_{dci} I_{dci}) \quad (V.29)$$

En supposant les courants du réseau i_{si} sinusoïdaux et en phase avec leurs tensions v_{si} correspondantes, on peut écrire alors :

$$\frac{3}{2} e_{\max} I_{\max} = (N - 1) V_{dc\text{moy}} \cdot (I_{ch} + I_c) \quad (V.30)$$

Avec :

$$\begin{cases} e_{sk} = e_{\max} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}(k-1)) \\ i_{sk} = I_{\max} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}(k-1)) \end{cases}$$

k : numéro d'un bras du redresseur ($k = 1, 2, 3$). Ainsi le modèle de la boucle de tension déduit de la relation (V.30), est présenté par la fig. V.10.

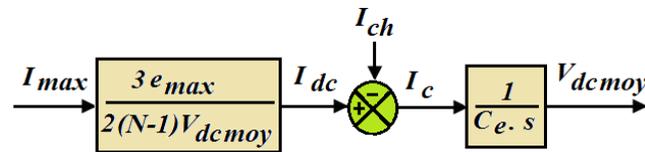


Fig. V.10 Modèle de la boucle de tension du redresseur de tension triphasé à N niveaux

Le schéma bloc de l'asservissement de la tension est donné par la fig. V.11.

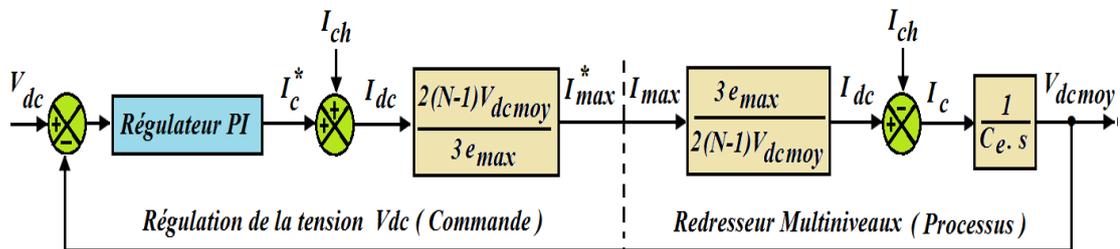


Fig.V.11 Schéma bloc de la boucle de régulation de la tension du bus continu du redresseur de tension triphasé à N niveaux

Le schéma global d'asservissement courants / tension, du redresseur triphasé à N niveaux est présenté par la fig. V.12.

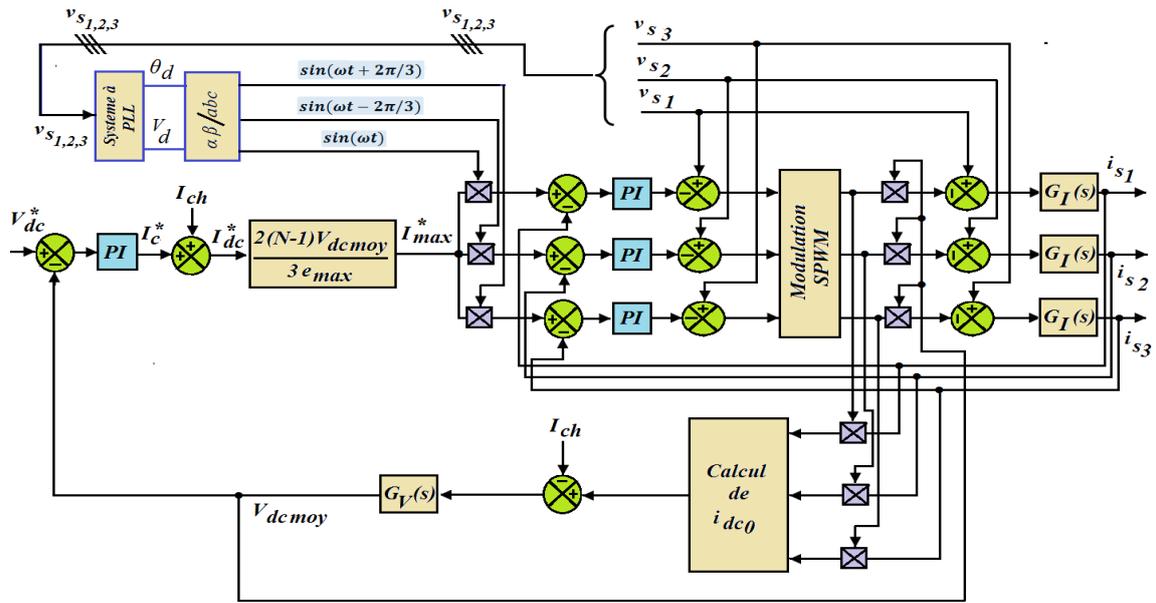


Fig.V.12 Régulation d'un pont redresseur de tension triphasé à MLI à N niveaux

V.6.3 Simulation et interprétation

Les quatre redresseurs MLI sont soumis en amont à une source de tension triphasée de 1.2kV/2.1kV,50Hz, utilisée précédemment dans le troisième chapitre. A leurs sorties on branche une charge R-L de valeur $R=500\Omega$, $L=50\text{mH}$. Le circuit du bus continu est doté d'un condensateur en parallèle de 4.4 mF, associé à une boucle de régulation de la tension de sortie V_{dc} par l'intermédiaire d'un régulateur PI dont les paramètres $k_p=400$ et $k_i=0.5$.

La fréquence d'échantillonnage est de 33kHz, la stratégie MLI est caractérisée par la fréquence de la porteuse de 20kHz et un coefficient de réglage de 0.8. Ces paramètres sont commun pour les quatre types de redresseur. Le couplage des redresseurs avec le réseau est assuré par une bobine de coulage caractérisé par l'inductance de 2mH et une résistance interne de 10Ω.

Les simulations des quatre redresseurs MLI sont effectuées sous l'environnement *Matlab/simulink*, suivant trois parties à savoir :

- Redresseur MLI sous tension du bus continu variable en montée de tension.
- Redresseur MLI sous tension du bus continu constante en basse tension.
- Redresseur MLI comme convertisseur de fréquence dans un variateur de vitesse.



V.6.3.1 Redresseur MLI multi-niveaux de la Basse Tension à la Montée en Tension du bus continu

Dans cette première partie, la tension du bus continu V_{dc} varie en montée suivant le niveau du redresseur, de 567 V pour le redresseur à deux niveaux jusqu'à 3400 V pour le redresseur à sept niveaux. Par conséquent la source de tension triphasée (1.2kV/2.1kV,50Hz) reste fixe, pendant le passage d'une structure à une autre de niveau supérieur.

Grâce au nombre d'interrupteur par demi bras qui caractérise le redresseur multi-niveaux et vu que, ce dernier est une mise en série de n redresseur à deux niveaux (d'après les équations V.8, V.15 et V.22), on peut traduire cela par la relation (V.31) qui lié la tension du bus continu avec le niveau du redresseur, comme suit :

$$V_{dc_n} = (n-1) V_{dc_2niv}. \quad (V.31)$$

Donc à titre d'exemple, pour une tension V_{dc_2niv} du redresseur à deux niveaux égale à 567 V, la tension du bus continu de la structure à cinq niveaux ne sera que 2268 V, c'est-à-dire qu'il faut multiplier la tension V_{dc_2niv} par un coefficient (n-1), qui représente le nombre d'interrupteur par demi bras.

a) Redresseur MLI à deux niveaux

La tension de référence appliquée à l'entrée de la boucle de régulation est $V_{dc_réf} = 567$ V. La figure (V.13) montre l'allure de la tension du bus continu qui suit correctement sa référence.

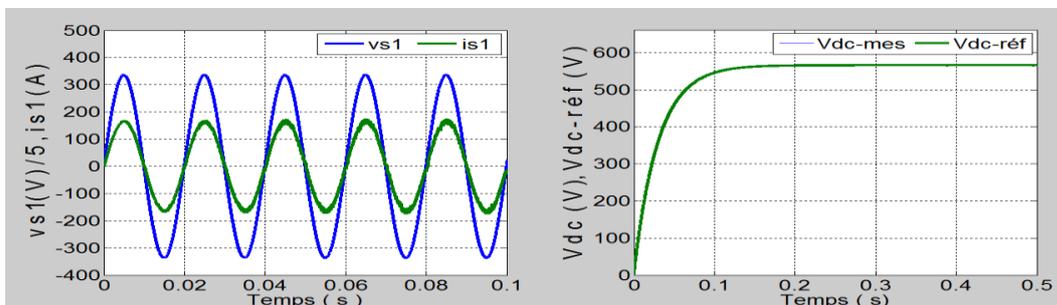


Fig. V.13 Courant et tension de la source accompagnée par la tension V_{dc} à la sortie du redresseur à deux niveaux

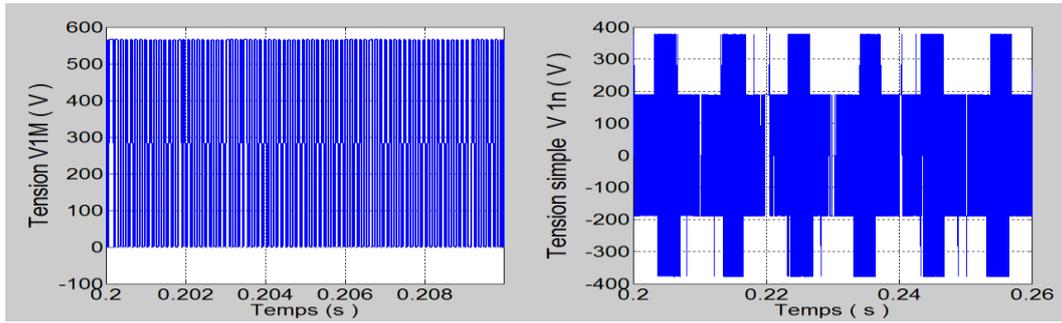


Fig. V.14 Tensions v_{1n} et v_{1M} à l'entrée du redresseur à deux niveaux

Le courant absorbé par le redresseur est sinusoïdal et en phase avec la tension d'alimentation, ce qui induit un facteur de puissance presque unitaire. La fig. V.14, illustre bien les deux niveaux de tension v_{1M} , ainsi que la tension simple v_{1n} en amont du redresseur.

b) Redresseur MLI à trois niveaux

Cette fois ci, la tension de référence du bus continu est le double de celle à deux niveaux, puisque la structure à trois niveaux possède deux interrupteurs par demi-bras. Donc la tension de référence appliquée à l'entrée de la boucle de régulation est $V_{dc-ref}=2*567 V=1134 V$, celle-ci figure bien sur la fig. V.15.

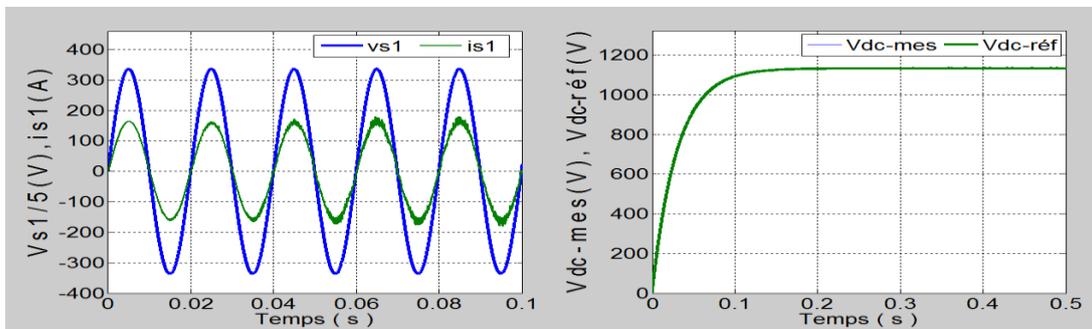


Fig.V.15 Courant et tension de la source accompagnée par la tension V_{dc} à la sortie du redresseur à trois niveaux

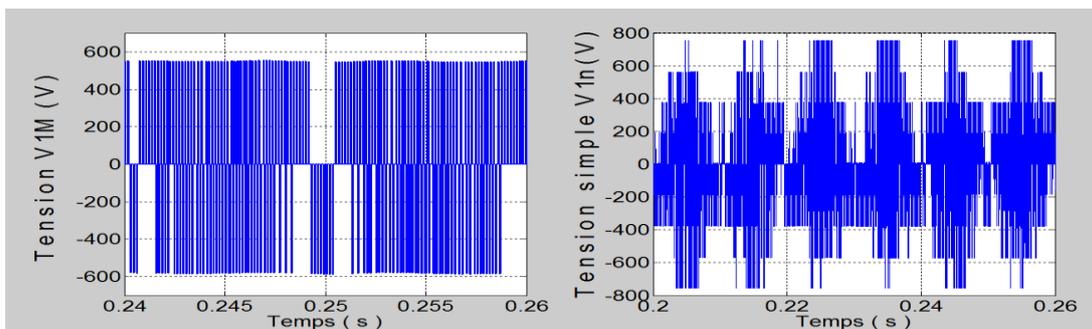


Fig.V.16 Tensions v_{1n} et v_{1M} à l'entrée du redresseur à trois niveaux



D'après la fig. V.15, on constate aussi que le courant de la source est sinusoïdal et en phase avec sa tension du réseau, d'où le facteur de puissance est quasiment unitaire.

Les trois niveaux de tension à l'entrée du redresseur v_{1M} , ainsi que la tension simple v_{1n} sont illustrés sur la figure (V.16).

c) Redresseur MLI à cinq niveaux

La structure à cinq niveaux possède quatre interrupteurs par demi-bras, ce qui permet d'augmenter la tension de référence $V_{dc_réf}$ du bus continu à $4 \cdot 567 \text{ V} = 2268 \text{ V}$, comme le montre la fig.V.17, où la tension mesuré suit bien sa référence.

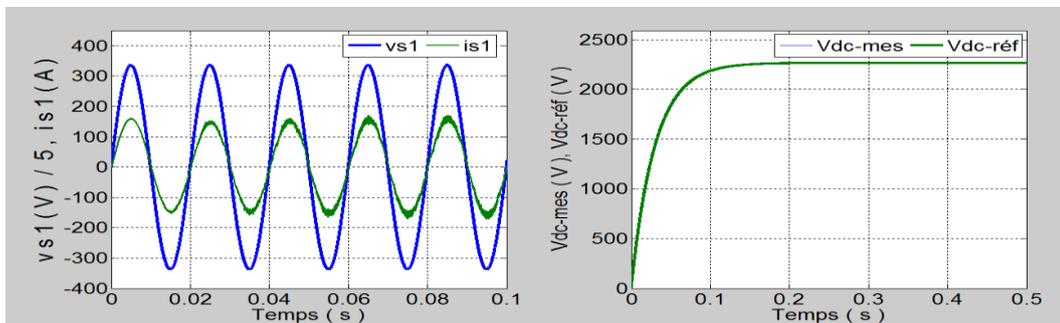


Fig.V.17 Courant et tension de la source accompagnée par la tension V_{dc} à la sortie du redresseur à cinq niveaux

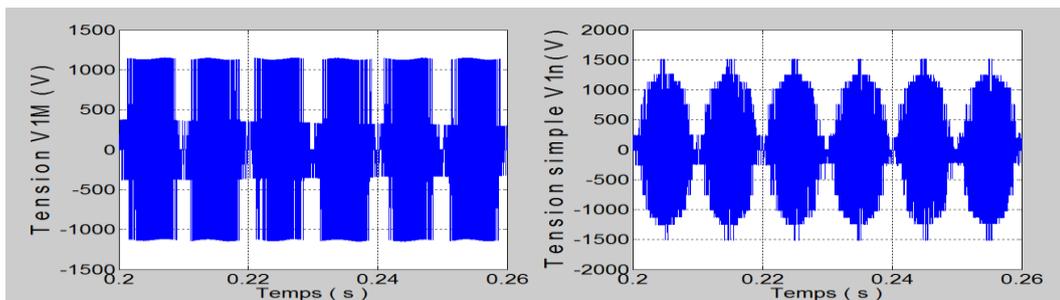


Fig. V.18 Tensions v_{1n} et v_{1M} à l'entrée du redresseur à cinq niveaux

D'après la figure (V.17) le facteur de puissance est pratiquement unitaire du fait que la tension et le courant du réseau sont sinusoïdales et en phases. Les cinq niveaux de tension à l'entrée du redresseur sont montrés sur la fig.V.18, accompagné par la tension simple v_{1n} .



d) Redresseur MLI à sept niveaux

La structure à sept niveaux possède six interrupteur par demi-bras, ce qui permet d'avoir une tension de référence $V_{dc_réf} = 6 \cdot 567 = 3400$ V, cela est claire sur la fig.V.19.

Le courant est sinusoïdale et en phase avec la tension du réseau. Tandis que la fig.V.20, présente les sept niveaux de tension v_{1M} et la tension simple v_{1n} en amont du redresseur.

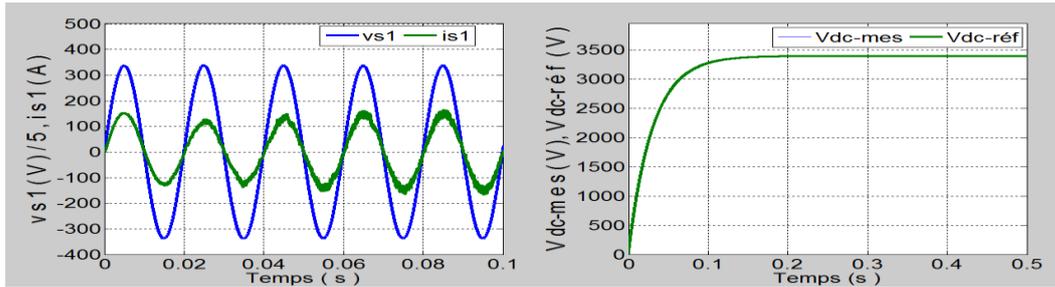


Fig. V.19 Courant et tension de la source accompagnée par la tension V_{dc} à la sortie du redresseur à sept niveaux

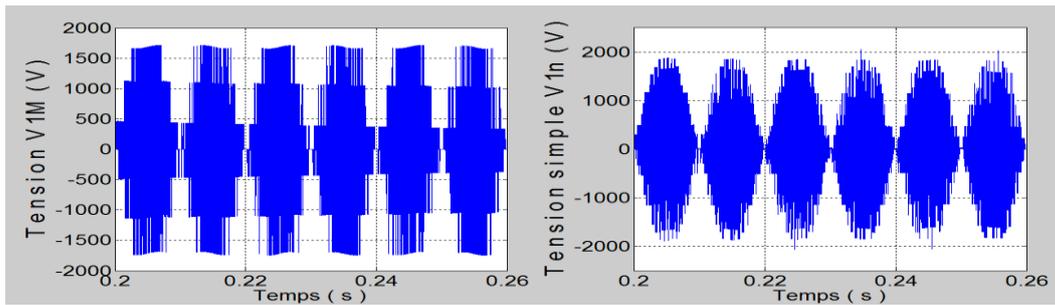


Fig. V.20 Tensions v_{1n} et v_{1M} à l'entrée du redresseur à sept niveaux

On tient à signaler, à la fin de cette première partie, que la sensibilité de l'intensité du courant absorbé par les redresseurs multi-niveaux, est liée à l'augmentation du nombre d'interrupteur par bras, donc à la complexité de la structure multi-niveaux et à l'augmentation de la tension du bus continu, plus à la fréquence de commutation qui est de l'ordre de 20 kHz.

V.6.3.2 Redresseur MLI multi-niveaux à tension constante du bus continu

Afin, qu'on puisse comparer les performance de chaque redresseur proposé à l'étude, en matière de contenu spectral des courants absorbés, on doit garder dans cette deuxième partie la tension du bus continu à une valeur constante de $V_{dc_réf} = 650$ V, quelle que soit la structure du redresseur multi-niveaux utilisée, celui-ci alimente en aval une charge R-L, la tension du réseau reste constante pendant le passage d'une structure à une autre.



a) Redresseur MLI à deux niveaux

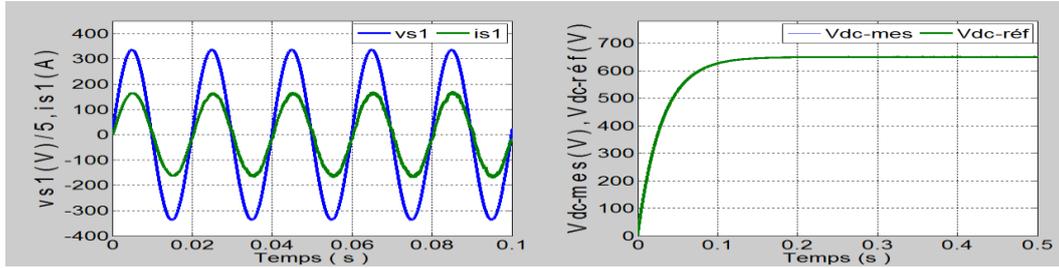


Fig.V.21 Courant et tension de la source accompagnée par la tension V_{dc} à la sortie du redresseur à deux niveaux

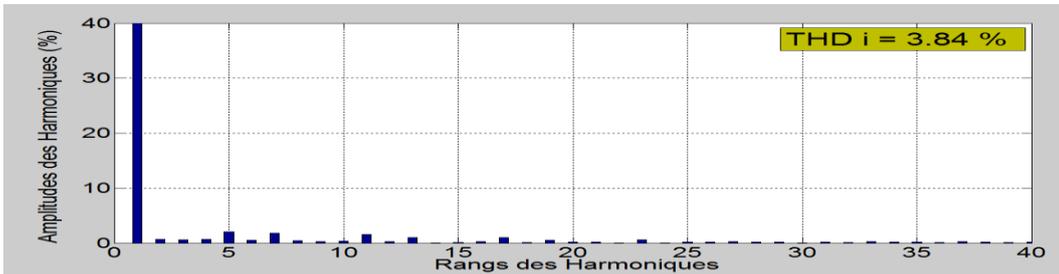


Fig.V.22 Spectre harmonique du courant de source en amont du redresseur à deux niveaux

b) Redresseur MLI à trois niveaux

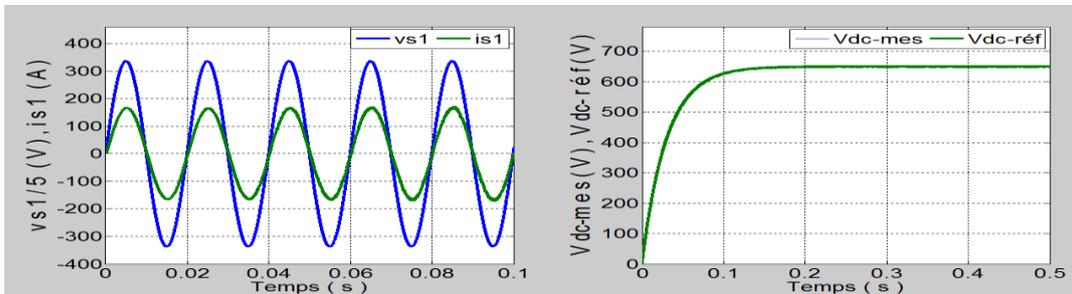


Fig.V.23 Courant et tension de la source accompagnée par la tension V_{dc} à la sortie du redresseur à trois niveaux

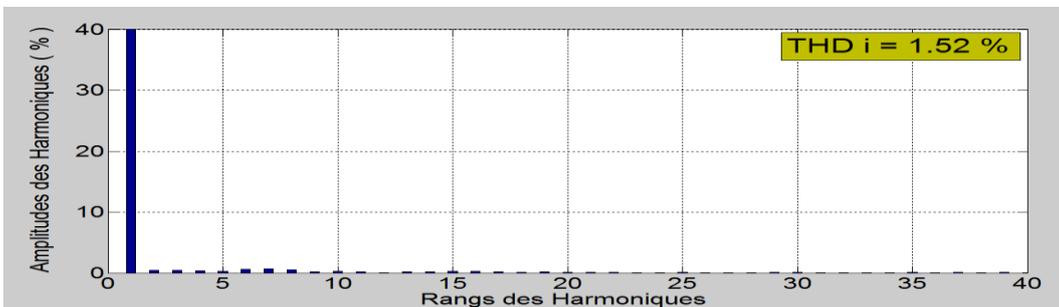


Fig.V.24 Spectre harmonique du courant de source en amont du redresseur à trois niveaux



c) Redresseur MLI à cinq niveaux

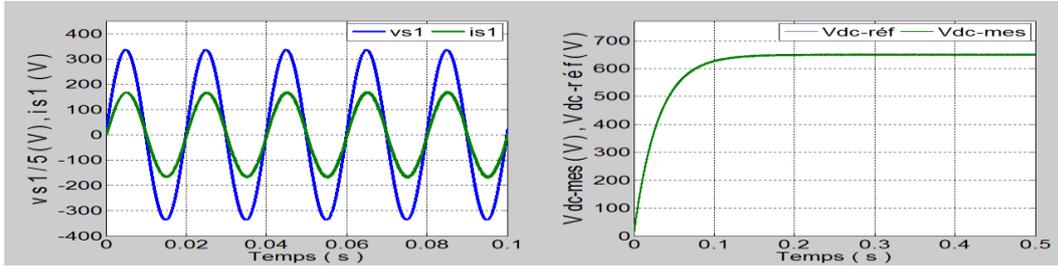


Fig.V.25 Courant et tension de la source accompagnée par la tension V_{dc} à la sortie du redresseur à cinq niveaux

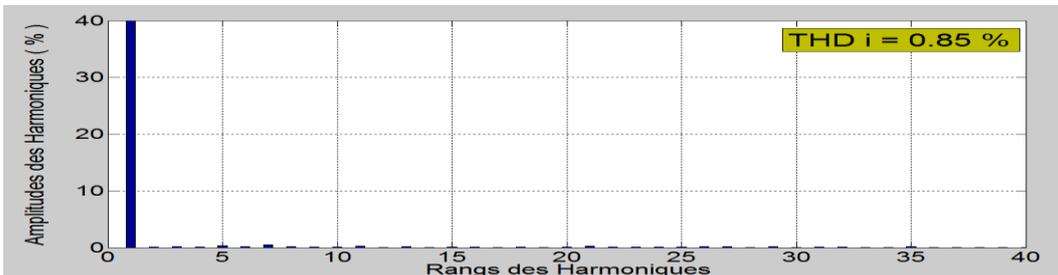


Fig.V.26 Spectre harmonique du courant de source en amont du redresseur à cinq niveaux

d) Redresseur MLI à sept niveaux

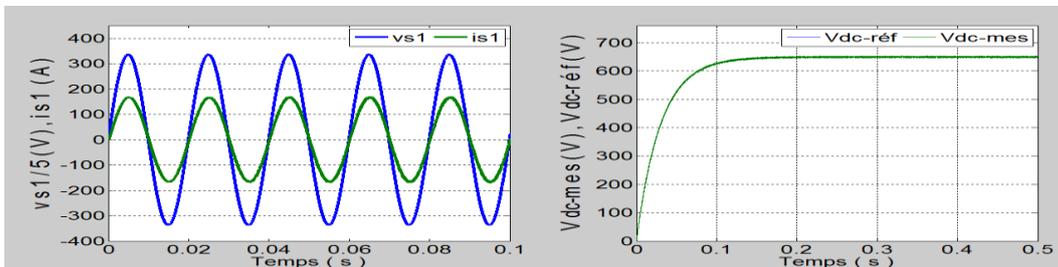


Fig. V.27 Courant et tension de la source accompagnée par la tension V_{dc} à la sortie du redresseur à sept niveaux

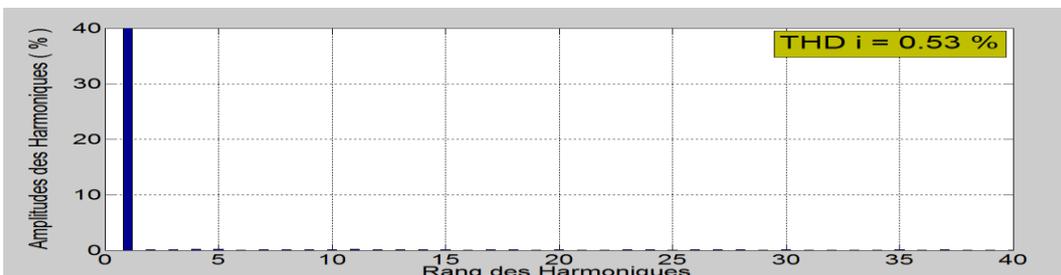


Fig. V.28 Spectre harmonique du courant de source en amont du redresseur à sept niveaux



Chapitre 5 : Contribution des Redresseurs Multiniveaux à L'amélioration de la Qualité d'énergie: Application à la Commande Vectorielle de la Machine à Induction

On remarque d'après les figures (V.21, V.22 - V.28), la stabilité de la tension du bus continu V_{dc} , qui suit correctement sa référence, malgré la modification dans la structure du redresseur et le passage d'une structure à une autre de niveaux supérieur.

Le courant est toujours sinusoïdal, en phase avec la tension du réseau et son contenu harmonique s'améliore avec l'augmentation du niveau de redresseur. Le THD du courant absorbé par le redresseur à deux niveaux est de 03.84 %, cette valeur est très satisfaisante tant qu'elle est inférieure aux normes imposés par les instances internationales. On peut avoir, des taux de distorsions très inférieure à celui obtenu pour le redresseur à deux niveaux, comme le cas du redresseur à trois, à cinq et à sept niveaux de tension.

Donc le redresseur multi-niveaux contribue efficacement à l'amélioration de la qualité des signaux, assure une absorption sinusoïdale en courant, il offre même la possibilité d'augmenter en tension et en puissance comme le cas de la première partie de ce chapitre. On note ici que le taux de distorsion harmonique est calculé pour un temps de simulation de 0.5sec et pour les vingt premier harmoniques.

On note aussi la qualité meilleure de la forme des courants absorbés par les redresseurs par rapport à ceux de la première partie. Ce ci, est due d'une part à la stabilité de la tension du bus continu et d'autre part à la segmentation de la même tension à chaque fois que la structure prend un niveau supérieur.

Avant de passer à la troisième partie de ce chapitre, qui consiste à réaliser un variateur de vitesse par le biais de la cascade, redresseur multi-niveaux – onduleur multi-niveaux – machine à induction, où le redresseur joue le rôle d'un convertisseur de fréquence.

On doit passer tout d'abord par la modélisation de la machine dans le repère de Park d-q, ensuite on entame la commande vectorielle directe où, on évoque le problème de découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique, en vue de contrôler la machine en vitesse.

V.7 Modélisation de la machine à induction

La modélisation est une étape importante et indispensable, surtout lorsqu'il s'agit d'étudier le comportement de la machine asynchrone, alimentée par un onduleur multi-niveaux. Cette modélisation s'effectue sous l'hypothèse d'une machine à structure symétrique, un entrefer constant et des matériaux magnétiques non saturés [126,127].

On considère également que l'alimentation triphasée est équilibrée et les composantes homopolaires sont nulles. Dans ces conditions, l'application de la transformation de Park au



stator et au rotor conduit à une machine biphasée fictive. La transformation de Park retenue dans cette étude repose sur l'invariance de la puissance instantanée.

Le modèle biphasé est décrit par un système d'équations non linéaires, quel que soit le référentiel d'étude. Ainsi, pour le cas d'un repère lié au champ tournant, le modèle de la machine est donné ci-dessous.

V.7.1 Modèle de la machine exprimé dans le repère (d,q) lié au champ tournant

Le comportement dynamique du modèle de la machine à induction alimenté en tension, est traduit par les équations du système (V.32), exprimés dans le repère tournant diphasé (d,q) ,lié au champ tournant .

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2} \right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{M R_r}{\sigma L_s L_r^2} \varphi_{rd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega \varphi_{rq} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2} \right) i_{sq} - \omega_s i_{sd} + \frac{M R_r}{\sigma L_s L_r^2} \varphi_{rq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega \varphi_{rd} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{M R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{rd} + \omega_{sl} \varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = \frac{M R_r}{L_r} i_{sq} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{rq} - \omega_{sl} \varphi_{rd} \end{cases} \quad (V.32)$$

Telle que :

R_s et R_r : Résistances des enroulements du stator et du rotor,

L_s, L_r : Inductance propre d'une phase statorique et rotorique,

M : Inductance mutuelle cyclique entre phases statorique et rotorique,

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$, $T_s = \frac{L_s}{R_s}$: Constante de temps rotorique et statorique.

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: Coefficient de dispersion de Blondel

Sachant aussi que : $\omega = P\Omega = \omega_s - \omega_{sl}$

Avec , ω_s : Pulsation statorique en rad/s

ω : Pulsation mécanique en rad/s

ω_{sl} : Pulsation de glissement

Le modèle des équations (V.32) est complété par l'équation (V.33), décrivant la partie mécanique.



$$\begin{cases} T_{em} = \frac{PM}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = T_{em} - T_r - f \cdot \Omega \end{cases} \quad (V.33)$$

Où : - T_r , est le couple résistant,

- J , est l'inertie totale du moteur avec la charge et f , le coefficient de frottement,
- T_{em} , est le couple électromagnétique et P , le nombre de paires de pôles.

V.7.2 Commande vectorielle de la machine à induction

La commande vectorielle, connue aussi par la commande à flux orienté, est la stratégie de commande la plus élaborée pour les machines asynchrones, très sollicité par les chercheurs, surtout dans le domaine de l'entraînement électrique. Développée par Blaschke au début des années 70[128],sa première utilisation pratique est réalisée dans les années 80[129].

La commande vectorielle se trouve sous deux types de contrôles, à savoir :

- La commande directe par orientation du flux rotorique (DFOC)
- La commande indirecte par orientation du flux rotorique (IFOC)

Le principe de l'orientation du flux du rotor dans un repère d-q, consiste à portée entièrement le vecteur flux rotorique sur l'axe direct (d), de manière à annuler la composante de flux en quadrature (q), comme le montre la figure (V.29).

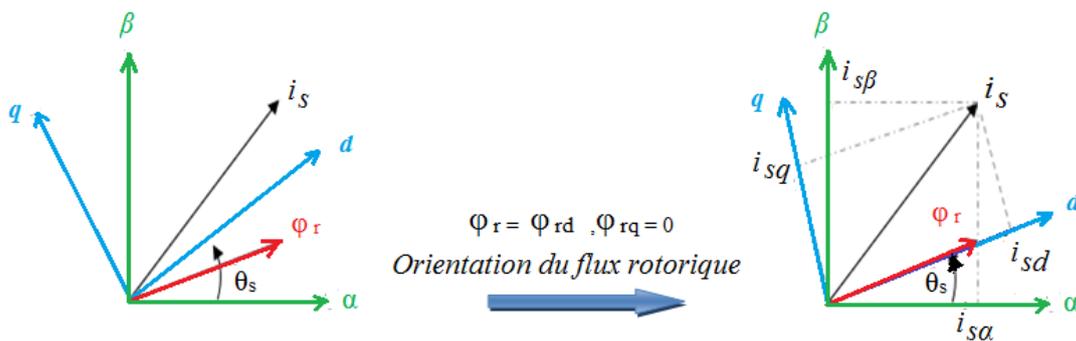


Fig. V.29 Représentation vectorielle de la stratégie d'orientation du flux rotorique

L'expression du couple (V.33), est exprimée dans le repère d-q, comme un produit lié et croisé de courants et de flux. Ce qui rend, la commande du couple électromagnétique difficile et complexe, du fait qu'il n'existe pas un découplage naturelle entre le réglage du flux et celui du couple, comme le cas de la machine à courant continu.



On effet, la commande vectorielle permet par la méthode d'orientation du flux rotorique, de régler la difficulté de découplage du flux à l'intérieur de la machine, de celle du couple électromagnétique.

Donc à partir de ce principe, où $\Phi_{rq} = 0$ et $\Phi_r = \Phi_{rd}$, l'expression du couple électromagnétique devient [130] :

$$T_{em} = \frac{PM}{L_r} \cdot \varphi_{rd} i_{sq} \quad (V.34)$$

Avec :

$$\varphi_{rd} = \frac{M}{1 + T_r \cdot s} i_{sd} \quad (V.35)$$

À partir des deux relations (V.34 et V.35), il devient clair que seule la composante directe i_{sd} détermine l'amplitude du flux rotorique, alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature i_{sq} , lorsque le flux rotorique est maintenu constant, cela veut dire que le couple est commandé uniquement par i_{sq} .

Ainsi, est réalisée la décomposition du courant statorique en deux termes correspondant respectivement au flux et au couple. De cela, on obtient une structure semblable à celle d'une machine à courant continu.

V.7.2.1 Commande vectorielle à flux rotorique orienté

En partant des équations de la machine dans un référentiel lié au champ tournant (V.32), et en supposant que la position de ce dernier a été choisie afin d'obtenir $\varphi_{rq} = 0$ et $\varphi_{rd} = \varphi_r$, comme le montre la fig. V.29.

La commande vectorielle de la machine à flux rotorique orienté [126], est représentée par le système d'équations suivant (V.36). Le modèle de la machine est alimenté en tension.



$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = \left(R_s + \frac{M^2 R_r}{L_r^2} \right) i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s L_s \sigma i_{sq} - \frac{M R_r}{L_r^2} \varphi_{rd} \\ v_{sq} = \left(R_s + \frac{M^2 R_r}{L_r^2} \right) i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s L_s \sigma i_{sd} + \frac{M R_r}{L_r^2} \varphi_{rd} \\ M i_{sd} = \varphi_{rd} + T_r \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ \omega_s = P\Omega + \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\varphi_{rd}} \\ T_e = P \frac{M}{L_r} \varphi_{rd} i_{sq} \end{array} \right. \quad (V.36)$$

Pour la suite de notre travail, on a choisi la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté(*DFOC*) [131], on estimant la position et le module du flux rotorique à partir de mesures classiques des courants, tensions du stator et la vitesse par le biais d'un capteur mécanique pour l'information de vitesse et de position du rotor de la machine. [126]

V.7.2.2 Estimateurs utilisés pour la commande vectorielle directe (*DFOC*)

La fig.V.30, représente les blocs d'estimations du flux rotorique du couple et de l'angle électrique statorique θ_s , utilisés pour la Commande vectorielle directe de la Machine à induction. Ces estimateurs sont obtenus à partir du système d'équations (V.36). Ce qui offre une mise en œuvre des grandeurs estimés sous un algorithme simple et rapide.

Tandis que, l'équation qui estime le flux rotorique n'est pas réalisable, puisque $\hat{\Phi}_r$ est nul au démarrage de la machine [132].

Les expressions du système d'équations (V.36) peuvent être exploitées pour la mise en œuvre de la commande vectorielle, mais les deux tensions v_{sd} et v_{sq} , influent à la fois sur i_{sd} et i_{sq} donc sur le flux et le couple. Il est donc nécessaire de réaliser un découplage entre les deux composantes des courants stator avec celles des tensions statoriques.

Pour ce faire on utilise un découplage par compensation [16].

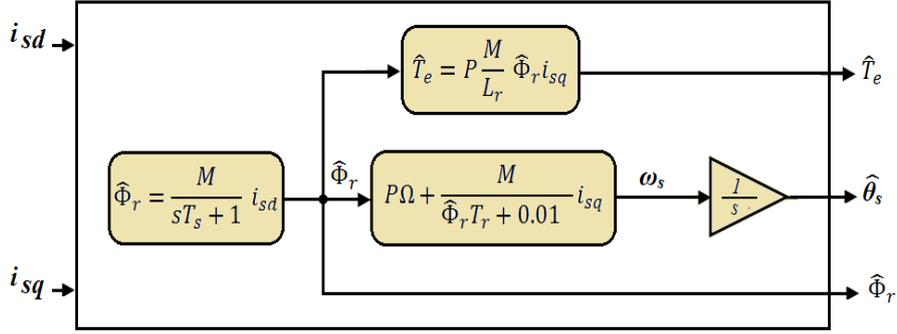


Fig. V.30 blocs d'estimations

V.7.2.3 Principe de découplage par compensation

Le principe de découplage consiste à définir deux nouvelles variables de commande v_{sd1} et v_{sq1} tel que v_{sd1} n'agit que sur i_{sd} et v_{sq1} que sur i_{sq} .

Les deux nouvelles variables de commande sont définies comme suit [132] :

$$\begin{cases} v_{sd1} = v_{sd} + e_{sd} \\ v_{sq1} = v_{sq} + e_{sq} \end{cases} \quad (V.37)$$

Avec :

$$\begin{cases} e_{sd} = \sigma \omega_s L_s i_{sq} + \frac{M \cdot R_r}{L_r^2} \varphi_{rd} \\ e_{sq} = -\sigma \omega_s L_s i_{sd} - \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_{rd} + \frac{M^2}{T_r L_r} i_{sq} \end{cases} \quad (V.38)$$

Ce qui donne un nouveau système :

$$\begin{cases} v_{sd1} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + (R_s + \frac{M^2 \cdot R_r}{L_r^2}) i_{sd} \\ v_{sq1} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + (R_s + \frac{M^2 \cdot R_r}{L_r^2}) i_{sq} \end{cases} \quad (V.39)$$

En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple, on obtient la reconstruction suivante donnée par la Fig.V.31.

$$\text{On posant : } \gamma = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r}$$



Chapitre 5 : Contribution des Redresseurs Multiniveaux à L'amélioration de la Qualité d'énergie: Application à la Commande Vectorielle de la Machine à Induction

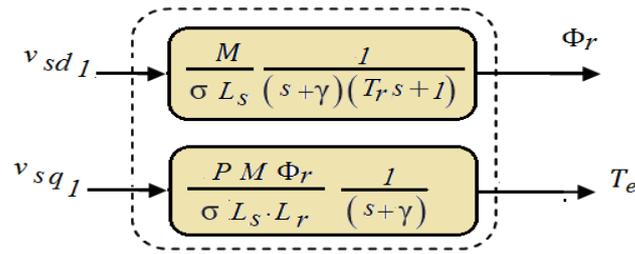


Fig. V.31 Représentation du découplage

Ce qui permet de présenter les blocs de compensation sous Simulink de la manière suivante :

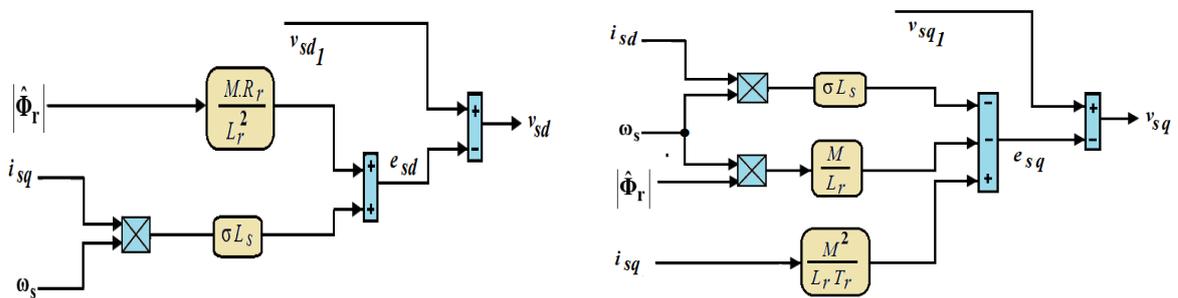


Fig. V.32 Blocs de compensation e_{sd} et e_{sq} .

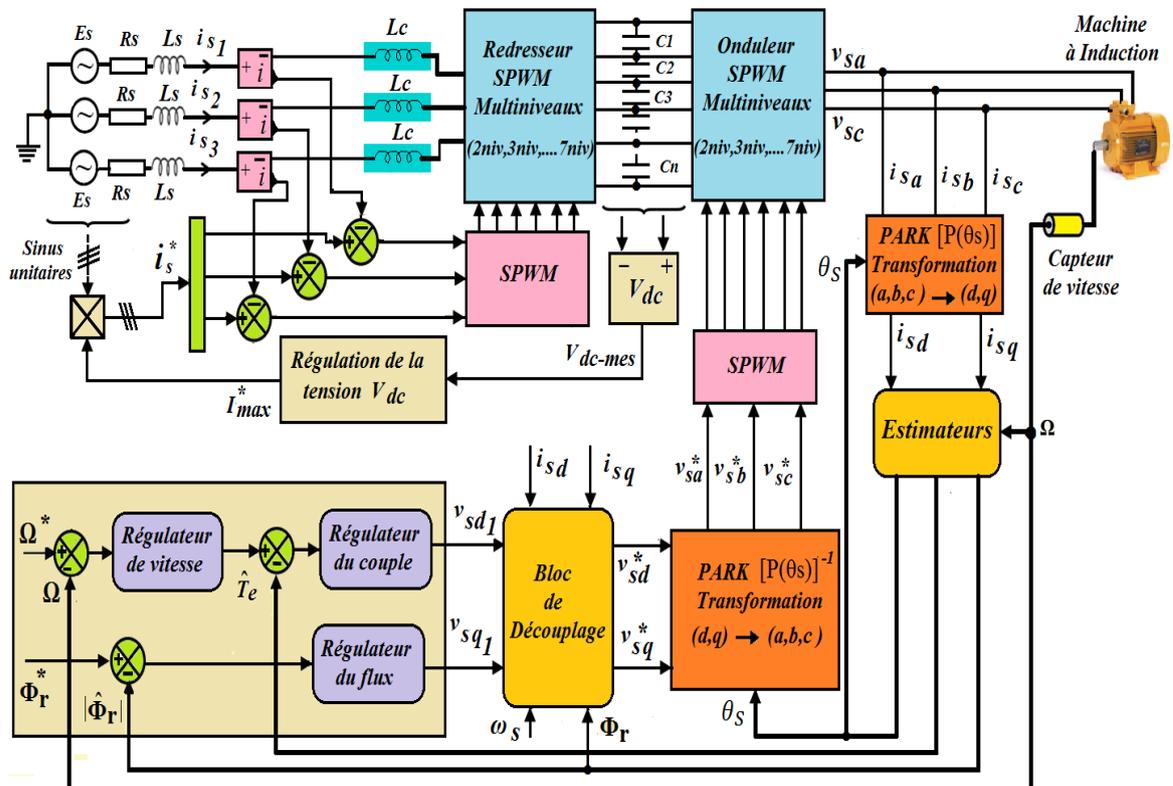


Fig. V.33 Commande vectorielle directe de la machine à induction alimentée en tension par un onduleur multi-niveaux



La fig.V.33, synthétise la commande vectorielle directe où l'on note bien la présence des estimateurs de flux du rotor, de vitesse et de couple avec leurs régulateurs associés. Ces derniers sont de type proportionnel – intégral (PI), et qui feront l'objet de l'annexe C.

V.7.2.4 Simulation et interprétation

La machine à induction est alimentée par deux convertisseurs en cascade, le premier est le convertisseur de fréquence qui consiste à assurer une absorption sinusoïdale en courant et un facteur de puissance unitaire aux niveaux de la source d'alimentation, tandis que le deuxième est l'onduleur qui doit alimenter la machine en tension, en la délivrant trois courants sinusoïdaux. Les paramètres de la machine sont mentionnés dans l'annexe D.

Les deux convertisseurs sont pilotés par la même stratégie de commande SPWM, caractérisée par le coefficient de réglage ($r = 1$) et la fréquence des porteuses ($f_p = 20kHz$), sous une période d'échantillonnage de 30μ secondes.

Pour pouvoir obtenir une tension de sortie de l'onduleur à l'échelle de la tension nominale de la machine (230/400V, 50Hz), on a besoin d'alimenter l'onduleur par une source de tension continue de valeur $V_{dc} = 650V$, déterminé par l'expression (III.15) du chapitre 3. La source de tension triphasée reste constante et garde ces paramètres indiquées précédemment (1.2kV/2.1kV, 50Hz).

V.7.2.4.1 Variateurs de vitesse multi-niveaux [133,134]

Les performances des variateurs de vitesse multi-niveaux, pilotés par une commande vectorielle directe (CVD), ont été testées à partir des modes de fonctionnement suivants :

- Démarrage à vitesse nulle,
- Démarrage à vide avec introduction du couple de charge,
- Inversion du sens de rotation et variation du couple.

Ces tests de perturbation sont illustrés à partir de la fig.V.34 jusqu'à la fig. V.41, où, on simule sous l'environnement *Matlab/simulink*, les quatre types de variateur de vitesse, de deux à sept niveaux de tension.



a) Variateur de vitesse à deux niveaux

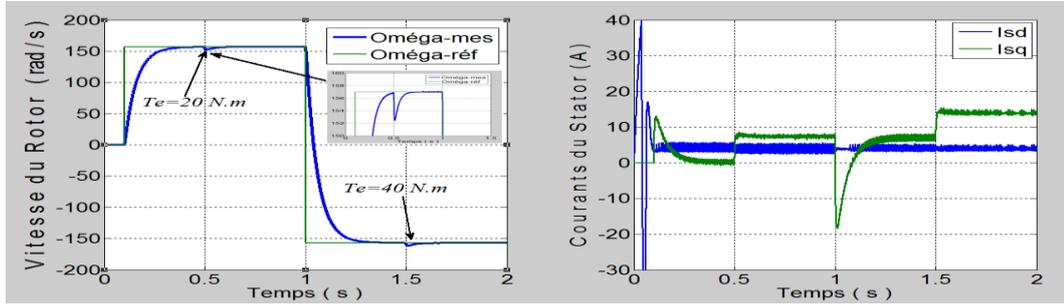


Fig. V.34 Vitesse du rotor et courants du stator dans le repère d-q d'un variateur de vitesse à 2 niveaux

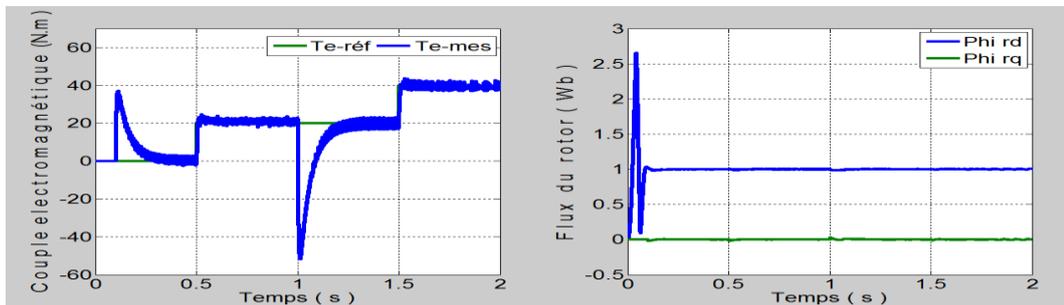


Fig. V.35 Couple électromagnétique et flux du rotor dans le repère d-q d'un variateur de vitesse à 2 niveaux

b) Variateur de vitesse à trois niveaux

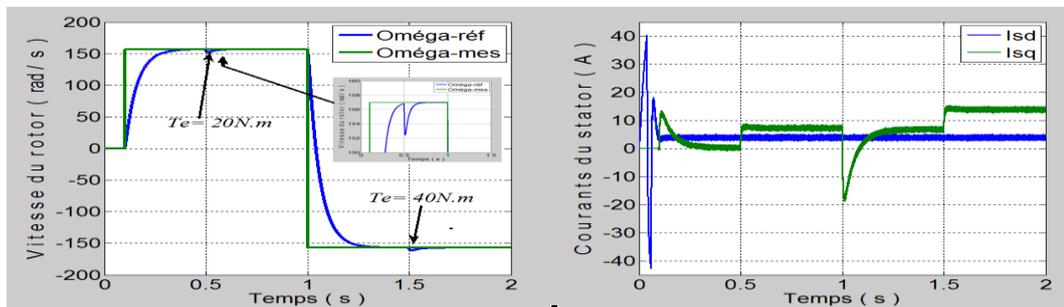


Fig. V.36 Vitesse du rotor et courants du stator dans le repère d-q d'un variateur de vitesse à 3 niveaux

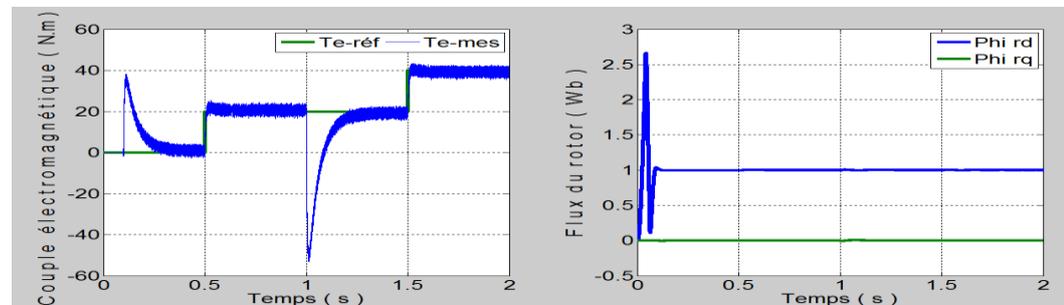


Fig. V.37 Couple électromagnétique et flux du rotor dans le repère d-q d'un variateur de vitesse à 3 niveaux



Chapitre 5 : Contribution des Redresseurs Multiniveaux à L'amélioration de la Qualité d'énergie: Application à la Commande Vectorielle de la Machine à Induction

Au début, on a imposé à la machine une vitesse de référence nulle jusqu'à $t=0.1$ sec. A partir de cet instant la machine démarre à vide pour une vitesse de référence de 157 rad/sec, la montée de la vitesse est effectuée dans un temps d'environ 0.3 secondes pour atteindre la vitesse de référence. Le couple est nul du fait que la machine n'est pas chargée. Ensuite, on applique un couple de charge de 20N.m à l'instant $t= 0.5$ sec.

c) Variateur de vitesse à cinq niveaux

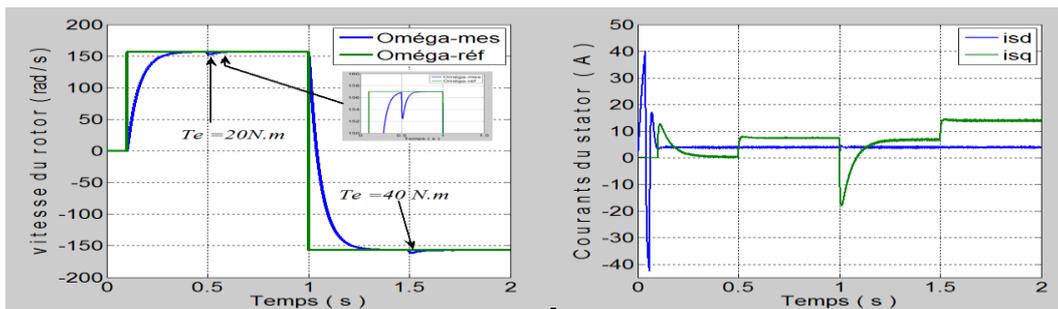


Fig. V.38 Vitesse du rotor et courants du stator dans le repère d-q d'un variateur de vitesse à 5 niveaux

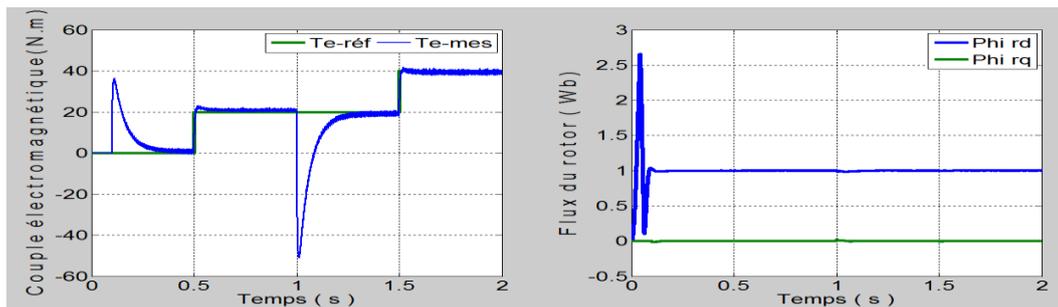


Fig. V.39 Couple électromagnétique et flux du rotor dans le repère d-q d'un variateur de vitesse à 5 niveaux

d) Variateur de vitesse à sept niveaux

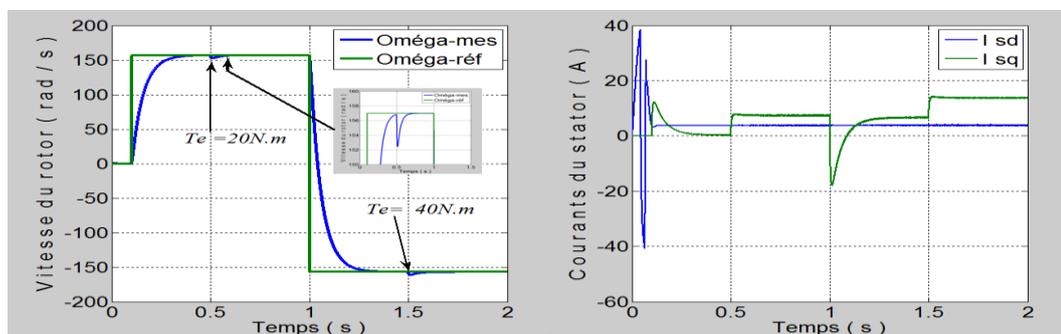


Fig. V.40 Vitesse du rotor et courants du stator dans le repère d-q d'un variateur de vitesse à 7 niveaux



On poursuit ce test, on inversant le signe de la vitesse (-157 rad/sec) à $t=1\text{sec}$, puis on introduit un autre couple de charge de 40N.m à l'instant $t=1.5\text{sec}$, après que la vitesse s'établit dans le sens inverse. Le couple suit parfaitement sa référence avec une légère influence sur la vitesse, celle-ci rejoint par la suite sa valeur de référence.

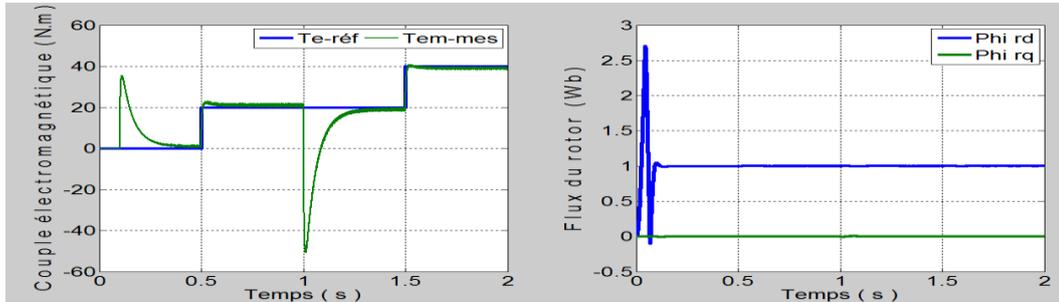


Fig. V.41 Couple électromagnétique et flux du rotor dans le repère $d-q$ d'un variateur de vitesse à 7 niveaux

La vitesse est obtenue sans dépassement malgré la dynamique du flux. Ce qui montre l'efficacité et la fiabilité des régulateurs(PI) utilisés. Lors du démarrage, on constate un dépassement du couple électromagnétique dû à l'initialisation du flux rotorique.

On constate généralement que le système répond avec succès aux différents tests créés sur la machine.

On vérifié le découplage entre le flux du rotor et le couple développé par la machine, qui se traduit par la réponse des composantes (i_{sd} , i_{sq}) du courant statorique et (Φ_{rd} , Φ_{rq}) du flux rotorique . Le courant i_{sq} suit l'allure du couple, tandis que le module du flux estimé Φ_{rd} de 1Wb, garde une valeur constante en suivant l'allure du courant i_{sd} .

Tandis que, le flux Φ_{rq} est nul en confirmant ainsi le principe du flux rotorique orienté de la commande vectorielle. Donc, on peut dire que notre commande coté machine est robuste vis-à-vis des variations du couple de charge et le changement du sens de rotation.

En revanche, les redresseurs SPWM multi-niveaux qui alimentent les onduleurs multi-niveaux, ont permet non seulement de régler la tension continue, mais aussi d'avoir une absorption sinusoïdale de courant et un facteur de puissance unitaire (voir figures V.42, V.43, V.44 et V.45).

On note ici, que le spectre harmonique et l'allure des courants de source s'améliorent beaucoup plus avec l'augmentation de niveau de tension du redresseur, comme le montre la fig. V.46, le taux de distorsion en courant est calculé pour un temps de simulation de 0.65sec et pour les vingt premier harmoniques.



Chapitre 5 : Contribution des Redresseurs Multiniveaux à L'amélioration de la Qualité d'énergie: Application à la Commande Vectorielle de la Machine à Induction

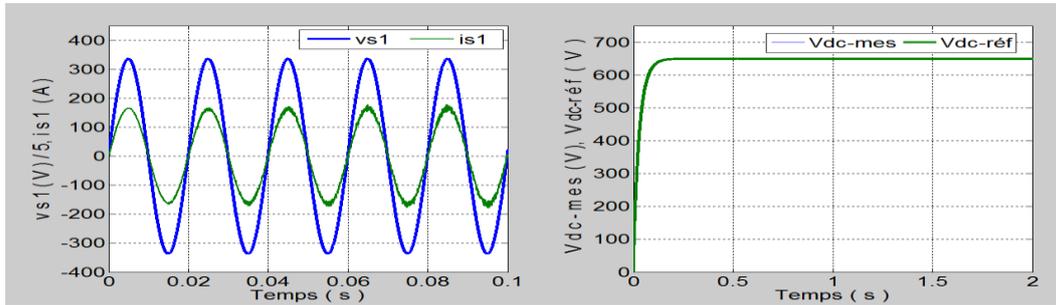


Fig. V.42 Courant et tension de la source accompagnée par la tension V_{dc} à la sortie du redresseur à deux niveaux

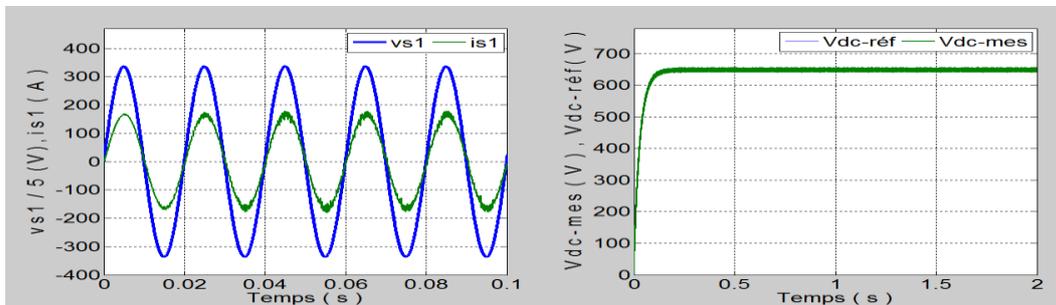


Fig. V.43 Courant et tension de la source accompagnée par la tension V_{dc} à la sortie du redresseur à trois niveaux

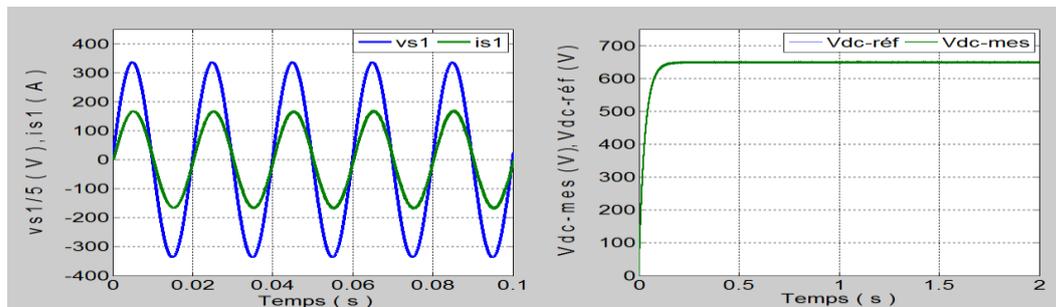


Fig. V.44 Courant et tension de la source accompagnée par la tension V_{dc} à la sortie du redresseur à cinq niveaux

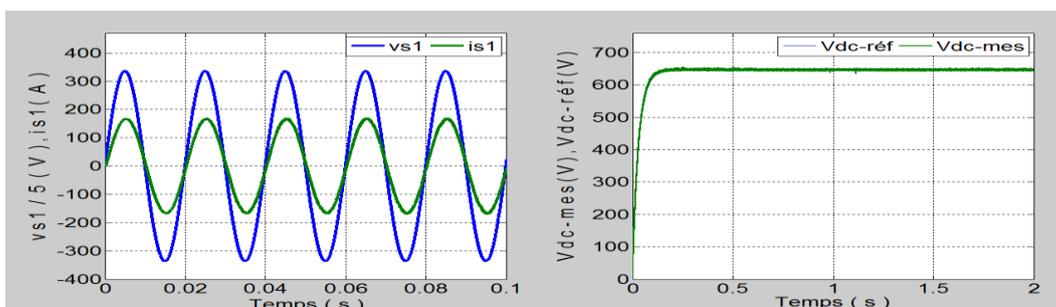


Fig. V.45 Courant et tension de la source accompagnée par la tension V_{dc} à la sortie du redresseur à sept niveaux



Chapitre 5 : Contribution des Redresseurs Multiniveaux à L'amélioration de la Qualité d'énergie: Application à la Commande Vectorielle de la Machine à Induction

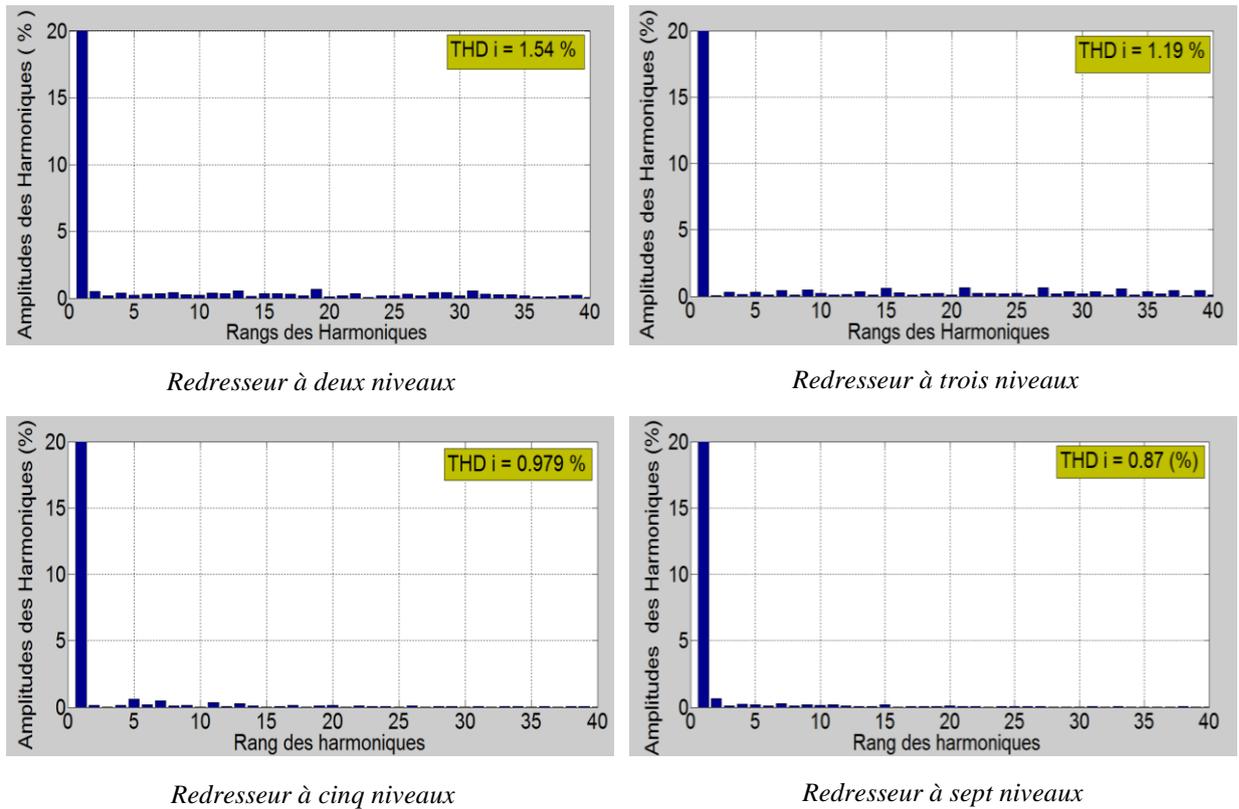


Fig. V.46 Spectres harmoniques du courant de source des redresseurs MLI multi-niveaux

On constate aussi que la tension aux bornes de la machine, dépend des niveaux de tension de l'onduleur, comme par exemple l'onduleur à cinq et à sept niveaux, illustrés sur les figures ci-dessous (fig. V.47 et fig. V.48).

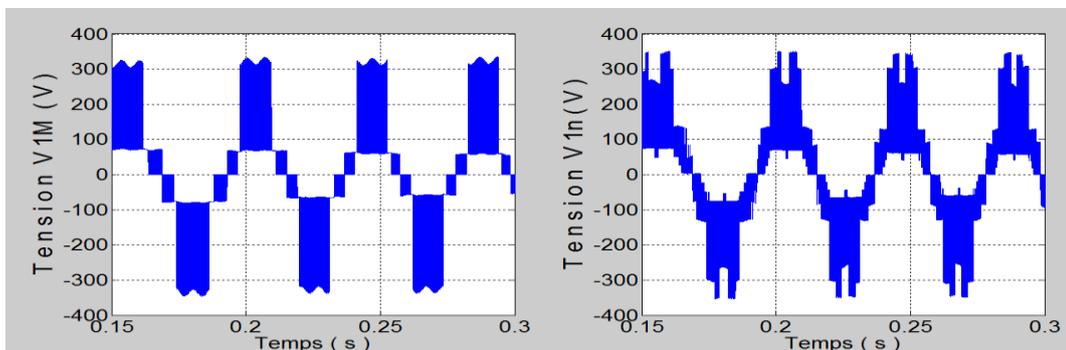


Fig. V.47 Tensions v_{1M} et v_{1n} délivrés par l'onduleur à cinq niveaux aux bornes de la machine

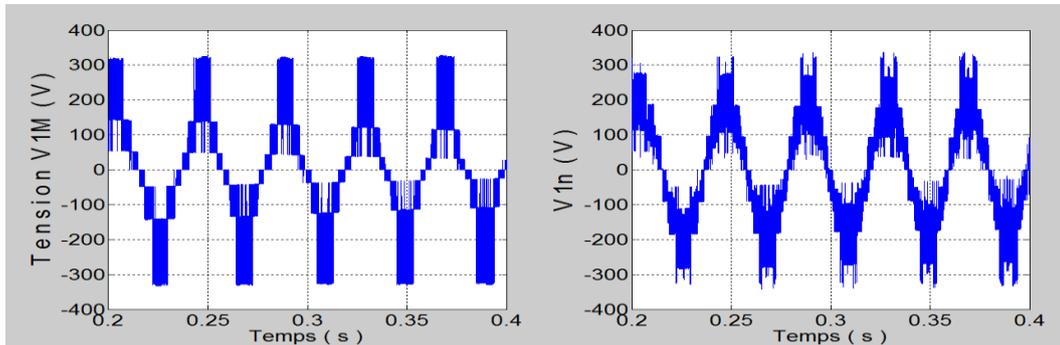


Fig. V.48 Tensions v_{1M} et v_{1n} délivrés par l'onduleur à sept niveaux aux bornes de la machine

L'intérêt des convertisseurs multi-niveaux, réside au premier lieu dans l'amélioration de la forme des courants absorbés, que ce soit par la machine ou par le redresseur multi-niveaux, au deuxième lieu dans l'atténuation des oscillations du couple électromagnétiques (voir figures (V.49, V.50, V.51 et V.52)). En effet, la machine alimentée par un onduleur à sept niveaux, présente un couple moins oscillant par rapport à celui à trois et à deux niveaux.

On constate à cet effet, la diminution de l'amplitude des oscillations du couple et la nette amélioration de la forme du courant statorique avec l'augmentation des niveaux de tension de l'onduleur multi-niveaux.

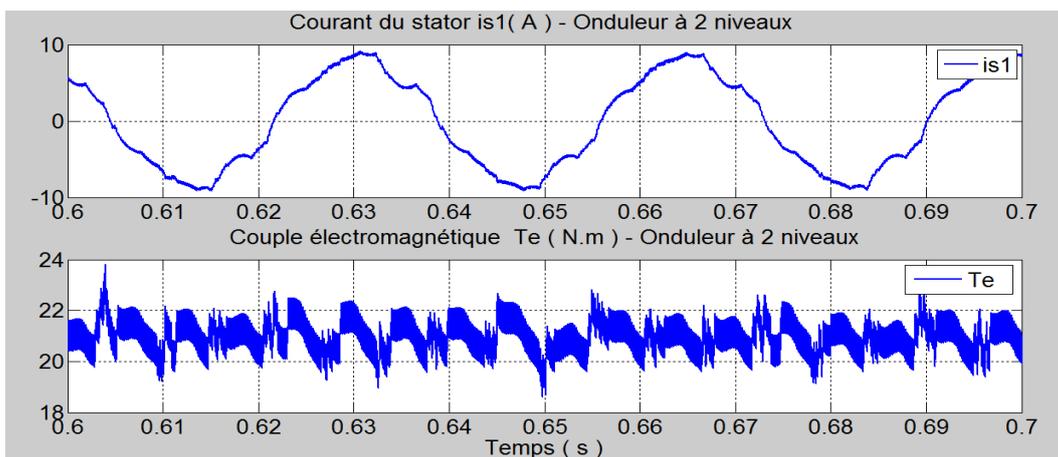


Fig.V.49 Zoom- Courant du stator et couple électromagnétique d'un variateur de vitesse à deux niveaux

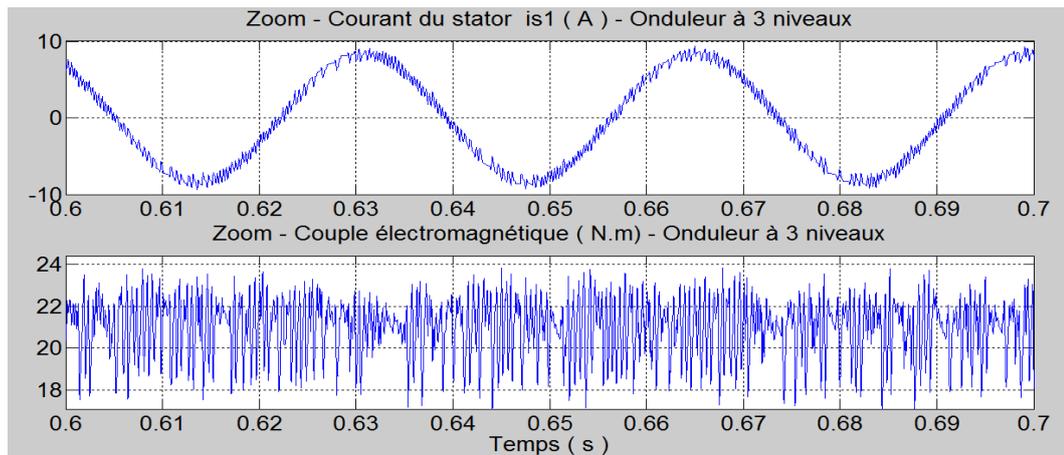


Fig. V.50 Zoom-Courant du stator et couple électromagnétique d'un variateur de vitesse à trois niveaux

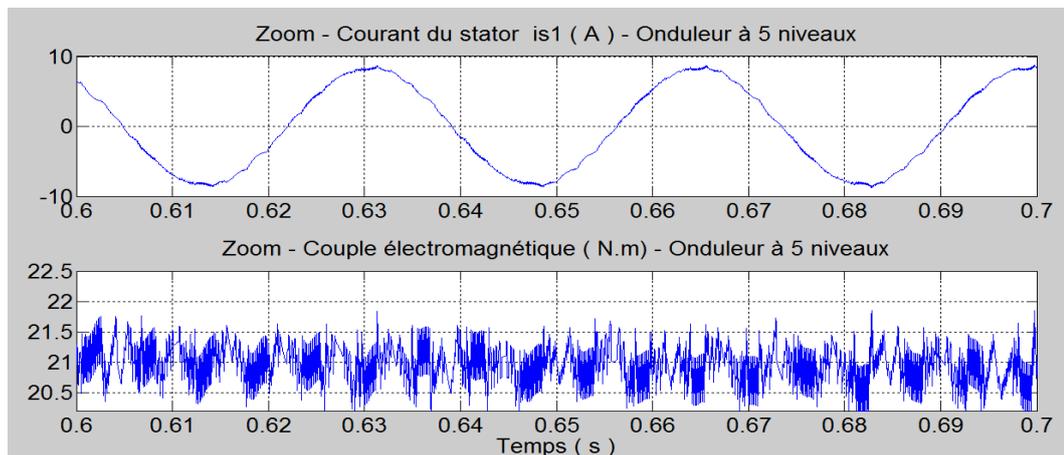


Fig. V.51 Zoom-Courant du stator et couple électromagnétique d'un variateur de vitesse à cinq niveaux

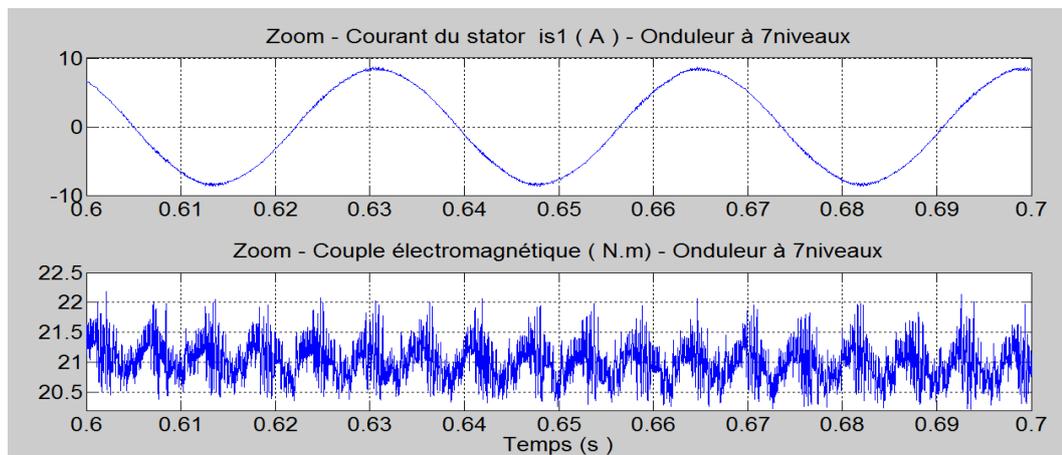


Fig. V.52 Zoom-Courant du stator et couple électromagnétique d'un variateur de vitesse à sept niveaux



Chapitre 5 : Contribution des Redresseurs Multiniveaux à L'amélioration de la Qualité d'énergie: Application à la Commande Vectorielle de la Machine à Induction

Reste à signaler, que la même machine a été mise sous essais, dont l'intention de mettre en évidence la qualité de l'énergie délivrée par les onduleurs multi-niveaux.

À cet égard, la stratégie SPWM contribuée efficacement à l'amélioration du spectre harmonique des courants statorique, lors de l'augmentation de l'indice de modulation (m), au niveau de la commande des onduleurs multi-niveaux.

En effet, la fig. V.53 illustre bien l'incidence de (m) sur le taux de distorsion du courant statorique où on remarque la diminution du THD i avec l'augmentation de (m), lorsque le coefficient de réglage est constant ($r = 0.9$).

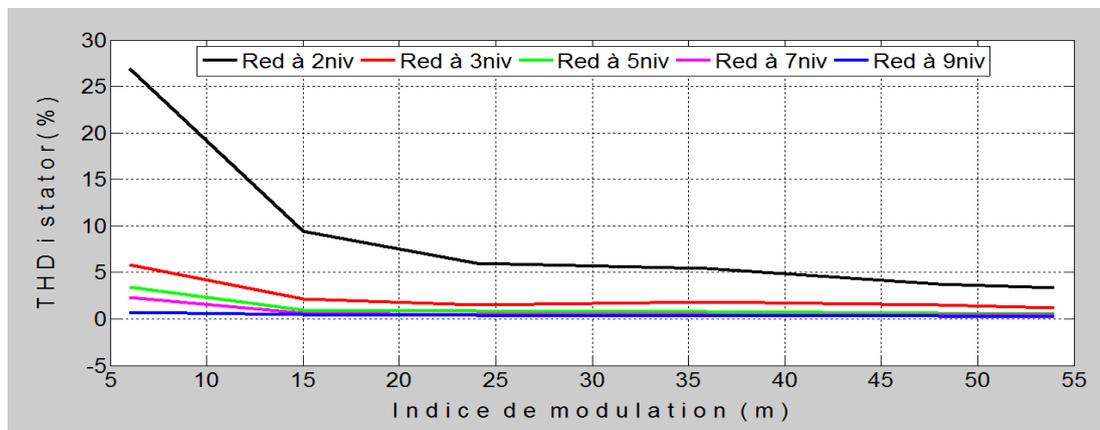


Fig.V.53 Allure du THD de courant statorique en fonction de l'indice de modulation (m)

De la même manière, la fig. V.54, montre clairement la diminution du THD des courants statorique avec l'augmentation des niveaux de tension de l'onduleur lorsque, $r = 0.9$ et $m=24$.

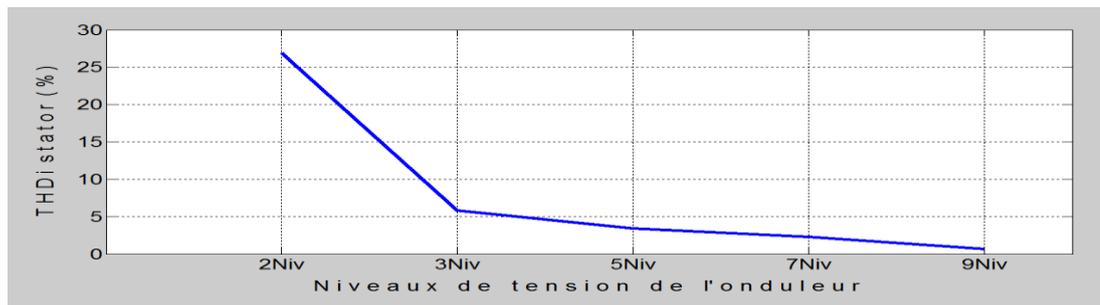


Fig. V.54 Allure du THD de courant statorique en fonction des niveaux de tension de l'onduleur



V.8 Conclusion

Dans ce chapitre, on a développé une analyse sur les structures à deux et à N niveaux des redresseurs à MLI, où la modélisation et les techniques de commande à MLI des redresseurs de tension multi-niveaux sont exposés.

Ensuite on a abordé le principe de contrôle du courant par la stratégie MLI et son application à la commande du redresseur à MLI, pour un prélèvement sinusoïdal de courant et un facteur de puissance unitaire.

Puis on a présenté la boucle de régulation de la tension continue on utilisant un réglage conventionnel à base d'un régulateur proportionnel intégrateur (PI). Cette méthode de commande à fait prouve d'une grande robustesse, simplicité et facilité d'implantation.

L'absorption sinusoïdale de courant, un déphasage nul entre le courant et la tension du réseau, sont deux objectifs réalisés par l'intermédiaire des redresseurs à deux et à N niveaux, malgré l'instabilité de la tension du bus continu. On note ici que la stabilité de cette tension à donner une grande clarté à la forme du courant sinusoïdal absorbé par les redresseurs à deux et à N niveaux.

Les variateurs de vitesse à deux et à N niveaux ont été exposés, où le redresseur à MLI à correctement assurer à la fois, la conversion de la fréquence et l'absorption sinusoïdale de courant au niveau du réseau électrique.

On a établi la technique de la commande vectorielle directe en vue de contrôler la machine à induction en vitesse, ayant pour principe le découplage entre le couple et le flux. Le découplage est réalisé et la conduite de la machine est très performante malgré les perturbations créées par l'augmentation du couple de charge et l'inversion du sens de rotation.

Les redresseurs à MLI ont fait prouve d'un comportement quasi résistif vis-à-vis du réseau d'alimentation, on se caractérisant comme une charge propre.

Les oscillations du couple moteur, ont nettement diminués en amplitudes dans le cas où la machine est pilotée par un onduleur à sept niveaux, par rapport à celui à deux ou trois niveaux.

Reste à signaler à la fin que les convertisseurs multi-niveaux à MLI, ont également contribués à la réduction du taux de distorsion de courant ,où on a remarqué la nette diminution du THD de courant, en amont du redresseur et en aval de l'onduleur, à chaque fois que, le niveau du convertisseur augmente ou lorsque l'indice de modulation (m) prend des valeurs importantes.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans cette thèse s'inscrit dans le cadre de recherche de nouvelles structures performantes du point de vue qualité d'énergie électrique, à base des convertisseurs statiques, dont la fonction est la minimisation de courants harmoniques dans le réseau électrique de distribution, par les ponts redresseurs à diodes ou à thyristors, qui sont largement utilisés dans les secteurs industriels et domestiques.

Après avoir évoqué dans le premier chapitre, la problématique de la pollution harmonique qui affecte la tension et le courant du réseau électrique, également les effets nocifs qui l'accompagnent, on a mis l'accent sur les différentes techniques employées afin de pallier aux problèmes liés aux perturbations harmoniques à l'égard des redresseurs à commande MLI à deux et à multi-niveaux. Ces redresseurs sont présentés comme étant les solutions, les plus élaborées de la dépollution des réseaux électriques, surtout les redresseurs multi-niveaux qui conviennent par leurs différentes topologies pour les applications en haute tension et forte puissance, leurs pouvoirs de synthétiser la forme d'onde courant/tension avec un meilleur spectre harmonique possible.

On a retenu que les performances du filtre actif de puissance sont liés fondamentalement d'une part, à la méthode d'identification des composantes harmoniques du courant perturbé et d'autre part, à la commande de l'onduleur pour réinjecter ces composantes dans le réseau. C'est pour cette raison qu'on a choisi la méthode « P-Q theory », parmi les techniques d'identification proposées et analysées dans le deuxième chapitre, à savoir les méthodes fréquentielles et temporels.

En effet, la technique p-q appliquée au FAP à deux niveaux, la stratégie MLI à échantillonnage naturel, le dimensionnement convenable de l'inductance de sortie du filtre actif et de la capacité du bus continu, ont contribué ensemble d'une manière très efficace à la synchronisation du courant identifié de référence avec le courant injecté par le FAP vers le réseau. Ce qui a permis d'obtenir un courant de source de forme sinusoïdal, accompagné d'un taux de distorsion très inférieur aux limites contractuelles en vigueur.

Suite à ce contexte de dépollution harmonique, cette fois ci en multi-niveaux où le troisième chapitre met en évidence d'une manière correctrice, l'apport prépondérant du filtre actif de puissance à sept niveaux dans le processus de dépollution et l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique.



Le FAP à sept niveaux a prouvé une grande dynamique, stabilité et robustesse aux différentes perturbations créées au niveau du bus continu et au niveau de la charge polluante, que ce soit sous un réseau de basse ou moyenne tension. Il a présenté un courant de source quasiment sinusoïdale, sous la moyenne tension par rapport à celui de la basse tension, avec des réductions très remarquables des taux de distorsions en courant. Cela est dû par le fait que son bus continu, est adapté à fonctionner sous des tensions élevées.

Toujours dans le même contexte de la dépollution harmonique, mais cette fois ci, dans un cadre préventive où le quatrième chapitre dans sa première partie, est consacré à la contribution de la technique de contrôle (**Direct Power Control**) à l'absorption sinusoïdale de courant de source par le biais d'un redresseur à commande MLI à deux niveaux. Cette stratégie de contrôle a permis à travers une table de commutation classique, un contrôle découplant des puissances active et réactive, une absorption des courants sinusoïdaux, un fonctionnement propre du redresseur à MLI, avec un THD très faible et facteur de puissance unitaire. Des tests de robustesse ont confirmé l'efficacité et la fiabilité de cette technique de control.

Dans la deuxième partie du quatrième chapitre, la technique de contrôle (DPC) devient un outil correctif à la portée du filtre actif parallèle à deux niveaux, où on a pu valider les résultats de simulations dans le cas d'un fonctionnement transitoires et permanent du filtre, lors de la variation simultanée de la charge et de la tension du bus continu du FAP. La qualité du signal du courant de source et son taux de distorsion issus du régime permanent confirme les performances de cette technique.

Dans le cinquième chapitre, les structures à deux et à N niveaux des redresseurs à prélèvement sinusoïdal avec leurs stratégies de commande MLI sont développés. L'absorption sinusoïdale de courant et un déphasage nul entre le courant et la tension du réseau, sont deux objectifs atteints, malgré la montée en tension du bus continu. On souligne ici, que la stabilité de cette tension a donné une grande clarté à la forme du courant sinusoïdal absorbé par les redresseurs à deux et à N niveaux.

Ces redresseurs à MLI commandés par le contrôle direct des courants prélevés sur le réseau, ont fait preuve d'un comportement quasi résistif vis-à-vis le réseau d'alimentation, on se caractérisant comme une charge propre.

La commande vectorielle directe à flux rotorique orienté est développée, en vue de piloter la machine à induction en vitesse. Le découplage entre le flux du rotor et le couple électromagnétique a permis une bonne conduite de la machine vis-à-vis les perturbations créées par l'augmentation du couple de charge et l'inversion du sens de rotation.



Les onduleurs multi-niveaux ont contribué efficacement à la diminution des oscillations du couple ainsi à l'amélioration de l'allure du courant et de la tension aux bornes de la machine.

Ces derniers, pilotés par la stratégie MLI à échantillonnage naturel, ont contribué à réduire le taux de distorsion harmonique de courant, que ce soit par l'augmentation des niveaux de tension ou en agissant sur l'indice de modulation (m).

Reste à dire à la fin que le travail effectué dans cette thèse est incomplet tant que certains problèmes ne sont pas exposés et dignes d'être traités plus tard à savoir :

- Confronter les résultats de simulation numériques à l'expérimentale afin de valider les conclusions obtenus ;
- Examiner les performances des techniques de contrôle utilisés dans le cas d'un réseau distordu et/ou déséquilibré ;
- Examiner d'autres méthodes de contrôle telles que l'adaptative et le prédictive afin de les confronter avec celles utilisées dans ce modeste travail.

*Références
Bibliographiques*



Bibliographie

- [1] D.O uld Abdeslam, “Techniques neuromimétriques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basses tension”, Thèse de doctorat, université de Haute Alsace, 2005.
- [2] M.N .Tandjaoui “ Amélioration de la Qualité de l'énergie électrique d'une Charge Sensible par un DVR-Modélisation et Simulation ”ACTA Electrotehnica, Volume 56, Number 4, pages 165-170, 2015.
- [3] V. Ignatova, P. Granjon, S. Bacha, “Analyse de la qualité de l'énergie électrique par la transformation du vecteur d'espace ”, 11ème Conférence Nationale EPF, Grenoble, France, 2006.
- [4] Ph. Ferracci “La qualité de l'énergie électrique” Cahier technique n° 199, Collection Technique de Schneider Electric, édition octobre 2001.
- [5] M. A. E. Alali, “ Contribution à l'Etude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension”, Thèse de doctorat, Université de Louis Pasteur, Strasbourg, Septembre 2002.
- [6] M. M. Abdusalam, “ Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales”. Thèse de Doctorat de l'université de Nancy, France, 2008.
- [7] IEEE STD 519-2014 (Revision of IEEE STD 519-1992) “IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems”. IEEE 519 working Group. 2014.
- [8] J. Arrillaga & N.R. Watson, “power system harmonics”, University of Canterbury, Christchurch, New Zealand, John Wiley & Sons, 2003.
- [9] M.S.Djebbar, H.Benalla &Y. Soufi “Cascade rectifiers and multi levels applied to the improvement of the quality of electric energy” Eighth International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies EVER'13. Monte-Carlo, Monaco, IEEE Xplore, 30 May 2013.
- [10] A.Ortiz.Monroy “Étude de montages redresseurs polyphasés pour le réseau d'alimentation électrique des avions” Maîtrise en génie électrique, Université LAVAL. Québec, Canada, 2013.
- [11] C. Lott, O. Lapiere, H. Pouliquen, S. Saadate “Active filtering harmonic current and voltage of electrical networks Modélisation, Numerical Simulation and Experimentation” J. Phys France III-7 december1997 pages 2433-2457.
- [12] M.S.Djebbar&H.Benalla “High Performances of an Active Filter Compared to a Passive Filter: Improvement of the Electric Power Quality”, International Journal of Engineering and Technology (IJET) Vol. 7, N°5, October 2015
- [13] P. Gangle & Patel S, J. Harmoniz “ Comparison of active and Passive Filter Improvement of Power Quality in Three Phase AC System ” Journal Of Harmonized Research in Engineering, 4(2), pp 61-67, 2016.
- [14] P.Ladoux, G.Ollé “ Compensation d'harmonique et de puissance réactive ” publication Reselec 2002.
- [15] Mehdi Messaoudi “ Stratégie de modulation pour la réduction des perturbations conduites générées par un variateur de vitesse à redresseur MLI ”Thèse de Doctorat, Université Lille 1, Sciences et Technologies, Décembre 2015.
- [16] G.Gr ellet, G.Clerc “Actionneurs électriques : Principes/ Modèles/ Commandes ”, édition Eyrolles, deuxième tirage 2000.
- [17] A.Nabae, I. Takahashi, H. Akagi, “A new neutral-point-clamped PWM inverter”, IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol.1A-17, 1981, pp.518-523.



- [18] E.M. Berkouk “ Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées pas des convertisseurs direct et indirect. Application au gradateur et onduleur multiniveaux”, Thèse de Doctorat du Conservatoire national des Arts et Métiers, Décembre 1995.
- [19] M.S, Djebbar and H. Benalla, “ Rectifiers comparative study between two levels and multilevel PWM order ”, International Journal of Electrical and Power Engineering 2(6).pp365-376, 2008
- [20] K. A. Tehrani. “Conception, Synthèse et Application d’une Nouvelle Commande Robuste par PID Fractionnaire pour Les Onduleurs Multiniveaux ”Thèse de Doctorat de l’Institut Nationale Polytechnique de Lorraine, Novembre 2010.
- [21] M. Marchesoni, M. Mazuchelli, S. Tenconi “A Non Conventional Power Converter for Plasma Stabilisation”, PESC 88, 11–14 avril 1988, Conf. Rec. vol. 2, pp. 626–633.
- [22] P. Hammond, “A New Approach to Enhance Power Quality for Medium Voltage Drives”. IEEE Petroleum and Chemical Ind. Conf. Appl., pp. 231–235, septembre 1995.
- [23] T. Meynard, H. Foch, “Imbricated Cells Multilevel Voltage-Source Inverters for High-Voltage Applications”. EPE Journal, vol. 3, juin 1993.
- [24] R.H. Baker, “Electric Power Converter”, U.S. Patent Number 3,867,643, February 1975.
- [25] R.H. Baker, “High-Voltage Converter Circuit”, U.S. Patent Number 4, 203,151, May 1980.
- [26] A. Nabae, I.Takahashi, and H. Akagi “A New Neutral-Point Clamped PWM Inverter” Proceedings of the Industry Applications Society Conference, pages 761-766, September/October 1980.
- [27] X. Yuan, I. Barbi, “Fundamentals of a New Diode Clamping Multilevel Inverter”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol.15, No 4, juillet 2000.
- [28] A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagy, “A New Neutral Point Clamped PWM Inverter”. IEEE Ind. Applic. Soc. Conf. Proceed. pp. 761–766, 1980.
- [29] S. Ogasawara, J. Takagaki, H. Akagi, and A. Nabe, “ A Novel Control Scheme of a Parallel Current-Controlled PWMInverter”, IEEE Transactions on Industry Applications, volume 28, number 5, pages 1023-1030, September / October1992.
- [30] M.S.Djebbar, H.Benalla &Y. Soufi “ Application of the photovoltaic source to feeding a multi-level inverter applied to induction machine” Conférence sur les énergies renouvelables – EWRES2012 - European Workshop on Renewable Energy Systems,Alanya, Antalya, Turkey, Septembre 2012.
- [31] M.S, Djebbar & H. Benalla“Régulation de la Source Continue de l’Onduleur de Tension à Trois Niveaux Appliqué à la Conduite de la Machine Asynchrone par Pont de Clamping” Conférence internationale sur le génie électrique CEE’2008 à l’université de Batna, Octobre 2008.
- [32] M.S, Djebbar & H. Benalla “ Cascade redresseur de courant à trois niveaux – Onduleur de tension à trois niveaux-Application à la conduite de la machine asynchrone triphasée ” Conférence internationale sur l’électrotechnique et ses applications à l’université Djillali Liabes de Sidi Bel abbés ICEEA’08, Mai 2008.
- [33] M.S, Djebbar & H. Benalla “AC/DC AND DC/AC Multilevel Converter and DC Voltage Regulation. Applied to the Asynchronous Machine” International Conference on Petroleum and Sustainable Development ICPSD 2011, Dubaï, EAU, december 2011& IPCBEE vol. 26 (2011) © (2011) IACSIT Press, Singapore
- [34] Mohan, Undeland and Robbins, “Power Electronics: converters, applications, and design”, John Wiley & Sons, 2003.



- [35] Haiwen Liu, Tolbert, L.M, Khomfoi, S. Ozpineci, B.; Zhong Du, “Hybrid cascaded multilevel inverter with PWM control method”, Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE Volume, Issue, 15-19 June 2008 Page(s) :162 – 166
- [36] L. Asiminoaei, F. Blaabjerg, S. Hansen, “Evaluation of harmonic detection methods for active power filter applications”. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol. 1, pp. 635- 641, March 2005.
- [37] H.Kouara “ Contribution au Contrôle d’un Filtre Parallèle Triphasé à Quatre Fils dans un Milieu Perturbé ”. Thèse de Doctorat, Université de Batna, janvier 2015
- [38] M. El-Habrouk, M. K. Darwish, & P. Mehta, “Active power filters: A review,” IEEProc.-Elctr. Power Appl., vol. 147, No. 5, pp. 403–413, September 2000.
- [39] S. Rechka, “ Étude de méthodes de filtrage des harmoniques dans les réseaux électriques de distribution ”. Mémoire de maîtrise, Université du Québec à Trois-Rivières, Avril 2002.
- [40] S.Beaulieu “Etude et Mise au point d'un Filtre Actif d'Harmoniques en vue D'améliorer la Qualité de l'alimentation électrique ” Mémoire présenté comme exigence partielle de la maîtrise en ingénierie université du Québec à Chicoutimi, Mai 2007.
- [41] A.L De Heredia Bermeo “ Commandes avancées des systèmes dédiées à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la base tension à la montée en tension ”Thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Grenoble, 2006.
- [42] K.Nguyen “Approche neurométrique pour l'identification et la commande des systemes électriques : Application au filtrage actif et aux actionneurs synchrones ”Thèse de doctorat de l'université de Haute – Alsace, 2010.
- [43] P.H Andrianirina “ Etude et développement des méthodes de contrôle des harmoniques dans le réseau de distribution électrique ” comme exigence partielle de la maîtrise en génie électrique et génie informatique l'université du Québec Trois-Rivières, 2007.
- [44] A.M.Massoud, J.Finney, & B.W.Williams, “Review of Harmonic Current Extraction Techniques for an Active Power Filter ” 11^{ème} Conférence Internationale on Harmoniques et Qualité d'énergie, 2004.
- [45] Adly A. Girgis, W. Bin Chang, and Elham B. Makram, “A Digital Recursive Measurement Scheme For On-Line Tracking of Power System Harmonics ”, IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. 6, No. 3, pp. 1153-1160, July 1991.
- [46] F.Auger, M.Guglielmi “Identification de Sinusoides Bruitées par Filtrage de Kalman Etendu ”Treizieme Colloque GRETSI-Juan-les pins, septembre 1991.
- [47] A.Khlaief “Contribution à la Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) ”Thèse de Doctorat, D'Aix Marseille université, juillet 2012.
- [48] S.Medjmadj “Méthodes et outils d'aide à la décision en vue de la commande tolérante aux défauts des entraînements électriques ”Thèse de Doctorat, Université Ferhat Abbas – Setif1, février 2015.
- [49] R.Panigrahi, B.Subudhi, P.C. Panda “ A comparative assessment of hysteresis and dead beat controllers for performances of three phase shunt active power filtering » Journal of Power Technologies 94 (4), 286–295,2014.
- [50] D. Ould Abdeslam, P.Wira, J.Mercklé, Y.A. Chapuis, D. Flieller “Stratégie neuromimétique d'identification et de commande d'un filtre actif parallèle ” Revue des Systèmes, Série Revue Internationale de Génie Electrique (RS-RIGE), vol. 9, no. 1, pp 35-64, 2006.



- [51] Zolghadri, A. "An algorithm for real-time failure detection in kalman _lters. Automatic Control ", IEEE Transactions on, 41(10) :1537_1539,1996.
- [52] A. Zolghadri, "A redundancy-based strategy for safety management in a modern civil aircraft". Control Engineering Practice, 8(5):545_554, 2000.
- [53] P.K. Dash, A.K. Pradhan, and G. Panda, "Frequency estimation of distorted power system signals using extended complex Kalman filter", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 14, No 3, pp. 761-766, July 1999.
- [54] H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae, "Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits", International power electronics conference, pp. 1375 - 1386, Japan, 1983.
- [55] A. Khezzer "Filtrage Actif du Couple de Machines Electriques de Forte Puissance" Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, Novembre 1997.
- [56] S. Bhattacharya, D. M. Divan, B. Banerjee, "Synchronous frame harmonic isolator using active series filter", EPE'91, pp. 30-35, 1991.
- [57] A.L De Heredia Bermeo "Commandes avancées des systèmes dédiées à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la base tension à la montée en tension ".Thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Grenoble, 2006.
- [58] C. A. Quinn, N Mohan, & H. Mehta, "A four-wire, current-controlled converter provides harmonic neutralization in three-phase, four-wire systems", in Proc. IEEE APEC'93, pp. 841–846, 1994
- [59] H. Djeghloud, "Filtrage actif de puissance", Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2007.
- [60] C. Balanuta, G. Gurguiatu, T. Munteanu & G. Fetecau, " Three-phase Active power Filter Control using Notch, Instantaneous p-q Theory and Positive Sequence Method ",Scientific Bulletin of the Electrical Engineering Faculty - No. 3, (17) "Dunărea de Jos" University, Galati, Romania, 2011.
- [61] D. O. Abdeslam, P. Wira, J. Mercklé, Y. Chapuis et D. Flieller, "Stratégie Neuromimétique d'Identification et de Commande d'un Filtre Actif Parallèle", Revue des Systèmes, Série Revue Internationale de Génie Electrique (RS-RIGE), Vol. 9, No. 1,2006, pp. 35-64.
- [62] S.R.D, Naoussi "Implantation de réseaux Neuromimetiques sur Cible FPGA- Application a l'integration d'un Système de Filtrage Actif "Doctorat de l'université de Strasbourg,Novembre 2011.
- [63] H. Akagi " Modern active filters and traditional passive filters ", bulletin of the polish Academy of Sciences, Technical Sciences, Vol. 54, N°. 3, 2006. Tokyo, Japan.
- [64] M. Routimo, M. Salo, H. Tuusa, "Comparison of voltage-source and current source shunt active power filters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no.2, pp. 636-643, March 2007.
- [65] F.Bouchafa, E.Berkouk, M.S.Boucherit "Analysis and simulation of a Cascade of two rectifier PWM-Inverter Multilevel NPC Application to Conducting a MSAP"3rd Conference on Electrical Engineering, 04-06 october 2004, University of Batna.
- [66] S. Karimi "Continuité de service des convertisseurs triphasés de puissance et prototypage "FPGA in the loop" : application au filtre actif parallèle " thèse de doctorat en génie électrique de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, Janvier 2009.
- [67] H. Akagi, A. Nabae & S. Atoh, "Control strategy of active power filters using multiple voltage-source PWM converters", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-22, pp. 460 – 465, May/June 1986.



- [68] P. G. Barbosa, J. A. Santisteban, & E. H. Watanabe, “Shunt series active power filter for rectifiers AC and DC sides”, IEE Proc.-Electric Power Appl., vol. 145, No. 6, pp. 577– 584, November 1998.
- [69] L. A. Morán, J. Dixon, & R. R. Wallace, “A three-phase active power filter operating with fixed switching frequency for reactive power and current harmonic compensation”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 42, No. 4, pp. 402–408, August 1995
- [70] P. Enjeti, W. Shireen, & I. Pitel, “Analysis and design of an active power filter to cancel harmonic currents in low voltage electric power distribution systems”, in Conf. Rec. Of the Int. Conf. On Power Electron. & Motion Control IECON, vol. 1, pp. 368 – 373, 9- 13 November 1992.
- [71] B. Singh, K. Al-Haddad, A. Chandra, “A review of active filters for power quality improvment”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 46, no. 5, pp. 960-971, October 1999.
- [72] H. Akagi, Y. Tsukamoto, A. Nabae, “Analysis and design of an active power filter using quad-series voltage source PWM converters”, IEEE Trans. On Industry applications, vol. 26, No. 1, pp. 93-98, 1990.
- [73] Miao-Xin Wang, “Filtrage actif de puissance : Etudes et réalisation d’un filtre actif à commande numérique temps réel ” Thèse de l’Institut National Polytechnique de Toulouse, 18 Décembre 1992.
- [74] F.Z. Peng, H. Akagi and A. Nabae, “A study of active power filters using quad-series voltage-source PWM converters for harmonic compensation”, IEEE Trans. on power electronics, vol. 5, N°1, pp. 9-15, January 1990.
- [75] S. Guffon, “ Modélisation et commandes a structure variable de filtres actifs de puissance ” Thèse de l’Institut National Polytechnique de Grenoble, 24 Juillet 2000.
- [76] Y. L. Wang, Q. liang Guo “Hysteresis Current Control technique based on Space Vector Modulation for Active Power Filter” International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS), Vol.1, No.1, September 2011, pp. 1~6.
- [77] D. Lalili “MLI Vectorielle et Commande Non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs Multiniveaux Application à la Conduite de la Machine Asynchrone”, Thèse de Doctorat, Laboratoire de Commande des Processus de l’ENP. Alger, avril 2009
- [78] V. Chéreau, “Modulation de largeur d’impulsion et régulation numérique des courants” Thèse de Doctorat, Université de Nantes, France, 2007.
- [79] A. Thameur “Application du Multiniveaux au Filtrage Actif des Réseaux” Thèse de Doctorat, école nationale polytechnique EMP, Alger, novembre 2010.
- [80] M.Benadja “L’Autoadaptivité du Filtre Actif aux Variations de Charge ” Thèse de Doctorat, Université Badji Mokhtar- Annaba, juin 2015.
- [81] M. Messaoudi “ Stratégie de modulation pour réduction des perturbations conduites générées par un variateur de vitesse à redresseur MLI ”Thèse de Doctorat, Université Lille 1, Décembre 2015.
- [82] H. Akagi, “Control strategy and site selection of a shunt active filter for damping of harmonic propagation in power distribution systems”, IEEE Trans. on power delivery, vol. 12, No. 1, pp. 354-363, January 1997.
- [83] A. Salem Nia, “Contribution à l’étude théorique et expérimental d’un filtre actif parallèle à commande analogique et numérique temps réel”, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, France, 1996.
- [84] M. Vasiladiotis “Analysis, Implementation and Experimental Evaluation of Control Systems for a Modular Multilevel Converter”, Royal Institute of Technology, Department of Electrical Engineering, Stockholm, Sweden, 2009.



- [85] S. Barkat “Modélisation et commande d’un onduleur à sept niveaux à diodes flottantes : Application à la conduite d’une machine asynchrone ” Thèse de Doctorat, ENP, Alger, 2008.
- [86] J.S. Manuelle “ Convertisseurs Multiniveaux asymétriques alimentés par transformateurs multi-secondaires basse-fréquence : réactions au réseau d'alimentation”, Thèse, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, EPFL 2004.
- [87] Mohamed.T.Chebbah “ Etude et simulation d’un convertisseur multiniveaux type PUC ” Maitrise en génie, concentration énergies renouvelables et efficacité énergétique, présenté à l’université du Québec, Montréal, avril 2014.
- [88] Hani Vahedi, Student, IEEE, Kamal Al-Haddad, Fellow, IEEE “Real-Time Implementation of a Packed U-Cell Seven-Level Inverter with Low Switching Frequency Voltage Regulator” IEEE Transactions on Power Electronics, 2015.
- [89] S. Chennai & M.T Benchouia “ Three-phase Three-level (NPC) Shunt Active Power Filter Performances based on PWM and ANN’s Controllers for Harmonic Current Compensation ” International Journal on Electrical Engineering and Informatics - Volume 6, Number 1, March 2014
- [90] Z.Zahzouh, L.Khochmane, A.Haddouche “A New Multilevel Active Power Filter Using Switches Meticulously Controlled” International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS) Vol. 6, No. 1, March 2015, pp. 168~177.
- [91] S. Chennai “Efficient Control Scheme for Five-Level Shunt Active Power Filter to enhance the power quality” Electrotehnica, Electronica, Automatica (EEA), vol. 64, nr.2, 2016.
- [92] Guy Séguier “ Electronique de puissance : Les fonctions de base et leurs principales applications” 7^{ème} édition Dunod 1999.
- [93] Lokman, H and Hassan & all. “Takagi-Sugeno Fuzzy Gains Scheduled PI Controller for Enhancement of Power System Stability”, American Journal of Applied Sciences 7 (1), 145-152. 2010.
- [94] P. Rathikan, and Devaraj, D. “Fuzzy Logic – Based Approach for Adaptive Hysteresis Band and Dc Voltage Control in Shunt Active Filter” International Journal of Computer and Electrical Engineering, Vol.2, No.3, 1793-8163. 2010.
- [95] L. A. Zadeh, "Fuzzy Sets," Information and Control, vol. 8, pp. 338-353, 1965.
- [96] L. A. Zadah, “The concept of a linguistic variable and its applications to approximate reasoning”, Part III, information sciences vol.09, pp.43-80, 1975.
- [97] A. Chaoui, “Filtrage Actif Triphase Pour Charges Non Lineaires ” Thèse de doctorat, Université de Ferhat Abbas, sétif, Octobre 2010.
- [98] A. Boukadoum, T. Bahi “Harmonic current suppression by shunt active power filter using fuzzy logic controller ” Journal of Theoretical and Applied Information Technology, Vol. 68, N°3, pp 651-656, 2014.
- [99] B. H. Kwon, J. H. Youm, J. W. Lim. “A Line-Voltage-Sensorless Synchronous Rectifier”. IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 14, no. 5, pp. 966-972, September 1999.
- [100] R.Muhammad. “Handbook of Power Electronics”. New York : Academic, 2001.
- [101] T. Noguchi, H. Tomiki., S. Takahashi, “Direct Power Control of PWM converter without power-source voltage sensors”. IEEE Trans. On Industrial Application, vol 34, p. 473- 479, 1998.
- [102] B. K. Bose. “Modern Power Electronics and AC Drives”. Englewood Cliffs, Prentice Hall, 2002.



- [103] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, "Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters; A Survey". IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 45, n° 5, p. 691-703, Octobre 1998.
- [104] Noguchi T., Tomiki H., Kondo S., Takahashi, "Direct Power Control of PWM converter without power-source voltage sensors". IEEE Trans. on Industrial Application, vol 34, p. 473-479, 1998.
- [105] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen S., F. Blaabjerg, G. D. Marques. "Virtual Flux Based Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifiers". IEEE Trans. On Industrial Applications, vol. 37, n° 4, p. 1019-1027, 2001.
- [106] M. Malinowski, M. Jasinski, M. P. Kazmierkowski "Simple Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier Using Space Vector Modulation". IEEE Transaction Industrial Electronics, vol. 51, n° 2, p. 447-454, April 2004.
- [107] G. Escobar, A. M. Stankovic, J. M. Carrasco, 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.
- [108] 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.
- [109] 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.
- [110] 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.
- [111] M.S. Djebbar & H.benalla "Performance and high robustness DPC for PWM Rectifier under unstable V_{DC} bus" International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS) Vol. 7, No. 1, March 2016, pp. 66~74.
- [112] M. Malinowski, "Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers".Phd Thesis, Faculty of Electrical Engineering Institute of Control and Industrial Electronics, Warsaw, Poland - 2001.
- [113] S. Aurtenechea. "Predictive Control of the 2L-VSI and 3L-NPC VSI Based on Direct Power Control for MV Grid Connected Power Applications". Ph.D. Thesis, Mondragon Universitea Goi Eskola Politeknikoa Faculty of Engineering, Mondragon (Spain) 2007.
- [114] S. Aurtenechea. "Predictive Control Strategy for DC/AC Converters Based on Direct Power Control" IEEE Transactions Industrial Electronics, Vol 54, N°3, June 2007.
- [115] A. Chaoui, J.P.Gaubert, F. Krifa "Power quality improvement using DPC controlled three-phase shunt active filter" Electric Power Systems Research 80 (2010) 657–666,2010.
- [116] J. Monteiro,J.FSilva,S.F.Pinto,and J.Palma, "Direct Power Control of Matrix Converter Based Unified Power Flow Controllers" ,Industrial Electronics IECON'09.35th Annual Conference of IEEE Digital Object Identifier , 2009.
- [117] A. Bouafia, J.P.Gaubert, &A.Chaoui "Direct Power Control Scheme Based on Disturbance Rejection Principle for Three-Phase PWM AC/DC Converter under Different Input Voltage Conditions"Journal of Electrical Systems 8-4 (2012):367-383.



- [118] K. Djazia , F.Krim , A. Chaoui & S.Mustapha “Active Power Filtering Using the ZDPC Method under Unbalanced and Distorted Grid Voltage Conditions” *Energies* 2015, 8(3), 1584-1605. February 2015.
- [119] A. Djerioui, K. Aliouane, M. Aissani, F. Bouchafaa “DPC-Switching table control for PWM Rectifier With the function of an Active Power Filter Based on a Novel Virtual Flux Observer” *International Journal of Scientific & Engineering Research* Volume 3, Issue 10, October, 2012.
- [120] A. Bouafia “Techniques de Commande Prédicative et Floue pour les Systèmes d’Electronique de Puissance : Application aux Redresseurs à MLI ” Thèse de doctorat en sciences, Université Ferhat Abbas – Setif, Octobre 2010.
- [121] M.S.Djebbar and H.Benalla “Multi Level Converters Applied to the Field Oriented Control of the Machine Induction” *Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion (ESARS 2012)*, Bologna, Italy, 16-18 October 2012.
- [122] M.S. Djebbar, H.Benalla “Comparaison entre Stratégies de Commande MLI du Redresseur de Courant à Trois Niveaux Appliquée à la Conduite de la Machine Asynchrone Triphasée” *Conférence nationale sur l’Electrotechnique CNE’10* au Centre universitaire de Souk Ahras.
- [123] F. Bouchafa, “Etude et commande de différentes cascades à onduleur à neuf niveaux à structure NPC. Application à la conduite d’une MSAP”, Thèse de doctorat en Automatique à l’ENP Alger, Février 2006.
- [124] C. Gombert. “Simulation Temps-Réel des Dispositifs d’Electronique de Puissance Dédiés aux Réseaux d’Energie Electrique”. Thèse de l’Institut Polytechnique de Grenoble, Septembre 2005.
- [125] N. Belhaouchet “Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées Application : Amélioration de la Qualité de l’Energie ” Thèse de doctorat en sciences, université Ferhat Abbas – Setif, octobre, juillet 2011.
- [126] L. Baghli “Modélisation et commande de la machine asynchrone ”, IUFM de lorraine –UHP, 2005.
- [127] M.S. Djebbar, H.Benalla “Study of Voltage Stability Continuous Multilevel Inverter Voltage Applied to the Induction Machine” *International Journal of Environmental Science and Development (IJESD)* Vol. 3, N° 3, pp. 268-273, 2012.
- [128] F. Blaschke, “The Principle of Field Oriented as Applied to the New TranVector Closed-Loop Control System for Rotating Machine”, *Siemens Review*, 1972, vol.39, N°4, pp.217-220.
- [129] Leonhard.W, “Control of Machines with the Help of Microelectronics”, *Third IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives*, Lausanne, Sept 1994, pp. 35-58.
- [130] D. Roye, “Modélisation, contrôle vectoriel et DTC ”, *Hermes Science Europe Ltd*, 2000, sous la direction de Carlos Canudas de Wit, Page(s): 81 -132 vol.1
- [131] M.S.Djebbar, H.Benalla, K.Nabti, K.Abed, “Improved Intelligent Sensor less Control of IM Using EKF Observer and Fuzzy-PI Controller Based IRFOC Scheme” *Conférence internationale en génie électrique, CIGET’09*, Université de Tébessa, 2009.
- [132] G.Bushe, “Commande Vectorielle de Machine Asynchrone en Environnement Temps Réel Matlab/Simulink. ” Thèse d’ingénieur, Grenoble (C.U.E.F.A.) ,7 Mars 2001.



- [133] M.S.Djebbar and H.Benalla “Five Level Inverter Applied to the Field Oriented Control of the Induction Machine” 2014 International Conference on Automation, Mechanical and Electrical Engineering (AMEE2014). Beijing, China, August 19-20, 2014.
- [134] M.S.Djebbar, H.Benalla, Y.Soufi “Seven Level Inverter Applied to the Field Oriented Control of the Induction Machine” The International Conference on Information Processing and Electrical Engineering (ICIPEE’14). November 24-25, 2014.
- [135] R. Toufouti “Contribution à la Commande Directe du Couple de la Machine Asynchrone». Thèse de Doctorat en sciences, de l’université Frères Mentouri, Constantine 1, juin 2008.
- [136] J. R. Tong –Tong “La logique floue ” Edition Hermes, paris ,1995.
- [137] A. Kaufmann, “Introduction à la théorie des sous ensemble flous à l’usage des ingénieurs ”, Tome 1, Edition Masson, Paris, New York, Barcelone, Milan ,1977.
- [138] T. Takagi & N. Sugeno “Fuzzy identification of systems and its applications to modelling and control” IEEE trans, on systems man and cybernetics, vol .SMC 15pp.116-132, 1985.
- [139] B.B. Meunie et comarsal “Logique floue : principe, aide à la décision ”, Edition Hermes science, Lavoisier 2003.
- [140] L. Baghli “ Contribution à la Commande de la machine, utilisation de la logique floue, des réseaux de Neutrons et des Algorithmes génétique ”, Thèse de doctorat en génie électrique, université Henri Poincaré, Nancy -1 .1999.
- [141] H. Buhler, “ Réglage par logique floue ”, presses polytechnique et université romande, 1994 paris.

Annexes

*Annexe A**Système de Boucle à verrouillage de phase (PLL)***A.1. Phase Locked Loop (PLL)**

Le choix le plus commun entre les chercheurs, consiste à utiliser une boucle à verrouillage de phase (PLL, Phase Locked Loop), tandis que quelques auteurs utilisent la méthode basée sur l'estimation du flux virtuel, dans le souci d'extraire la composante fondamentale directe et la phase d'une source de tension triphasée, surtout lorsque cette dernière est soumise à des perturbations harmoniques.

Le rôle du système PLL consiste à synchroniser l'onduleur avec le réseau électrique, de manière à réduire les perturbations dues particulièrement aux déséquilibres des tensions et afin d'obtenir un échange de puissances contrôlables.

A cet effet, le système PLL est le plus utilisé pour extraire l'amplitude V_{sd} et la phase $\hat{\theta}$ de la composante directe.

La figure. A.1, représente le schéma global de l'asservissement du système PLL classique [1,5]. Qui permet de détecter les paramètres ($\hat{\theta}$ et V_m), de la composante fondamentale des tensions de sources données par le système suivant :

$$\begin{cases} v_{s1}(\theta) = V_m \sin(\omega t) \\ v_{s2}(\theta) = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{s3}(\theta) = V_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{a.1}$$

Avec : $\theta = \omega t$, $V_{eff} = V_m / \sqrt{2}$ sont, respectivement, angle et tension efficace de la fondamentale à une fréquence de 50 Hz.

L'application de la transformation de Concordia de l'équation (a.1) permet de passer du système triphasé au système biphasé :

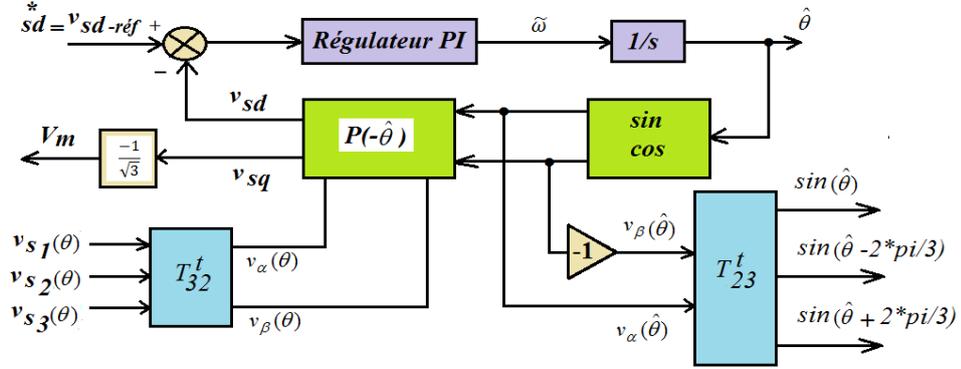


Fig. A.1. Structure détaillé du système PLL classique

L'application de la transformation de Concordia de l'équation (a.1) permet de passer du système triphasé au système biphasé :

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha}(\theta) \\ v_{\beta}(\theta) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{s1}(\theta) \\ v_{s2}(\theta) \\ v_{s3}(\theta) \end{bmatrix} \quad \text{a.2}$$

Donc dans un repère stationnaire de coordonnées (α, β) , on déduit l'équation (a.3) :

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha}(\theta) \\ v_{\beta}(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} \cdot V_m \sin(\theta) \\ -\sqrt{3} \cdot V_m \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad \text{a.3}$$

Les grandeurs de (a.2) peuvent être obtenues, dans le référentiel synchrone tournant, en appliquant la transformation de Park, de sorte que :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \\ -\sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha}(\theta) \\ v_{\beta}(\theta) \end{bmatrix} \quad \text{a.4}$$

Par conséquent, on aboutit à :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \cdot V_m \cdot \begin{bmatrix} \sin(\theta_s - \hat{\theta}) \\ -\cos(\theta_s - \hat{\theta}) \end{bmatrix} \quad \text{a.5}$$

L'asservissement de phase sera réalisé, lorsque $\Delta\theta = (\theta - \hat{\theta}) \approx 0$ et le système PLL, sera verrouillée. Ainsi l'angle estimé $\hat{\theta}$ est égal au déphasage de tension du réseau, donc on aura :

$$\begin{cases} V_{sd} = \sqrt{3} \cdot V_m \cdot (\theta - \hat{\theta}) = 0 \\ V_{sq} = -\sqrt{3} \cdot V_m \end{cases} \quad \text{a.6}$$

Le PLL est verrouillée, lorsque l'angle estimé $\hat{\theta}$ sera égal à θ . Dans ce cas :

$v_{sd} = 0$ et $v_{sq} = -\sqrt{3} \cdot V_m$. Donc, d'après l'équation (a.6), il est possible de contrôler θ en régulant v_{sd} à zéro.

Le régulateur PI de la figure (A.1), est représenté par la fonction de transfert suivante :

$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \cdot \left(\frac{1 + \tau_i \cdot s}{\tau_i \cdot s} \right) \quad \text{a.7}$$

L'expression de position angulaire maximale $\hat{\theta}$ est donnée par l'équation (a.8) :

$$\hat{\omega} = \frac{d\hat{\theta}}{dt} = G(s) \cdot \sqrt{3} \cdot V_{eff} (\theta - \hat{\theta}) \quad \text{a.8}$$

$$\text{Avec : } \hat{\theta} = \frac{1}{s} \hat{\omega} \quad \text{a.9}$$

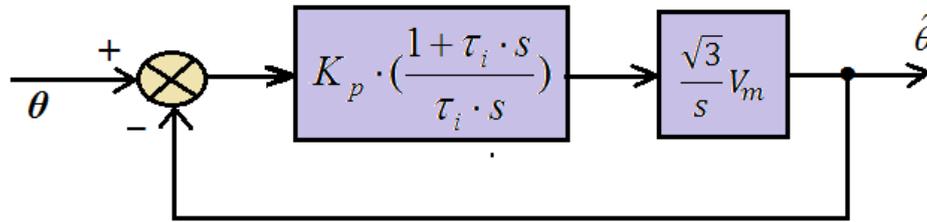


Fig. A.2. Schéma simplifié du système PLL

La fonction de transfert en boucle fermée de ce système est donnée par l'équation (a.10) :

$$F(s) = \frac{\sqrt{3} \cdot V_m \cdot K_p \cdot \left(\frac{1 + \tau_i \cdot s}{\tau_i \cdot s} \right) \cdot \frac{1}{s}}{1 + \sqrt{3} \cdot V_m \cdot K_p \cdot \left(\frac{1 + \tau_i \cdot s}{\tau_i \cdot s} \right) \cdot \frac{1}{s}} \quad \text{a.10}$$

En identifiant, cette fonction de transfert avec celle d'un deuxième ordre. Les paramètres de régulateur PI, s'expriment comme suit :

$$K_p = \frac{2 \cdot \xi_o \cdot \omega_o}{\sqrt{3} \cdot V_m} \quad K_i = \frac{\omega_o^2}{\sqrt{3} \cdot V_m} \quad \tau_i = \frac{2 \cdot \xi_o}{\omega_o}$$

Où, $\xi_o = 0.707$, $f_o = 50\text{Hz}$, $K_p = 1.07$, $K_i = 175$ et $\tau_i = 4.5 \cdot 10^{-3} \text{s}$.

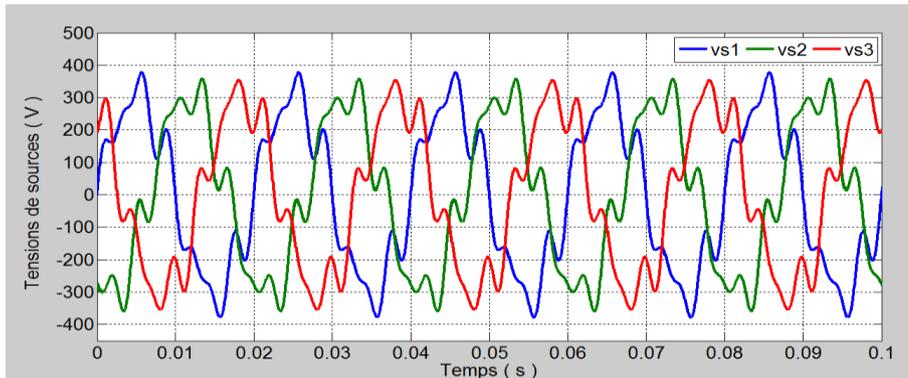


A.2. Comportement du système PLL en cas d'une source de tension perturbée

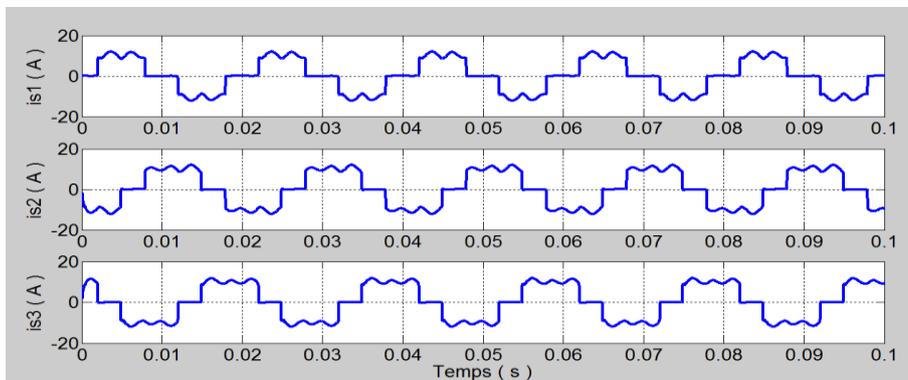
Dans ce cas, on va illustrer le comportement du système PLL vis-à-vis des tensions sinusoïdales triphasées équilibrées d'une valeur efficace $V_{eff} = 230 V$, $f = 50Hz$, mais perturbées par la présence des courant harmoniques d'ordre, 5^{ème} et 7^{ème}, donnée par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} v_{sa}(\theta_s) = \sqrt{2} \cdot V_{eff} (\sin(\theta_s) + \frac{1}{5} \sin \cdot 5(\theta_s) + \frac{1}{7} \sin 7 \cdot (\theta_s)) \\ v_{sb}(\theta_s) = \sqrt{2} \cdot V_{eff} (\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{5} \sin \cdot 5(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{7} \sin 7 \cdot (\theta_s - \frac{2\pi}{3})) \\ v_{sc}(\theta_s) = \sqrt{2} \cdot V_{eff} (\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{5} \sin \cdot 5(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{7} \sin 7 \cdot (\theta_s + \frac{2\pi}{3})) \end{cases} \quad \text{a.11}$$

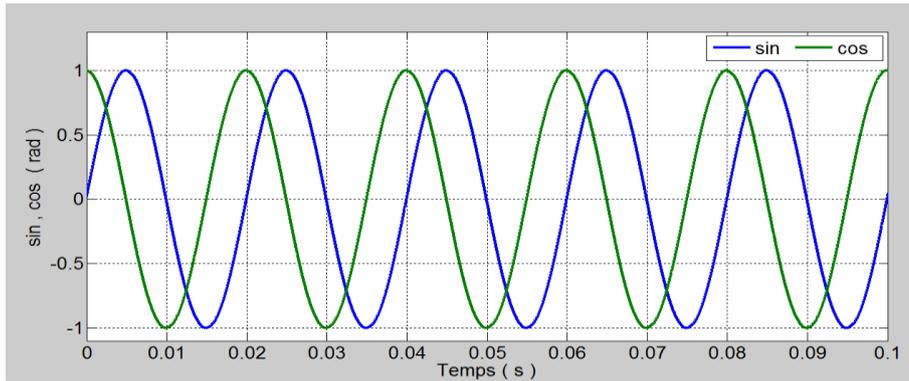
Il s'agit dans ce cas, d'extraire les fonctions sin et cos, la superposition des deux angles de phase de la composante fondamentale directe (θ et $\hat{\theta}$) à partir des trois tensions perturbées.



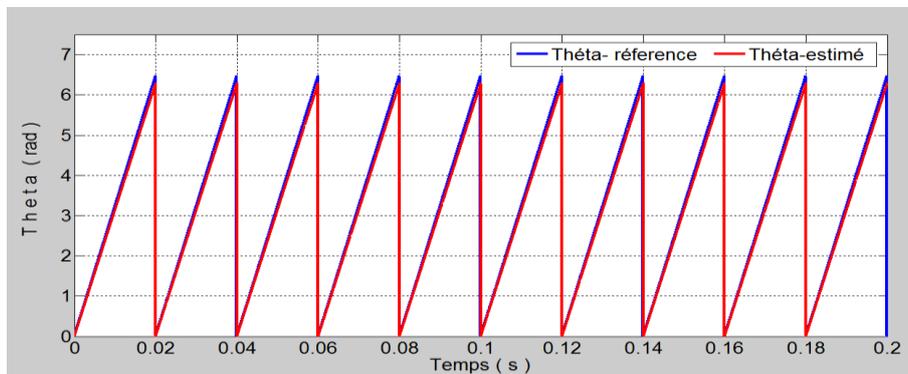
(a) Tensions de source perturbées.



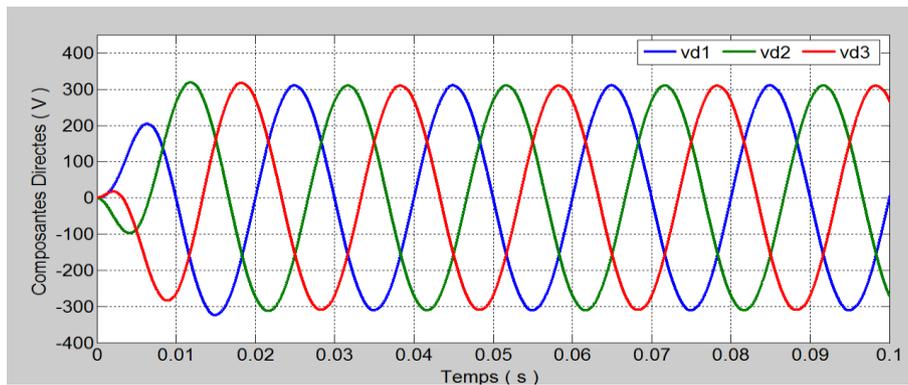
(b) Courants de source perturbée



(c) Fonctions sin et cos générées par le système PLL



(d) Position angulaire générée par le système PLL



(e) Composante fondamentale générée par le système PLL

Fig. A.3. Comportement du système PLL pour une source de tension triphasée perturbée alimentant une charge polluante



La source triphasée alimente une charge polluante, celle-ci génère des courants harmoniques d'ordre $6h \pm 1$, vers la source triphasé, ce qui provoque la distorsion des trois tensions, comme le montre la figure (A.3)

Les résultats de la figure(A.3), montrent que le système PLL peut générer une position angulaire exacte, caractérisée par une pente linéaire sur une période de 20ms. Ainsi qu'elle peut générer parfaitement les composantes fondamentales directes des trois tensions sinusoïdales, malgré les perturbations remarquées sur les deux figures (A.3.a et A.3.b). dues principalement à la présence des harmoniques dans le réseau.

Le système PLL, demeure un dispositif indispensable et d'une grande importance pour extraire l'image de la tension de source, pour des systèmes qui utilisent les tensions du réseau comme référence de contrôle et de commande.

En effet le système d'identification des harmoniques, demeure très efficace avec la présence du PLL et quel que soit la nature des tensions d'entrées. Sachant que c'est à partir de ces tensions qu'on détermine, les courants harmoniques par le biais des techniques d'identification et qui servent comme références, pour le filtre actif parallèle afin qu'il puisse dépolluer le réseau.

Annexe B

Logique floue

B.1 Structure générale d'un régulateur flou [136, 137,138]

La structure conventionnelle d'une commande floue est présentée sur la figure(B.1). Celui-ci comprend essentiellement trois modules qui sont :

- **Fuzzification ;**
- **Base de règles et inférences floues ;**
- **Défuzzification.**

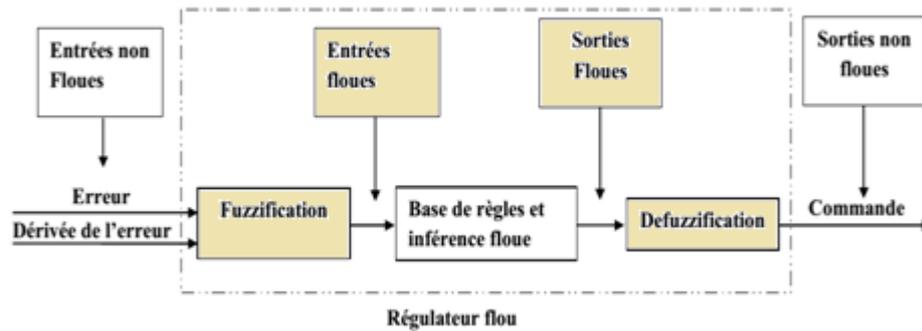


Fig. B.1. Structure d'un régulateur flou

B.1.1 Fuzzification

La fuzzification consiste à attribuer un degré d'appartenance à chaque valeur d'entrée et le passage des grandeurs physiques (erreur, variation de l'erreur) aux variables linguistiques qui sont définies par leurs valeurs linguistiques. En générale, les fonctions d'appartenance sont définies en forme triangulaire, trapézoïdale, etc... Il n'y a pas de règle précise pour la définition de fonctions d'appartenance, mais on peut introduire pour une variable linguistique trois, cinq ou sept valeurs linguistiques suivant la résolution qu'on souhaite. La désignation standard des ensembles flous est montrée dans le tableau B.1.

NG	Négatif Grand
NM	Négatif Moyen
NP	Négatif Petit
EZ	Environ Zéro
PP	Positif Petit
PM	Positif Moyen
PG	Positif Grand

Tab. B.1 Désignation standard des ensembles flous

✓ Remarque

En générale, il ne faut pas dépasser sept valeurs linguistiques, car ceci compliquerait la formulation des règles d'inférence sans apporter une amélioration significative.

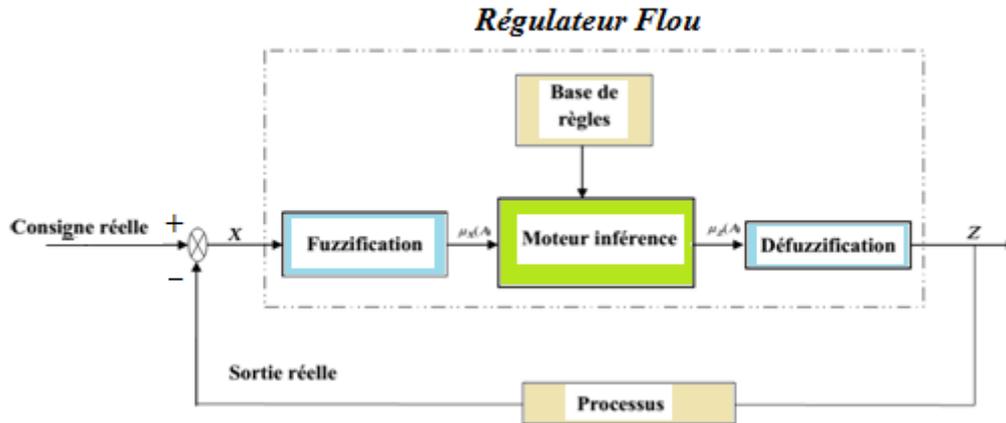


Fig. B.2. Structure générale d'une commande floue

B.1.2 Base de règles et inférence floue

La base de règles caractérise les relations entre les classes d'événements possibles en entrée et les commandes correspondantes. Les inférences lient les grandeurs mesurées et les variables de sortie par des règles linguistiques. Ces règles sont combinées en utilisant les connections ET et OU [139,140]. La stratégie du réglage dépend essentiellement des inférences adaptées qui lient les grandeurs mesurées qui sont les variables d'entrées (transformées en variables linguistiques à l'aide de fuzzification) à la variable de sortie. Les règles d'inférences peuvent être décrites de plusieurs façons :

- **Linguistiquement**
- **Symboliquement**
- **Par matrice d'inférence**
 - **Types d'inférences floues**

Plusieurs approches sont proposées pour le traitement numérique des règles d'inférences on peut citer :

- Méthode d'inférence Max-Min (Mamdani).
- Méthode d'inférence Max-produit (Larsen).
- Méthode d'inférence somme- produit (Sugeno).

B.1.3 Défuzzification

Le résultat d'une inférence floue est une fonction d'appartenance, cependant, un organe de commande nécessite un signal de commande précis [96]. La transformation d'une information floue en une information déterminée est la défuzzification. Il y a

plusieurs méthodes de défuzzification proposées dans la littérature [141]. On présente deux méthodes principales.

▪ **Méthode du centre de gravité**

Cette méthode est largement utilisée dans la littérature. Elle génère le centre de gravité de l'ensemble d'appartenance. Le centre de gravité de la fonction est l'abscisse obtenue par la division du moment de la surface de la fonction en question sur la surface de la même fonction, par l'expression suivante :

$$\Delta U = \frac{\int x \cdot \mu_{res}(\Delta U) \cdot dx}{\int \mu_{res}(\Delta U) \cdot dx}$$

Cette méthode est désavantagée par l'importance du volume de calcul qu'elle exige.

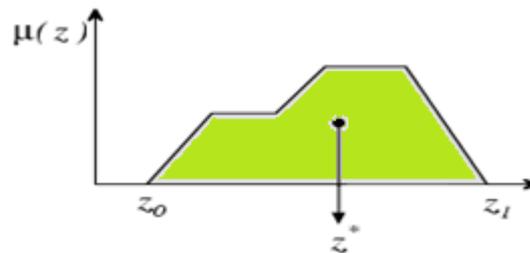


Fig. B.3. Défuzzification par centre de gravité

▪ **Méthode de moyenne de maximum**

Cette méthode génère une commande précise en calculant la moyenne des valeurs pour lesquelles l'appartenance est maximale.

$$z^* = \frac{\int_S z dz}{\int_S dz} \quad \text{ou} \quad S = \{z_0 \in U : \mu(z_0) = \sup(\mu(z))\}$$

La sortie de la commande floue dans ce cas est montrée dans la figure(B.4).

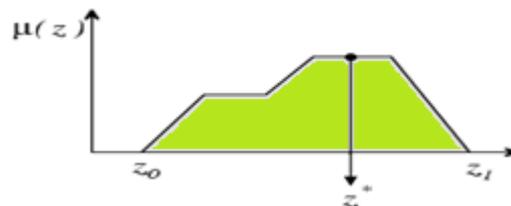


Fig. B.4. Défuzzification par moyenne de maximum

B.2. Conception d'un régulateur flou

Les entrées du contrôleur flou sont l'erreur et sa dérivée, tandis que la sortie est la commande elle-même. Le processus peut être un filtre passe bas du premier ou deuxième ordre ou un régulateur PI, PID, RST [5, 1]. Le régulateur consiste à réaliser le schéma blocs, montré à la figure. (B.5).

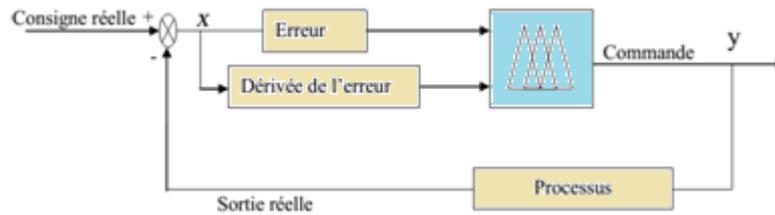


Fig. B.5. Conception d'un contrôleur flou

Avec :

$e(k)$: erreur, telle que : $e(k) = consigne - y$

$\Delta e(k)$: variation de l'erreur, $\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$,

y : sortie du système.

Annexe C

Paramètres des régulateurs

Généralement, pour déterminer la constante du temps(τ), associée à chaque régulateur, on n'impose un temps de réponse(t_{rep}) de 5%. Ce qui permet d'obtenir la condition suivante :

$$\tau = \frac{t_{rep}(5\%)}{3}$$

C.1. Régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La vitesse peut être contrôlée au moyen d'un régulateur PI dont les paramètres peuvent être calculés à partir de la fig.C.1

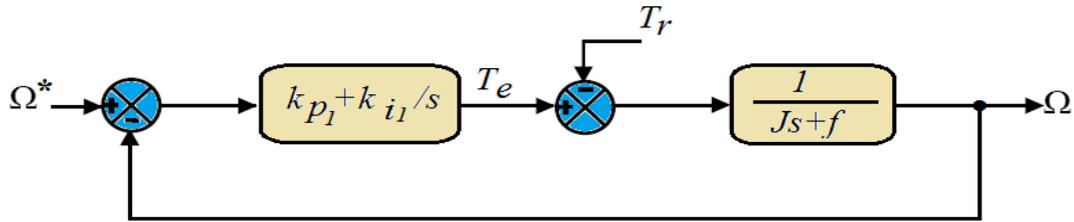


Fig. C.1 Boucle de régulation de la vitesse

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

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{\left(\frac{1}{f+js}\right)\left(k_{p1} + \frac{k_{i1}}{s}\right)}{1 + \left(\frac{1}{js+f}\right)\left(k_{p1} + \frac{k_{i1}}{s}\right)} = \frac{1 + \tau_1 s}{1 + \left(\tau_1 + \frac{f}{k_{i1}}\right)s + \frac{j}{k_{i1}}s^2} \quad \text{c.1}$$

Avec :

$$\tau_1 = \frac{k_{p1}}{k_{i1}}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de deuxième ordre.

En identifiant le dénominateur à la forme canonique $\left(1 + \frac{2\zeta}{\omega_0}s + \frac{1}{\omega_0^2}s^2\right)$, alors on a le système suivant à résoudre :

$$\begin{cases} \frac{j}{k_{i1}} = \frac{1}{\omega_0^2} \\ \frac{2\zeta}{\omega_0} = \tau_1 + \frac{f}{k_{i1}} \end{cases} \quad \text{c.2}$$

Pour un amortissement critique $\zeta=1$, on obtient :

$$\begin{cases} k_{p1} = \tau_1 k_{i1} \\ k_{i1} = \frac{4j}{\tau_1^2} \end{cases} \quad \text{c.3}$$

C.2 Régulateur de couple

D'après la relation de découplage définie par la Fig.V.31 du chapitre 5, on peut écrire :

$$\frac{T_e}{v_{sq1}} = \frac{PM\Phi_r}{\sigma L_s L_r} \cdot \frac{1}{s + \gamma} = \frac{k_1}{s + \gamma} \quad \text{c.4}$$

Tel que : $k_1 = \frac{PM\Phi_r}{\sigma L_s L_r}$

Le régulateur PI utilisé dans ce cas, est illustré sur la figure (C.2)

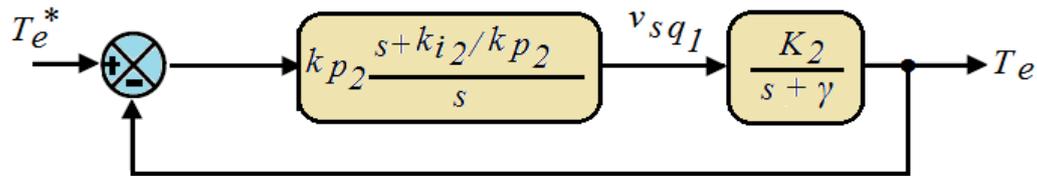


Fig.C.2 Boucle de régulation du couple

La compensation du pôle $(s + \gamma)$ par $s + \frac{k_{i2}}{k_{p2}}$ se traduit par la relation suivante :

$$s + \gamma = s + \frac{k_{i2}}{k_{p2}}$$

Ce qui donne : $\frac{k_{i2}}{k_{p2}} = \gamma$ c.5

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$\frac{T_e}{T_e^*} = \frac{k_{p2} K_2}{s} \quad \text{c.6}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{T_e}{T_e^*} = \frac{k_{p2} K_2}{s + k_{p2} K_2} \frac{1}{\left(\frac{1}{k_{p2} K_2} \right) s + 1} \quad \text{c.7}$$

Tel que la constante du temps associée au régulateur est donnée par :

$$\tau_2 = \frac{1}{k_{p2} K_2} \quad \text{c.8}$$

A partir des relations (c.5) et (c.7), on obtient les paramètres du régulateur de couple comme suit :

$$\begin{cases} k_{p2} = \frac{1}{k_2 \tau_2} \\ k_{i2} = \gamma k_{p2} \end{cases} \quad \text{c.9}$$

C.3 Régulateur du flux

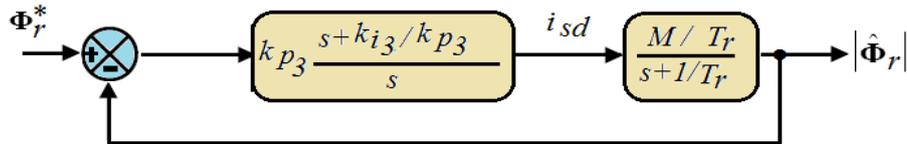


Fig. C.3 Boucle de régulation du flux

D'après la figure (C.3), on peut écrire, ce qui suit :

$$\frac{\Phi_r(s)}{i_{sd}} = \frac{M}{T_r} \frac{1}{s + \frac{1}{T_r}} \quad \text{c.10}$$

La compensation du pôle $(s + \frac{1}{T_r})$ par $(s + \frac{k_{i3}}{k_{p3}})$ se traduit par la relation suivante :

$$s + \frac{1}{T_r} = s + \frac{k_{i3}}{k_{p3}} \quad \text{c.11}$$

Ce qui implique : $T_r = \frac{k_{p3}}{k_{i3}}$ c.12

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par l'équation (c.13) :

$$\frac{\Phi(s)}{\Phi_r^*(s)} = \frac{k_{p3} \frac{M}{T_r^2}}{1 + \frac{k_{p3} M}{s T_r}} = \frac{1}{\frac{1}{k_{p3} (M/T_r)} s + 1} \quad \text{c.13}$$

Cette fonction de transfert est de la forme $\frac{1}{\tau_3 s + 1}$ donc par comparaison on peut tirer,

$$\frac{M}{T_r} \tau_3 = \frac{1}{k_{p3} \frac{M}{T_r}} \quad \text{c.14}$$

On déduit par la suite les paramètres du régulateur du flux de la sorte :

$$\begin{cases} k_{p3} = \frac{T_r}{\tau_3 M} \\ k_{i3} = \frac{k_{p3}}{T_r} \end{cases} \quad \text{c.15}$$



Annexe D

Paramètres de la Machine à Induction [135]

<i>Machine Asynchrone Triphasé 230/400V, 50Hz (Type 3PH :KLS132M1)</i>			
<i>Symboles</i>	<i>Description</i>	<i>Valeurs</i>	<i>Unités</i>
R_s	<i>Résistance statorique</i>	2.89	Ω
R_r	<i>Résistance rotorique</i>	2.39	Ω
L_s	<i>Inductance statorique</i>	0.225	Henry
L_r	<i>Inductance rotorique</i>	0.220	Henry
M	<i>Inductance Mutuelle</i>	0.214	Henry
J	<i>Inertie du moteur</i>	0.031	Kg.m²
f	<i>Coefficient de frottement</i>	0.0114	N.m/(rad/sec)
P	<i>Nombre de paires de pôles</i>	2	
P_n	<i>Puissance nominale</i>	3	kW
Ω_n	<i>Vitesse nominale</i>	1390	tr/min
T_{em}	<i>Couple électromagnétique nominal</i>	20	N.m
I_n	<i>Courant nominal</i>	11,6 A / 6,7	A

ملخص:

هذا العمل يثير مشكلة الاضطرابات في شبكة الكهرباء الراجعة أساسا إلى التيارات التوافقية المنبعثة من المحولات الملوثة، المتمثلة في المحولات الساكنة والتي تقوم على إلكترونيك الاستطاعة. هذه المعدات الالكترونية تمتص تيارات غير جيبييه، تستهلك الاستطاعة الارتكاسية وتؤدي إلى تشويه شكل ونوعية الطاقة الكهربائية لدى المنتج والمستهلك. لذلك كانت المقومات ذو تحكم بتعديل في عرض النبضة (MLI) ثنائية ومتعددة المستوى حلا وقائيا لمنع انتشار التيارات التوافقية داخل الشبكات الكهربائية وعونا كبيرا في تحسين نوعية الطاقة بتوفير للمستخدم تيارات متناوبة جيبييه ومعامل استطاعة ممتاز. كما تسمح هذه الأخيرة باستغلال الشبكات الكهربائية ذات التوترات العالية نظرا لطبيعة بنيتها. قدرات هذه المعدات مرتبطة بشكل قوي بفعالية تقنيات التحكم المستعملة على غرار التحكم المباشر في التيار أو التحكم المباشر في الاستطاعة (DPC).

كما توجد معدات أخرى، المتمثلة في المصفيات الفعالة للاستطاعة والتي تقوم على تصحيح ومسح كل ما ترتب عن مخلفات التيارات التوافقية في الشبكات الكهربائية. كما أن المصفيات الفعالة بمستويات متعددة لها فعالية كبيرة في مسح التلوث التوافقي خاصة في المنشآت ذات الاستطاعة الكبيرة. وتتوقف موثوقيتها على مدى فعالية تقنيات تحديد التيارات التوافقية وطرق التحكم فيها. ومن هنا فإن الآلة الكهربائية الغير متزامنة والمتحكم فيها شعاعينا عن طريق المحولات الساكنة ذات تحكم بتعديل في عرض النبضة (MLI) ثنائية ومتعددة المستوى، قدمت سلوكا جيدا مثل التحديد في حجم اهتزازات منحنى العزم الكهرومغناطيسي للمحرك مع تحسين شكل التيارات الموجودة في منبع التغذية والممتصة من طرف الآلة.

الكلمات المفتاحية: التيارات التوافقية، المصفيات الفعالة، المقومات ذو تحكم بتعديل في عرض النبضة (MLI)، الآلة الكهربائية الغير متزامنة المقومات ذو تحكم بتعديل في عرض النبضة (MLI) متعددة المستوى.

Résumé :

Ce travail évoque la problématique des perturbations dans le réseau électrique, dues particulièrement aux courants harmoniques, injectées par les charges polluantes, telle que les convertisseurs statiques de l'électronique de puissance. Ces équipements absorbent des courants non sinusoïdaux et consomment de la puissance réactive et provoquent la dégradation de la qualité de l'énergie électrique. De ce fait les redresseurs à MLI à deux et multi niveaux, sont des moyens préventifs, qui évitent la propagation des courants harmoniques dans les réseaux et contribuent à l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique. En offrant aux utilisateurs des courants de source sinusoïdaux et un facteur de puissance presque unitaire, plus le travail dans des réseaux de moyennes et hautes tensions offertes par ces convertisseurs MLI multi niveaux grâce à leurs topologies. Les performances de ces moyens sont liées considérablement aux techniques de commande utilisée à savoir le contrôle direct de courant ou le contrôle direct de puissance (DPC).

Alors il existe les filtres actifs de puissances, utilisés comme des moyens curatifs pour la dépollution des réseaux électriques. Ces derniers ne sont fiables que si les stratégies d'identification des courants harmoniques sont efficaces et que la commande des filtres soit performante. Ces filtres à structure multi niveaux Contribuent aussi efficacement à la dépollution du réseau de la moyenne et la haute tension. De ce fait la machine à induction commandé vectoriellement par le biais de ces convertisseurs à deux et à N niveaux a présenté une bonne conduite vis à vis les perturbations créés dans l'environnement de la machine, tel que la nette réduction dans l'amplitude des oscillations du couple moteur et la forme sinusoïdale des courants de source avec un déphasage quasiment nul.



Mots clés : *Identification, Harmoniques, Filtres actifs, Redresseurs MLI, Convertisseurs multi niveaux à MLI, THD, Machine à induction.*

Abstract:

This work evokes the problem of disturbances in the electrical network due in particular to the harmonic currents injected by the polluting loads, such as the static converters of the power electronics. This equipment absorbs non-sinusoidal currents, consumes reactive power and degrades the quality of the electrical energy. Consequently, two-level and multi-level MLI rectifiers are preventive means that preclude the propagation of harmonic currents in the networks and contribute to the improvement of the quality of the electrical energy. Providing users with sinusoidal source currents and almost unitary power factor, besides the work in medium and high voltage networks offered by these multi-level MLI converters through their topology.

The performance of these means is considerably related to the used control techniques, namely direct current control or direct power control (DPC).

So, there are the active filters of powers, used as curative means for the depollution of the electrical networks. The latter are only reliable if the strategies for identifying harmonic currents are effective and the filter control is efficient. These filters with multi-level structure also contribute effectively to the depollution of the network of medium and high voltage.

As a result, the induction machine controlled by the way of these two-level and N-level converters has shown a good behavior with regard to the disturbances created in the environment of the machine, such as the reduction in the amplitude of the motor torque oscillations and the sinusoidal shape of the source currents with virtually zero phase shift.

Key words: *Identification, Harmonics, Active power filters, PWM rectifiers, PWM multi-levels, converters, THD, Induction machine.*