



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE IBN KHALDOUN TIARET
Faculté des sciences appliquées
Département de génie électrique

Thèse présentée par :

Mrs OUARED RAHAL

Pour l'obtention du diplôme de :

Doctorat es science

Intitulé de la thèse :

**Techniques de commande avancées d'un
convertisseur statique pour une application de
filtrage actif.**

Présentée devant le jury composé de :

Soutenu le : 24 / 05 / 2023 devant la commission d'examen composée de :

Pr. Belfdal chikh	<i>Président</i>	<i>Université de TIARET</i>
Pr. Morsli Sbaa	<i>Directeur de thèse</i>	<i>Université de Tiaret</i>
Pr. Allaoui Tayeb	<i>co-encadrant</i>	<i>Université de Tiaret</i>
Pr. Taleb Rachid	<i>Examineur</i>	<i>Université de Chlef</i>
Pr. Hartani Kada	<i>Examineur</i>	<i>Université de Saida</i>
Pr. Yssaad Benyssaad	<i>Examineur</i>	<i>Université de Relizane</i>

Dédicaces

A la mémoire de mon père décédé le 13 Juin 2007

A ma mère

A mon épouse

A mes chers enfants

A toute ma famille , mes amis , à tous ceux que j'aime

Remerciements

Je remercie Allah, le tout puissant, le miséricordieux, de m'avoir appris ce que j'ignorais, de m'avoir donné la santé, le temps et le courage d'accomplir ce travail.

Je remercie, ma petite famille pour leur soutien et leur patience dans les moments pénibles comme dans les moments de joie.

Egalement, je remercie le directeur de thèse Prof. Sbaa Morsli pour son encadrement, ses directives et sa disponibilité. Aussi, je remercie prof Allaoui Tayeb Co- encadreur et directeur du laboratoire de LGEII pour ses encouragements, son indulgence, et sa sympathie tout au long des années de travail.

Ma gratitude s'exprime pareillement pour mon ami et frère Nasri Djillali pour son soutien moral et psychologique.

Acronymes

AFLC	adaptative fuzzy logic control
DDPC	direct distorting power control
DPC	Direct power control
FA	Filtre actif
FFT	Fast Fourier transform
FPB	Filtre passe-bas
FTBO	Fonction de transfert en boucle ouverte
FTBF	Fonction de transfert en boucle fermée
FLC	Fuzzy Logic Controller
GTO	Gate turn off.
h	Rang de l'harmonique
HB	Hysteresis Band
HCC	Hysteresis Current Controller
I1	Amplitude des composantes fondamentales du courant
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IGBT	Insulated gate bipolar transistor
LPF	Low Pass Filter
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
MOSFET	Metal oxyde semi-conductor field effect transistor
PI	Proportional Integral
PCC	Point of Common Coupling
PLL	Phase locked loop
PWM	Pulse Width Modulation
SAPF	shunt active power filter
SVM	Space Vector Modulation
TC	Transformateur de courant
THD	Total harmonic distorsion
U1	Amplitude des composantes fondamentales de la tension
THDi	THD du courant : $THDi = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2} / I_1$, et $I_h = I_1 / h$
THDu	THD de la tension : $THDu = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} U_h^2} / U_1$, et $U_h = U_1 / h$
VSI	Voltage Source Inverter

LISTE DES FIGURES

Chapitre I:

<i>Figure I.1</i>	<i>Creux de tension</i>	06
<i>Figure I.2</i>	<i>Fluctuations de tension</i>	07
<i>Figure I.3</i>	<i>Tensions équilibrées</i>	08
<i>Figure I.4</i>	<i>Tensions triphasées déséquilibrées</i>	08
<i>Figure I.5</i>	<i>régime triphasé avec un perturbation de la fréquence</i>	08
<i>Figure I.6</i>	<i>allure du courant suite aux harmoniques</i>	09
<i>Figure I.7</i>	<i>Harmonique de rang 3</i>	11
<i>Figure I.8</i>	<i>gradateur monophasé</i>	11
<i>Figure I.9</i>	<i>allure du courant et de la tension à la sortie d'un gradateur monophasé</i>	11
<i>Figure I.10</i>	<i>Schéma et allures du courant à l'entrée d'un redresseur triphasé à thyristors</i>	12
<i>Figure I.11</i>	<i>Diagramme de Fresnel des puissances</i>	14
<i>Figure I.12</i>	<i>Topologie shunt</i>	17

Chapitre II:

<i>Figure II.1</i>	<i>SAPF monophasé</i>	35
<i>Figure II.2</i>	<i>SAPF triphasé</i>	35
<i>Figure II.3</i>	<i>Filtre actif parallèle à quatre fils (a), 4 bras (b) onduleur à 3 bras</i>	36
<i>Figure II.4</i>	<i>schéma su SAPF</i>	37
<i>Figure II.5</i>	<i>allure des courants</i>	37
<i>Figure II.6</i>	<i>Courant absorbé par une charge non linéaire</i>	37
<i>Figure II.7</i>	<i>Schéma d'un SAPF à trois fils avec neutre non raccordé au point milieu</i>	38
<i>Figure II.8</i>	<i>Position de l'axe biphasé relativement à celui triphasé</i>	42
<i>Figure II.9</i>	<i>Projection du vecteur de commande sur l'axe(α, β)</i>	44
<i>Figure II.10</i>	<i>Connexion de l'onduleur à la source via un filtre de couplage</i>	45
<i>Figure II.11</i>	<i>Schéma équivalent harmonique d'un SAPF raccordé à un réseau parfait</i>	46
<i>Figure II.12</i>	<i>Diagramme vectoriel</i>	46

LISTE DES FIGURES

Figure II.13	Schéma de principe de la partie commande de l'onduleur avec contrôle de la tension du condensateur	49
Figure II.14	Boucle fermée de la régulation de V_{dc} par un régulateur PI conventionnel	49
Figure II.15	Régulateur PI anti-emballement utilisé en simulation et en pratique	50

Chapitre III:

Figure III.1	Principe du contrôle direct de puissance	59
Figure III.2	Représentation des vecteurs de tensions qui déterminent les variations de courant	60
Figure III.3	Caractéristique des régulateurs à hystérésis à deux niveaux	62
Figure III.4	Schéma bloc d'un redresseur MLI avec la DPC avec modulation vectorielle	66
Figure III.5	Block diagram of (a) two-level HCC and (b) two-level switching pattern	67
Figure III.6	schémas de commutation du HCC à trois niveaux	68
Figure III.7	Représentation du vecteur de la tension dans le plan de l'espace vectoriel (α, β) divisé en douze (12) secteurs	71
Figure III.8	schéma de la PLL classique	72
Figure III.9	Synoptique détaillée de la P.L.L classique	72
Figure III.10	Schéma simplifié de la P.L.L	74
Figure III.11	(a) Block diagram of an adaptive-HCC and (b) Single line switching function	75
Figure III.12	Schéma de calcul de la bande d'hystérésis adaptative	77
Figure III.13	schéma fonctionnel du (a) flou adaptative-HCC et (b) traitement flou	78
Figure III.14	Schéma de simulation de la DPC	78
Figure III.15	secteur et phi	79
Figure III.16	Allure de la tension V_{dc}	79
Figure III.17	Allure de la tension et du courant	79
Figure III.18	Puissances active et réactive instantanées	79
Figure III.19	L'analyse spectrale de courant	79
Figure III.20	Schéma de simulation de la commande DPC appliquée au filtrage électrique	80
Figure III.21	L'analyse spectrale de courant	81
Figure III.22	Allure du courant harmonique	81
Figure III.23	Allure de la tension V_{dc}	81
Figure III.24	Tension et courant de source en phase	82

LISTE DES FIGURES

Figure III.25	<i>allure du courant de charge.</i>	82
Figure III.26	<i>Allures des puissances actives de référence et mesurée</i>	82
Figure III.27	<i>Allures des puissances réactives de référence et mesurée</i>	82

Chapitre IV:

Figure IV.1	<i>différents modes de convergence pour la trajectoire d'état</i>	88
Figure IV.2	<i>condition d'existence du mode de glissement.</i>	88
Figure IV.3	<i>Les différents modes pour la trajectoire dans le plan de Phase</i>	90
Figure IV.4	<i>Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande</i>	91
Figure IV.5	<i>Structure de régulation par commutation au niveau de la contre- réaction d'état</i>	92
Figure IV.6	<i>Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.</i>	92
Figure IV.7	<i>Le phénomène de broutement</i>	95
Figure IV.8	<i>Fonction de saturation</i>	95
Figure IV.9	<i>Fonction sign de la commande avec un seul seuil</i>	96
Figure IV.10	<i>Fonction sign de la commande adoucie</i>	96
Figure IV.11	<i>CSV rendu continue</i>	97
Figure IV.12	<i>schéma de simulation de la commande SMC</i>	99
Figure IV.13	<i>Bloc de contrôle de la tension Vdc en sliding mode</i>	100
Figure IV.14	<i>Allure de la tension Vdc</i>	100
Figure IV.15	<i>trajectoire de phase du système</i>	100
Figure IV.16	<i>courant du filtre Ifa</i>	100
Figure IV.17	<i>spectre et ordre des harmoniques</i>	100
Figure IV.18	<i>courants de charge(I_{ch_a}, I_{ch_b}, I_{ch_c})</i>	100
Figure IV.19	<i>courant de source</i>	100
Figure IV.20	<i>Tension et courant de source en phase</i>	101
Figure IV.21	<i>allure de la commande de sortie</i>	101
Figure IV.22	<i>élimination du chattering avec la fonction tanh</i>	101
Figure IV.23	<i>allure de la tension VDC avec la fonction sign</i>	101
Figure IV.24	<i>Allure de la tension avec différentes charges</i>	101
Figure IV.25	<i>Formes usuelles des fonctions d'appartenance.</i>	106
Figure IV.26	<i>Exemple de répartition des fonctions d'appartenance.</i>	107

LISTE DES FIGURES

Figure IV.27	Structure générale d'une commande floue	109
Figure IV.28	Conception d'un contrôleur flou.	112
Figure IV.29	Établissement des règles floues en fonction du sens d'évolution et du signe algébrique de e .	113
Figure IV.30	Contrôleur de Mamdani.	114
Figure IV.31	Principe du contrôle flou de la tension continue	115
Figure IV.32	Fonctions d'appartenance des variables d'entrée et de sortie	116
Figure IV.33	configuration du contrôle du bus continu en utilisant un AFLC-PI	116
Figure IV.34	Membership function for the inputs and output variables.	117

Chapitre V:

Figure V.1	Structure proposée d'une logique floue adaptative à puissance déformante directe	122
Figure V.2	configuration du système	123
Figure V.3	Fonctions d'appartenance pour l'erreur des puissances de distorsion réelles et réactives.	124
Figure V.4	Fonctions d'appartenance pour la variation d'erreur des puissances de distorsion réelles et réactives	124
Figure V.5	Fonctions d'appartenance pour la variable de sortie HB.	124
Figure V.6	configuration du régulateur du bus continu utilisant un PI et un AFLC-PI	125
Figure V.7	les fonctions d'appartenances des variables d'entrées et de sorties.	126
Figure V.8	Forme de l'onde du courant de charge de la phase A pour une charge non linéaire constituée d'un redresseur à pont de diodes triphasé alimentant la charge RL	127
Figure V.9	Le spectre d'harmonique du courant de charge correspond à la charge non linéaire de la Figure 9.	127
Figure V.10	courant de source (A)	128
Figure V.11	courant du filtre (A)	128
Figure V.12	Tension du bus continu (V)	128
Figure V.13	Puissance active déformante P_f (W).	128
Figure V.14	Spectre harmonique du courant	128
Figure V.15	Puissance réactive déformante (VAR) de source illustré à la Fig. 10	128
Figure V.16	courant de source (A)	129
Figure V.17	courant de sortie du filtre (A)	129
Figure V.18	The DC voltage	129

LISTE DES FIGURES

<i>Figure V.19</i>	<i>The distorting active power P_f (W)</i>	<i>129</i>
<i>Figure V.20</i>	<i>Puissance réactive</i>	<i>129</i>
<i>Figure V.21</i>	<i>spectre d'harmonique du courant de source illustré dans la figure 19</i>	<i>129</i>
<i>Figure V.22</i>	<i>The source current (A).</i>	<i>130</i>
<i>Figure V.23</i>	<i>The output filter current (A)</i>	<i>130</i>
<i>Figure V.24</i>	<i>The DC voltage (V)</i>	<i>130</i>
<i>Figure V.25</i>	<i>The distorting active power P_f (W)</i>	<i>130</i>
<i>Figure V.26</i>	<i>The distorting reactive power P_f (Var)</i>	<i>130</i>
<i>Figure V.27</i>	<i>Harmonic spectrum of the source current illustrate in Fig.25</i>	<i>130</i>
<i>Figure V.28</i>	<i>The source current (A)</i>	<i>131</i>
<i>Figure V.29</i>	<i>The output filter current (A)</i>	<i>131</i>
<i>Figure V.30</i>	<i>The DC voltage (V)</i>	<i>131</i>
<i>Figure V.31</i>	<i>The distorting active power P_f (W)</i>	<i>131</i>
<i>Figure V.32</i>	<i>The distorting reactive power P_f (Var)</i>	<i>131</i>
<i>Figure V.33</i>	<i>Harmonic spectrum of the current illustrate in Fig. 28</i>	<i>131</i>
<i>Figure V.34</i>	<i>The source current (A)</i>	<i>132</i>
<i>Figure V.35</i>	<i>The output filter current (A)</i>	<i>132</i>
<i>Figure V.36</i>	<i>The DC voltage (V)</i>	<i>132</i>
<i>Figure V.37</i>	<i>The distorting active power P_f (W)</i>	<i>132</i>
<i>Figure V.38</i>	<i>The distorting reactive power P_f (VAR)</i>	<i>133</i>
<i>FigureV.39</i>	<i>Harmonic spectrum of the source current illustrate in Fig. 36</i>	<i>133</i>

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I.1. Synthèse des différentes « solutions actives » de lutte contre la pollution harmonique.....	21
Tableau I.2. Taux (en %) des tensions harmoniques acceptables (compatibilité)	31
Tableau II.1. Les fonctions de commande dans le repère (a,b,c)	41
Tableau II.2. Les fonctions de commande dans le repère (α, β).....	43
Tableau III.1. Variations de p et q en fonction de la position des vecteurs.....	61
Tableau III.2. Mode de commutation optimal du DPC classique à 6 secteurs.....	61
Tableau III.3. Table de commutation de la DPC adaptée.....	69
Tableau III.4. Changement des puissances active et réactive dans le secteur « 1 »	70
Tableau III.5. Vecteurs de commande sélectionnée pour θ_1	70
Tableau III.6 : Valeurs des éléments caractérisant la structure étudiée.....	80
Tableau IV.1 : Paramètres du système à simuler.....	99
Tableau IV.2. Matrice de règles d'inférence du régulateur flou à trois fonctions d'appartenance par variable.....	112
Tableau IV.3. Matrice d'inférences du régulateur flou.....	117
Tableau V.1. Règle d'inférence flou.....	125
Tableau V.2. Paramètres du système.....	127
Tableau V.3. Les performances des différents contrôleurs.....	133

TABLE DES MATIERES

Table des matières

Liste des figures.....	I
Liste des tableaux.....	VI
Introduction générale.....	01
Chapitre I : Les perturbations et la dépollution dans les systèmes électrique.	
I. Introduction:	05
I.1 Les perturbations électriques et leurs origines.....	05
I.1.1 Creux de tension et coupures.....	06
I.1.2 Fluctuations de tension.....	07
I.1.3 Déséquilibre du système triphasé de tension.....	07
I.1.4. Variation de fréquence.....	08
I.2 Harmoniques et inter harmoniques.....	08
1.2.1 Introduction.....	08
1.2.2 Effets des harmoniques.....	10
1.2.3 Effets instantanés ou à court terme.....	10
1.2.4 Effets à long terme.....	10
I.3 Charges linéaires et non linéaires.....	11
I.4. La décomposition en série de Fourier.....	12
I.4.1 Compensation des courants harmoniques.....	13
I.4.2 limiter les courants harmoniques des charges déformantes.....	14
I.4.3 réduire l'impédance harmonique de la source.....	15
I.4.4 modification de la structure de l'installation.....	15
I.4.5 isolement des harmoniques.....	15
I.4.6 Ajout d'inductances anti-harmoniques.....	15
I.4.7 Filtres passifs d'harmoniques.....	16
I.5. état de l'art des filtres actifs de puissance.....	17
I.5.1 Généralités.....	17
I.5.2 Comparaison entre filtres passifs, actifs et hybrides.....	21
I.6 Les normes et recommandations.....	29
Conclusion.....	32

TABLE DES MATIERES

Chapitre II: filtre actif parallèle, identification des courants harmoniques et commandes.

II.1 Introduction:	34
II .1.1 Définition:	34
II.1.2 Système monophasé:	34
II.1.3 Système triphasé à trois fils:	35
II.1.4. Filtre actif parallèle à quatre fils:	36
II.2 Structure et caractéristiques du SAPF:	37
II.2.1 Structure générale du SAPF:	37
II.2.2 Tension de sortie du SAPF:	38
II.3 Modélisation du SAPF:	39
II.3.1. Modélisation du SAPF sous un aspect électrique:	39
II.3.1.1. Modèle du SAPF dans un repère triphasé (a,b,c):	39
II.3.1.2. Modèle du SAPF dans un repère biphasé (α, β)	42
II.3.2 Estimation des paramètres du SAPF.....	44
II.3.3 Système de stockage de l'énergie.....	44
II.3.4 Estimation de la valeur de la capacité du condensateur de stockage (C_{dc})	45
II.4 Filtre de sortie:	45
II.5 Régulation de la tension du filtre actif:	48
II.6 Stratégies de commande du SAPF:	50
II.6.1 Méthodes d'extraction des courants de Référence.....	51
II.6.2 Technique de contrôle pour générer les signaux de commande de la PWM.....	51
II.6.3. Domaine fréquentiel.....	55
II.6.4 Domaine temporel:	55
Conclusion.....	56

TABLE DES MATIERES

Chapitre III: Etude du contrôle direct de puissance:

III.1 Introduction.....	58
III.2 DPC CLASSIQUE.....	58
III.2.1 Tableau de commutation.....	59
III.2.2 Régulateurs à hystérésis.....	62
III.2.3 Calcul des puissances instantanées.....	62
III.2.3.1 Calcul de puissance instantanée par capteurs de tension du réseau et de courant.....	63
III.2.3.2 Calcul des puissances instantanées par estimation de la tension du réseau.....	63
III.2.3.3 Calcul des puissances instantanées par estimation du flux virtuel.....	64
III.3 DPC AVEC MODULATION VECTORIELLE.....	65
III.3.1 Contrôleur de courant à hystérésis fixe.....	66
III.3.2 Régulateur de courant à hystérésis à deux niveaux.....	66
III.3.4 Régulateur de courant à hystérésis à trois niveaux.....	67
III.3. Tableau de commutation.....	69
III.4 Choix du secteur.....	70
III.5. boucles à verrouillage de phase (P.L.L.) et contrôle du bus continu.....	71
III.5.1. Structure de la P.L.L. classique.....	72
III.6 calcul de la bande d'hysteresis HB	75
III.7. Adaptive-fuzzy hysteresis current controller.....	77
III.8.Résultats de simulation.....	78
III.9. Application de la DPC au filtrage actif.....	80
III.9.1 Résultats de simulation.....	81
III.9.2. Interprétation des résultats.....	82
Conclusion.....	83
Chapitre IV : application des techniques avancées au filtrage actif.	
IV.1 Introduction.....	85
IV.2 La commande par mode de glissement.....	86
IV.2.1 Préambule.....	86
IV.2.2 Principe et concepts de base.....	87

TABLE DES MATIERES

IV.2.3 Objectif de la commande par mode glissant.....	88
IV.2.4 Conception de la commande par mode de glissement.....	89
IV.3 Bases mathématiques de la commande à structure variable.....	89
IV.3.1 Types de commutation des systèmes à structure variable.....	90
IV.3.2 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande.....	91
IV.3.3 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état.....	91
IV.3.4 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec commande équivalente.....	92
IV.4 La fonction de Lyapunov.....	93
IV.4.1 Dynamique de convergence vers la surface de glissement.....	93
IV.4.2 Phénomène de chattering.....	94
IV.5 Solutions pour atténuer le phénomène de réticence.....	95
IV.5.1 Solution de couche limite.....	95
IV.5.2 Commande avec un seul seuil.....	96
IV.5.3 Commande adoucie.....	96
IV.5.4 Commande intégrale.....	97
IV.5.5 Solution par des lois d'approche.....	97
IV.5.6 Solution par des modes glissants d'ordre supérieur.....	98
IV.6 application au filtrage actif.....	98
IV.7 Résultats de simulation.....	99
Conclusion de la première partie	102
IV.8 Utilisation de logique floue.....	103
IV.9 Historique de la logique floue.....	104
IV.9.1 Apparition de la logique floue.....	104
IV.9.2. Concepts fondamentaux de la logique floue	104
IV.10 Variables linguistiques et les ensembles flous.....	105
IV.11 Fonctions d'appartenance.....	105
IV.12 Raisonnement en logique floue.....	108
IV.12.1 Implications floues.....	108
IV.12.2. Règles floues.....	108
IV.13. Description d'un processus flou.....	109
IV.13.1. Fuzzification.....	110

TABLE DES MATIERES

IV.13.2. Bases de règle et méthodes d'inférences.....	111
IV.14 Conception d'un correcteur flou.....	112
IV.15. Interface de défuzzification.....	113
IV.16 Contrôleur de Mamdani.....	114
IV.17 Application de la logique floue au filtrage actif.....	115
IV.17.1 Description générale du fonctionnement d'un correcteur flou.....	115
IV.17.2 Régulation de la tension continue avec un contrôleur flou.....	115
IV.17.3 Régulation de la tension continue avec un contrôleur flou.....	116
Conclusion de la partie 2.....	118
Conclusion.....	119
Chapitre V : résultats de simulation.	
V.1. La logique floue adaptative Direct Distorsing Power Control (AFL -DDPC).....	122
V.2 configuration du système.....	123
V.3. contrôle du bus continu.....	124
V.3.1 Régulateur PI.....	126
V.3.2 Un régulateur PI à logique floue adaptative.....	126
V.4 Combinaisons entre AFLC/PI et AFL-DDPC.....	128
1er scenario.....	128
Second scenario.....	129
Troisième scenario.....	130
Quatrième scenario.....	131
Cinquième scenario.....	132
V.5 Comparaison entre différents contrôleurs.....	133
Conclusion.....	134
Conclusion générale.....	136
Références bibliographiques.....	140

Introduction

Générale

Introduction générale :

L'une des propriétés particulières de l'électricité est que certaines de ses caractéristiques dépendent à la fois du producteur et du distributeur d'électricité, des fabricants d'équipements et du client. Le nombre important de protagonistes et l'utilisation d'une terminologie et de définitions parfois approximatives expliquent en partie la complexité du sujet. Cette thèse a pour objectif de faciliter les échanges sur ce sujet. Elle décrit les phénomènes principaux qui dégradent la Qualité de l'Energie Electrique (QEE), leurs origines, les conséquences sur les équipements et les solutions principales. Elle propose une méthodologie de mesure de la QEE selon les différents objectifs. (Illustré par des exemples pratiques de mise en œuvre de solutions), elle démontre que seul le respect des règles de l'art et la mise en œuvre d'une méthodologie rigoureuse (diagnostics, études, solutions, mise en œuvre, maintenance préventive) permettent une qualité d'alimentation personnalisée et adaptée au besoin de l'utilisateur.

Ainsi la qualité de l'électricité est devenue un sujet stratégique pour les compagnies d'électricité, les personnels d'exploitation, de maintenance ou de gestion de sites tertiaires ou industriels, et les constructeurs d'équipements, essentiellement pour les raisons suivantes, soit la nécessité économique d'accroître la compétitivité pour les entreprises, soit la généralisation d'équipements sensibles aux perturbations de la tension et/ou eux-mêmes générateurs de perturbations, ou bien encore l'ouverture du marché de l'électricité et sa libération fait que la qualité est un facteur différenciateur pour les compagnies d'électricité.

Toutefois, cette qualité se trouve dégradée par les caractéristiques de non linéarités que décrivent les composants. À la fois le courant et la tension d'alimentation présentent des distorsions dans leurs formes d'ondes en général, les ingénieurs se concentrent sur les sujets de la génération, transmission, distribution et utilisation de l'énergie électrique. [1]

Il ne suffit pas de produire l'énergie électrique Le système de distribution est aussi un lien vital entre la production et son acheminement vers le client. L'utilisation de cette énergie électrique doit se faire avec des paramètres déterminant sa qualité qui sont La fréquence, L'amplitude des trois tensions et la forme d'onde qui doit être la plus proche possible d'une sinusoïde, le déséquilibre et la symétrie du système triphasé, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leur déphasage relatif.

Les sources de mauvaise qualité de l'alimentation proviennent de deux catégories, la première regroupe les Charges non linéaires, composants et équipements électriques et la deuxième catégorie sont les sous-systèmes dérivant du transport de l'énergie électrique ainsi que les systèmes de distribution.

INTRODUCTION GENERALE

En conséquence la dégradation de la qualité de l'énergie électrique se produit principalement en raison de perturbations de la ligne électrique telles que, creux de tension, surtension, déséquilibre de tension et de courant, interruption et distorsions harmoniques.

Ces harmoniques sont qualitativement définies comme des formes d'onde sinusoïdales ayant des fréquences qui sont des multiples entiers de la fréquence de la ligne électrique. En ingénierie des systèmes électriques, le terme harmonique est largement utilisé pour décrire la distorsion des formes d'ondes de tension ou de courant [2]. Les charges non linéaires sont la principale source de problèmes liés aux harmoniques. Tous les charges électroniques sont pour la plupart non linéaires et génèrent des harmoniques dans le système d'alimentation.

Ces charges non linéaires ne tirent que de courtes impulsions de courant du réseau d'alimentation et combiné avec l'impédance de la source entraînant une distorsion de la tension d'alimentation.

Les harmoniques dans le système électrique sont la cause de plusieurs problèmes indésirables; tels que l'échauffement accru dans les transformateurs, un faible facteur de puissance, pulsation du couple dans les moteurs, surtension par résonance, chute de tension à travers l'impédance du réseau, mauvaise utilisation de l'installation de distribution et aussi affecte d'autres charges connectées au même point de couplage commun (PCC).

Plusieurs solutions ont été proposées pour résoudre les problèmes suscités. Ces dernières peuvent être classées en deux différentes approches : la première, appelée conditionnement des charges, assure un équipement moins sensible aux perturbations de l'énergie, permettant la continuité de service même sous une distorsion significative de la tension. La deuxième approche consiste à installer des systèmes dits de conditionnement dont l'objectif est de contrer les perturbations harmoniques. Le filtrage actif de puissance constitue un de ces systèmes de conditionnement [3].

L'intérêt de l'utilisation des filtres actifs de puissance s'est renforcé d'une part par l'essor de l'électronique de puissance en l'occurrence des semi-conducteur de commutation, notamment les IGBT, et le MOSFET caractérisés par une fréquence de commutation rapide et une structure à gâchette isolée, et de l'autre part, par la disponibilité des calculateurs, des convertisseurs analogiques/numériques, des capteurs de courant et de tension à de bons prix ainsi que le développement des méthodes de contrôles grâce à ces dispositifs et aux techniques numériques, qui permettent le fonctionnement rapide avec coût réduit.

Ce qui offre la possibilité de l'implémentation des algorithmes de contrôle sophistiqués.

INTRODUCTION GENERALE

Un contrôle approprié peut provoquer l'amélioration des performances du contrôleur et la réduction des composants passifs.

L'objectif de cette thèse est de trouver une stratégie de contrôle qui convient pour l'extraction des courants de référence pour générer les signaux de commandes du filtre actif parallèle.

Dans ce mémoire nous présentons une méthode de contrôle utilisant la DPC basée sur le contrôle direct de la puissance déformante DDPC pour assurer le filtrage actif des courants harmoniques combinée avec un contrôleur flou intelligent pour arriver à notre objectif, Les puissances de distorsion active P_f et réactive Q_f sont estimées à partir des mesures de tension et de courant harmoniques par rapport à leurs références P_f^* et Q_f^* , respectivement. Nous avons suivi une ligne de conduite qui nous permet de repartir le manuscrit en cinq chapitres.

Le 1er chapitre étalera un état de l'art sur les filtres actifs, leur topologie et leurs évolutions au cours des dernières décades. Ainsi qu'une revue rapide sur les harmoniques et les solutions de dépollutions.

Le deuxième chapitre traitera les stratégies d'identification et de commandes des filtres actifs et leurs modélisations.

Le troisième chapitre est entièrement consacré à l'étude de la technique de Contrôle Direct de Puissance DPC. Nous avons commencé par la présentation des méthodes de calcul des puissances instantanées, nous mettons le point sur le contrôle de l'onduleur par la MLI vectorielle et nous présentons des résultats de simulation pouvant nous aider à donner des conclusions pour la suite de notre travail.

Les objectif du quatrième chapitre sont composés de deux parties ,la première partie concerne l'étude d'une commande avancée (SMC) sliding mode control, nous étalerons des résultats et les commenterons , la deuxième partie traitera le contrôleur flou dans le contrôle du bus continu ainsi que dans le contrôle de la bande d'hystérésis afin de proposer une solution appropriée et une stratégie de contrôle pour l'extraction du courant de référence en utilisant des combinaisons basées sur des régulateurs PI / FLC / PI-FLC .En outre l'approche contrôleur hystérésis current control (HCC), et adaptative-fuzzy-HCC) sont appliquées à générer des impulsions de commutation de l'onduleur.

Dans le dernier chapitre les méthodes en conjonction avec diverses techniques de contrôle de courant PWM sont simulées et étudiées pour le filtre actif parallèle et une comparaison entre ces nouvelles combinaison entre régulateur classiques avancés et régulateur intelligent permettra de choisir la plus adaptée pour notre système.

Enfin une conclusion générale et une perspective pour le futur viendra clore notre travail.



Chapitre I

I. Introduction :

Les utilisateurs professionnels de l'électricité expriment le besoin d'optimiser le fonctionnement de leurs installations électriques. À cet effet une alimentation de plus en plus performante en termes de continuité de service et de qualité est exigée. L'arrêt temporaire d'un élément de la chaîne peut provoquer l'arrêt de l'outil de production (fabrication de semi-conducteurs, cimenterie, traitement de l'eau, manutention, imprimerie, sidérurgie, pétrochimie...) ou de services (centres de calcul, banques, télécommunications...). c'est pourquoi la qualité de l'électricité est devenue un sujet stratégique pour les compagnies d'électricité, les personnels d'exploitation, de maintenance ou de gestion de sites industriels, et les constructeurs d'équipements, ainsi que tous les acteurs ont établi que l'électricité était un produit qui rend nécessaire de bien en définir les caractéristiques essentielles. [4] [5].

Par ailleurs dans le contexte de la libéralisation du marché de l'énergie, la recherche de la compétitivité par les compagnies d'électricité fait que la qualité est un facteur différenciateur. Et pour un industriel, un critère de choix d'un fournisseur d'énergie.

Nous commencerons ce chapitre par un exposé des principaux défauts affectant la tension et le courant du réseau électrique. Nous présenterons également leurs origines, leurs conséquences matérielles et des normes internationales imposées aux utilisateurs. Un état de l'art des filtre actif sera donné pour récapituler jusqu'où les recherches ont abouti depuis l'apparition des filtres actifs les années 1970 à nos jours.

I.1 Les perturbations électriques et leurs origines :

L'énergie électrique est fournie sous forme de tension constituant un système sinusoïdal triphasé dont les paramètres caractéristiques sont la fréquence, l'amplitude des trois tensions, la forme d'onde et le déséquilibre.

La mesure de ces paramètres permet de juger la qualité de la tension. Une détérioration de l'un d'entre eux ou de plusieurs à la fois laisse supposer la présence d'une anomalie dans le réseau électrique. Afin de décrire certaines perturbations et de donner le niveau de conformité de l'énergie fournie, des normes ont déjà été établies. Il n'est en général pas nécessaire de mesurer l'ensemble de ces perturbations. Elles peuvent être groupées en quatre catégories selon qu'elles affectent l'amplitude, la forme d'onde, la fréquence et la symétrie de la tension. Plusieurs de ces caractéristiques sont souvent modifiées simultanément par une même perturbation. Elles peuvent aussi être classées selon leur caractère aléatoire (foudre, court-circuit, manœuvre...) permanent ou semi permanent.

I.1.1 Creux de tension et coupures : 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 90 % et 10 % (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.

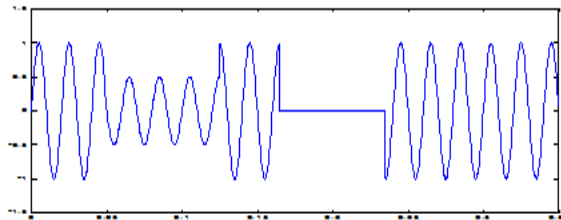


Figure I.1. Creux de tension

Les paramètres d'un creux de tension sont donc :

- sa profondeur : ΔU (ou son amplitude U).
- sa durée ΔT , définie comme le laps de temps pendant lequel la tension est inférieure à 90 %.

On parle de creux de tension à x % si la valeur rms passe en dessous de x % de la valeur de référence U_{ref} . Les coupures sont un cas particulier des creux de tension caractérisé par un seul paramètre la durée.

Les perturbations de tension de durée inférieure à la demi-période fondamentale T du réseau ($\Delta T < T/2$) sont considérées comme étant des transitoires.

Les Américains utilisent différents adjectifs pour qualifier les creux de tension (sag ou dip) et les coupures (interruption) selon leur durée :

- instantané (instantaneous) ($T/2 < \Delta T < 30 T$),
- momentané (momentary) ($30 T < \Delta T < 3 s$),
- temporaire (temporary) ($3 s < \Delta T < 1 \text{ min}$),
- maintenue (sustained interruption) et sous-tension (undervoltage) ($\Delta T > 1 \text{ min}$).

Dans le cas d'un système triphasé, les caractéristiques ΔU et ΔT sont en général différentes sur les trois phases. C'est la raison pour laquelle un creux de tension doit être détecté et caractérisé séparément sur chacune des phases. Un système triphasé est considéré comme subissant un creux de tension si au moins une phase est affectée par cette perturbation.

I.1.2 Fluctuations de tension :

Les fluctuations de tension sont des variations périodiques ou aléatoires de la tension. Ce sont des variations brutales de l'amplitude de la tension situées dans une bande de $\pm 10\%$ et se produisent sur un intervalle de temps de quelques centièmes de secondes.

Elles sont en particulier dues à la propagation sur les lignes du réseau de courants d'appel importants. L'origine principale de ces courants est le fonctionnement d'appareil dont la puissance absorbée varie de manière rapide, comme les fours à arc et des machines à souder. Ces fluctuations se traduisent par des variations d'intensité, visible au niveau de l'éclairage causant une gêne visuelle perceptible pour une variation de 1% de la tension. Ce phénomène de papillotement est appelé flicker.

La figure I.1(b), montre un exemple de fluctuation de tension.

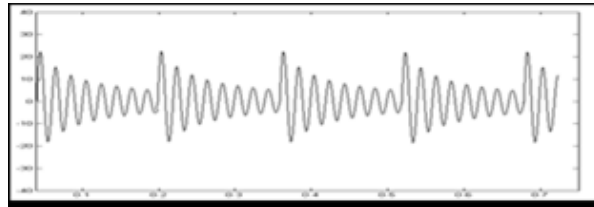


Figure I.2. Fluctuations de tension

- Les variations lentes de tension sont causées par la variation lente des charges connectées au réseau.
- Les fluctuations de tension sont principalement dues à des charges industrielles rapidement variables comme les machines à souder, les fours à arc, les laminoirs. [6]

I.1.3 Déséquilibre du système triphasé de tension

Un système triphasé est déséquilibré lorsque les trois tensions ne sont pas égales en amplitude et/ou ne sont pas déphasées les unes par rapport aux autres de 120° .

La tension inverse (ou homopolaire) est provoquée par les chutes de tension le long des impédances du réseau dues aux courants inverses (ou homopolaire) produits par les charges déséquilibrées qui conduisent à des courants non identiques sur les trois phases (charges BT connectées entre phase et neutre, charges monophasées ou biphasées MT telles que machines à souder et fours à induction). Les défauts monophasés ou biphasés provoquent des déséquilibres jusqu'au fonctionnement des protections.

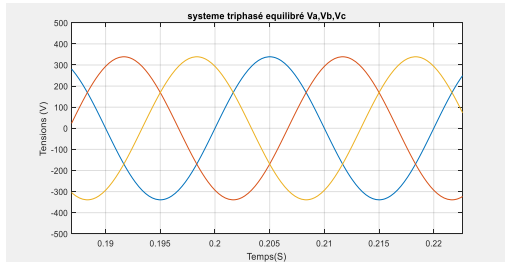


Figure I.3. Tensions équilibrées

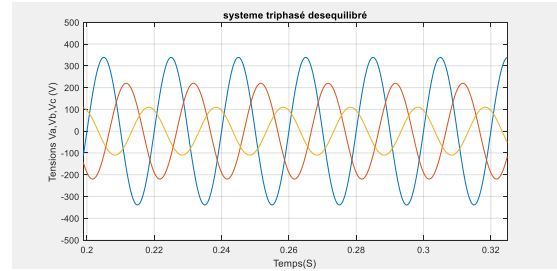


Figure I.4. Tensions triphasées déséquilibrées

I.1.4 Variation de fréquence :

La variation de la fréquence au niveau des réseaux de distribution ou de transport, est très rare et n'est présente que lors de circonstances exceptionnelles comme dans le cas de certains défauts graves sur le réseau. Dans des conditions normales d'exploitation, la valeur moyenne de la fréquence fondamentale doit être comprise dans l'intervalle $50 \text{ Hz} \pm 1\%$.

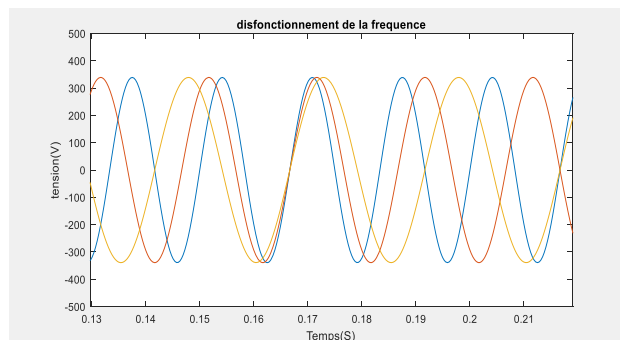


Figure I.5. Régime triphasé avec une perturbation de la fréquence

I.2 Harmoniques et inter harmoniques :

I.2.1 Introduction :

De plus en plus l'expansion de l'emploi dans l'industrie des récepteurs électriques, sont des charges déformantes (non linéaires) à base de l'électronique de puissance dans diverses applications, comme la commande électrique des moteurs, les alimentations de secours de puissance, le chauffage par induction électrique, les applications dédiées à la traction électrique, la compensation des harmoniques, etc. Ils absorbent des courants non sinusoïdaux et ceux-ci, compte tenu des impédances des circuits, déforment l'onde sinusoïdale de courant et de la tension, c'est la perturbation harmonique des réseaux. Ce phénomène touche l'ensemble des secteurs industriels, telles que les redresseurs, les gradateurs

et domestique comme le matériel informatique, les appareils de climatisation ou encore les éclairages à base de tubes fluorescents.

Les harmoniques proviennent principalement de charges non linéaires dont la caractéristique est d'absorber un courant qui n'a pas la même forme que la tension qui les alimente harmoniques dont le spectre sera fonction de la nature de la charge. Ces courants harmoniques circulant à travers les impédances du réseau créent des tensions harmoniques qui peuvent perturber le fonctionnement des autres utilisateurs raccordés à la même source.

Les inters harmoniques sont des composantes sinusoïdales, qui ne sont pas à des fréquences multiples entières de celle du fondamental (donc situées entre les harmoniques). Elles sont dues à des variations périodiques ou aléatoires de la puissance absorbée par différents récepteurs tels que fours à arc, machines à souder et convertisseurs de fréquences (variateurs de vitesse, cyclo convertisseurs). Les fréquences de télécommande utilisées par le distributeur sont aussi des inters harmoniques.

Les perturbations harmoniques feront l'objet de la section suivante et seront au cœur de nos préoccupations tout au long de ce mémoire.

Les courants harmoniques se propagent dans le réseau électrique, déforme l'allure du courant de la source et polluent les consommateurs alimentés par ce même réseau. Ils peuvent occasionner des incidents au niveau de l'appareillage du client et donner lieu à des surcouts de production d'énergie importants.

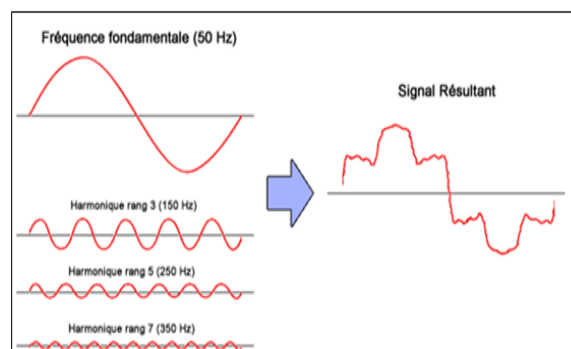


Figure I.6. Allure du courant suite aux harmoniques

Actuellement, les équipements à base de thyristors constituent la principale source de ces harmoniques. Ces appareils, dont les caractéristiques électriques varient avec la valeur de la tension, sont assimilables à des générateurs de courants harmoniques : appareils d'éclairage fluorescent, variateurs de vitesse, redresseurs, téléviseurs, ordinateurs, etc.

Leurs effets ont toujours un impact économique du fait du surcoût lié à :

- une dégradation du rendement énergétique de l'installation (pertes d'énergie).
- un surdimensionnement des équipements.
- une perte de productivité (vieillesse accélérée des équipements, déclenchements intempestifs).

Au-delà d'un taux de distorsion harmonique de tension de 8% les dysfonctionnements sont probables. Entre 5 et 8 %, les dysfonctionnements sont possibles.

I.2.2 Effets des harmoniques :

I.2.3 Effets instantanés ou à court terme :

Déclenchements intempestifs des protections : les harmoniques ont une influence gênante principalement sur les dispositifs de contrôle des effets thermiques. En effet, lorsque de tels appareils, voire des protections, déduisent la valeur efficace du courant à partir de la valeur crête il y a un risque d'erreur et de déclenchement intempestif même en fonctionnement normal, sans surcharge.

- Perturbations induites des systèmes à courants faibles (télécommande, télécommunication, chaîne hifi, écran d'ordinateur, téléviseur).
- Vibrations et bruits acoustiques anormaux (tableaux BT, moteurs, transformateurs).
- Destruction par surcharge thermique de condensateurs. Si la fréquence propre de l'ensemble condensateur-réseau amont est proche d'un rang harmonique, il y a résonance et amplification de l'harmonique correspondant.
- Perte de précision des appareils de mesure Un compteur d'énergie à induction classe 2 donne une erreur supplémentaire de 0,3 % en présence d'un taux de 5 % d'harmonique 5 en courant et en tension. [7]

I.2.4 Effets à long terme :

Une surcharge en courant provoque des échauffements supplémentaires donc un vieillissement prématuré des équipements :

- échauffement des sources : transformateurs, alternateurs (par augmentation des pertes Joule, des pertes fer).
- fatigue mécanique (couples pulsatoires dans les machines asynchrones).
- échauffement des récepteurs : des conducteurs de phases et du neutre par augmentation des pertes joule et diélectriques. Les condensateurs sont particulièrement sensibles aux harmoniques du fait que leur impédance décroît proportionnellement au rang des harmoniques

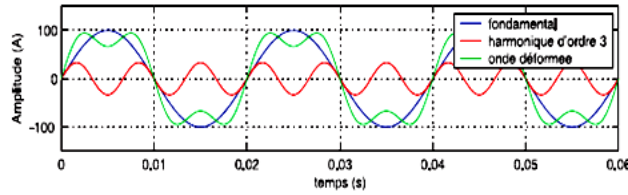


Figure I.7. Harmonique de rang 3.

I.3 Charges linéaires et non linéaires :

Une charge est dite linéaire lorsqu'il y a une relation linéaire (équation différentielle linéaire à coefficients constants) entre le courant et la tension. Plus simplement, une charge linéaire absorbe un courant sinusoïdal lorsqu'elle est alimentée par une tension sinusoïdale, ce courant pouvant être déphasé d'un angle φ par rapport à la tension. Lorsque cette relation linéaire n'est pas vérifiée la charge est qualifiée de non linéaire. Celle-ci absorbe un courant non sinusoïdal, donc des courants harmoniques, même lorsqu'elle est alimentée par une tension parfaitement sinusoïdale (figure. I.9).

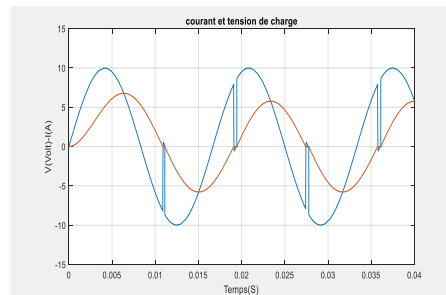
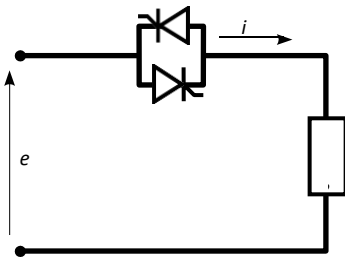


Figure I.8: gradateur monophasé Figure I.9 : allure du courant et de la tension à la sortie gradateur monophasé

L'ensemble constitué par le réseau d'alimentation et la charge polluante (représentée par un pont redresseur à thyristors/diodes débitant sur une charge RL) est présente sur la figure I.10(a). Le réseau d'alimentation est modélisé par trois sources de tension sinusoïdales parfaites en série avec une inductance L_S et une résistance R_S . Une inductance additionnelle L_C est connectée à l'entrée du pont redresseur afin de limiter les gradients di/dt à l'amorçage des thyristors/diodes.

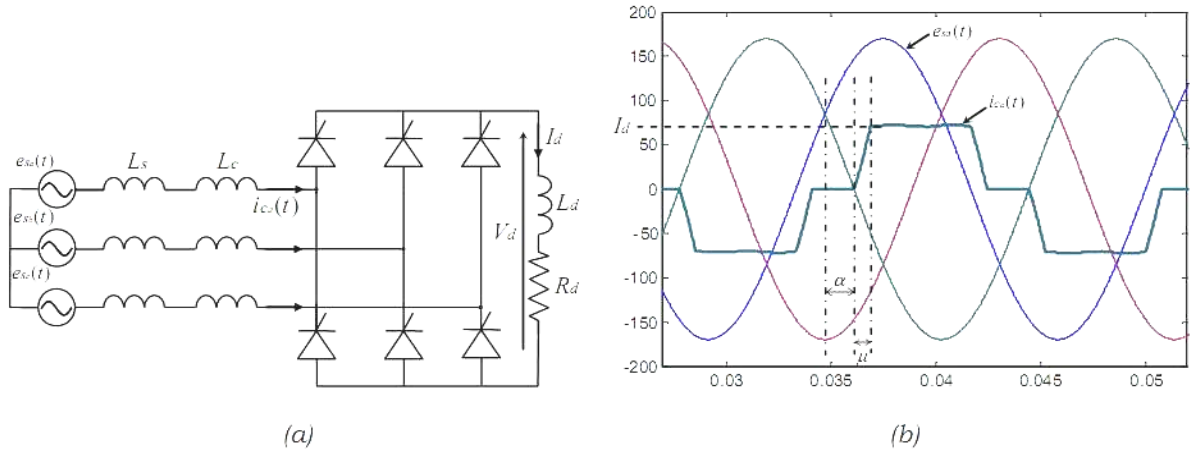


Figure I.10 : Schéma et allures du courant à l'entrée d'un redresseur triphasé a thyristors.

En conséquence, la commutation des thyristors/diodes ne peut être considérée comme instantanée et laisse apparaître un empiétement des intervalles de conduction des semi-conducteurs.

Nous admettons que la résistance R_s est négligeable devant la résistance de charge R_d et que l'inductance L est très grande permettant au convertisseur de fournir un courant redressé I_d parfaitement lisse. Avec μ et α l'angle d'empîement et l'angle de retard à l'amorçage respectivement. Les tensions $e_{sa}(t), e_{sb}(t)$ et $e_{sc}(t)$ forment un système triphasé équilibré. Pour simplifier l'étude, nous considérons que le courant varie linéairement pendant les phases de commutations, ce qui conduit à une allure du courant alternatif de forme trapézoïdale figure I.10(b). [9]

I.4. La décomposition en série de Fourier :

Le courant de la première phase est donné par la formule de Moltgen : [10]

$$i_c(t) = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_{ch} \sin(h \cdot \omega t - \varphi_h) \tag{1.1}$$

Avec $I_{ch} = \frac{2\sqrt{2}I_d}{\pi \cdot h} \cos\left(\frac{\pi \cdot h}{6}\right) \left(\frac{\sin\frac{h \cdot \mu}{2}}{\frac{h \cdot \mu}{2}}\right)$ et $\varphi_h = \left(\alpha + \frac{\mu}{2}\right)$ (1.2)

En supposant que (μ) est très faible, l'expression du courant $i_c(t)$ devient :

$$i_c(t) = \frac{2\sqrt{3}I_d}{\pi} \left[\sin(\omega t) - \frac{1}{5} \sin(\omega t - 5\alpha) - \frac{1}{7} \sin(\omega t - 7\alpha) + \frac{1}{11} \sin(\omega t - 11\alpha) + \dots \right] \tag{1.3}$$

Les harmoniques de courant sont de rang $h = 6k \pm 1$ avec k entier.

La valeur efficace de courant de charge du coté alternative est donnée par :

$$I_{ceff} = I_d \sqrt{\frac{2}{3}} \tag{1.4}$$

La valeur efficace du courant harmonique I_{ch} à compenser s'écrit :

$$I_{ch} = \sqrt{I_{ceff}^2 - I_{c1}^2} \quad (1.5)$$

Avec I_{c1} le courant fondamental consommé par la charge non linéaire. Il s'écrit en fonction du courant direct de la charge non linéaire de la façon suivante :

$$I_{c1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad \text{donc: } I_{ch} = I_d \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{6}{\pi^2}} = 0.242 I_d \quad (1.6)$$

La valeur crête du courant harmonique s'écrit alors : $I_{chmax} = \frac{I_{c1}\sqrt{2}}{2} = I_d \frac{\sqrt{3}}{\pi} = 0.551 I_d$ (1.7)

D'où le facteur de crête peut être réduit comme suit :

$$F = \frac{I_{chmax}}{I_{ch}} \approx 2.3 \quad (1.8)$$

Le pont triphasé fonctionne sous une tension efficace V_s . Alors pour une charge non linéaire avec $\alpha = 0$ (redresseur à diodes) nous pouvons écrire :

$$V_d = \frac{3\sqrt{6}V_s}{\pi} \cdot \cos \alpha \quad (1.9)$$

Le facteur de puissance de l'installation vaut :

$$F_p = \frac{P_{dc}}{s} = \frac{V_{dc} \cdot I_d}{3 \cdot V_s \cdot I_{ceff}} = \frac{3}{\pi} \cos \alpha \quad (1.10)$$

I.4.1 Compensation des courants harmoniques.

D'après la figure I.11, La puissance apparente d'une charge non linéaire S_c est composée de trois termes de puissance : la puissance active P_c la puissance réactive Q_c et la puissance déformante D_c comme l'indique la relation suivante :

La puissance apparente du SAPF S_f compensant le courant harmonique I_{ch} est donnée par l'équation suivante :

$$S_c = \sqrt{P_c^2 + Q_c^2 + D_c^2} = 3V_s I_{ceff} \quad (1.11)$$

La puissance apparente du SAPF S_f compensant le courant harmonique I_{ch} , est

Donnée par l'équation suivante : $S_f = \sqrt{D_c^2} = 3V_s I_{ch}$ (1.12)

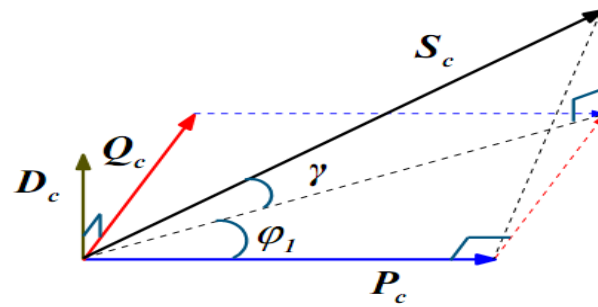


Figure I.11. Diagramme de Fresnel des puissances.

En reportant les équations (1.4) (1.5) et (1.6) dans celles de (1.12 et) (1.13), on obtient le rapport des puissances τ_s donné par l'expression suivante [8], [10] :

$$\tau_s = \frac{S_f}{S_c} \quad (1.13)$$

Les solutions classiques sous citées sont fonction du but recherché et des pollueurs/pollués en présence.

Nous passerons volontairement sous silence de nombreuses topologies, car tous les autres systèmes ne sont que des variations sur un même thème, les solutions de base sont décrites dans cette thèse. Aujourd'hui tout ingénieur électrique doit les connaître, soit pour prendre les bonnes dispositions lors de l'installation de matériels pollueurs, soit pour concevoir une installation nouvelle en toute connaissance de cause. Elles utilisent des composants passifs : inductances - condensateurs - transformateurs et/ou jouent sur le schéma de l'installation. Dans la plupart des cas l'objectif est de diminuer le taux de distorsion en tension au niveau d'un point de raccordement de plusieurs charges (d'un tableau de distribution).

Comme premières solutions aux problèmes d'harmoniques, on citera les solutions traditionnelles. [7]

I.4.2 Limiter les courants harmoniques des charges déformantes :

Il est possible de limiter les courants harmoniques de certains convertisseurs en intercalant entre leur point de raccordement et leur entrée une inductance dite de lissage. Cette disposition est utilisée en particulier avec les redresseurs avec condensateurs en tête. L'inductance pouvant même être proposée en option par les constructeurs. Mais cette solution diminue le taux global de distorsion en tension en amont de l'inductance mais l'augmente aux bornes du récepteur polluant.

I.4.3 Réduire l'impédance harmonique de la source :

Le pollueur est branché directement sur un transformateur le plus puissant possible, ou à choisir un générateur à faible impédance harmonique. Notons qu'il est intéressant, côté source, d'utiliser plusieurs câbles en parallèle, de sections plus faibles, plutôt que d'en utiliser un seul. Si ces conducteurs sont suffisamment éloignés, l'inductance apparente est divisée par le nombre de câbles en parallèle.

I.4.4 Modification de la structure de l'installation :

Quand on est en présence d'un pollueur de forte puissance, il est souhaitable de l'alimenter par un autre transformateur MT/BT ainsi que d'éviter de connecter un récepteur sensible en parallèle avec un pollueur.

I.4.5 Isolement des harmoniques :

Il s'agit de limiter la circulation des courants harmoniques à une partie aussi petite que possible de l'installation, à l'aide de transformateurs à couplages appropriés.

L'utilisation de transformateurs primaire étoile et à secondaire ZIG-ZAG est une solution intéressante. Ce couplage permet d'avoir le minimum de distorsion au secondaire. Dans le cas de charges triphasées il est possible d'éliminer certains rangs d'harmoniques en utilisant des transformateurs ou des autotransformateurs avec plusieurs secondaires déphasés, cette disposition se rencontre surtout dans le cas de redresseurs puissants. Le plus connu de ces montages est le redresseur constitué de deux ponts mis en série ou en parallèle, alimentés par un transformateur à deux secondaires dont l'un est en étoile et l'autre en triangle. Cette disposition entraîne un déphasage de 30 degrés entre les tensions des deux secondaires.

I.4.6 Ajout d'inductances anti-harmoniques :

Cette disposition consiste à protéger les condensateurs, destinés à améliorer le $\cos \varphi$, en plaçant une inductance en série. Cette inductance est calculée de façon à ce que la fréquence de résonance ne corresponde à aucun des harmoniques présents. Les fréquences typiques d'accord sont pour un fondamental 50 Hz : 135 Hz (rang ,7), 190 Hz (rang 3,8) et 225 Hz (rang 4,5). Ainsi, pour le fondamental la batterie peut assurer sa fonction amélioration du $\cos \varphi$, tandis que l'impédance élevée de l'inductance limite l'amplitude des courants harmoniques. Les condensateurs à gradins doivent tenir compte des fréquences de résonance à privilégier.

I.4.7 Filtres passifs d'harmoniques :

A l'inverse du cas précédent il s'agit ici d'utiliser un condensateur en série avec une inductance de façon à obtenir l'accord sur un harmonique de fréquence donnée. Cet ensemble placé en dérivation sur l'installation présente une impédance très faible pour sa fréquence d'accord, et se comporte comme un court-circuit pour l'harmonique considéré. Il est possible d'utiliser simultanément plusieurs ensembles accordés sur des fréquences différentes afin d'éliminer plusieurs rangs d'harmoniques. Les filtres passifs contribuent à la compensation d'énergie réactive de l'installation. Ce principe demande toutefois une étude soignée de l'installation car si le filtre se comporte bien comme un court-circuit pour la fréquence désirée, il peut présenter des risques de résonance avec les autres inductances du réseau sur d'autres fréquences et ainsi faire augmenter des niveaux d'harmoniques non gênants avant sa mise en place. [7] [8]

Du fait de la grande abondance des charges non linéaires, la distorsion harmonique des réseaux est un phénomène dont l'amplitude est croissante. Ses effets ne peuvent être négligés, car la quasi-totalité des composants du réseau en est en pratique affectée.

En résumé ces derniers présentaient un nombre assez important d'inconvénients [8] :

Les caractéristiques de filtrage sont fortement liées à l'impédance de source, cette dernière n'étant pas connue avec précision et variant beaucoup avec la configuration du système.

Les filtres passifs shunt constituent un chemin pour les courants harmoniques provenant de la source. Dans le pire des cas, ces filtres entrent dans des résonances séries avec l'impédance de source.

A une fréquence spécifique, une antirésonance (résonance parallèle) prend lieu entre les filtres passifs parallèles et l'impédance de source, induisant ce qu'on appelle : l'amplification harmonique.

Tous ces systèmes modifient des impédances, des rapports d'impédances ou font s'opposer certains courants harmoniques. Il existe d'autres voies de contrôle de l'impédance - que nous qualifierons d'« intelligentes » ! - passant par l'utilisation des convertisseurs statiques toujours plus performants, étant donné l'amélioration croissante des possibilités des composants semi-conducteurs de puissance. Les IGBT ont permis le développement industriel de convertisseurs de puissance aptes à garantir la non-pollution au point de raccordement (le prélèvement

sinusoïdal), puis la dépollution des réseaux (le filtrage actif). Les problèmes précités ont pénalisé l'emploi des filtres passifs comme palliatif au problème d'harmoniques, et ont d'un autre côté motivé le développement des filtres actifs de puissance comme solution plus prometteuse face à ce problème.

I.5 Etat de l'art des filtres actifs de puissance :

I.5.1 Généralités :

Comme nous l'avons décrit, la dépollution harmonique est le résultat d'un dispositif appelé compensateur actif qui exploite au moins un convertisseur statique pour satisfaire cette fonction.

Cette définition regroupe donc en fait une multitude de systèmes, qui se différencient par le nombre de convertisseurs utilisés, et leur mode d'association, leur type (source de tension, source de courant), les lois de régulation globales (compensation en courant ou en tension), l'association éventuelle avec des composants passifs (voire même de filtres passifs). L'unique lien entre ces systèmes actifs reste le fait que tous génèrent des courants qui s'opposent aux harmoniques créés par les charges non linéaires. La topologie dite shunt est celle illustrée par la figure 1.

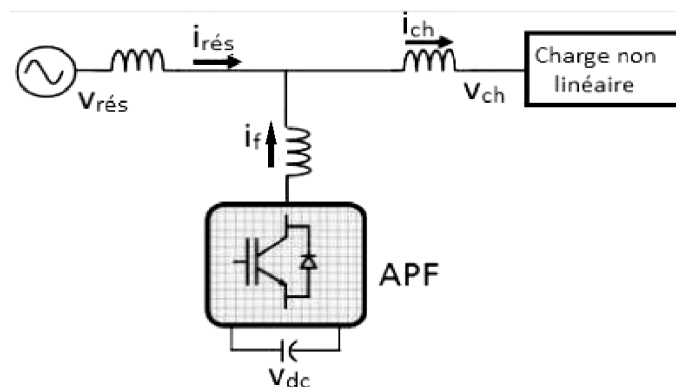


Figure I.12 Topologie shunt

Cependant dès la mise en œuvre de leur principe de base en 1971, les filtres actifs de puissance ne cessent d'investir les différents axes du génie électrique, depuis la dépollution harmonique des réseaux de distribution, en passant par la compensation des creux de tension et des déséquilibres, jusqu'à la production décentralisée à partir des énergies renouvelables.

Ceci est justifié d'une part par la grande flexibilité des filtres actifs, sous leurs structures variées (parallèle, série, hybride, et la combinaison parallèle-série ou série-parallèle) aux différentes stratégies de commande classiques (MLI, hystérésis,...), optimisées (mode

glissant, prédictive,...), et intelligentes (réseaux de neurones, logique floue, algorithmes génétiques,...), d'autre part, à leur bonne adaptation avec les milieux dans lesquels ils sont incorporés, notamment ceux consacrés aux systèmes à énergie renouvelable. [9-10].

Un état de l'art détaillé est circonscrit par [5], dont nous exposons un extrait, il résume ou les recherches dans ce domaine ont abouti.

Le principe de base des filtres actifs parallèles a été originalement présenté par H. Sasaki et T. Machida en 1971. Comme montré dans la Figure. I.1, le filtre actif shunt est commandé de manière à façonner activement le courant de source 'is' dans une forme sinusoïdale, en injectant le courant de compensation 'if'. Les auteurs ont proposé une nouvelle méthode pour l'élimination des courants harmoniques basée sur le principe de compensation du flux magnétique dans le noyau du transformateur. Un circuit de commande extrait les composantes fondamentales du courant de la charge non-linéaire circulant dans l'enroulement secondaire (n2), et génère les courants harmoniques qui, après une amplification appropriée, seront injectés dans l'enroulement tertiaire (n3) du transformateur. [5]

Ceci produit l'annulation du flux harmonique dans le noyau, et résulte uniquement en des courants à fréquence fondamentale dans l'enroulement primaire (n1). Cette technique est considérée comme l'archétype des filtres actifs parallèles. Comme un amplificateur linéaire a été utilisé afin de générer les courants de compensation, l'implantation de cette technique n'était pas réalisable due à sa faible efficacité.

En 1976, L. Gyugyi et E. C. Strycula [11] ont présenté une famille de filtres actifs parallèles et séries, et ont établi le concept de filtres actifs à base d'onduleurs MLI constitués de transistors de puissance. Cependant, ces filtres actifs n'ont pu être réalisés dans des systèmes réels vu que les dispositifs à forte puissance et à fréquence élevée étaient non disponibles lors des années 70.

Le travail est considéré être un effort pionnier dans la mesure où il expose les principes fondamentaux de la théorie des filtres actifs. Une autre étude s'est développée autour de ces mêmes concepts fondamentaux, mais orientée vers de nouvelles techniques de commande.

Avec le développement remarquable et le progrès au niveau de la fréquence de commutation et la capacité des semi-conducteurs de puissance dans les années 80, les filtres actifs à base d'onduleurs MLI ont vu le jour dans des applications pratiques dans des systèmes de puissance réels.

C'est en 1982, qu'a eu lieu la 1ère application pratique du 1er filtre actif de puissance [12]. Ce dernier était parallèle et consistait en un onduleur MLI de 800 kVA à source de courant et à base de thyristors GTO.

Les premiers travaux sur les filtres actifs discutèrent les caractéristiques de compensation seulement dans le cas des régimes permanents.

Cependant, dans le cas des régimes transitoires comme ceux causés par des charges fluctuantes, la conception des circuits de compensation devenait plus difficile.

En 1984, H. Akagi, Y. Kanazawa, et A. Nabae, ont introduit le concept de la théorie de la puissance instantanée réactive [13] qui considérait un système triphasé arbitraire de tensions et de courants en tenant compte de leurs composantes harmoniques.

Avec un bon choix de la fréquence de coupure, un filtre actif peut être conçu pour éliminer le courant harmonique ou le courant réactif, ou les deux à la fois. Toutefois, cette théorie était conceptuellement limitée aux systèmes triphasés démunis de courants de séquence zéro.

Une théorie de puissance instantanée réactive plus généralisée, valide pour des systèmes de puissance sinusoïdaux ou non sinusoïdaux, équilibrés ou déséquilibrés, avec ou sans courants de séquence zéro, été proposée plus tard par F. Z. Peng et J. S. Lai [14]. Les filtres actifs commandés en se basant sur cette nouvelle théorie généralisée ont fourni de meilleures caractéristiques de compensation aussi bien pour les régimes transitoires qu'en régime permanent.

En 1987, L. A. T. Moràn, P. D. Ziogas, et G. Joos ont introduit un système de filtre actif parallèle à base d'un onduleur de tension triphasé à MLI, servant comme compensateur synchrone de puissance réactive (Synchronous Solid-State Var Compensator SSVC) [15].

Le système proposé a permis la compensation des montées et des descentes du facteur de puissance avec un temps de réponse optimisé. La MLI a été utilisée pour réduire les tailles des composants réactifs.

En même temps, des problèmes relatifs à l'emploi des filtres actifs purs ont été soulignés :

Par conséquent, l'attention s'est réorientée vers les systèmes combinés de filtres actifs et de filtres passifs raccordés en parallèle, qui furent dénommés 'filtres hybrides parallèles.

Dans [16], M. Takeda, K. Ikeda, & Y. Tominaga ont présenté un nouveau schéma de compensation utilisant un filtre actif parallèle combiné avec un filtre passif passe-haut conventionnel. En répartissant leurs rôles de telle sorte que le filtre actif absorbe les courants harmoniques d'ordres moins élevés, et que le filtre passif absorbe ceux d'ordres plus élevés [7,16], Ceci a rendu possible la réalisation d'un filtre idéal pour une large gamme d'harmoniques sans crainte d'aucune amplification due aux résonances parallèles.

En 1988, F. Z. Peng, H. Akagi et A. Nabae ont proposé un système combiné de filtre passif parallèle et de filtre actif série de faible puissance [17,18]. Ce dernier a fourni des caractéristiques de compensation meilleures, et à moindre coût.

La vocation du filtre actif série n'était pas essentiellement la compensation des harmoniques causés par le pont redresseur, c'était plutôt l'amélioration des caractéristiques de filtrage des filtres passifs et la résolution des problèmes de résonance liés à ces derniers. Il a été montré que le filtre actif série agit comme une résistance destinée à éliminer les antirésonances entre le filtre passif parallèle et l'impédance de la source d'alimentation, et agit également comme une résistance de blocage dédiée à prévenir les courants harmoniques, produits par la tension harmonique de source, de circuler dans les filtres passifs.

Une autre configuration de filtre hybride est celle proposée par H. Fujita et H. Akagi dans [19]. La configuration se basait sur la connexion série d'un filtre actif série et d'un filtre passif, le tout placé en parallèle entre la source d'alimentation et la charge polluante. Comme le filtre actif servait seulement à l'amélioration des caractéristiques de filtrage du filtre passif, l'avantage apporté par cette nouvelle conception était la réduction des kVA du filtre actif, et le surpassement des inconvénients des filtres passifs fonctionnant seuls, aboutissant ainsi à une solution plus pratique et plus économique. Aussi, les auteurs ont conclu que le taux du filtre actif (pourcentage du rapport entre la puissance apparente du filtre actif et celle de la charge non-linéaire) présentait une décroissance inversement proportionnelle avec le facteur de qualité du filtre passif.

Une nouvelle topologie, introduite par M. Rastogi, N. Mohan, et A. E. Edris [20], a permis la mise en œuvre pratique des filtres hybrides à taux réduit dédiés aux charges de fortes

puissances. Un filtre passif en série avec un onduleur fonctionnant en mode contrôleur du courant été connecté en parallèle au système de puissance. Il a été montré que le filtre proposé avait un taux de 9% seulement s'il est comparé à un filtre actif agissant seul et approximativement la moitié d'un filtre hybride série. Aussi, les auteurs ont affirmé que la réduction du taux des convertisseurs constituant un filtre actif n'était possible que si un filtre passif était connecté dans une configuration hybride.

I.5.2 Comparaison entre filtres passifs, actifs et hybrides :

Une comparaison entre les filtres passifs, actifs purs, et hybrides est fournie Tableau I.1.

Il est intéressant de faire une synthèse des qualités de ces différentes « solutions actives » de lutte contre la pollution harmonique. Le tableau I.1 permet de constater que, sauf cas particulier, c'est le compensateur actif « shunt » et la structure parallèle qui sont les solutions les plus intéressantes en basse tension.

Le tableau I.1 donne un aperçu sur les différentes topologies ainsi que leurs principales caractéristiques.

Type de compensation critere	série	shunt	hybride/ parallèle	hybride parallèle/série	hybride série
Action sur	Uh/source,	Ih/charge	Ih/charge	Ih/charge	Ih/charge, Uh/source
dimensionnement	fondamenale + harmonique.	harmonique	harmonique	harmonique	Fondamentale+harmo nique
Impact d'un court circuit	fort	aucun	aucun	aucun	fort
insertion	difficile	simple	simple	simple	difficile
Amelioration du cos θ	non	possible	oui	oui	oui
evolutivité	non	oui	oui	non	non
Risque de resonance	sans objet	Sans objet	oui	non	non

Tableau I .1 Synthèse des différentes « solutions actives » de lutte contre la pollution harmonique

Dans [21], P. T. Cheng, S. Bhattacharya, et D. M. Divan ont présenté un filtre actif hybride parallèle. Le filtre actif consistait en un onduleur à onde-carrée en série avec un filtre passif LC, afin de fournir une isolation source-charge aux fréquences dominantes (5ème et 7ème) et d'obéir à la norme standard IEEE 519 [22] concernant les applications fortes puissances.

L'apparition des premiers filtres actifs à nombre multiple de convertisseurs MLI à source de tension fut en 1986 [23,24]. Le filtre actif placé en série avec un filtre passif inductif consistait à la mise en série de quatre onduleurs de tension triphasés MLI. Accordant plus d'attention pour les régimes transitoires, la théorie de la puissance réactive [13] était appliquée pour la conception du circuit de commande des courants de compensation et celui de régulation de la tension capacitive continue alimentant les convertisseurs du filtre actif.

Quant à l'étude d'un filtre actif série à convertisseurs multiples, elle fut proposée en 1995 [25]. Deux convertisseurs étaient utilisés : le premier en série avec le réseau d'alimentation tandis que l'autre était connecté en série avec un filtre passif parallèle.

L'objectif était la réduction des distorsions de la tension et l'élimination des courants harmoniques au point de raccordement commun.

Dans [26] L. Morán et al. Montrèrent une autre structure de filtre actif à convertisseurs MLI multiples. Il s'agissait d'une structure à deux onduleurs de tension montés en cascade qui s'adaptait bien avec des charges polluantes à forte puissance et qui offrait l'avantage de compenser à la fois les courants harmoniques et l'énergie réactive. Et des composantes des courantes harmoniques basses fréquences. Le second, était destiné le 1er convertisseur était à base de GTO alors que le 2ème était à base d'IGBT, en effet le 1er onduleur, connecté à proximité de la charge non-linéaire, servait à la compensation de l'énergie réactive quant au second, il servait à absorber les composantes harmoniques hautes fréquences.

Une contribution similaire proposée par S. Kim et P. N. Enjeti [27] consistait à utiliser deux onduleurs de tension se partageant la même source d'alimentation DC. Le 1er, à base d'IGBT muni d'un filtre LC en sortie, était chargé de maintenir la tension de source au point de raccordement commun, et de compenser tout déficit dans la puissance réactive. Le second, à base de MOSFET, avait pour rôle l'élimination des composantes harmoniques du courant.

Le 1er filtre actif monophasé présentant la combinaison série-parallèle fut introduit par S. Moran en 1989 [28], et qui fut dénommé : Régulateur/Conditionneur de Tension de Ligne (Ligne Voltage Regulator/Conditioner LVRC). Le filtre actif série était dédié à assurer

l'isolation entre les charges sensibles aux harmoniques, situées en aval du LVRC, des charges non-linéaires (productrices d'harmoniques) placées en amont, corrigeant ainsi toute distorsion de la tension d'entrée. En outre, il servait à la régulation de la tension continue, à élément de stockage inductif, commune aux deux filtres. Quant au filtre actif parallèle, il s'occupait de la génération des courants harmoniques demandés par les charges connectées à la sortie, reflétant ainsi, à la source, une charge linéaire.

Dans [4,29], H. Fujita et H. Akagi présentèrent une nouvelle configuration de la combinaison série-parallèle et parallèle-série d'un filtre actif triphasé à élément de stockage capacitif, commun aux deux filtres actifs, avec appel à des filtres passifs connectés en parallèle, en aval de la combinaison qui fut appelée : Conditionneur unifié de la qualité de l'énergie (Unified Power Quality Conditioner UPQC). Le filtre série assurait la majorité des tâches liées à la fonction filtrage actif, notamment l'élimination des creux et des déséquilibres de tension, et forçait le filtre passif à absorber les courants harmoniques produits par la charge non-linéaire. Le filtre actif parallèle performait la régulation de la tension continue, induisant ainsi à une réduction significative dans la taille du condensateur DC.

Dans [30], P. G. Barbosa, J. A. Santisteban, et E. H. Watanabe ont proposé une autre façon de combiner des filtres actifs parallèles et séries. Le système consistait en un filtre actif parallèle connecté au côté AC d'un redresseur, et un filtre actif série relié au côté DC. Le filtre actif parallèle était commandé de sorte à éliminer les courants harmoniques des lignes AC.

Quant au filtre actif série, il était destiné à annuler les ondulations de la tension redressée.

Dans d'autres travaux antérieurs, on a connu des filtres actifs qui étaient placés uniquement sur le côté DC de la charge polluante. En réalité ces derniers étaient essentiellement conçus pour la compensation des courants et/ou tensions harmoniques engendrés par les convertisseurs à thyristors des systèmes haute tension continue 'HVDC' [31] et des systèmes de traction [4,32].

Une application intéressante d'un filtre actif utilisé comme rééquilibrant de charge a été montrée par V. B. Bhavaraju et P. N. Enjeti dans [33]. Un filtre actif à base d'un convertisseur statique MLI AC/DC muni d'un circuit inductif de stockage d'énergie (convertisseur de courant), était désigné pour agir comme un rééquilibrant de charges déséquilibrées. La composante de séquence négative du courant de charge était continuellement mesurée, et un égal en amplitude mais opposé en phase de cette quantité était instantanément injecté par le

filtre actif au point de raccordement commun, ceci afin d'atteindre l'objectif d'un rééquilibrage continu de charges déséquilibrées.

Dans [34], un filtre actif triphasé, motivé par le développement d'un système à source de courant dédié au circuit d'excitation d'un générateur à reluctance variable, a été présenté. Le filtre actif, composé d'un onduleur de tension triphasé alimenté par une source capacitive continue, était connecté en parallèle à la source alternative à travers un transformateur d'isolement. Le convertisseur utilisait deux boucles de commande :

- Une boucle extérieure consacrée à la régulation de la tension du bus DC, et à la génération des courants de référence.
- Une boucle intérieure utilisant la commande en mode glissant pour la reproduction des courants du filtre actif en concordance avec les courants de référence.

Le 1er filtre actif à structure multiniveaux (plus de deux composants semi-conducteur par bras) fut proposé par V. Aburto et al. en 1997 [35]. Le filtre actif était à base d'un onduleur de tension trois niveaux à point neutres clampé (4 composants par bras). Ce dernier pouvait compenser les courants harmoniques et la puissance réactive dans des systèmes de distribution moyenne tension. Toutefois, l'étude n'était validée que par des travaux de simulation sous MATLAB. Dès lors, l'intérêt aux filtres actifs multiniveaux, en vue de leur application industrielle en moyenne et forte puissance, n'a cessé de s'intensifier.

En effet, en 1998 S. Round et al. Proposèrent un filtre actif parallèle trois niveaux susceptible à dériver les harmoniques dans des sites commerciaux et industriels [36]. Il a été montré qu'un fonctionnement stable ne pouvait être atteint que si le filtre actif était connecté en aval des batteries de correction du facteur de puissance. Aussi, ils montrèrent que la topologie trois niveaux permet l'utilisation d'une inductance de sortie de plus petite valeur en comparant avec la topologie deux niveaux.

Puis en 2004, P.-C. Tan et al. Étudièrent et expérimentèrent un filtre actif hybride cinq niveaux dédié à la compensation du déficit de puissance causé par des locomotives électriques de 25 kV, ces dernières étant à base de thyristors [37]. Le filtre actif consistait alternativement en un filtre parallèle cinq niveaux à structure cascade ou à point neutre clampé à topologie réduite, et en un filtre passif de faible taux. Le filtre actif était commandé par la commande hystérésis, et absorbait à la fois les distorsions harmoniques de faible ordre de la tension le long de la ligne, et fournissait une tension efficace de support. A son tour, le filtre passif

absorbait les résonances harmoniques typiques à de tels systèmes de traction. Les résultats ont montré une croissance significative de la puissance transmise aux locomotives avec un moindre investissement.

Ensuite, en 2005, T. Jin et al. ont exposé une multitude de topologies d'onduleurs de tension trois niveaux pouvant être appliquées comme filtres actifs [38]. Ces topologies, initialement conçues afin de manipuler des courants bidirectionnels, étaient empruntées aux systèmes de commande des moteurs électriques, et de compensation de l'énergie réactive. Le résultat théorique, validé expérimentalement, a révélé qu'avec une structure appropriée, la chute de tension dans chaque interrupteur semi-conducteur pouvait être clampée à la moitié de la tension du bus continu. Ainsi, la tension supportée par chaque composant est réduite, ce qui entraîne le gain du coût du système entier. Par conséquent, on obtient la topologie la plus adaptée aux applications haute tension et forte puissance.

Une autre topologie de filtre actif trois niveaux différente de celles qui précèdent, est celle apportée par B.-R. Lin et T.-Y. Yang [39]. L'onduleur utilisé était triphasé à deux bras seulement, sans diodes ou condensateurs clampés, et consistait à la mise en cascade de 03 onduleurs de tension à 04 composants actifs. Le modèle proposé, contenant deux boucles de commande, a permis l'élimination des harmoniques, la compensation de l'énergie réactive et la régulation de la tension du bus continu de l'onduleur.

Une année plus tard, les mêmes auteurs ont optimisé leur structure précitée en présentant une nouvelle configuration d'onduleur trois niveaux à deux bras, 04 composants actifs et un condensateur par bras [40]. Une 3ème boucle de commande a été ajoutée dans l'objectif d'atteindre l'équilibre dans la tension du point neutre. Là encore, le coût est moins élevé en comparant avec les onduleurs trois niveaux conventionnels, tout en offrant de meilleures qualités de filtrage, et en réduisant la contrainte de tension imposée aux semi-conducteur.

Enfin, dans [41], M. E. Ortúzar et al. Présentèrent un filtre actif 81 niveaux. La configuration consistait à la mise en cascade de quatre onduleurs de tension monophasés en pont, à base d'interrupteurs à trois états différents. Les 81 niveaux de tension sont obtenus à partir de 3 combinaisons. L'avantage d'une telle structure est la faible fréquence de commutation des composants, et l'obtention de meilleures formes d'onde tension/courant.

Toutefois, il faut signaler l'inconvénient du surcoût. Avant de clôturer la présentation de cet état de l'art des filtres actifs, il est intéressant de mentionner la flexibilité de ceux-ci, d'une

part avec les différents algorithmes de commande comme le mode glissant [34], la commande à base de flux [42], la commande prédictive [43], et la commande adaptative [44], et d'autre part avec les techniques intelligentes telles que les réseaux neuronaux [45], la logique floue [46], les algorithmes génétiques [47], et les ondelettes [48].

Aussi, on ne peut laisser passer inaperçue l'extraordinaire interaction des filtres actifs avec les énergies renouvelables. En effet, on connaît aujourd'hui des filtres actifs appliqués aux systèmes solaires [49], et aux aérogénérateurs (turbines éoliennes) [50].

Ainsi, les filtres actifs, sous leurs différentes configurations et stratégies de commande, deviennent de plus en plus des dispositifs de présence permanente et inévitables dans les différentes applications du génie électrique, que ça soit de faible, moyenne ou forte puissance.

Pour conclure, on a préféré établir un récapitulatif des structures de base précitées des filtres actifs AC et DC purs, hybrides, et combinés.

Voici une synthèse des filtres actifs basée sur les publications scientifiques, classées par date de publication :

Années 1980 : Les premiers filtres actifs ont été développés dans les années 1980, principalement pour les applications industrielles. Les filtres actifs ont été utilisés pour compenser les charges non linéaires et les perturbations harmoniques dans les réseaux électriques. Les travaux de référence sont ceux d'Akagi et Watanabe qui ont proposé une méthode de commande vectorielle pour un filtre actif triphasé. Les filtres actifs de cette époque étaient conçus pour compenser les harmoniques de courant générés par les charges non linéaires.

Années 1990 : Dans les années 1990, les filtres actifs ont été améliorés pour prendre en compte des problématiques plus complexes, telles que la compensation de déséquilibres, des perturbations transitoires. Les publications scientifiques de cette période se sont concentrées sur la conception et l'optimisation des filtres actifs hybrides, ainsi que sur la commande de filtres actifs à plusieurs niveaux. Utilisés aussi pour la correction de facteur de puissance et la compensation de l'énergie réactive. Les travaux de référence sont ceux de Akagi et Nabae, qui ont proposé la méthode de commande Instantaneous Reactive Power Theory (IRP) pour les filtres actifs monophasés et triphasés. Cette méthode a permis de régler la commande des filtres actifs en temps réel.

Années 2000 : Dans les années 2000, les filtres actifs ont été développés pour répondre aux besoins de réseaux électriques de plus en plus intelligents et à l'essor des énergies renouvelables. Les publications scientifiques de cette époque se sont concentrées sur les filtres actifs parallèles, les filtres actifs sélectifs, les filtres actifs adaptatifs, les filtres actifs avec compensation de puissance réactive et les filtres actifs avec réseaux de neurones.

Les filtres actifs ont été utilisés pour la compensation de la distorsion harmonique de tension et de courant, ainsi que pour la suppression des oscillations de tension et la régulation de la tension. Les travaux de référence sont ceux de Chandra et al. Qui ont proposé un filtre actif multi convertisseur pour la compensation des harmoniques de tension et de courant. Les filtres actifs de cette époque ont été conçus pour être plus flexibles et plus adaptables aux différentes configurations de réseau.

Les filtres actifs ont continué à évoluer avec l'introduction de nouvelles topologies de convertisseurs électroniques et de nouvelles stratégies de commande. Les filtres actifs sélectifs ont été proposés en 2002 par Kwon et al, permettant de cibler spécifiquement les harmoniques les plus perturbateurs. Les filtres actifs à base de cellules de commutation ont également été proposés dans les années 2000, offrant une plus grande flexibilité de commande.

Années 2010 : Dans les années 2010, les filtres actifs ont été utilisés pour la régulation de la tension et pour la correction de la distorsion d'inter harmonique. Les travaux de référence sont ceux de Park et al. Qui ont proposé un filtre actif de quatrième génération pour la régulation de la tension. Ce filtre actif utilise un contrôle de flux pour ajuster la tension de sortie en fonction de la charge. Les filtres actifs de cette époque ont été conçus pour être plus efficaces, plus compacts et moins coûteux.

Les filtres actifs ont été améliorés pour prendre en compte des aspects de sécurité et de fiabilité, ainsi que pour répondre aux exigences de plus en plus strictes des normes de qualité de l'énergie. Les publications scientifiques de cette période se sont concentrées sur l'intégration des filtres actifs dans les réseaux intelligents, la conception de filtres actifs multi niveaux l'optimisation de la commande et leurs utilisation pour des applications de stockage d'énergie.

Au cours de la dernière décennie, les filtres actifs ont connu une évolution importante en utilisant des techniques d'intelligence artificielle telles que les réseaux neuronaux. Les filtres

actifs adaptatifs à réseau neuronal ont été proposés en 2011 par Rahmani et Abedi, permettant une commande adaptative en temps réel en fonction des variations de la charge et des perturbations de la tension d'entrée.

Les travaux de référence sont ceux de Jain et al. Qui ont proposé un filtre actif de cinquième génération pour la régulation de la tension et la correction de la distorsion d'inter harmonique. Ce filtre actif utilise un contrôle prédictif pour ajuster la tension de sortie en fonction de la charge et pour compenser les inters harmoniques. Les filtres actifs de cette époque ont été conçus pour être encore plus efficaces, plus intelligents et plus connectés.

On peut citer les dernières publications intéressantes sur les filtres actifs dans les réseaux au cours des dernières années.

1. "Design of Active Filters Using Genetic Algorithms for Harmonic Mitigation in Industrial Power Systems" par M. Lopez-Ramos, publié dans IEEE Access en 2020. Cette étude propose une méthode de conception de filtres actifs basée sur des algorithmes génétiques pour réduire les harmoniques dans les systèmes électriques industriels.
2. "Active Filter Design for Power Quality Improvement" par M. M. Rana, publié dans le Journal of Power Electronics en 2021. Cette étude présente une méthode de conception de filtres actifs pour améliorer la qualité de l'alimentation électrique dans les réseaux.
3. "A High-Performance Hybrid Active Power Filter for Harmonic Suppression and Reactive Power Compensation" par Y. Huang et al., publié dans IEEE Transactions on Power Electronics en 2020. Cette étude propose un filtre actif hybride pour la suppression des harmoniques et la compensation de la puissance réactive dans les réseaux électriques.
4. "Design of Active Filters for Power Quality Improvement Using Fuzzy Logic Controller" par S. Singh et al, publié dans International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering en 2020. Cette étude présente une méthode de conception de filtres actifs pour améliorer la qualité de l'alimentation électrique.

5. "Design and Simulation of Parallel Active Filters for Harmonic Mitigation in Distribution Networks" de S. Suresh Kumar et al. publié dans IEEE Transactions on Power Delivery en 2022.
6. "An Improved Power Control Strategy for Parallel Active Filter Based on Feedback Linearization and Improved Particle Swarm Optimization Algorithm" de H. Li et al. publié dans IEEE Transactions on Industrial Electronics en 2022.
7. "A Simplified Design Procedure for Parallel Active Power Filters in Microgrids" de M. M. Adly et al. publié dans IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics en 2021.
8. "Parallel Active Filter for Three-Phase Four-Wire Systems with Unbalanced and Nonlinear Loads" de Y. Liu et al. publié dans IEEE Transactions on Power Electronics en 2021.
9. "An Improved Control Strategy for Parallel Active Power Filters with Nonlinear Loads" de L. Zhang et al. publié dans IET Power Electronics en 2021.

Ces publications présentent des avancées importantes dans la conception, la modélisation et le contrôle des filtres actifs parallèles pour la mitigation des harmoniques et des perturbations dans les réseaux électriques.

I.6 Les normes et recommandations :

L'électricité est considérée comme un produit. L'objectif des normes et des réglementations est de limiter les dysfonctionnements occasionnés par les harmoniques. Les deux principaux organismes qui ont établi de telles normes sont la commission électrotechnique internationale (CEI) et (IEEE) institute of electrical and electronics engineers.

La norme européenne EN 50160 définit des caractéristiques principales au point de livraison du client pour un réseau public basse tension, et en particulier les niveaux de tensions harmoniques.

Outre cette norme européenne, les niveaux maxis des divers rangs harmoniques sont définis par la CEI 61000.

Pour les réseaux publics à basse tension : CEI 61000-2-2 et recommandations CIGRE (Conférence Internationale des Grands Réseaux Electriques).

Pour les réseaux publics moyenne et haute tension : projet de norme CEI pour la moyenne tension et recommandations de la CIGRE

Pour les installations industrielles basses :

Tension et moyenne tension : CEI 61000-2-4 A titre d'illustration le tableau extrait de cette norme indique les niveaux de compatibilité harmonique dans trois situations types (classes) (**Tableau I.2**). Afin d'éviter d'atteindre ces niveaux il faut **fixer des limites aux perturbations émises (niveau d'émission)** par les appareils pris isolément, ou bien pour un ensemble de matériels vis à vis de leur point de raccordement au réseau électrique.

En basse tension et pour les appareils absorbant un **courant inférieur à 16 A il existe la CEI 61000-3-2** et, pour les appareils absorbant un **courant supérieur à 16 A**, le projet de guide **CEI 61000-3-4**.

La norme IEEE Standard 519-1992 : elle limite le THD du courant des réseaux inférieur à 69kV à 5%.

Pour les applications industrielles il n'y a pas de norme mais une sorte de consensus autour de la notion d'étapes pour l'autorisation de raccordement au réseau public :

L'étape 1 étant l'acceptation automatique pour de faibles puissances vis à vis de la puissance souscrite, l'étape 2 étant l'acceptation sous réserve (de ne pas dépasser pour un utilisateur seul des niveaux de l'ordre de la moitié des niveaux de compatibilité), et l'étape 3 l'acceptation à titre exceptionnel et précaire lorsque le niveau précédent est dépassé.

Enfin, pour garantir un bon fonctionnement des appareils il est nécessaire que ceux-ci puissent supporter des niveaux de perturbation supérieurs aux niveaux de compatibilité indiqués dans le tableau I.2 dans le cas où ceux-ci seraient dépassés, ce qui est admis de façon transitoire. C'est leur niveau d'immunité. [51]

<i>Rang de l'harmonique</i>	<i>Classe 1 (matériel et système sensibles)</i>	<i>Classe 2 (Réseaux publics et industriels)</i>	<i>Classe 3 (pour le raccordement des gros pollueurs)</i>
2	2	2	3
3	3	5	6
4	1	1	1.5
5	3	6	8
6	0.5	0.5	1
7	3	5	7
8	0.5	0.5	1
9	1.5	1.5	2.5
10	0.5	0.5	1
11	3	3.5	5
12	0.2	0.5	1
13	3	3	4.5
<i>THD</i>	5%	8%	10%

Tableau I.2 : Taux (en %) des tensions harmoniques acceptables (compatibilité)

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes origines des perturbations affectant les réseaux électriques et les solutions de dépollution existantes.

Nous avons présenté un 'état de l'art des filtres actifs qui montre que ces derniers sont en constante évolution. Les filtres actifs modernes sont de plus en plus sophistiqués, avec des algorithmes de commande avancés et des capacités de traitement de données en temps réel. Les technologies de filtres actifs utilisées dans la dépollution des réseaux électriques comprennent les filtres actifs en série utilisés pour réduire les harmoniques présents sur le réseau électrique. Ils sont placés en série avec la charge et fonctionnent en injectant des courants de même amplitude mais de phase opposée aux harmoniques présents sur le réseau.

Les filtres actifs parallèles sont utilisés pour réduire les perturbations électromagnétiques et de bruits présents sur le réseau électrique, la compensation de l'énergie réactive. Ils sont placés en parallèle avec la charge.

Les filtres hybrides combinent les technologies de filtres actifs en série et en parallèle pour fournir une solution plus complète de dépollution des réseaux électriques.

Les filtres actifs peuvent être utilisés dans une grande variété d'applications, notamment dans l'industrie, les centres de données, les établissements de santé et les systèmes de transport. Ils sont essentiels pour assurer un fonctionnement fiable et efficace des équipements électriques et pour réduire les coûts d'exploitation. En outre, les filtres actifs sont de plus en plus utilisés dans les applications de production d'énergie renouvelable, telles que les éoliennes et les panneaux solaires, pour améliorer la qualité de l'énergie électrique produite et réduire les perturbations électriques sur les réseaux électriques.

Ainsi et afin de répondre aux contraintes de l'évolution des charges polluantes, le développement des systèmes de compensation adaptatifs est favorisé. Nos travaux d'optimisation portent sur le filtre actif parallèle en tant que solution de dépollution, en raison de ses bonnes performances en compensation.



Chapitre II

CHAPITRE II : filtre actif parallèle, identification des courants harmoniques et commandes.

II.1 Introduction : Il existe différentes méthodes pour extraire les courants de référence à partir des courants de ligne déformés dans un réseau électrique. L'identification des courants harmoniques à compenser est effectuée à l'aide d'un système de mesure de courant. Les signaux de mesure sont traités par un algorithme de commande qui détermine les courants à générer pour compenser les harmoniques. La commande du filtre actif de puissance est l'un des processus essentiels pour assurer une compensation efficace des harmoniques dans les réseaux électriques. Ce chapitre traite ces différentes commandes et stratégies.

II .1.1 Définition d'un compensateur actif :

Un compensateur actif est un dispositif qui exploite au moins un convertisseur statique pour satisfaire la fonction de « dépollution harmonique ». Ce vocable générique regroupe donc en fait une multitude de systèmes, qui se différencient par : le nombre de convertisseurs utilisés, et leur mode d'association, leur type (source de tension, source de courant), les lois de régulation globales (compensation en courant ou en tension).

Pour répondre aux exigences des différents types de charges non linéaires dans les systèmes d'approvisionnement le filtre actif shunt est classé en système monophasé et triphasé.

II.1.2 Système monophasé :

pour améliorer les performances des systèmes d'alimentation de distribution, suite à l'utilisation généralisée d'ordinateurs, d'imprimantes et d'équipements électroniques, dans les bureaux et les appareils électroménagers qui créent des problèmes liés aux harmoniques on a recours à l'utilisation d'un SAPF monophasé [52]. Il est mis en œuvre à l'aide d'un onduleur de source de tension qui se compose de deux bras, quatre commutations, transistor de puissance avec un condensateur de liaison, comme illustré à la figure II.1. L'onduleur est connecté en parallèle avec des charges au PCC via une inductance d'interface. Le SAPF monophasé compense les harmoniques de courant en injectant des harmoniques égales mais opposées au courant de compensation. En conséquence, le courant compensé devient sinusoïdal et il est en phase avec la tension.

CHAPITRE II : filtre actif parallèle, identification des courants harmoniques et commandes.

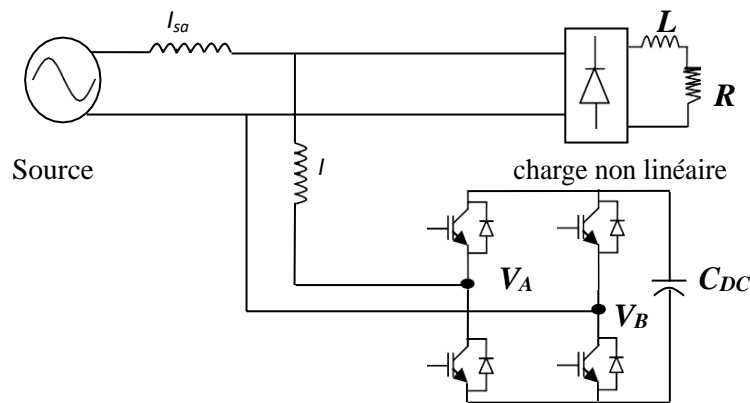


Figure II.1 : SAPF monophasé

II.1.3 Système triphasé à trois fils :

La figure II.2 montre que l'onduleur de source de tension PWM à deux niveaux comprend un système de filtre actif parallèle triphasé à trois fils. Le PWM-VSI se compose de six transistors de puissance avec un condensateur de liaison et il est connecté au PCC via une inductance de liaison. Cette dernière a pour fonction de supprimer les composantes harmoniques d'ordre supérieur provoquées par l'opération de commutation des transistors de puissance. La réduction des harmoniques de courant est obtenue en injectant des composants harmoniques de courant égaux mais opposés avec le PCC, annulant ainsi la distorsion d'origine et améliorant la qualité de l'alimentation du système d'alimentation connecté [53-54].

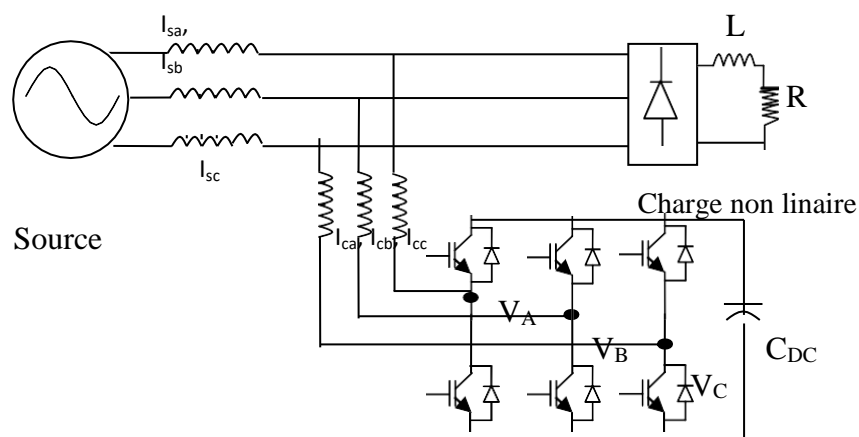


Figure II.2 SAPF triphasé

CHAPITRE II : filtre actif parallèle, identification des courants harmoniques et commandes.

II.1.4. Filtre actif parallèle à quatre fils:

L'onduleur de source de tension PWM du filtre actif parallèle triphasé à quatre fils est configuré par deux approches différentes [55] :

L'Onduleur à quatre branches, dans lequel le neutre CA est fourni via la quatrième branche de l'onduleur.

L'onduleur à trois branches et le fil neutre ca sont connectés directement au point médian du bus cc [55]. La figure II.3 (a) consiste en un onduleur de source de tension à quatre branches, trois branches sont nécessaires pour compenser les courants triphasés et la quatrième branche compense le courant neutre. L'inverseur de source de tension à quatre branches comporte huit transistors de puissance et un condensateur de stockage d'énergie. La deuxième approche est rentable et sa conception est simple. Il utilise un onduleur standard à trois branches où le condensateur de liaison est divisé et le point médian du condensateur est connecté au quatrième fil, pour fournir le chemin de retour pour le courant neutre, comme indiqué sur la Figure. II.3 (b). Ce type de système SAPF triphasé à quatre fils est utilisé dans de nombreuses industries pour compenser les harmoniques de courant en injectant un courant de compensation d'harmoniques égal mais opposé [56].

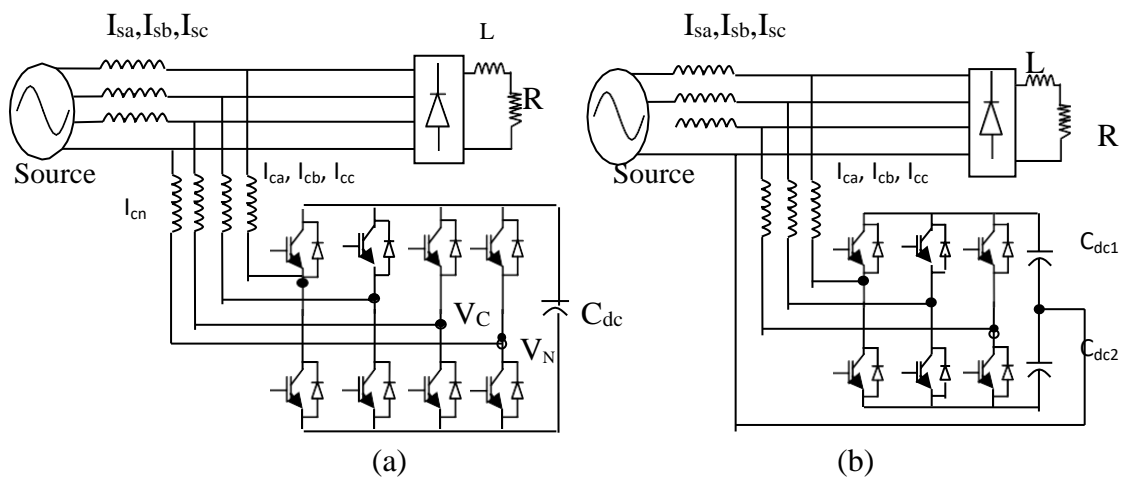


Figure II.3 Filtre actif parallèle à quatre fils (a),4 bras (b) onduleur à 3 bras

Comme nous l'avons déjà mentionné dans l'état de l'art le principe du filtre actif parallèle a été proposé les années 70. Mais le désigne actuel qu'on connaît maintenant est l'œuvre de Gyugyi et Strycula en 1976 [11]. Le SAPF ainsi connu pouvait compenser à la fois courant harmonique et l'énergie réactive. Les figures II.4 et II.5 montrent le schéma du SAPF et les formes d'ondes correspondantes.

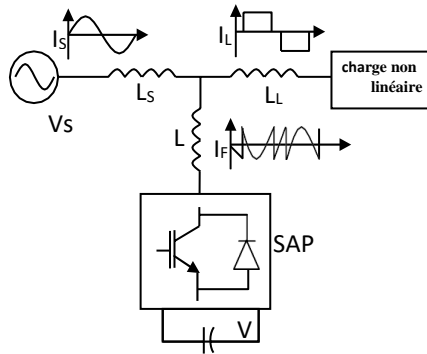


Figure II.4 schéma su SAPF

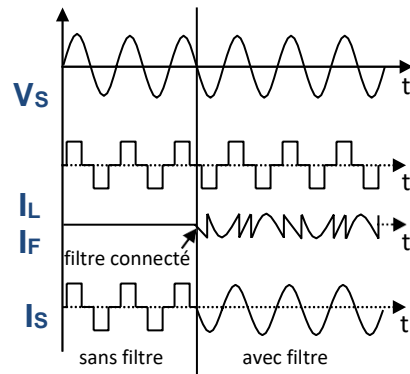


Figure II.5 allure des courants

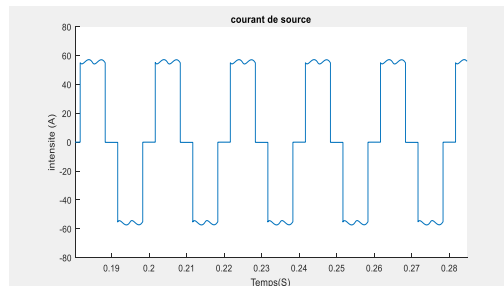


Figure. II.6 : Courant absorbé par une charge non linéaire.

II.2. Structure et caractéristiques du SAPF :

II.2.1 Structure générale du SAPF :

Le SAPF est une structure de tension connectée en parallèle au réseau et représenté sur la figure II.4. Dans ce type de filtre le condensateur C_{dc} joue le rôle d'une source de tension continue. La tension à ses bornes V_{dc} est maintenue à une valeur quasi-constante. La fluctuation de cette tension doit être faible d'une part pour ne pas dépasser la limite en tension des semi-conducteurs et d'autre part pour ne pas dégrader la performance du filtre actif [6], [57].

Le filtre entre l'onduleur et le réseau est un filtre de premier ordre qui est en réalité une simple inductance mais avec des spécificités au niveau de son circuit magnétique (introduction de noyaux en ferrites). Il a deux objectifs :

- générer des courants harmoniques à partir de la différence des tensions entre la sortie du pont onduleur et le réseau. A ce titre, l'inductance L_f intervient dans la commandabilité du courant du filtre.

CHAPITRE II : filtre actif parallèle, identification des courants harmoniques et commandes.

-réduire au point de raccordement au réseau (PCC), l'amplitude des créneaux de tension générés.

Les interrupteurs sont bidirectionnels en courant. Ils sont formés par des composants Semi-conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture (IGBT, thyristors, GTO), en antiparallèle avec une diode. Dans ce cas également, l'onduleur de tension est raccordé entre deux types de sources : source de courant côté alternatif et source de tension côté continu.

La présence de ces deux types de sources impose les conditions suivantes :

-un seul interrupteur d'un bras doit conduire pour éviter des courts-circuits de la source de tension.

-le courant de ligne doit toujours trouver un chemin libre d'où la mise en anti- parallèle des diodes avec les interrupteurs pour éviter l'ouverture du circuit de la source de courant.

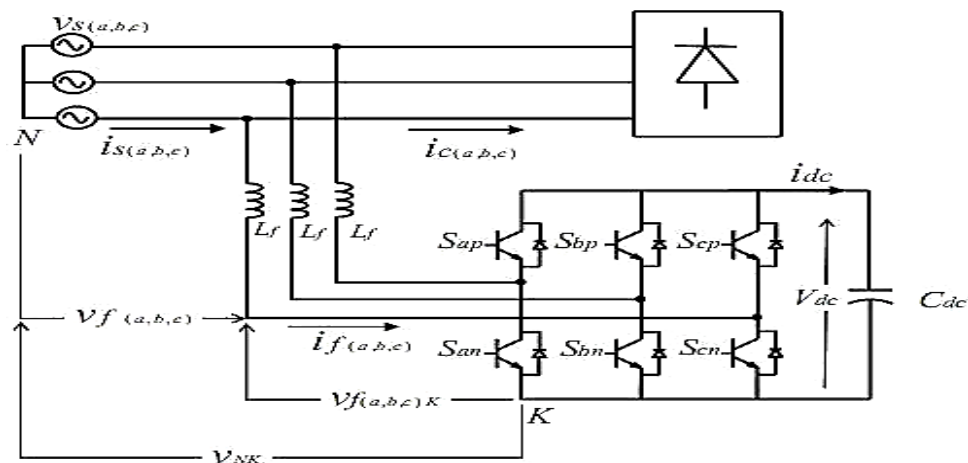


Figure II. 7 Schéma d'un SAPF à trois fils avec neutre non raccordé au point milieu.

II.2.2. Tension de sortie du SAPF :

Les performances du filtre actif dépendent en grande partie de celles de l'onduleur de tension. Deux tâches majeures lui ont été confiées, l'élimination des harmoniques et la compensation de l'énergie réactive. Afin de réaliser ces objectifs, celui-ci doit être capable de fournir une tension avec un contenu harmonique prédéfini et une amplitude optimale pour assurer la commandabilité des courants de compensation. Cependant le type de modulation mis en œuvre dans la commande des interrupteurs doit assurer un rejet des harmoniques et fixer également la tension maximale en sortie de l'onduleur. [6]

II.3 Modélisation du SAPF :

Un aspect sera illustre pour la modélisation du SAPF, un aspect électrique bas sur les chutes de tensions et la circulation des courants en appliquant les lois des mailles et des nœuds (Lois de Kirchhoff).

II.3.1. Modélisation du SAPF sous un aspect électrique :

II.3.1.1. Modèle du SAPF dans un repère triphasé (a,b,c): [9] [10]

Le schéma de base considéré dans cette modélisation est celui de la figure II.7 où la capacité (C_{dc}) est l'élément principal de stockage de l'énergie et l'inductance (L_f) est utilisée pour le couplage des deux sources de tension et le filtrage du courant généré par l'onduleur. Dans ce modèle, on considère que tous les éléments sont linéaires et invariants dans le temps. De même, les interrupteurs et les sources de tensions sont considérés comme idéaux. En introduisant les définitions des vecteurs suivants :

$v_{s(a,b,c)} = [v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}]^T$: le vecteur de tension de la source.

$v_{f(a,b,c)} = [v_{fa}, v_{fb}, v_{fc}]^T$: le vecteur de tension de l'onduleur relativement au nœud N.

$v_{f(a,b,c)k} = [v_{fak}, v_{fbk}, v_{fck}]^T$: le vecteur des tensions de l'onduleur relativement au nœud K.

$i_{s(a,b,c)} = [i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}]^T$: le vecteur des courants de source d'alimentation.

$i_{c(a,b,c)} = [i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}]^T$: le vecteur des courants de la charge non linéaire.

$i_{f(a,b,c)} = [i_{fa}, i_{fb}, i_{fc}]^T$: le vecteur des courants du filtre.

V_{dc} : la tension de la capacité de stockage.

V_{NK} : la tension entre les nœuds N et K.

Dans l'hypothèse où le système est équilibré, les tensions de la source sont définies comme suit :

$$\begin{aligned} v_{sa}(t) &= V_m \cos(\omega t) \\ v_{sb}(t) &= V_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{sc}(t) &= V_m \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.1)$$

En raison de la topologie du filtre, la loi de Kirchhoff permet d'écrire que les sommes des tensions et des courants cités ci-dessus sont nulles :

$$v_{sa} + v_{sb} + v_{sc} = 0$$

CHAPITRE II : filtre actif parallèle, identification des courants harmoniques et commandes.

$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0 \quad (2.2)$$

$$i_{fa} + i_{fb} + i_{fc} = 0$$

$$i_{ca} + i_{cb} + i_{cc} = 0$$

Les interrupteurs des bras de l'onduleur fonctionnent en complémentarité plus précisément quand celui du haut S_{jp} $j \in \{a, b, c\}$ du j^{eme} bras est conducteur celui du bras S_{jn} est bloqué. (S_{jp} est " fermé " et S_{jn} est " ouvert ").

L'état de ces interrupteurs est défini par les fonctions logiques S_a, S_b, S_c dont leur valeurs sont "1" quand l'interrupteur positif est fermé et " 0 " quand l'interrupteur négatif.

Par conséquent, il est possible de déduire les valeurs suivantes :

$$\begin{aligned} S_a = 0 &\rightarrow v_{fak} = 0 \\ S_a = 1 &\rightarrow v_{fak} = V_{dc} \\ S_b = 0 &\rightarrow v_{fbk} = 0 \\ S_b = 1 &\rightarrow v_{fbk} = V_{dc} \\ S_c = 0 &\rightarrow v_{fck} = 0 \\ S_c = 1 &\rightarrow v_{fck} = V_{dc} \end{aligned} \quad (2.3)$$

En appliquant la loi des mailles, les expressions du vecteur $v_f(abc)$ sont définies par :

$$\begin{aligned} v_{fa} &= v_{sa} - L_f \frac{di_{fa}}{dt} - Ri_{fa} = S_a V_{dc} - v_{NK} \\ v_{fb} &= v_{sb} - L_f \frac{di_{fb}}{dt} - Ri_{fb} = S_b V_{dc} - v_{NK} \\ v_{fc} &= v_{sc} - L_f \frac{di_{fc}}{dt} - Ri_{fc} = S_c V_{dc} - v_{NK} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} &= S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \end{aligned} \quad (2.4)$$

Où R représente la résistance interne de l'inductance de couplage L_f . En faisant la somme des trois premières équations de (2.4), sachant les conditions sur le système de (2.3), il vient :

$$v_{fa} + v_{fb} + v_{fc} = 0 \quad (2.5)$$

$$v_{NK} = \frac{S_a + S_b + S_c}{3} V_{dc} \quad (2.6)$$

En introduisant (2.5), les équations (2.4) précédentes peuvent être mises sous forme de système d'état comme suit :

$$\frac{di_{fa}}{dt} = -\frac{R}{L_f} i_{fa} - \frac{V_{dc}}{L_f} \left(S_a - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) + \frac{1}{L_f} v_{sa}$$

CHAPITRE II : filtre actif parallèle, identification des courants harmoniques et commandes.

$$\frac{di_{fb}}{dt} = -\frac{R}{L_f} i_{fb} - \frac{V_{dc}}{L_f} \left(S_b - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) + \frac{1}{L_f} v_{sb} \quad (2.7)$$

$$\frac{di_{fc}}{dt} = -\frac{R}{L_f} i_{fc} - \frac{V_{dc}}{L_f} \left(S_c - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) + \frac{1}{L_f} v_{sc}$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} (S_a i_{fa} + S_b i_{fb} + S_c i_{fc})$$

du système d'équations (2.4), il est possible de définir de nouvelles fonctions de commandes (u_a, u_b, u_c) tel que :

$$\begin{aligned} u_a &= \left(S_a - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) \\ u_b &= \left(S_b - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) \\ u_c &= \left(S_c - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) \end{aligned} \quad (2.8)$$

Notons que les fonctions logiques précédentes S_j représentent les tensions v_{fjk} normalisées relativement à la tension du bus continu V_{dc} , alors que les nouvelles fonctions de commande représentent les tensions normalisées v_{fj} qui sont référées au nœud (N) [10].

Nous pouvons écrire les fonctions logiques et les fonctions de commandes sous une forme plus réduites le système précédent (2.7) devient :

$$u_{abc} = T^u_s S_{abc} \quad \text{avec} \quad u_{abc} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}, S_{abc} = \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}, T^u_s = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

En considérant les huit combinaisons possibles des trois interrupteurs, le Tableau II.1 Peut être déduit :

S_a	S_b	S_c	$(S_a + S_b + S_c)/3$	u_a	u_b	u_c
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1/3	2/3	-1/3	-1/3
1	1	0	2/3	1/3	1/3	-2/3
0	1	0	1/3	-1/3	2/3	-1/3
0	1	1	2/3	-2/3	1/3	1/3
0	0	1	1/3	-1/3	-1/3	2/3
1	0	1	2/3	1/3	-2/3	1/3
1	1	1	1	0	0	0

Tableau II.1 : Les fonctions de commande dans le repère (a,b,c)

CHAPITRE II : filtre actif parallèle, identification des courants harmoniques et commandes.

Le système d'état obtenu en (2.6) peut être réécrit facilement avec les nouvelles fonctions de commandes :

$$\begin{aligned}\frac{di_{fa}}{dt} &= -\frac{R}{L_f}i_{fa} - \frac{v_{dc}}{L_f}u_a + \frac{1}{L_f}v_{sa} \\ \frac{di_{fb}}{dt} &= -\frac{R}{L_f}i_{fb} - \frac{v_{dc}}{L_f}u_b + \frac{1}{L_f}v_{sb}\end{aligned}\quad (2.10)$$

$$\begin{aligned}\frac{di_{fc}}{dt} &= -\frac{R}{L_f}i_{fc} - \frac{v_{dc}}{L_f}u_c + \frac{1}{L_f}v_{sc} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} &= \frac{1}{C_{dc}}(S_a i_{fa} + S_b i_{fb} + S_c i_{fc})\end{aligned}$$

On constate que le dernier modèle diffère sensiblement du précédent par la différence de définition du vecteur de commande (u). [6]

II.3.1.2. Modèle du SAPF dans un repère biphasé (α, β)

Toutes les variables du modèle triphasé du SAPF ci-dessus sont équilibrées. Et leurs sommes sont toujours nulles (2.3). Prenons en considérations (2.7), la même relation s'applique pour les fonctions de commande :

$$u_a + u_b + u_c = 0 \quad (2.11)$$

En gardant à l'esprit (2.3) et cette dernière relation, il est clair que le modèle triphasé est redondant et un modèle biphasé du SAPF peut être obtenu au moyen d'une transformation appropriée.

En particulier le système cartésien choisi et son orientation, relativement à l'ancien système triphasé, est présenté dans la figure II.8 Le vecteur général x_{abc} peut être représenté dans le plan (α, β) par :

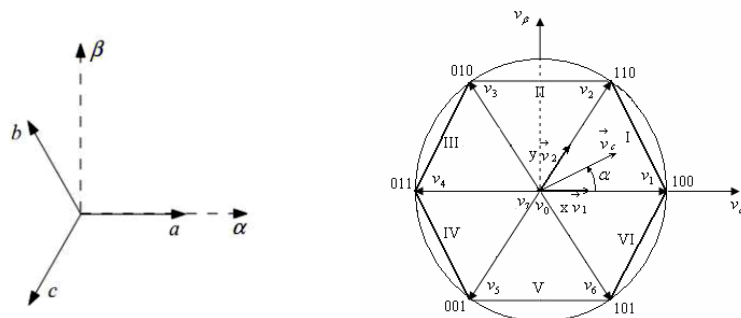


Figure II.8 Position de l'axe biphasé relativement à celui triphasé.

CHAPITRE II : filtre actif parallèle, identification des courants harmoniques et commandes.

$$x_{\alpha\beta} = T_{abc}^{\alpha\beta} x_{abc}$$

$$x_{abc} = T_{\alpha\beta}^{abc} x_{\alpha\beta} \quad (2.12)$$

$$\text{Avec : } T_{abc}^{\alpha\beta} = k \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad T_{\alpha\beta}^{abc} = \frac{2}{3k} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

Ou la constante k doit être bien choisie. En particulier :

$k = \frac{2}{3}$, dans ce cas l'amplitude du signal sinusoïdal dans le repère (a, b, c) est égale à l'amplitude du signal dans le nouveau système d'axes ("conservation d'amplitude", dite Transformation de Clarke).

$k = \sqrt{\frac{2}{3}}$, le produit scalaire des courants et des tensions dans le repère (a, b, c) est le même que celui dans le nouveau système d'axes ("conservation de la puissance", dite Transformation de Concordia).

Par le biais de ces outils, le modèle triphasé précédent (2.9) peut être réaménagé dans une représentation biphasée comme suit :

$$\begin{aligned} \frac{di_{f\alpha}}{dt} &= -\frac{R}{L_f} i_{f\alpha} - \frac{v_{dc}}{L_f} u_{\alpha} + \frac{1}{L_f} v_{s\alpha} \\ \frac{di_{f\beta}}{dt} &= -\frac{R}{L_f} i_{f\beta} - \frac{v_{dc}}{L_f} u_{\beta} + \frac{1}{L_f} v_{s\beta} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} &= \frac{2}{3k2} \frac{1}{C_{dc}} (u_{\alpha\alpha} i_{f\alpha} + u_{\beta} i_{f\beta}) \end{aligned} \quad (2.13)$$

U_i	U_a	U_b	U_c	U_{α}	U_{β}
U_0	0	0	0	0	0
U_1	2/3	-1/3	-1/3	2/3	0
U_2	1/3	1/3	-2/3	1/3	1/√3
U_3	-1/3	2/3	-1/3	-1/3	1/√3
U_4	-2/3	1/3	1/3	-2/3	0
U_5	-1/3	-1/3	2/3	-1/3	-1/√3
U_6	1/3	-2/3	1/3	1/3	-1/√3
U_7	0	0	0	0	0

Tableau II.2 : Les fonctions de commande dans le repère (α, β)

CHAPITRE II : filtre actif parallèle, identification des courants harmoniques et commandes.

Ou $[i_{f\alpha} i_{f\beta} V_{dc}]^T$ est le vecteur d'état du système, $[u_\alpha u_\beta]^T$ est le vecteur de commande, tandis que le vecteur de tension de source $[v_{s\alpha} v_{s\beta}]^T$ agit en qualité de perturbation.

Maintenant, le vecteur de commande peut être représenté dans le nouveau repère et les huit configurations introduites dans le tableau II. 1 peuvent être translatées en termes $\alpha\beta$ comme illustré sur la figure II.9 et dans le tableau II.2 où la valeur choisie de $k = \frac{2}{3}$.

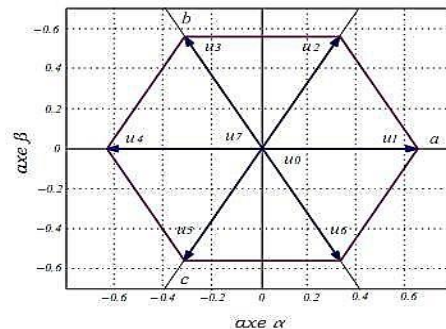


Figure II. 9 Projection du vecteur de commande sur l'axe (α , β).

II.3.2 Estimation des paramètres du SAPF :

Les trois principaux paramètres qu'il faut estimer, dans la conception du circuit de puissance, afin d'assurer une commande adéquate et une bonne qualité de filtrage, sont :

1. La sélection de la valeur de tension de référence de la capacité ($V_{dc\text{ref}}$).
2. La sélection de la valeur de la capacité de stockage (C_{dc}).
3. Le choix du type de filtre (L) en sortie de l'onduleur de tension, ainsi que le dimensionnement de ses paramètres. [9] [10]

II.3.3 Système de stockage de l'énergie :

Pour les petites et moyennes puissances, l'élément de stockage de l'énergie le plus adapté est une capacité placée du côté continu de l'onduleur qui a deux tâches essentielles :

En régime permanent, le condensateur maintient la tension du bus continu V_{dc} constante avec des faibles oscillations. Il sert comme élément de stockage d'énergie pour compenser la différence de la puissance réelle entre la charge et la source lors des périodes transitoires [6].

CHAPITRE II : filtre actif parallèle, identification des courants harmoniques et commandes.

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

II.3.4 Estimation de la valeur de la capacité du condensateur de stockage (C_{dc})

La détermination de la valeur de la capacité du condensateur de stockage d'énergie C_{dc} peut être estimée en se basant sur le principe de l'échange instantané de l'énergie nécessaire pour subvenir à une augmentation ou une diminution d'un échelon de puissance imposé par la charge (régime transitoire), en appliquant le concept de l'équilibre d'énergie [6].

A partir de la puissance réelle maximale de la charge P_{max} la valeur de la capacité est donnée par :

$$C_{dc} = \frac{2p_{max} \cdot 20 \cdot 10^{-3}}{V_{dc}^2 (1-K^2)} \quad \text{Ou } k = V_{dcmin}/V_{dc} \quad (2.14)$$

La tension V_{dcmin} doit être choisie judicieusement pour assurer la contrôlabilité du courant en tous points de fonctionnement. [9] [10]

II.4 Filtre de sortie :

Afin de connecter l'onduleur de tension en parallèle avec le réseau, il est nécessaire de disposer entre les deux un filtre de raccordement ou dit de sortie de nature inductive. La fonction de ce filtre permet d'une part de convertir le compensateur en un dipôle de courant du point de vue du réseau, et d'autre part à limiter la dynamique du courant, de façon à le rendre plus facile à contrôler[6].

a. Modélisation de filtre de sortie (L) :

La figure II.17 représente la topologie filtre du premier ordre L_f , supposons que R est la résistance série d'inductance.

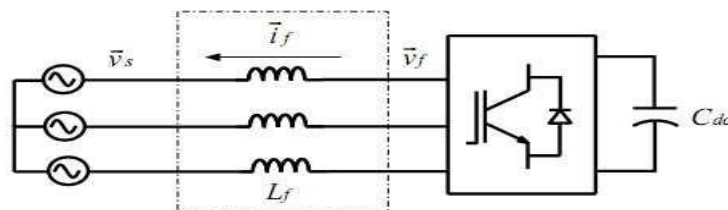


Figure II.10 Connexion de l'onduleur à la source via un filtre de couplage.

CHAPITRE II : filtre actif parallèle, identification des courants harmoniques et commandes.

Le schéma équivalent monophasé du système du point de vue des grandeurs fondamentales sera celui de la figure II.11.

$$L_f \cdot \frac{di_{fh}}{dt} = V_{fh}$$

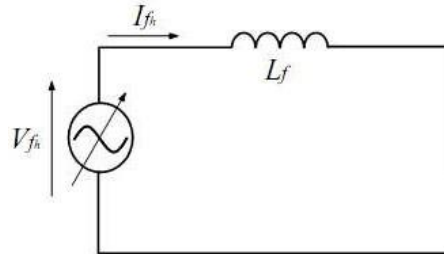


Figure II.11. Schéma équivalent harmonique d'un SAPF raccordé à un réseau parfait.

b. Estimation de L_f : [58]

Dans cette méthode, la valeur de l'inductance est limitée par un maximum L_{fmax} et un minimum L_{fmin} [6]. Pour maintenir l'ondulation du courant à un niveau réduit, la valeur d'inductance utilisées ne doit pas être inférieure à L_{fmin} . Une possibilité d'estimation de cette valeur minimale à partir du courant maximal I_{fmax} que le SAPF doit fournir pour compenser toute la charge inductive, est la relation suivante :

$$L_{fmin} = \Delta V / \omega I_{fmax} \quad (2.15)$$

Tel que ΔV : la différence de potentielle entre la tension de source et la tension de l'onduleur.

$$L_{fmax} = (V_s + 0.5V_{dc}) / (4 \cdot a \cdot f_m) \quad (2.16)$$

Tel que f_m : fréquence de la porteuse d'une commande MLI et a : Amplitude du signal

$$\text{Donc : } \Delta V / \omega I_{fmax} < L_f < (V_s + 0.5V_{dc}) / (4 \cdot a \cdot f_m) \quad (2.17)$$

b) Sélection de la tension du condensateur de référence

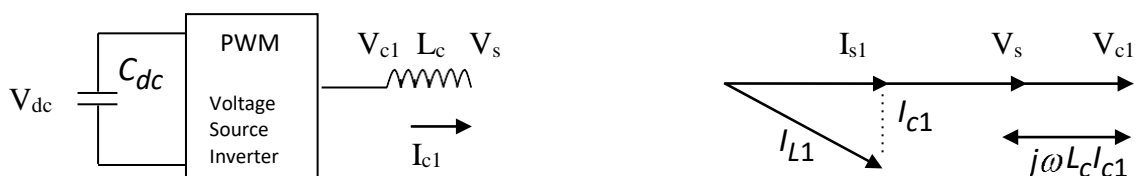


Figure II.12 Diagramme vectoriel

CHAPITRE II : filtre actif parallèle, identification des courants harmoniques et commandes.

Le PWM-VSI est supposé fonctionner en mode de modulation linéaire ($0 \leq m_a \leq 1$), le facteur de modulation d'amplitude m_a est calculé comme suit : [58]

$$m_a = \frac{V_m}{V_{dc}/2} \quad (2.18)$$

Ou $V_m = \sqrt{2}V_{c1}$ par conséquent

$$V_{dc} = 2\sqrt{2}V_{c1} \quad \text{Pour } m_a = 1 \quad (2.19)$$

Selon le principe de la compensation, le SAPF compense le courant I_{c1} (fondamental moyen) à la puissance réactive de la charge. Le courant d'alimentation I_{s1} doit être en phase avec la tension d'alimentation V_s et le courant de compensation I_{c1} doit être orthogonal à V_s comme indiqué sur la Figure II.12.

$$V_{c1} = V_s + j\omega L_c I_{c1} \quad (2.20)$$

La plage exacte de V_{c1} doit être définie en fonction de l'exigence de capacité du système. Cependant, sur la base de l'analyse ci-dessus, la tension V_{c1} admissible devrait être dans l'intervalle.

$$V_s < V_{c1} < 2V_s \quad (2.21)$$

$$V_{c1} > 2V_s \quad (2.22)$$

N'est pas nécessaire, puisque la capacité maximale produite est inférieure au cas où $V_{c1} = 2V_s$. De plus, un V_{c1} plus grand, signifie un V_{dc} plus élevé, et donc une contrainte de tension plus élevée sont causés aux interrupteurs. Une fois V_{c1} déterminée, le V_{dc} requis est calculé avec l'équation (2.19) en substituant $m_a = 1$. [58]

Cependant, pour une charge non linéaire spécifique connue (par exemple redresseur triphasé), la tension de référence sélectionnée est en fonction de la valeur de crête de la tension d'alimentation et de l'ordre de l'harmonique maximal à compenser. Par conséquent,

$$V_{dc} = 2\sqrt{2}V_{(ch)max} \quad (2.23)$$

où, $V_{(ch)max}$ représente la valeur de la tension maximale de $V_c(t)$ qui inclut les harmoniques de compensation.

$$V_c(t) = V_s + \frac{6}{\pi} L_c \cdot \omega \cdot I_c - \cos 5\omega t - \cos 5\omega t + \cos 11\omega t + \dots \quad (2.24)$$

Ou $V_{(ch)max}$ est la valeur de la tension maximale de $V_c(t)$ qui inclut la compensation des harmoniques. Si le filtre de sortie de l'inductance est petit en raison de la fréquence de commutation élevée, la tension V_{c1} est approximativement égale à la tension de la source, puis l'équation (2.4) sera :

$$V_{dc} = 2\sqrt{2}V_s \quad (2.25)$$

En supposant une valeur de 1,1. V_{dc} , la tension continue est régulée à 10 % au-dessus de la tension d'entrée de crête. Cependant, le V_{dc} requis est réduit car la référence sinusoïdale pour la PWM est modulée avec les troisième et neuvième harmoniques. La tension minimale requise est exprimée en termes de tension source comme suit :

$$V_{dc} = \frac{2\sqrt{2}}{1.155} V_s \quad (2.26)$$

II.5 Régulation de la tension du filtre actif :

La régulation de la tension du bus continu est une fonction clé des convertisseurs de puissance, qui sont largement utilisés dans de nombreuses applications, telles que les alimentations électriques pour l'électronique, les systèmes de conversion d'énergie pour les énergies renouvelables, les systèmes de propulsion pour les véhicules électriques, etc.

Si la tension du bus continu n'est pas régulée, la tension de sortie du convertisseur peut varier de manière significative en fonction de la charge, des perturbations dans le réseau électrique ou les pertes par commutation et par conduction.

Le circuit de régulation de la tension continue doit être rapide dans la mesure où il répond seulement aux conditions du régime permanent. Les changements transitoires dans la tension continue ne sont pas permis et sont pris en considération lors de la sélection de la valeur appropriée du condensateur.

La figure II.9 présente le schéma de principe du contrôleur de tension. La valeur de la tension mesurée V_{dc} est soustraite à la tension de référence V_{dc}^* , de telle manière que l'erreur de tension puisse être annulée par l'action du régulateur. La sortie du correcteur est une image de l'amplitude de courant fondamental actif nécessaire pour corriger la tension aux bornes du condensateur. Si cette tension est inférieure à la référence, cela signifie que la puissance réelle n'est pas suffisante. C'est pourquoi, le courant et la puissance réelle du réseau sont augmentés. De même, si la tension aux bornes du condensateur est supérieure à la référence, l'amplitude du courant du réseau doit être réduite pour limiter la puissance réelle fournie.

CHAPITRE II : filtre actif parallèle, identification des courants harmoniques et commandes.

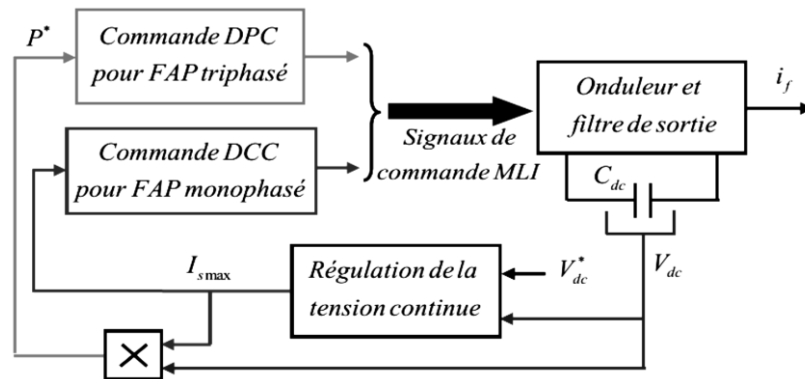


Figure II.13 Schéma de principe de la partie commande de l'onduleur avec contrôle de la tension du condensateur.

Pour déterminer les paramètres du régulateur PI, on procède ainsi : [1, 2] :

La relation suivante donne la fonction de transfert du régulateur PI utilisé.

$$C_c (s) = K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s} \quad (2.27)$$

Avec K_{pc} : gain proportionnel du régulateur PI conventionnel.

K_{ic} : gain integral du régulateur PI conventionnel.

La boucle de régulation de la tension du bus continu du filtre actif parallèle à base d'un régulateur PI conventionnel est présentée par la figure II.14. Le bloc $P(s)$ qui représente la fonction de transfert de l'onduleur est défini par :

$$P(s) = \frac{1}{C_{dc} \cdot s} \quad (2.28)$$

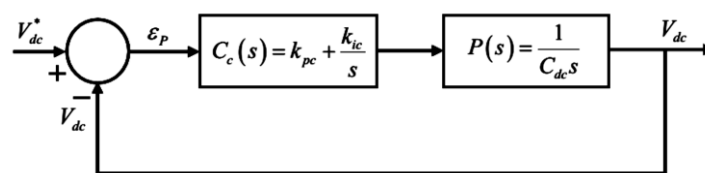


Figure II.14 Boucle fermée de la régulation de V_{dc} par un régulateur PI conventionnel.

La fonction de transfert en boucle fermée du système de la figure II.13 est alors donnée par :

$$G_{PI}(s) = \frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{\frac{k_{pc}}{C_{dc}}s + k \frac{k_{ic}}{C_{dc}}}{s^2 + \frac{k_{pc}}{C_{dc}}s + \frac{k_{ic}}{C_{dc}}} \quad (2.29)$$

CHAPITRE II : filtre actif parallèle, identification des courants harmoniques et commandes.

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

$$G(s) = \frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.30)$$

Après identification avec l'équation précédente, on aura :

$$\begin{cases} k_{ic} = C_{dc}\omega_n^2 \\ k_{pc} = 2\xi\omega_n C_{dc} \end{cases} \quad (2.31)$$

Nous prenons les valeurs suivantes : $2\pi \cdot \frac{18rad}{s}$ et $\xi = 0.7$ (2.32)

La structure conventionnelle d'un régulateur PI intègre l'erreur entre la tension du condensateur et sa référence, de façon excessive avec un risque de perdre le contrôle. Donc la structure anti emballement de la figure II.15 est utilisée pour diminuer l'amplitude de la tension V_{dc} durant un moment transitoire, nous l'avons intégré dans le programme simulink. [10]

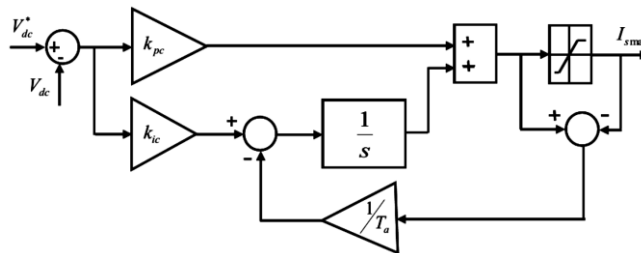


Figure II.15 Régulateur PI anti-emballement

II.6 Stratégies de commande du SAPF

Le bon choix de la méthode d'identification des grandeurs de référence (courant de référence dans le cas d'un filtre actif parallèle), ainsi que de la technique de commande, est primordiale afin que le filtre actif puisse remplir les tâches pour lesquelles il est destiné. En outre, l'utilisation de feedback provoque des erreurs statiques pouvant affecter les grandeurs de sortie, ce qui nécessite l'adjonction de circuits de régulation propres à ces grandeurs.

Plusieurs algorithmes d'identification des grandeurs harmoniques de référence et de nombreuses techniques de commande et de régulation ont été développés depuis la mise en place des 1^{ers} filtres actifs.

II.6.1 Méthodes d'extraction des courants de référence.

II.6.2 Etat de l'art des techniques de contrôle :

Un état de l'art développé par [59] est exposé dans ce chapitre. L'auteur résume les différentes techniques pour l'extraction des courants de référence pour générer les signaux de la PWM.

De nombreuses méthodes de contrôle sont proposées dans la littérature pour extraire les courants de référence des courants de ligne déformés. La classification selon les techniques d'extraction de courant de référence peut être calculée comme une méthode dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel [60-61]. La stratégie de commande dans le domaine fréquentiel est basée sur l'analyse de Fourier des signaux de courant déformés pour extraire le courant de référence de compensation. Les approches dans le domaine fréquentiel conviennent aux systèmes monophasés et triphasés. Les algorithmes de transformation rapide de Fourier (FFT) basés sur le domaine fréquentiel, la technique de multiplication sinusoïdale et la technique de série de Fourier modifiée fournissent une détection précise du courant de charge harmonique individuel et multiple.

La stratégie de commande dans le domaine temporel est basée sur la dérivation instantanée de commandes de compensation sous forme de signaux de courant à partir de signaux de courant déformés ou pollués par des harmoniques.

Les approches dans le domaine temporel sont principalement utilisées pour les systèmes triphasés.

Le mérite de la méthode du domaine temporel est sa réponse rapide par rapport au domaine fréquentiel [62-63]. S. Fryze a développé une nouvelle méthode de contrôle basée sur la valeur efficace de la tension et du courant connue sous le nom de théorie des puissances de Fryze.

M. Depenbrock a promu la méthode d'analyse de puissance basée sur la théorie de la puissance de Fryze et elle a été modifiée par F. Buchholz, cette méthode améliorée est maintenant connue sous le nom de FBD (Fryze- Buchholz-Dpenbrock) et les courants de référence requis calculés à partir des courants des composants actifs [64-65].

Hirofumi Akagi a développé un système de conditionneur de ligne d'alimentation actif shunt triphasé à trois fils avec une proposition de théorie de la puissance réactive instantanée. Il est possible d'appliquer la théorie de la puissance réactive instantanée développée pour le circuit triphasé y compris les composants de séquence de phase zéro. Les courants de référence sont

CHAPITRE II : filtre actif parallèle, identification des courants harmoniques et commandes.

calculés instantanément sans délai en utilisant les tensions et courants instantanés côté charge. Le circuit de commande se compose de plusieurs multiplicateurs, diviseurs et amplificateurs opérationnels analogiques [66].

Bhattacharya a proposé le calcul des composantes d-q (directe et quadratique) des courants triphasés instantanés. Cette méthode créée est utilisée pour générer les courants de référence à partir des courants de charge [67].

Watanabe a rapporté la théorie conventionnelle de la puissance active et réactive, valable pour l'analyse en régime permanent et pour la théorie de la puissance instantanée. Cette dernière est valable pour les régimes permanents et transitoires [68].

Une théorie généralisée de la puissance réactive instantanée qui est valable pour les réseaux triphasés sinusoïdaux ou non sinusoïdaux, équilibrés ou déséquilibrés avec ou sans composantes homopolaire a été proposé plus tard par Peng et Lai [69].

Nassar Mendalek a développé une méthode de contrôle de découplage non linéaire d'un filtre actif parallèle de puissance à source de tension triphasé à trois fils. Les courants de référence sont extraits des courants de charge détectés non linéaires en appliquant la méthode de référence synchrone [70].

Reyes S a mené une expérience d'étude de la théorie originale p - q, de la transformation d - q, de la formulation modifiée ou du produit croisé, du cadre de référence p - q- r et de la théorie vectorielle. Toutes ces méthodes atteignent leurs objectifs, si la tension d'alimentation est équilibrée et sinusoïdale. Aucune d'entre elles n'atteint, dans le développement initial, une valeur d'indice de distorsion nulle si la tension d'alimentation est non sinusoïdale [71].

Salem Rahmani a démontré la technique de contrôle non linéaire pour extraire les courants de référence pour un filtre actif de puissance triphasé parallèle. La méthode fournit une compensation pour les composantes de courant de charge réactifs, déséquilibrés et harmoniques [72].

Rondineli a décrit de nouvelles stratégies pour améliorer le temps de réponse transitoire de la détection d'harmoniques à l'aide de filtres adaptatifs appliqués à des filtres actif de puissance parallèles [73].

Ricardo a introduit une stratégie de contrôle adaptatif robuste des filtres actif de puissances parallèles pour la correction du facteur de puissance, la compensation des harmoniques et l'équilibrage des charges non linéaires. Les courants de référence sont générés par le contrôleur de tension du circuit intermédiaire en fonction du bilan de puissance active du

CHAPITRE II : filtre actif parallèle, identification des courants harmoniques et commandes.

système. Ils sont alignés sur l'angle de phase du vecteur de tension du réseau électrique, en utilisant un système de boucle à verrouillage de phase d-q [74].

Les contrôleurs PI et PID conventionnels sont également utilisés pour estimer l'amplitude requise du courant de référence en contrôlant la tension du bus continu de l'onduleur [75].

Cependant, ces contrôleurs nécessitent un calcul mathématique linéaire précis du système, difficile à obtenir sous des variations paramétriques et des perturbations de charge. Depuis quelques années, de nombreuses méthodes de contrôle par intelligence artificielle (logique floue, Neuro-floue artificielle et algorithme génétique, etc.) sont proposées pour extraire le courant de référence du courant de ligne déformé [76-79].

Le contrôleur à logique floue est utilisé pour estimer l'amplitude du courant de référence et maintenir la tension continue de l'onduleur PWM presque constante. Cette méthode ne nécessite pas de calcul numérique précis ; il peut fonctionner avec des entrées imprécises et peut gérer la non-linéarité [80-82].

Les diverses techniques de contrôle de courant PWM-VSI sont proposées pour les applications de filtres actifs. David Brod a présenté un aperçu général du comportement et des limites inhérentes aux contrôleurs de courant PWM lors de la commande de courants dans une charge triphasée. Le contrôleur prédictif est le matériel le plus complexe et le plus étendu qui peut limiter la réponse dynamique du contrôleur [83].

Akira Nabae a proposé un nouveau schéma de contrôle qui n'est pas un contrôle prédictif mais un contrôle par rétroaction. Il est capable de supprimer le courant harmonique supérieur en régime permanent et de résoudre également le problème de réponse rapide du courant en régime transitoire [84].

Bimal K Bose, a proposé une technique de contrôle de courant à bande d'hystérésis adaptative d'un onduleur PWM alimenté en tension pour le système d'entraînement de la machine. Il maintient la fréquence de modulation à presque constante. Bien que la technique soit applicable aux entraînements à courant alternatif généraux et à d'autres types de charge, une charge de machine synchrone à aimant permanent intérieur est envisagée [85].

Marian a présenté deux nouvelles stratégies de contrôle simples pour le contrôleur de courant PWM-VSI. Les deux méthodes sont basées sur les comparateurs d'hystérésis à trois niveaux qui sélectionnent les vecteurs de tension de sortie de l'onduleur source de tension appropriés à travers une table à commutation à mémoire morte programmable électriquement [86].

CHAPITRE II : filtre actif parallèle, identification des courants harmoniques et commandes.

Dixon a modélisé différentes techniques de modulation de courant pour un onduleur à source de tension et les a évaluées de manière pratique. Il a utilisé un contrôleur d'échantillonnage périodique, un contrôleur de porteuse triangulaire et un contrôleur de courant d'hystérésis. Le contrôleur à porteuse triangulaire a revendiqué la meilleure distorsion harmonique et l'ondulation du courant plus faible que les autres méthodes. Cependant, cette méthode à gain proportionnel introduit des problèmes de dépassement. Le contrôleur d'échantillonnage périodique s'améliore avec des temps modérés et affiche de meilleures performances lorsque des commutateurs d'alimentation lents sont utilisés. La technique PWM de contrôle de courant instantané à bande d'hystérésis est couramment utilisé en raison de sa simplicité de mise en œuvre [87].

Bong-Hwan Kwon a présenté un nouveau contrôleur de courant à hystérésis basé sur la modulation vectorielle spatiale (SVM).

Cette technique utilise tous les avantages du contrôleur d'hystérésis et de la technique SVM. Le contrôleur détermine un ensemble de vecteurs spatiaux à partir d'un détecteur de région et applique un vecteur spatial sélectionné en fonction du contrôleur d'hystérésis principal. Un ensemble de vecteurs spatiaux comprenant le vecteur zéro pour réduire le nombre de commutations est déterminé à partir du signe de la fréquence de sortie et des signaux de sortie des trois comparateurs avec une bande d'hystérésis un peu plus grande que celle du contrôleur d'hystérésis principal [88].

G. H. Bode a implémenté un régulateur de courant à hystérésis à trois niveaux pour onduleur monophasé. Cela permet une réduction substantielle de l'amplitude et de la variation de la fréquence de commutation et améliore l'efficacité par rapport au contrôleur de courant à hystérésis à deux niveaux [89].

Murat Kale a utilisé un contrôleur de courant à bande d'hystérésis adaptatif pour le SAPF afin d'éliminer les harmoniques et de compenser la puissance réactive du redresseur triphasé. Le contrôleur de courant de bande d'hystérésis adaptatif modifie la largeur de bande d'hystérésis en fonction de la fréquence de modulation, de la tension d'alimentation, de la tension du bus continu et de la pente du courant de compensation de référence [90].

Cependant, ce contrôleur de courant adaptatif à hystérésis assure davantage de pertes de puissance de commutation dues à la haute fréquence, ce qui est résolu par le contrôleur de courant adaptatif à hystérésis flou.

B. Mazari a utilisé le contrôle d'hystérésis flou et l'optimisation paramétrique d'un SAPF. La technique de la bande d'hystérésis flou adaptative est utilisée pour dériver les signaux de

CHAPITRE II : filtre actif parallèle, identification des courants harmoniques et commandes.

commutation et également pour choisir la valeur optimale de l'inductance de découplage. Cette approche permet de définir une bande d'hystérésis systématique pour concevoir une commande de recherche utilisant la tension d'alimentation instantanée et le courant secteur comme variables d'entrée, la bande d'hystérésis comme variable de sortie pour maintenir la fréquence de modulation quasi constante [91].

Ces dernières années, les algorithmes de contrôle sont codés en langage de haut niveau et implémentés dans le processeur DSP/FPGA pour une performance efficace du SAPF [92-93]. Les impulsions de commutation PWM appliquées à l'onduleur PWM doivent répondre aux exigences des harmoniques de la charge et maintenir la tension continue constante. Par conséquent, le SAPF avec une charge non linéaire ne doit tirer que des courants sinusoïdaux équilibrés à facteur de puissance unitaire du secteur alternatif.

En conclusion nous pouvons souligner que les algorithmes d'identification des grandeurs harmoniques sont classés dans deux domaines, fréquentiel et temporel.

II.6.3. Domaine fréquentiel

Les algorithmes appartenant à ce domaine sont basés sur l'analyse de Fourier appliquée aux grandeurs distordues (courants ou tensions) afin d'en extraire les signaux de compensation. En utilisant la transformée de Fourier, les composantes harmoniques de compensation sont d'abord séparées des signaux harmoniques polluants et sont ensuite combinées pour générer les consignes. La fréquence de commutation des semi-conducteurs du filtre actif est généralement maintenue plus grande que deux fois la plus élevée des fréquences harmoniques dans l'objectif d'avoir une compensation effective. L'application *on-line* de la transformée de Fourier (système d'équations non linéaires) est un calcul encombrant ; il en résulte un temps de réponse relativement lent.

II.6.4 Domaine temporel :

Dans le domaine temporel les algorithmes sont basés sur la détermination instantanée des grandeurs de compensation des courants/tensions harmoniques.

Généralement, les courants de référence sont requis non seulement pour la compensation des courants harmoniques mais également pour remplacer les déficits de la puissance réactive et les fluctuations du bus continu du filtre actif. Fondamentalement, les différents schémas proposés essayent d'inclure la composante réactive afin d'éliminer les courants harmoniques et de corriger le facteur de puissance.

CHAPITRE II : filtre actif parallèle, identification des courants harmoniques et commandes.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait une étude détaillée du filtre actif parallèle de puissance. En premier lieu, nous avons étudié son principe de fonctionnement, ensuite sa structure générale

La modélisation du SAPF a été abordée ainsi que l'estimation de ses paramètres, la synthèse du régulateur afin de contrôler efficacement le bus continu.

Un état de l'art dans la deuxième partie a été présenté pour les différentes stratégies de commande, dans le prochain chapitre un autre type de commande sera exposé en détail en vue de commander notre filtre, il s'agit de la commande DPC.



Chapitre III

III.1 Introduction : La commande DPC (Direct Power Control) est une technique de commande de filtrage actif de puissance qui a été proposée pour la première fois en 1986 par Takahashi et Noguchi. Cette technique est similaire à la DTC (Direct Torque Control), une technique de commande utilisée dans les variateurs de vitesse des moteurs électriques.

La grande similitude entre une machine électrique, alimentée par un onduleur de tension triphasé, et le redresseur à MLI triphasé connecté au réseau, a permis de promouvoir cette technique de contrôle analogue au DTC. La commande DPC a été développée pour répondre aux limitations de la commande traditionnelle de filtrage actif de puissance, notamment la lenteur de réponse et la complexité de la commande. Elle utilise une approche directe pour réguler la puissance électrique en modifiant directement la valeur instantanée de la tension ou du courant d'entrée du convertisseur de puissance.

Le but était d'éliminer le bloc de modulation et les boucles internes en les remplaçant par un tableau de commutation dont les entrées sont les erreurs entre les valeurs de référence et les mesures effectuées.

Cette technique similaire, mais appliquée sur la puissance, était proposée et développée par [94] pour une application de contrôle des redresseurs en remplacement de la commande classique basée sur la régulation de boucles de courant. Dans cette nouvelle technique de commande, les variables contrôlées sont les puissances active et réactive instantanées. Le but commun de ce contrôle était d'assurer le prélèvement de courants sinusoïdaux tout en garantissant un facteur de puissance unitaire avec un contrôle découplé des puissances active et réactive on distingue deux types de structures de DPC proposées et étudiées dans la littérature.

Les auteurs de [93] [94] présentent une commande non linéaire à fréquence de commutation variable (régulateurs à hystérésis), plus connu sous le vocable DPC classique.

Malinowski dans [95] propose de remplacer la table de commutation par une modulation de type vectorielle (SVM space vector Modulation) afin d'obtenir une fréquence de commutation constante, d'où l'appellation DPC_SVM.

III.2 DPC classique

Le Contrôle direct de puissance (DPC) est basé sur le concept du contrôle direct du couple appliqué aux machines électriques. Le but est de contrôler directement la puissance active et réactive dans un redresseur MLI, le même principe a été appliqué pour contrôler le couple et le flux dans les machines électriques alternatives. Les régulateurs utilisés sont des comparateurs à hystérésis pour les erreurs des puissances active et réactive instantanées Δp et Δq . La sortie des régulateurs avec le secteur où se trouve la position du vecteur de tension du

réseau, constituent les entrées d'un tableau de commutation qui à son tour détermine l'état de commutation des interrupteurs, la référence de puissance active est obtenue à partir du régulateur de tension du bus continu. La figure III.1 montre le principe du contrôle direct de puissance (DPC classique).

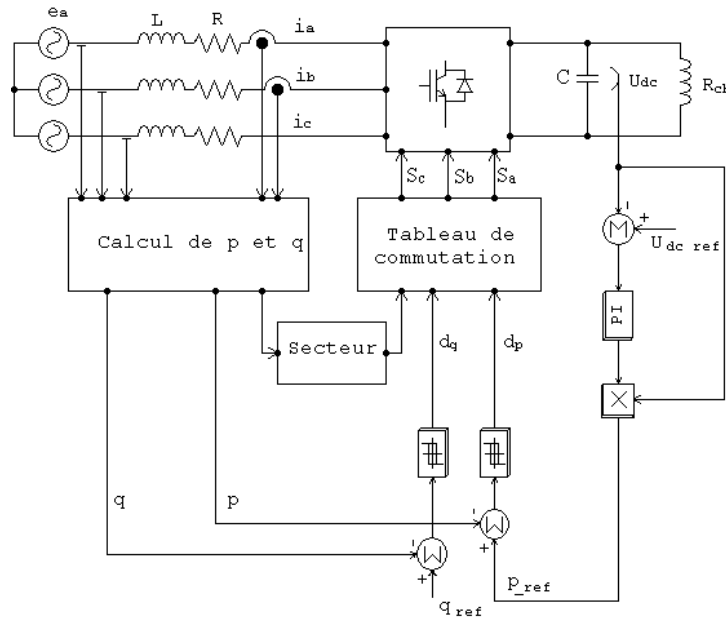


Figure III.1. Principe du contrôle direct de puissance

III.2.1 Tableau de commutation

Le tableau de commutations étudié et déterminé dans ce paragraphe a été déjà utilisé par les auteurs [96], en employant une technique relativement simple en divisant le plan en six secteurs. Afin d'améliorer la précision d'autres auteurs ont travaillé avec un plan à douze secteurs. [94] [97].

Si le référentiel tournant est aligné sur le vecteur de tension du réseau, les puissances active et réactive instantanées sont proportionnelles aux composantes des courants directs et en quadrature, comme on peut voir dans les équations suivantes.

$$p = e_d i_d$$

$$q = -e_q i_q$$

De l'équation IV.2, on peut déduire la variation du courant $:\Delta\bar{i}$:

$$L \frac{d\bar{i}}{dt} + R\bar{i} = \bar{e} - \bar{v} \tag{3.1}$$

$$\text{Donc : } \Delta\bar{i} \approx \frac{1}{L} \int_0^{T_{pwm}} (\bar{e} - \bar{v}(s_a, s_b, s_c)) dt \tag{3.2}$$

Où \bar{e} est la tension du réseau, \bar{v} est la tension de sortie du redresseur et R et L les paramètres du filtre de connexion de celui-ci.

La tension d'entrée du redresseur dépend des états de commutation (s_a, s_b et s_c). Selon la variation de ces derniers, huit vecteurs peuvent être utilisés : six vecteurs actifs ($v_1, v_2, v_3, v_4, v_5, v_6$) et deux vecteurs nuls (v_0 et v_7).

En considérant une différence constante, entre la tension du réseau et la tension du redresseur dans un intervalle déterminé (T_{pwm}), l'intégrale dans l'équation (IV.3) peut être simplifiée

Comme :
$$\Delta \bar{i} \approx \frac{T_{pwm}}{L} (\bar{e} - \bar{v}(s_a, s_b, s_c)) \tag{3.3}$$

La projection du vecteur $\Delta \bar{i}$ (colinéaire avec \bar{v}_1) sur le référentiel tournant donne les composantes du courant i_d et i_q , lesquelles définissent les variations des puissances active et réactive Δp et Δq , on rappelle que la tension du réseau reste constante donc on obtient l'équation suivante :

$$\Delta p = \Delta i_d \quad \text{et} \quad \Delta q = -\Delta i_q \tag{3.4}$$

Le signe de ces variations dépend bien sûr de la position du vecteur de la tension du réseau (\bar{e}) par rapport à la tension d'entrée du redresseur (\bar{v}). La figure III.2 montre les six vecteurs ($\bar{e} - \bar{v}$) qui déterminent l'évolution du courant pour un vecteur de tension du réseau donné, \bar{e} dans notre cas.

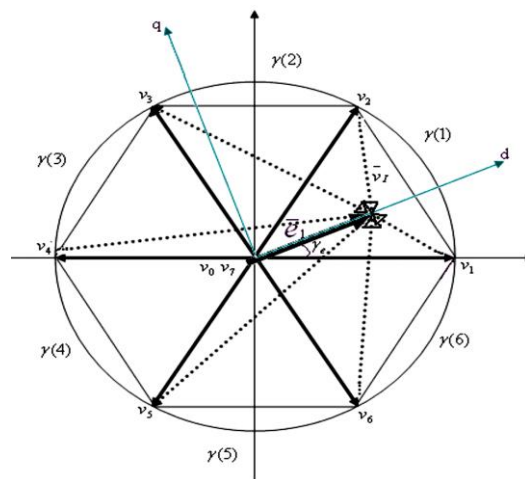


Figure III.2 Représentation des vecteurs de tensions qui déterminent les variations de courant

	$v(k-2)$	$v(k-1)$	$v(k)$	$v(k+1)$	$v(k+2)$	$v(k+3)$	$v(0,7)$
Δp	+	+	-	-	+	+	+
Δq	-	-	-	+	+	+	0

Tableau III.1. Variations de p et q en fonction de la position des vecteurs

Le tableau III.1 présente les signes des variations des puissances active et réactive instantanées pour chaque vecteur de tension d'entrée du redresseur selon le secteur (k) où se trouve la tension du réseau. En choisissant le vecteur de sortie adéquat, il est possible de sélectionner les signes de variation des puissances active et réactive de manière indépendante. Une analyse du tableau, montre que dans certains cas il y a plusieurs possibilités d'obtention d'un même incrément (les mêmes signes de Δp et Δq sont obtenus en appliquant différents vecteurs). Dans ces cas, le choix du vecteur de tension est celui qui provoque la variation de puissance la plus faible. Seuls, quatre vecteurs de tension : $v(k-1)$, $v(k)$, $v(k+1)$ et $v(k+2)$ répondent à ce critère.

Le choix du mode de commutation du redresseur est imposé par deux bandes d'hystérésis H_p , H_q de façon à ce que les erreurs, entre les valeurs de référence des puissances (p_{ref} et q_{ref}) et les valeurs mesurées, doivent rester dans ces bandes.

Pour parvenir à ce but, les erreurs des puissances active et réactive instantanées sont traitées par deux comparateurs à hystérésis de niveaux deux, dont les sorties (dp et dq) sont mises à 1 pour augmenter la variable de contrôle (p ou q) et à 0 pour quelle reste inchangée ou doit diminuer.

Une fois les valeurs de dp et dq sont obtenues et sachant le secteur où se trouve le vecteur de la tension, alors le choix du mode de commutation optimal est donné par le tableau.

dp	dq	e
0	0	$v(k)$
0	1	$v(k+1)$
1	0	$v(k-1)$
1	1	$v(k+2)$

Tableau III.2. Mode de commutation optimal du DPC classique à 6 secteurs.

III.2.2 Régulateurs à hystérésis

Le schéma de principe de la figure III.3 donne deux régulateurs à hystérésis à deux niveaux.

Pour réaliser le réglage des puissances active et réactive. L'un est influencé par l'erreur

$\Delta p = p_{ref} - p$ pour la puissance active. L'autre est influencé par l'erreur $\Delta q = q_{ref} - q$ pour la puissance réactive.

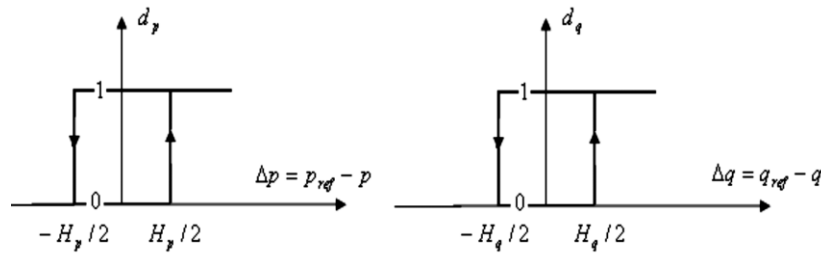


Figure III.3 Caractéristique des régulateurs à hystérésis à deux niveaux.

Les largeurs de la bande d'hystérésis ont une influence sur la performance de l'onduleur en particulier, sur la distorsion du courant harmonique, et sur la fréquence moyenne de commutation.

Le régulateur à hystérésis à deux niveaux pour la puissance instantanée réactive peuvent être décrits comme : $\Delta q > H_q$ donc $d_q = 1$

$$-H_q \leq \Delta q \leq +H_q \text{ et } \frac{d\Delta q}{dt} > 0 \text{ donc } d_q = 0 \quad (3.5)$$

$$-H_q \leq \Delta q \leq +H_q \text{ et } \frac{d\Delta q}{dt} < 0 \text{ donc } d_q = 1 \quad (3.6)$$

$$\Delta q < -H_q \text{ donc } d_q = 0$$

Et d'une manière similaire, le régulateur à hystérésis à deux niveaux pour la puissance active est régit par les équations suivantes :

$$\Delta p > H_p \text{ donc } d_p = 1$$

$$-H_p \leq \Delta p \leq +H_p \text{ et } \frac{d\Delta p}{dt} > 0 \text{ donc } d_p = 0 \quad (3.7)$$

$$-H_p \leq \Delta p \leq +H_p \text{ et } \frac{d\Delta p}{dt} < 0 \text{ donc } d_p = 1 \quad (3.8)$$

$$\Delta p < -H_p \text{ donc } d_p = 0.$$

III.2.3 Calcul des puissances instantanées :

Il y a trois méthodes pour calculer la puissance active et réactive :

- ❖ par la mesure des courants et des tensions,
- ❖ par estimation des tensions du réseau et mesure des courants,
- ❖ et enfin par estimation du flux virtuel et mesure des courants.

III.2.3.1 Calcul de puissance instantanée par capteurs de tension du réseau et de courant

Les puissances instantanées sont déterminées par les formules classiques suivantes :

$$p = \text{Re}(\bar{e}i^*) \quad (3.9)$$

$$\text{et } q = \text{Im}(\bar{e}i^*) \quad (3.10)$$

où p : la puissance active instantanée (aussi appelée puissance réelle),

et q : la puissance réactive instantanée (aussi appelée puissance imaginaire),

e et i : respectivement vecteur de tension et vecteur de courant de ligne et le symbole $*$ dénote le conjugué.

Ainsi, les puissances active et réactive instantanées totales sont calculées comme suit :

$$p = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} [(e_b - e_c) i_a + (e_c - e_a) i_b + (e_a - e_b) i_c] \quad (3.11)$$

La diminution du coût de l'installation peut être obtenue par l'absence de capteurs de mesure de la tension. Deux techniques sont proposées dans la littérature pour réaliser 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.
- ❖ par estimation du flux virtuel comme méthode d'estimation des tensions du réseau, à partir aussi des tensions du convertisseur et du filtre [94].

III.2.3.2 Calcul des puissances instantanées par estimation de la tension du réseau

Le contrôle direct la puissance (DPC) est fondamentalement basé sur l'estimation de la tension, obtenue à partir de l'équation IV.8. Cette technique a été proposée par les auteurs des articles [NO-98] :

$$\hat{e}_{a,b,c} = U_{dc} S_{a,b,c} + L \frac{di_{a,b,c}}{dt} \quad (3.12)$$

Le premier terme de l'équation représente la tension du redresseur et le deuxième terme la tension dans le filtre de raccordement (le paramètre résistif du filtre peut être négligé) et ou :

$\hat{e}_{a,b,c}$ Représente le vecteur instantané de la tension du réseau estimé.

U_{dc} est la tension du bus continu.

$S_{a,b,c}$ le états de commutation.

L est l'inductance du filtre de connexion.

Le calcul des puissances actives et réactives instantanées est donné par les équations suivantes :

$$p = U_{dc} (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) + L \left(\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c \right) \quad (3.13)$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ -U_{dc} [S_a(i_b - i_c) + S_b(i_c - i_a) + S_c(i_a - i_b)] + 3L \left(\frac{di_a}{dt} i_c - \frac{di_c}{dt} i_a \right) \right\} \quad (3.14)$$

Malgré la simplicité, cette méthode d'estimation de puissance à plusieurs inconvénients tels que l'évaluation de la puissance dépend de l'état de commutation et par conséquent le calcul de la puissance doit être évité au moment de commutation, en raison de l'erreur élevée de l'estimation.

III.2.3.3 Calcul des puissances instantanées par estimation du flux virtuel [94]

Le flux virtuel, en plus d'être présent pour la synchronisation, est aussi utilisé pour le calcul des puissances instantanées. Ainsi, l'intégration de la tension réseau (à partir de la tension du filtre et du convertisseur) génère un vecteur de flux virtuel dans les coordonnées $\alpha\beta$. La chute de tension dans la résistance a été négligée aussi.

$$\Psi_\alpha = \int e_\alpha dt = \int \left(v_\alpha - L \frac{di_\alpha}{dt} \right) dt \quad (3.15)$$

$$\Psi_\beta = \int e_\beta dt = \int \left(v_\beta - L \frac{di_\beta}{dt} \right) dt$$

Où Ψ est le flux estimé et v la tension du convertisseur. en considérant la tension de l'onduleur en coordonnées $\alpha\beta$, l'expression du flux virtuel devient la suivante:

$$\Psi_\alpha = \int \left(\sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \right) dt - Li_\alpha \quad (3.16)$$

$$\Psi_\beta = \int \left(\sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} (S_b - S_c) \right) dt - Li_\beta \quad (3.17)$$

on obtient la tension à partir du flux virtuel estimé :

$$\bar{e} = \frac{d}{dt} \bar{\Psi} = \frac{d\Psi}{dt} e^{j\omega t} + j\omega \Psi e^{j\omega t} = \frac{d\Psi}{dt} e^{j\omega t} + j\omega \bar{\Psi} \quad (3.18)$$

ou $\bar{\Psi}$ est le vecteur du flux estimé et Ψ l'amplitude du flux estimé.

Cette méthode opère dans les coordonnées $\alpha\beta$. ainsi les puissances instantanées sont calculées de la façon suivante :

$$p = e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta \quad (3.19)$$

$$q = \Psi_\beta i_\alpha - e_\alpha i_\beta \quad (3.20)$$

Sachant que pour des tensions presque sinusoïdales et équilibrées les dérivées de l'amplitude du flux sont nulles, les puissances actives et réactives instantanées sont calculées par l'équation ci-dessous.

$$p = w(\Psi_{\alpha}i_{\beta} - \Psi_{\beta}i_{\alpha}) \quad (3.21)$$

$$q = w(\Psi_{\alpha}i_{\alpha} + \Psi_{\beta}i_{\beta}) \quad (3.22)$$

Cette méthode présente des avantages par rapport à la méthode de la tension et par conséquent elle permet de travailler avec une fréquence d'échantillonnage plus réduite (les discontinuités de l'estimation de la tension du convertisseur sont filtrées par l'intégrateur qui se comporte comme un filtre passe bas) et d'obtenir des meilleures performances lorsque la tension du réseau est perturbée.

III.3 DPC avec modulation vectorielle

Pour éliminer les inconvénients de la DPC classique, en travaillant à fréquence de commutation constante, on utilise un modulateur de tension (au lieu d'un tableau de commutations) [97].

La modulation vectorielle SVM (Space Vector Modulation) utilisée avec la DPC devient alors DPC-SVM (Direct Power Control with Space Vector Modulation,) dont le principe varie légèrement par rapport au contrôle précédent. A la place des comparateurs à hystérésis, deux correcteurs de type PI (en repère tournant) pour les puissances active et réactive sont ajoutés. A la sortie des PI et après une transformation de coordonnées, une modulation vectorielle a été introduite comme le montre la figure III.4.

Cette technique de contrôle permet de travailler avec une fréquence d'échantillonnage réduite et à une fréquence de commutation constante et enfin une inductance plus faible. La limitation de la dynamique du courant est assurée par le modulateur. Cette méthode permet aussi d'améliorer les performances dynamiques du système.

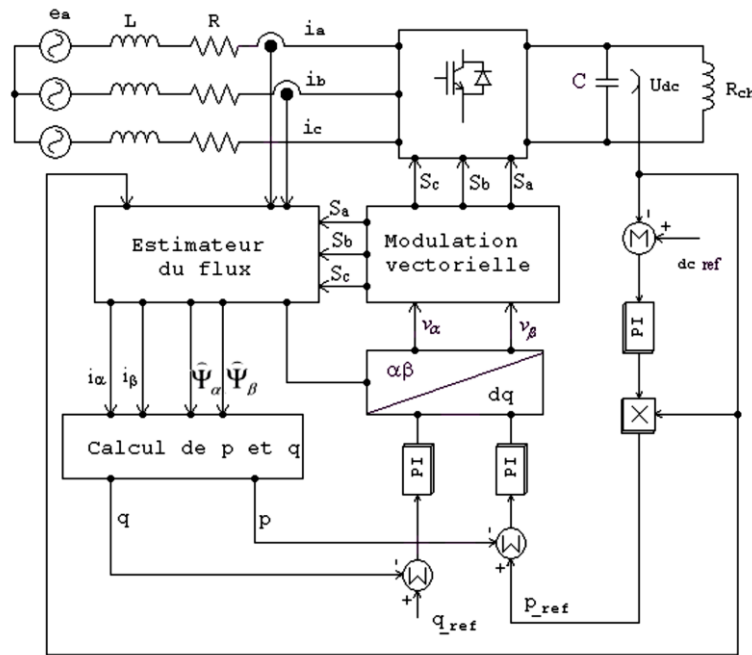


Figure III.4. Schéma bloc d'un redresseur MLI avec la DPC avec modulation vectorielle.

En ce qui concerne le calcul des puissances instantanées, les mêmes méthodes que celles proposées pour le cas du DPC classique sont reconduites.

III.3.1 Contrôleur de courant à hystérésis fixe :

Pour générer le mode de commutation de l'onduleur, on peut avoir recours à l'utilisation du contrôleur de courant à hystérésis fixe pour le SAPF.

Le contrôleur de courant d'hystérésis peut être classé en deux et trois niveaux.

III.3.2 Régulateur de courant à hystérésis à deux niveaux :

Le contrôleur de courant à hystérésis conventionnel fait fonctionner l'onduleur de source de tension en comparant l'erreur de courant $e(t)$ aux bandes à hystérésis fixe. Ce schéma bloc du contrôleur de courant à hystérésis à deux niveaux est illustré à la figure III.5 (a). L'erreur de courant est la différence entre le courant de référence et le courant réel. Si le courant d'erreur dépasse la limite supérieure de la bande d'hystérésis, l'interrupteur supérieur du bras de l'inverseur est bloqué et l'interrupteur inférieur est passant. En conséquence, le courant commence à décroître [98-99]. La figure III.5 (b) montre les impulsions de commutation ON et OFF pour piloter l'onduleur de puissance active. Si le courant d'erreur franchit la limite inférieure de la bande, l'interrupteur inférieur est bloqué et l'interrupteur supérieur est passant. En conséquence, le courant revient dans la bande d'hystérésis. Par conséquent, le courant réel est forcé de suivre le courant de référence dans la bande d'hystérésis.

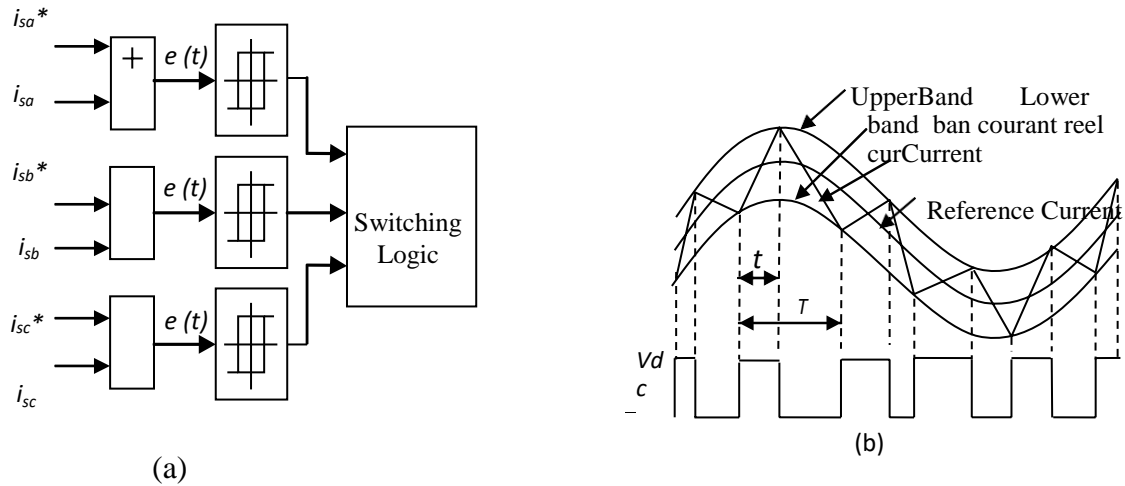


Figure III.5. Block diagram of (a) two-level HCC and (b) modèle de commutation à deux niveaux

La performance de commutation de la phase A est définie comme suit :

$$S = \begin{cases} OFF & \text{if } i_{sa}(t) > i_{sa}^*(t) + HB \\ ON & \text{if } i_{sa}(t) < i_{sa}^*(t) - HB \end{cases} \quad (3.23)$$

D'une manière identique, les performances de commutation des dispositifs de la phase B et de la phase C peuvent être déduites en fonction de la bande l'hystérésis HB. Les contrôleurs d'hystérésis à deux niveaux sont largement utilisés pour les applications de filtrage actif, car le circuit est très simple [99]. Cependant, il n'utilise pas de tension nulle du côté cc de l'onduleur, seules les tensions d'alimentation continues positives et négatives sont utilisées pour générer les impulsions de commutation requises. Il est bien connu que les performances harmoniques de la modulation à deux niveaux sont inférieures à celle de la modulation à trois niveaux. La modulation à deux niveaux génère des harmoniques de bande latérale importants autour de la fréquence de commutation. Pour surmonter les problèmes, la modulation d'hystérésis à trois niveaux est implantée avec un processus de commutation à trois niveaux.

III.3.4 Régulateur de courant à hystérésis à trois niveaux

La mise en œuvre du contrôleur d'hystérésis de modulation à trois niveaux est définie comme supérieure et les limites de chevauchement de la bande inférieure et le déplacement du petit courant de décalage.

Chaque fois que l'erreur de courant e(t) franchit une limite d'hystérésis extérieure, la sortie de l'onduleur est réglée sur une sortie positive ou négative active pour forcer une inversion de l'erreur de courant. De même, chaque fois que l'erreur de courant atteint une limite

d'hystérésis intérieure, la sortie de l'onduleur est mise à zéro et l'erreur de courant sera forcée d'inverser la direction sans atteindre la limite extérieure suivante. Si la sélection de la sortie zéro n'inverse pas la trajectoire du courant, elle continuera à travers la limite d'hystérésis intérieure jusqu'à la limite extérieure suivante, où une sortie d'inverseur actif de polarité opposée sera contrôlée et le courant s'inversera dans n'importe quelle direction [100]. Le processus de commutation basé sur HCC à trois niveaux est illustré à la Figure III.7 L'erreur de courant est délimitée entre les limites d'hystérésis supérieure-interne et inférieure-externe pour une sortie positive de l'onduleur. De même, l'erreur de courant est délimitée entre les limites d'hystérésis inférieure-intérieure et supérieure-externe pour une sortie d'inverseur négative.

La mise en œuvre du contrôleur d'hystérésis par modulation à trois niveaux est définie comme les limites de chevauchement des bandes supérieures et inférieures et le déplacement du petit courant de décalage.

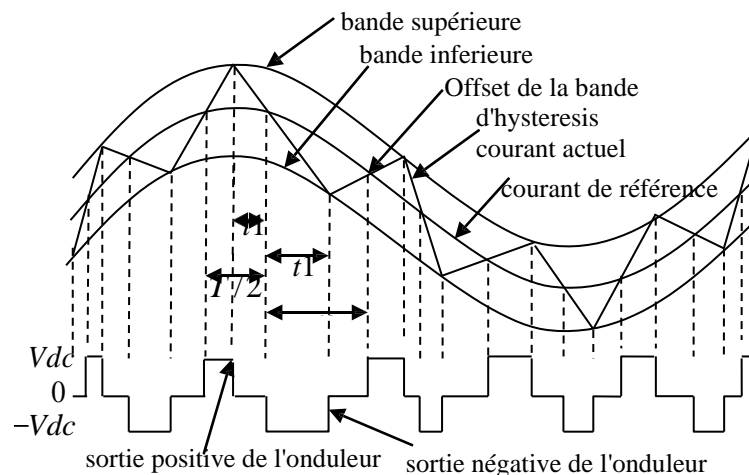


Figure III.6. Schémas de commutation du HCC à trois niveaux

Un cycle de commutation complet du HCC à deux niveaux va de $0 \rightarrow t_1 \rightarrow T$; tandis que le cycle de commutation HCC à trois niveaux va de $0 \rightarrow t_1 \rightarrow T / 2$. Le processus de commutation introduit une erreur de décalage cc positive ou négative dans le courant de sortie moyen, qui dépend de la polarité de la tension de sortie active. Cependant, cette erreur peut être corrigée en ajoutant un facteur de compensation de la moitié du décalage de la bande d'hystérésis amplitude à la référence de courant de phase. La polarité de ce facteur de compensation est déterminée par la polarité de la sortie active de l'onduleur la plus récente. En d'autres termes, il est positif lorsque la sortie positive de l'onduleur est utilisée et vice-versa.

Les avantages de la bande d'hystérésis fixe sont une conception simple, une stabilité inconditionnelle et une grande précision. Cependant, le contrôle du courant avec une bande d'hystérésis fixe présente l'inconvénient de la caractéristique de fréquence de découpage qui est variable. La pente de la forme d'onde du courant peut varier largement et l'amplitude de crête de la forme d'onde du courant peut dépasser la bande d'hystérésis.

Par conséquent, les interrupteurs de l'onduleur fonctionneront à une fréquence de commutation élevée afin de suivre le courant de référence. De plus, la fréquence de commutation variable rend difficile la conception de l'inductance de connexion et la sélection de la valeur de la tension du condensateur de liaison cc. Cette fonction de commutation imprévisible affecte l'efficacité et la fiabilité du filtre actif parallèle. Le Régulateur de courant à bande d'hystérésis adaptatif surmonte les démérites du régulateur à bande d'hystérésis fixe [101]. Ce HCC adaptatif modifie la bande passante en concordance avec la variation instantanée du courant.

III.3. Tableau de commutation

La table de commutation peut être considérée comme le cœur de la commande directe en puissance. Elle sélectionne un vecteur de tension de l'onduleur approprié pour permettre le déplacement des puissances active et réactive instantanées dans la direction désirée, en se basant aussi sur la position du vecteur de la tension de la source et des erreurs des puissances active et réactive.

Sp	Sq	θ_{01}	θ_{02}	θ_{03}	θ_{04}	θ_{05}	θ_{06}	θ_{07}	θ_{08}	θ_{09}	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
1	0	V5	V5	V6	V6	V1	V1	V2	V2	V3	V3	V4	V4
1	1	V3	V3	V4	V4	V5	V5	V6	V6	V1	V1	V2	V2
0	0	V6	V1	V1	V2	V2	V3	V3	V4	V4	V5	V5	V6
0	1	V1	V2	V2	V3	V3	V4	V4	V5	V5	V6	V6	V1

Tableau III.3 : Table de commutation de la DPC adaptée

La synthèse de la table de commutation est basée sur les signes des dérivées des puissances active et réactive dans chaque secteur. [102]

Pour chaque secteur, le changement de la puissance réactive est positif pour trois vecteurs, négatif pour trois vecteurs, et zéro pour V0, V7. Le signe du changement de la puissance

active est positif pour quatre vecteurs, négatif pour deux ou trois vecteurs. Par exemple, pour le premier secteur les vecteurs qui influent sur le signe du changement des puissances active et réactive sont résumés dans le Tableau III.2.

$\bar{P} > 0$	$\bar{P} < 0$	$\bar{q} < 0$	$\bar{q} > 0$	$\bar{P} = 0$
V3, V4, V5, V0	V1, V6	V1, V2, V3	V4, V5, V6	V0, V7

Tableau III.4 : Changement des puissances active et réactive dans le secteur « 1 »

Pour chaque combinaison des signaux de sortie d'hystérésis, Sp et Sq, les vecteurs de tension choisis pour le secteur 1 sont montrés dans le Tableau III.3.

Secteur 1	\bar{q}		
		$> 0 \leftrightarrow Sq=1$	$< 0 \leftrightarrow Sq=0$
\bar{P}	$> 0 \leftrightarrow Sp=1$	V3, V2	V4, V5
	$< 0 \leftrightarrow Sp=0$	V1	V6

Tableau III.5 Vecteurs de commande sélectionnée pour θ_1

Le même raisonnement est utilisé pour la sélection des vecteurs de commande pour les autres secteurs

III.4 Choix du secteur :

La connaissance du secteur de la tension estimée est nécessaire pour déterminer les états de commutation optimale. Pour cela, le plan de travail (α, β) est divisé en 12 secteurs figure (III.15), ces derniers peuvent être déterminés par la relation suivante :

$$(n - 2) \frac{\tau}{6} < \theta n < (n - 1) \frac{\tau}{6} \quad n = 2 \dots 12; \tag{3.24}$$

Où : n est le numéro du secteur

Le numéro du secteur est déterminé instantanément par la position de vecteur tension donnée par : [12]

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{v_\beta}{v_\alpha} \right) \tag{3.25}$$

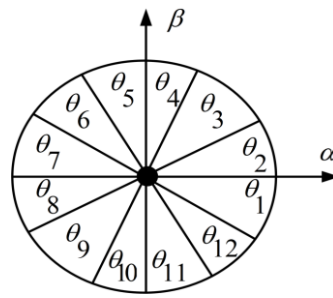


Figure III.7 : Représentation du vecteur de la tension dans le plan de l'espace vectoriel (α, β) divisé en douze (12) secteurs

On utilise les secteurs pour optimiser les commutations des convertisseurs, et cela par le choix des vecteurs adjacents. On divise le plan en 12 secteurs pour plus de précision et aussi pour éviter les problèmes qu'on rencontre aux frontières de chaque vecteur de commande.

III.5 boucles à verrouillage de phase (P.L.L.) et contrôle du bus continu

La boucle de verrouillage de phase (Phase Locked Loop) et la boucle de régulation de la tension du bus continu (tension de la capacité) du SAPF, sont indispensables pour toutes les stratégies de commande développées.

Afin de contrôler les échanges de puissance, l'onduleur doit toujours être synchronisé avec le réseau. Pour améliorer la qualité de l'énergie au niveau du réseau tout en assurant un facteur de puissance quasi-unitaire, la génération d'un signal sinusoïdal en phase avec la tension d'alimentation est nécessaire pour la détermination des courants des références

Cependant, le système de tension auquel, nous avons accès (cas du SAPF) est celui mesuré au niveau du point de raccordement (PCC), c'est-à-dire (V_s). Lorsque la charge est non linéaire, elle absorbe des courants non sinusoïdaux qui génèrent des harmoniques de courant, dégradant ainsi la tension au point commun de connexion (PCC). De plus, si les courants absorbés par la charge sont déséquilibrés, un système inverse de tension apparaît au niveau de PCC. Par conséquent, des composantes harmoniques risquent de subsister dans le courant de source (I_s) après compensation. Pour pallier ce problème et parmi les méthodes envisageables, il en existe deux fréquemment utilisées. La première consiste à filtrer la tension mesurée [103]. L'inconvénient de cette méthode est qu'elle génère un déphasage non négligeable, qui est d'autant plus important que la fréquence de coupure du filtre passe-bas est faible et que l'ordre est élevé. La seconde méthode est basée sur la détection du passage par zéro de la tension et la reconstruction d'un signal sinusoïdal unitaire qui sera utilisé pour l'obtention de la référence [103]. Ce procédé est plus performant que le précédent, cependant les moyens matériels mis en œuvre sont plus conséquents et l'information concernant l'amplitude du fondamental de la tension (V_s) est inexistante. En plus, cette solution est

difficilement exploitable si le signal contient des perturbations HF, ce qui rend la localisation du passage par zéro délicate.

Le principe de la technique utilisée dans ce travail consiste à réaliser un générateur de signaux dont le rôle est d'extraire le système de tension direct avec un minimum de distorsion, à partir des tensions mesurées au point de raccordement. Une boucle de verrouillage de phase (P.L.L.) triphasée réalise l'asservissement d'un angle de phase arbitraire à l'angle de phase de référence [104], [105].

III.5.1 Structure de la P.L.L. classique

La P.L.L est un élément clef dans les nouvelles techniques de commande en électronique de puissance. Elle est utilisée comme un moyen pour récupérer les informations de la phase et de la fréquence. La forme de base de la P.L.L est présentée sur la figure III.8, contenant un détecteur de phase (PD), un filtre de la boucle (LF) et un oscillateur de tension contrôlée (VCO). [9]

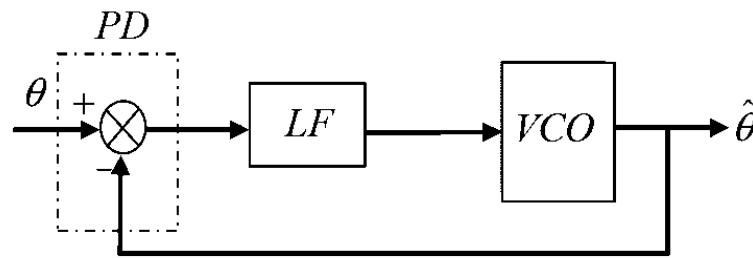


Figure III.8 schéma de la PLL classique

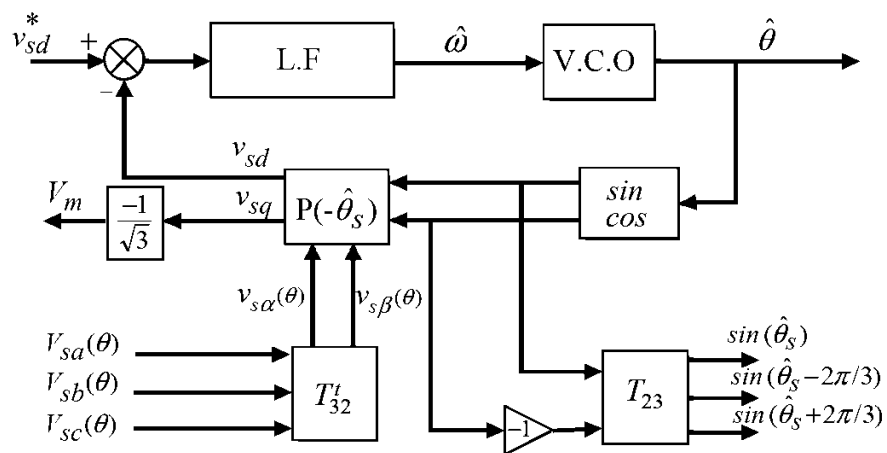


FIG. III.9 Synoptique détaillée de la P.L.L classique.

Plusieurs techniques de P.L.L. ont été développées, la figure III.9 représente le synoptique détaillée de la P.L.L classique utilisée. Cette méthode détecte les paramètres de la composante fondamentale ($\hat{\theta}, V_m$) des tensions de sources données par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sa}(\theta) \\ V_{sb}(\theta) \\ V_{sc}(\theta) \end{bmatrix} = \sqrt{2} \cdot V_m \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \text{avec } \theta = \omega \cdot t \quad (3.26)$$

Où ω est la pulsation du terme fondamental de la tension et V_m sa valeur efficace.

Les tensions simples $v_{s_{abc}}(\theta)$, mesurées au point de raccordement, subissent en premier lieu la transformation de Concordia qui permet de passer d'une structure triphasée à la structure diphasée équivalente dans un repère de coordonnées (α, β) et qui s'écrit comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha}(\theta) \\ v_{\beta}(\theta) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa}(\theta) \\ v_{sb}(\theta) \\ v_{sc}(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

$$\text{il en résulte : } \begin{bmatrix} v_{\alpha}(\theta) \\ v_{\beta}(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3}V_m \cdot \sin(\theta) \\ \sqrt{3}V_m \cdot \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Où V_m est la valeur efficace de la tension de source. Ces grandeurs peuvent être obtenues dans le référentiel tournant synchrone en appliquant la transformation de Park suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \\ -\sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

$$\text{D'où on obtient : } \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{3}V_m \begin{bmatrix} \sin(\theta - \hat{\theta}) \\ -\cos(\theta - \hat{\theta}) \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

La P.L.L. sera verrouillée lorsque l'angle estimé $\hat{\theta}$ sera égal à q . Dans ce cas :

$v_{sd} = 0$ et $v_{sq} = -\sqrt{3}V_m$ Donc, il est possible de contrôler q en régulant v_{sd} à zéro.

L'expression de la pulsation $\hat{\omega}$ de la figure III.9 est donnée par :

$$\hat{\omega} = \frac{d\hat{\theta}}{dt} = F_{LF}(s)\sqrt{3}V_m(\theta - \hat{\theta}) \quad (3.31)$$

Où $F_{LF}(s)$ représente le filtre de la boucle (régulateur PI), qui est exprimé dans ce cas par la fonction de transfert suivante :

$$F_{LF}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = k_p \frac{(1+\tau_i s)}{\tau_i s} \quad (3.32)$$

Alors la position angulaire $\hat{\theta}$ à la sortie du VCO sera :

$$\hat{\theta} = \frac{1}{s} \hat{\omega} \quad (3.33)$$

Afin de déterminer les paramètres du régulateur PI, la synoptique de la figure III.8 peut être simplifiée pour être similaire à celui de la figure III.9 comme il apparaît sur le schéma de la figure III.10 :

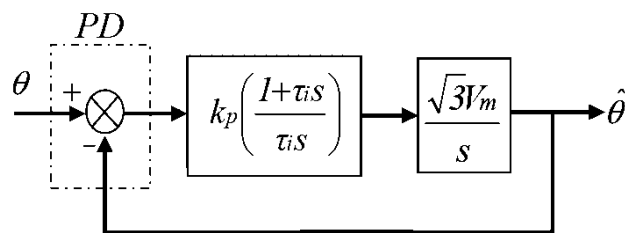


Figure. III.10 Schéma simplifié de la P.L.L.

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

$$\frac{\hat{\theta}(s)}{\theta(s)} = \frac{\sqrt{3}V_m k_p \left(\frac{1+\tau_i s}{\tau_i s}\right) \frac{1}{s}}{1 + \sqrt{3}V_m k_p \left(\frac{1+\tau_i s}{\tau_i s}\right) \frac{1}{s}} \quad (3.34)$$

La fonction de transfert trouvée peut s'identifier avec le système général du deuxième ordre donné par :

$$F(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.35)$$

Les paramètres de $F_{LF}(s)$ s'expriment comme suit :

$$k_p = \frac{2\xi\omega_n}{\sqrt{3}V_m} \quad \text{et} \quad \tau_i = \frac{2\xi}{\omega_n} \quad (3.36)$$

Afin de réaliser un bon compromis entre la stabilité et les performances dynamiques, les valeurs suivantes sont retenues :

$$\xi = 0.707 \quad f_n = \frac{\omega_n}{2\pi} = 50\text{Hz}, \text{ donc : } k_p = 1.07, \tau_i = 4.5 \cdot 10^{-3} \text{ s} \quad (3.37)$$

III.6. Calcul de la bande d'hystérésis HB.

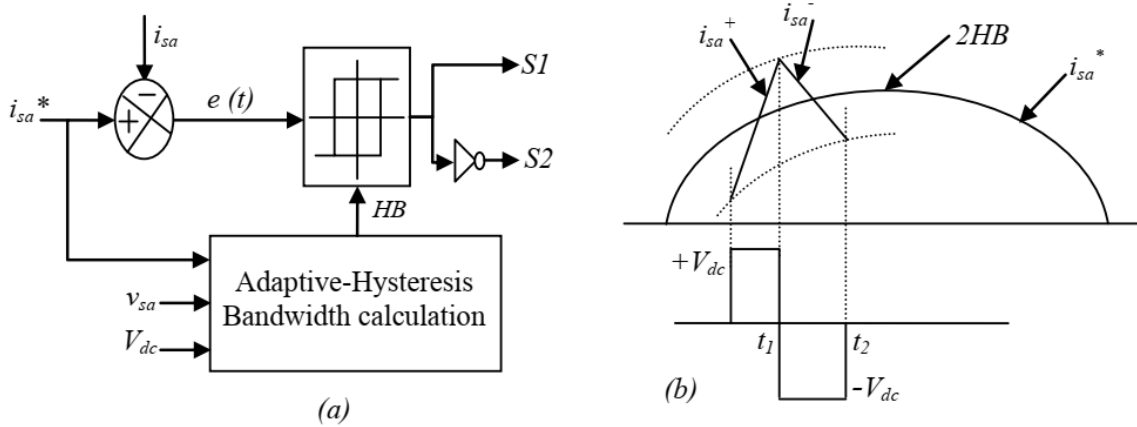


Figure.III.11. (a) Block diagram of an adaptive-HCC and (b) Single line switching function

La figure III.11 (a) montre le schéma fonctionnel du générateur d'impulsions de la PWM basé sur le HCC adaptatif pour la commutation de l'onduleur de source de tension.

Lorsque l'erreur de courant $e(t)$ dépasse la limite supérieure de la bande d'hystérésis adaptative, l'interrupteur inférieur est passant. Si l'erreur de courant franchit la limite inférieure de la bande d'hystérésis adaptative, l'interrupteur supérieur est passant. Par conséquent, le courant réel est forcé de suivre le courant de référence dans la bande d'hystérésis. La figure III.11 (b) montre la représentation de commutation de ligne unique du flux d'alimentation côté alternatif du filtre actif parallèle. Les équations suivantes peuvent être écrites pour l'intervalle de commutation t_1 et t_2 [106-107].

$$\begin{aligned} \frac{di_{sa}^+}{dt} &= \frac{1}{L} (V_{dc} - v_s) \\ \frac{di_{sa}^-}{dt} &= -\frac{1}{L} (V_{dc} + v_s) \end{aligned} \quad (3.38)$$

Ou L représente l'inductance de phase, i_{sa}^+ et i_{sa}^- sont les segments de courant respectivement montant et descendant à partir de la figure III.20 (b) les équations suivantes peuvent être écrites en respectant les intervalles de commutation.

$$\frac{di_{sa}^+}{dt} t_1 - \frac{di_{sa}^*}{dt} t_1 = 2HB \quad (1) \quad (3.39)$$

$$\frac{di_{sa}^-}{dt} t_2 - \frac{di_{sa}^*}{dt} t_2 = -2HB \quad (2) \quad (3.40)$$

$$t_1 + t_2 = T_c = 1/f_c \quad (3.41)$$

Ou t_1 et t_2 les temps respectifs de commutation, et f_c la fréquence de modulation. En additionnant les équations (1) et (2), on obtient :

$$\frac{di_{sa}^+}{dt} t_1 + \frac{di_{sa}^-}{dt} t_2 - \frac{di_{sa}^*}{dt} (t_1 + t_2) = 0 \quad (3) \quad (3.42)$$

En substituant les valeurs de $\frac{di_{sa}^+}{dt}$ et $\frac{di_{sa}^-}{dt}$ dans l'équation (3) on obtient :

$$\frac{V_{dc} - v_s}{L} t_1 - \frac{V_{dc} - v_s}{L} t_2 - \frac{di_{sa}^*}{dt} (t_1 + t_2) = 0 \quad (4) \quad (3.43)$$

Après simplification et substitution de $(t_1 + t_2) = 1/f_c$ dans l'équation (4)

$$\frac{V_{dc}}{L} (t_1 - t_2) - \frac{v_s}{L} (t_1 + t_2) - \frac{1}{f_c} \frac{di_{sa}^*}{dt} = 0 \quad (5) \quad (3.44)$$

$$(t_1 - t_2) = \frac{L}{V_{dc}} \frac{1}{f_c} \left(\frac{v_s}{L} + \frac{di_{sa}^*}{dt} \right) \quad (6) \quad (3.45)$$

En soustrayant (2) de (1) on obtient : $\frac{di_{sa}^+}{dt} t_1 - \frac{di_{sa}^-}{dt} t_2 - \frac{di_{sa}^*}{dt} (t_1 - t_2) = 4HB$ (7) (3.46)

Remplaçons les valeurs de $\frac{di_{sa}^+}{dt}$ et $\frac{di_{sa}^-}{dt}$ dans l'équation (7), nous obtenons :

$$\frac{V_{dc} - v_s}{L} t_1 + \frac{V_{dc} + v_s}{L} t_2 - \frac{di_{sa}^*}{dt} (t_1 - t_2) = 4HB \quad (8) \quad (3.47)$$

en simplifiant nous obtenons : $\frac{V_{dc}}{L} (t_1 + t_2) - \frac{v_s}{L} (t_1 - t_2) - \frac{di_{sa}^*}{dt} (t_1 - t_2) = 4HB$ (9) (3.48)

En simplifiant d'avantage et en substituant $(t_1 + t_2) = 1/f_c$ dans l'équation (9)

$$\frac{V_{dc}}{f_c L} - (t_1 - t_2) \left(\frac{v_s}{L} + \frac{di_{sa}^*}{dt} \right) = 4HB \quad (10) \quad (3.49)$$

Remplaçons la valeur de $(t_1 - t_2)$ dans l'équation (11) (3.50)

$$\frac{V_{dc}}{f_c L} - \frac{1}{V_{dc}} \frac{L}{f_c} \left(\frac{v_s}{L} + \frac{di_{sa}^*}{dt} \right)^2 = 4HB \quad (12) \quad (3.51)$$

Simplifions cette équation : $HB = \frac{1}{4} \left[\frac{V_{dc}}{f_c L} - \frac{L}{V_{dc} f_c} \left(\frac{v_s}{L} + \frac{di_{sa}^*}{dt} \right)^2 \right]$ (3.52)

Après simplification nous obtenons :

$$HB = \frac{1}{4} \frac{V_{dc}}{f_c L} \left[1 - \frac{L^2}{V_{dc}^2} \left(\frac{v_s}{L} + m \right)^2 \right] \quad (13) \quad (3.53)$$

ou v_s est la tension d'alimentation, V_{dc} la tension du bus continu, l'inductance de couplage $m = \frac{di_{sa}^*}{dt}$ est la pente du signal du courant de référence. La bande d'hystérésis peut alors être modulée en différents points de la fréquence fondamentale pour contrôler les instants de

commutation de l'onduleur. La largeur de la bande d'hystérésis calculée est appliquée à l'opération de commutation du contrôleur de courant à hystérésis.

Le calcul de la bande d'hystérésis HB est appliqué à l'opération de commutation du contrôleur de courant d'hystérésis HCC. L'opération de commutation est créée par la fonction S - fonction de MATLAB et adoptée par le modèle simulink pour produire les impulsions de commutation pour piloter l'onduleur.

La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de la tension du condensateur du circuit intermédiaire, de l'inductance de couplage de la configuration du filtre actif parallèle le modèle simulink du contrôleur adaptatif de courant de la bande d'hystérésis est donné par la figure III.12

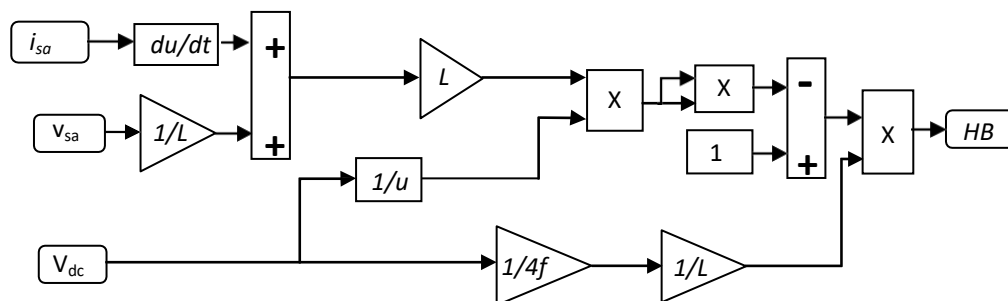


Figure.III.12 Schéma de calcul de la bande d'hystérésis adaptative

Ce dernier provoque plus de pertes de commutations à cause de la fréquence élevée, par conséquent l'utilisation du contrôleur flou associé au contrôleur de courant de la bande d'hystérésis adaptatif est sollicité pour résoudre ce problème.

Le contrôleur flou adaptatif de la bande d'hystérésis calcule effectivement la bande d'hystérésis avec l'aide du contrôleur flou et réduit les pertes par commutation.

III.7. Adaptive-fuzzy hysteresis current controller.

Pour améliorer les performances du SAPF sans la connaissance précises de ces paramètres (l'inductance d'interconnexion, la tension du condensateur de liaison), la valeur de la bande d'hystérésis peut être mise en œuvre par un contrôleur flou [106] [107-108].

Le schéma du bloc fonctionnel du contrôleur adaptatif fuzzy logic HCC est montré dans la figure III.13 (a)

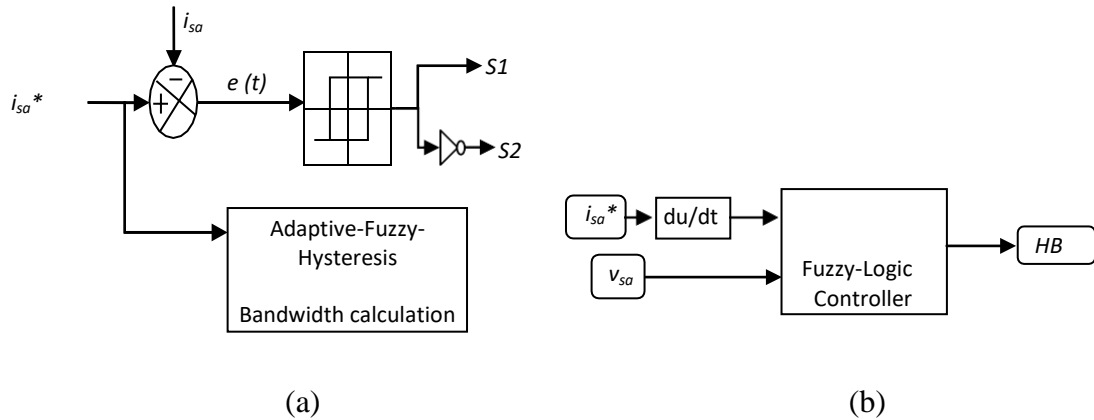


Figure.III.13 schéma fonctionnel du (a) flou adaptative-HCC et (b) traitement flou
 La largeur de la bande d'hystérésis est modulée en fonction de la pente du courant de référence et de la tension d'alimentation. La pente de la référence du courant di_{sa}^*/dt et de la tension d'alimentation v_s sont utilisés comme entrées pour le traitement du contrôleur flou comme montrés dans la figure III.13 (b). La bande d'hystérésis HB adaptative à base de contrôleur flou est la sortie du contrôleur flou. Ce concept sera détaillé dans le prochain chapitre. [109]

III.8.Résultats de simulation :

Le Contrôle Direct de Puissance classique (DPC), selon le schéma de la figure III.14. Afin de valider l'efficacité de la stratégie DPC associée à un régulateur PI de la tension DC des simulations numériques ont été réalisées en utilisant le logiciel Matlab/Simulink. Le système de commande proposé a été appliqué à un redresseur à MLI alimenté par une source de tensions triphasée équilibrée et sinusoïdale.

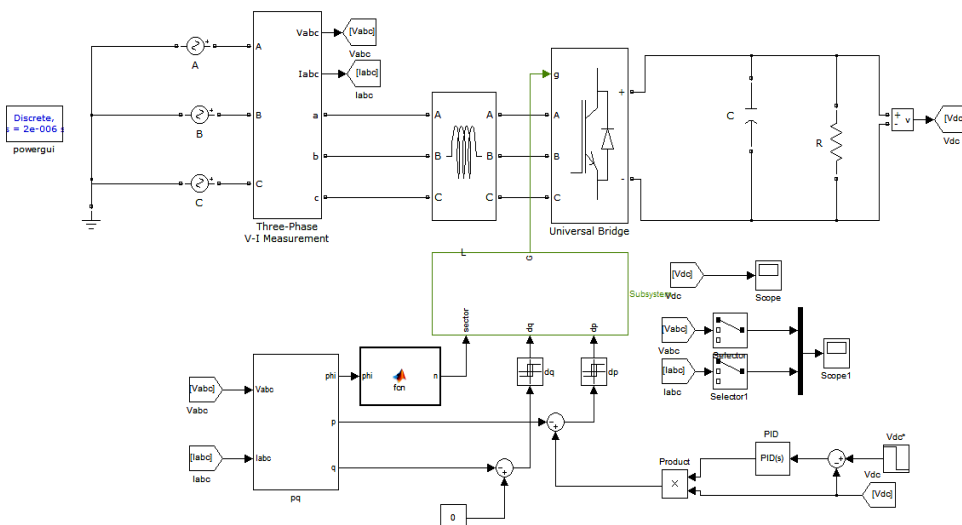


Figure III.14 Schéma de simulation de la DPC

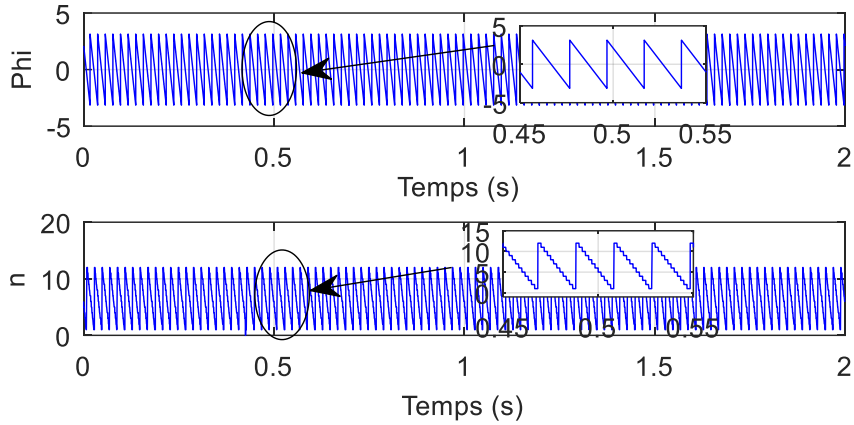


Figure III.15 : Secteur et phi

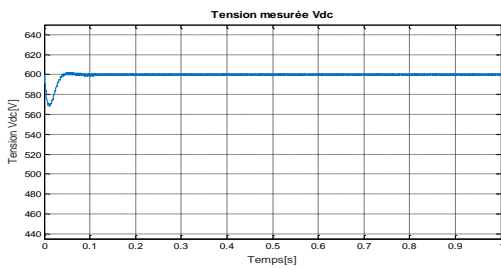


Figure III.16 Allure de la tension Vdc

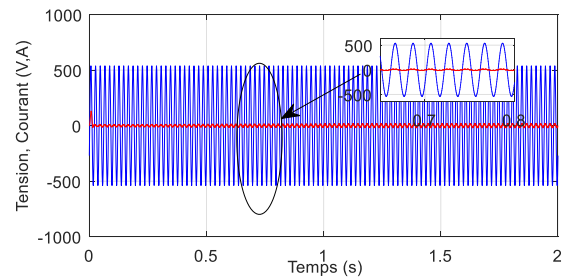


Figure III.17 Allure de la tension et du courant

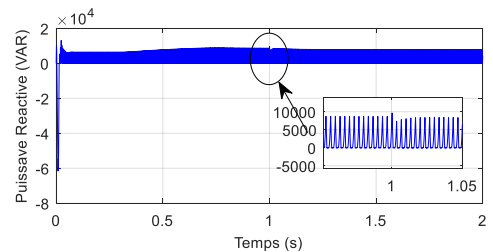
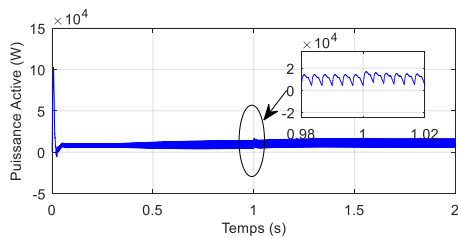


Figure III.18 : Puissances active et réactive instantanées

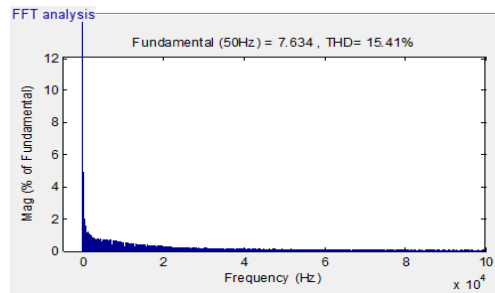


Figure III.19. L'analyse spectrale de courant

Les résultats de simulation obtenus sont illustrés sur les figures de III.15 à III.19. En effet, Nous notons, d'après la figure III.16, que la tension continue effectue un bon suivi de consigne. La figure III.17 représente les formes d'onde du courant et de la tension de ligne. Ces derniers sont en phase. La figure III.18 présente les formes d'onde des puissances active et réactive de la ligne.

III.9. Application de la DPC au filtrage actif.

Le schéma de simulation est donné par la figure III.20. Il s'agit d'un système triphasé de tension alimentant un redresseur à diodes débitant sur une charge inductive. Les ordres d'ouverture et de fermeture sont générés en utilisant la technique de modulation par bande d'hystérésis. L'élimination des harmoniques à l'aide d'un filtre de puissance active basé sur la théorie du calcul de la puissance instantanée.

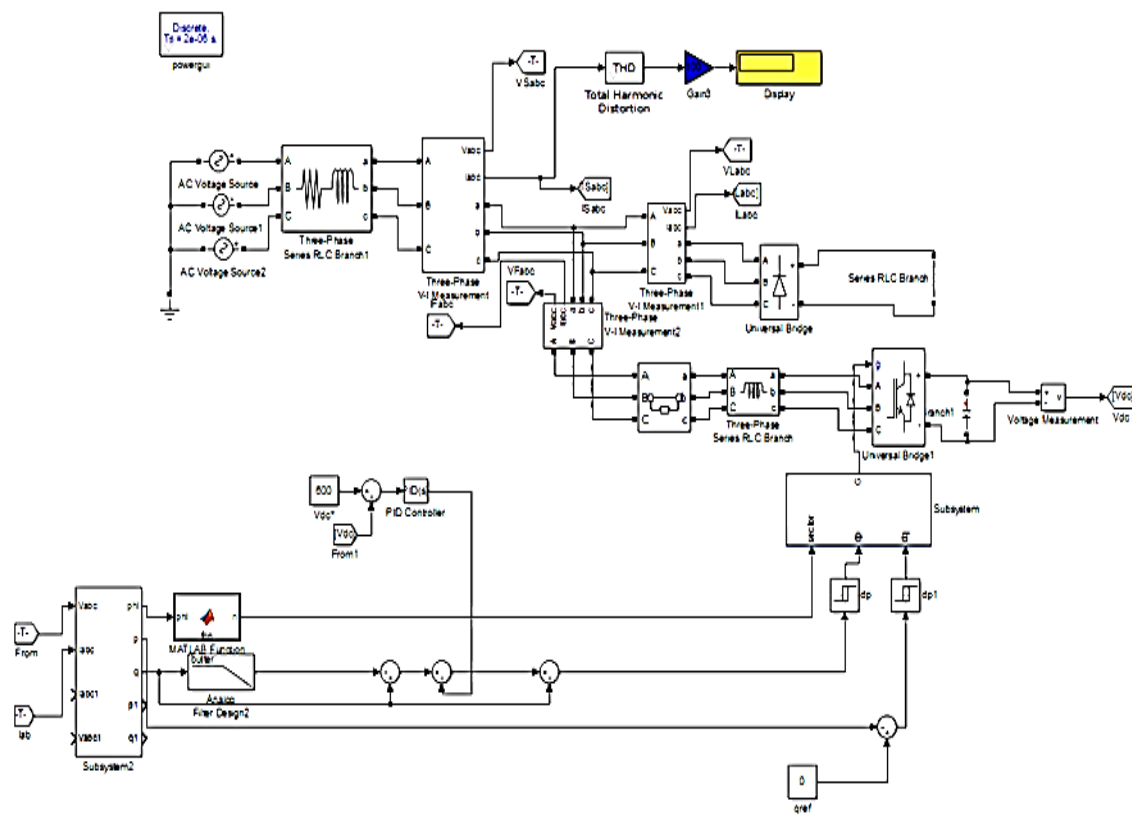


Figure III.20 : Schéma de simulation de la commande DPC appliquée au filtrage électrique

Les paramètres du système étudié sont donnés dans le tableau III.3.

Réseau électrique	$V_s=220\text{ V}$, $R_s=3.5e-4\Omega$, $L_s=0.023e-4\text{H}$
Charge polluante	$R_d=0.78e-3\ \Omega$, $L_d=2.5e-3\ \text{H}$
Filtre actif de puissance	$R_f=5e-3\ \Omega$, $L_f=3e-3\ \text{H}$, $C_{dc}=2200e-6\ \text{F}$, $V_{dc}=600\ \text{V}$;

Tableau III.6 : Valeurs des éléments caractérisant la structure étudiée

$$T_s = 2e - 5 \quad K_p = 2\xi W_n^2 C/0.5 \quad K_i = CW_n^2/0.5 \quad (3.54)$$

$$f=50; \quad \text{HB1}=0.3; \quad \text{HB2}=0.003$$

III.9.1 Résultats de simulation

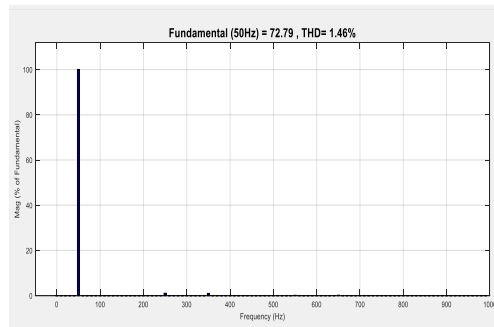
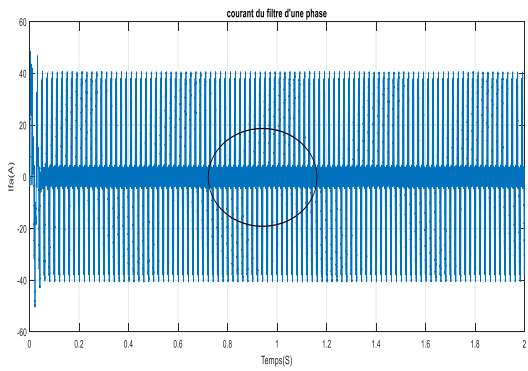


Figure III.21. L'analyse spectrale de courant



ZOOM

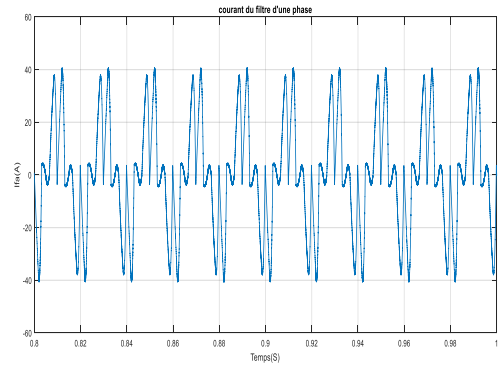
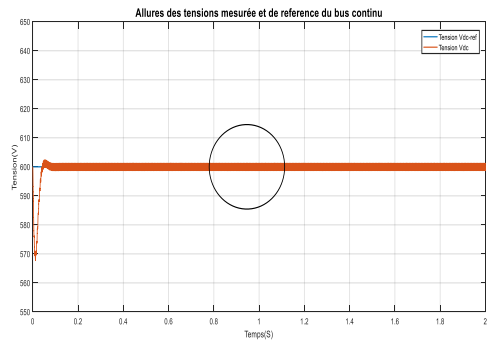


Figure III.22 : Allure du courant harmonique



ZOOM

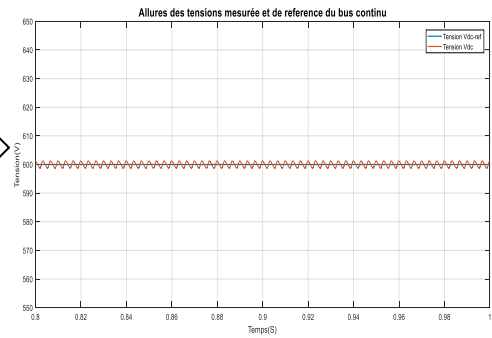


Figure III.23 : Allure de la tension Vdc

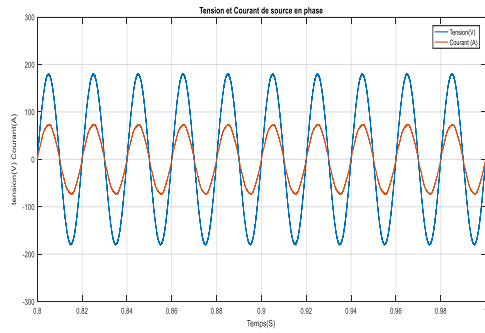


Figure III.24 Tension et courant de source en phase

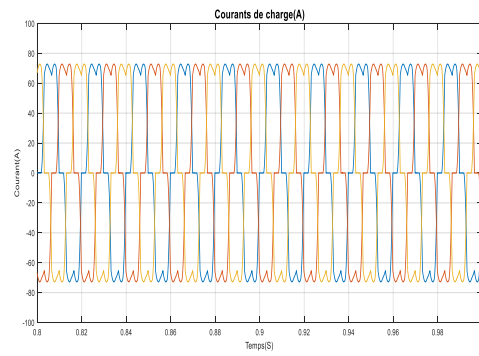


Figure III.25 allure du courant de charge.

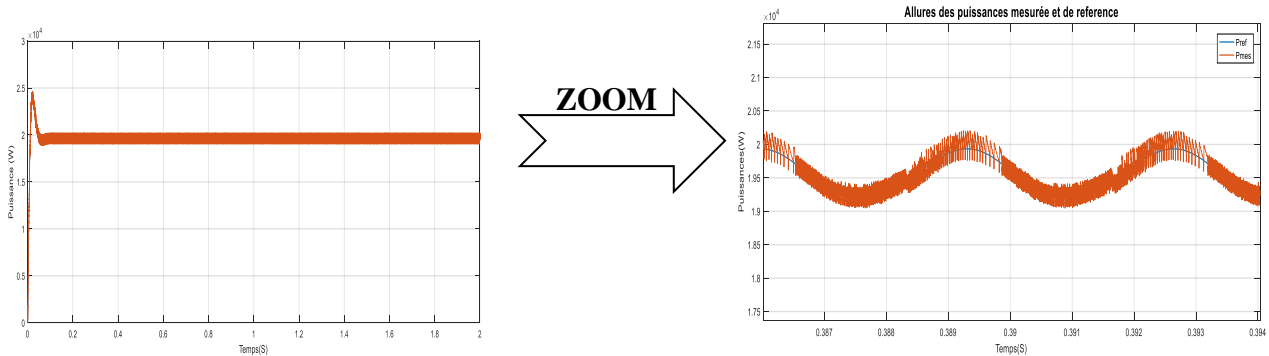


Figure III.26 Allures des puissances actives de référence et mesurée

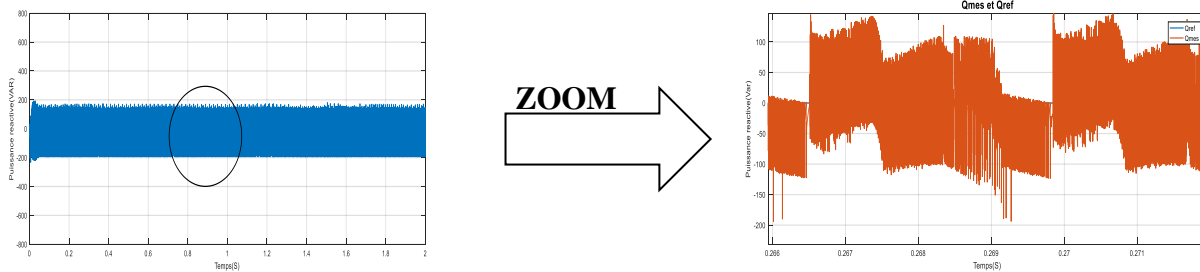


Figure III.27 Allures des puissances réactives de référence et mesurée

III.9.2. Interprétation des résultats.

L'analyse spectrale montre un THD de 1.46, la figure III.24 reflète un facteur de puissance unitaire vu que le courant et la tension sont en phase, concernant la tension du bus continu on voit bien à travers la figure III.23 que la tension mesurée suit bien sa référence quant aux puissances actives et réactive les figures III.26 et III.27 donnent des formes acceptables.

Conclusion

La technique du contrôle direct de puissance est une méthode de commande avancée utilisée dans les systèmes de filtrage actif de puissance. Cette méthode permet de réguler rapidement la puissance échangée entre une source d'énergie et une charge, en utilisant des signaux de commande basés sur la mesure directe de la puissance instantanée. La DPC permet de réduire les distorsions harmoniques générées par les convertisseurs de puissance électroniques, en utilisant des filtres actifs de puissance. La DPC peut être utilisé dans une variété d'applications, telles que la conversion d'énergie, les réseaux de distribution électrique et les systèmes d'entraînement. Elle permet également de réguler directement la puissance électrique fournie à un système en ajustant les angles de phase des signaux de commande pour les interrupteurs de puissance.

Cette technique présente les avantages suivants :

- Eliminer les boucles internes de régulation de courants ainsi que les techniques de modulation.
- Réduire le nombre de capteurs utilisés.
- Etablir les ordres de commutation des interrupteurs du convertisseur statique à partir d'une table de commutation.

Le prochain chapitre présentera l'association de la théorie des ensembles flous au concept de la technique DPC.

En résumé, la technique de contrôle direct de puissance est une méthode avancée de contrôle pour les convertisseurs d'énergie électrique utilisés dans les réseaux électriques. Cette technique est largement utilisée pour la régulation de la tension, de la fréquence et de la puissance active et réactive, ainsi que pour le filtrage électrique afin de garantir une alimentation électrique de haute qualité et une transmission efficace de l'énergie électrique dans le réseau électrique.



Chapitre IV

IV.1 Introduction.

Ce chapitre présente les commandes avancées et les commandes intelligentes qui sont deux types de stratégies de contrôle qui ont des approches et des fonctionnalités différentes. En effet toute commande intelligente est une commande avancée mais l'inverse n'est pas vrai, leurs différences peuvent être répertoriés dans leurs niveaux de complexité, leurs flexibilités, leurs précisions et en fin leurs couts.

Les commandes avancées sont des stratégies de contrôle relativement simples qui s'appuient sur des algorithmes mathématiques pour réguler les performances des systèmes. En revanche, les commandes intelligentes sont plus complexes et utilisent des techniques d'intelligence artificielle telles que le traitement de données en temps réel, l'apprentissage automatique et la logique floue pour prendre des décisions de contrôle plus sophistiquées.

Les commandes avancées sont généralement conçues pour des tâches de contrôle spécifiques et peuvent ne pas être facilement adaptables à d'autres applications. Les commandes intelligentes, quant à elles, sont conçues pour être flexibles et adaptables à différentes situations de contrôle. Les commandes intelligentes peuvent fournir une précision de contrôle plus élevée car elles sont capables de prendre en compte un plus grand nombre de variables, de corriger les erreurs en temps réel et de s'adapter aux conditions changeantes. Les commandes avancées, bien que précises, peuvent avoir une précision limitée en raison de leur approche plus rigide.

Enfin Les commandes intelligentes sont généralement plus coûteuses que les commandes avancées en raison de leur complexité et de la nécessité de matériels et logiciels supplémentaires pour leur mise en œuvre.

Nous allons exposer dans ce chapitre une méthode avancée très connue qui fait partie de la famille des contrôleurs à structure variable et une commande intelligent à base d'un régulateur flou combinée avec des régulateurs classique de type PID.

1ere partie

IV.2 La commande par mode de glissement

IV.2.1 Préambule : la commande par mode de glissement est considérée comme une commande avancée en raison de sa capacité à traiter des systèmes dynamiques complexes et non linéaires. Elle est particulièrement utile pour les systèmes qui présentent des variations rapides et imprévisibles de leurs paramètres. c' est une technique avancée de contrôle en raison de sa capacité à gérer des systèmes dynamiques complexes et non linéaires avec une performance robuste et rapide, mais elle nécessite une expertise approfondie pour sa conception et son implémentation et nécessite une connaissance approfondie des propriétés du système et une expertise en mathématiques avancées pour la conception de la surface de glissement et des paramètres de gain. Elle est également plus complexe que les techniques de commande traditionnelles telles que la commande proportionnelle-intégrale-dérivée (PID) et peut nécessiter des algorithmes de calcul plus avancés pour l'implémenter efficacement. Développée dans les années 1970, elle est devenue une technique de contrôle avancée populaire en raison de ses performances robustes et de sa capacité à régler rapidement les systèmes dynamiques non linéaires. Elle est utilisée dans de nombreuses applications industrielles, telles que les systèmes de contrôle de robots, les systèmes de contrôle de véhicules et les systèmes de contrôle de puissance électrique.

Cette commande fait partie de la famille des contrôleurs à structure variable, c.à.d. des commandes commutant entre plusieurs lois de commande différentes. L'importance des contrôleurs par mode glissant réside dans : la grande précision, la réponse dynamique rapide, la stabilité, la simplicité de la conception et l'implantation, et la robustesse vis-à-vis la variation des paramètres internes ou externes [110] [111].

Les contrôleurs à structure variable ont fait leur apparition dans la littérature soviétique et ont été largement identifiés comme une approche potentielle à ce problème. Des recherches sur la commande à structure variable ont été données par Decarlo et autres (1998) et par Hung et autres (1993). L'action de commande force la trajectoire du système à contraindre l'espace d'état intitulé surface du glissement.

L'utilisation des algorithmes robustes (vis-à-vis de ces non-linéarités et de ces perturbations) est donc souhaitable aussi bien en régulation qu'en poursuite de trajectoire. Une solution réside dans les commandes à structure variable à régime glissant. [110]

Tous ces aspects positifs ne doivent pas néanmoins masquer certains inconvénients. Les commandes à modes glissants procèdent de manière discontinue, ce qui conduit à exciter toutes les fréquences du système à contrôler et donc des modes pas forcément pris en compte dans la modélisation. En second lieu, dans la plupart des cas, les discontinuités de l'algorithme de contrôle interviennent directement sur l'actionneur. Si cet organe n'est pas conçu pour ce type de sollicitations, cela risque de conduire à son vieillissement prématuré et le système sera soumis à chaque instant à une commande élevée afin d'assurer sa convergence vers l'état désiré. [112] [113] [114].

IV.2.2 Principe et concepts de base

La commande à structure variable par régime glissant, apparue depuis le début des années 60, grâce aux résultats théoriques du mathématicien A.F. Philipov, est une commande non linéaire basée sur l'utilisation d'un terme discontinu. Après les travaux développés par l'équipe du professeur Emelyanov en union Soviétique et à cause des problèmes de broutements et de réalisation, la commande à structure variable a attendu la fin des années soixante-dix pour connaître sa réapparition et son épopée avec l'avancée de l'électronique et l'informatique. En effet, cette commande est basée sur une commutation à haute fréquence pour un meilleur régime glissant.

Le système à structure variable en anglais "saxon variable system VSS" est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant. De plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure.

Dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface. Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement produit est appelé mouvement de glissement.

La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement en temps fini et d'y demeurer jusqu'à l'équilibre. Alors c'est la convergence vers la surface glissant et ensuite le glissement le long de celle-ci.

Cette surface étant une relation entre les variables d'état du système, elle définit une équation différentielle, et donc détermine totalement la dynamique du système, pourvu qu'il reste sur cette

surface. L'évolution d'un système soumis à une loi de commande qui le fait rester sur une surface donnée ne dépend donc plus du tout du système lui-même ou des perturbations auxquelles il peut être soumis, mais uniquement des propriétés de cette surface.

Le système bouclé est robuste vis à vis des incertitudes (propres au système) et perturbations (extérieures au système), aussi est totalement insensible à ces incertitudes et perturbations, moyennant qu'elles puissent effectivement être rejetées par la commande. [115]

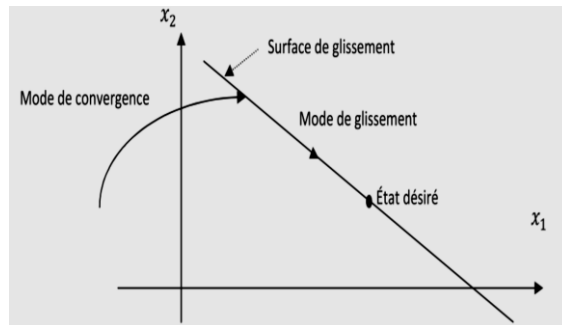


Figure IV.1 : différents modes de convergence pour la trajectoire d'état

IV.2.3 Objectif de la commande par mode glissant

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels :

1-Synthétiser une surface $S(x, t)$, telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité.

2-Déterminer une loi de commande (commutation) $U(x, t)$ qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface. Le mode de glissement existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre U_{max} et U_{min} . [116]

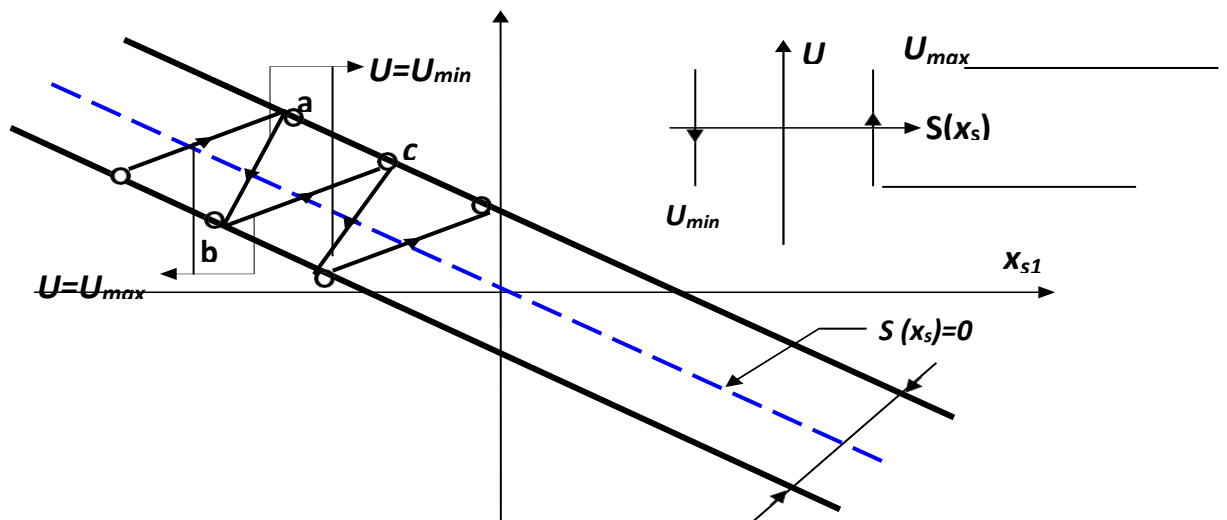


Figure IV.2 condition d'existence du mode de glissement.

IV.2.4 Conception de la commande par mode de glissement

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes

1-Le choix de la surface.

2-L'établissement des conditions d'existence de la convergence.

3-La détermination de la loi de commande.

IV.3 Bases mathématiques de la commande à structure variable

Soit le système décrit par l'équation différentielle suivante (I.1) :

$$\dot{x}^n = f(x, t) + g(x, t)u \quad (1) \quad (4.1)$$

Où f et g sont des fonctions non linéaires, g est supposée inversible. u : L'entrée du système. x : État du système.

Soit x_d la consigne désirée et e l'erreur de poursuite définie par :

$$e = x - x_d \quad (2) \quad (4.2)$$

J.J Stoline [117] propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{n-1} e(x) \quad (3) \quad (4.3)$$

Où n : le degré relatif du système par rapport à la sortie $y(t)$. Il représente le nombre minimum de fois qu'il faut dériver la sortie $y(t)$ par rapport au temps, pour y apparaître l'entrée.

La commande par mode glissant d'ordre 1 (SMC) est une commande à structure variable pouvant changer de structure et commutant entre deux valeurs suivant une logique de commutation bien spécifique $s(x)$. [118].

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes [119] :

Le mode de convergence (**MC**) : c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $S(x,y)=0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et de critère de convergence.

Le mode de glissement (**MG**) : c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x,y)=0$.

Le mode de régime permanent (**MRP**) : ce mode est ajouté pour l'étude de réponse du système autour de son point d'équilibre (origine de plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande [120].

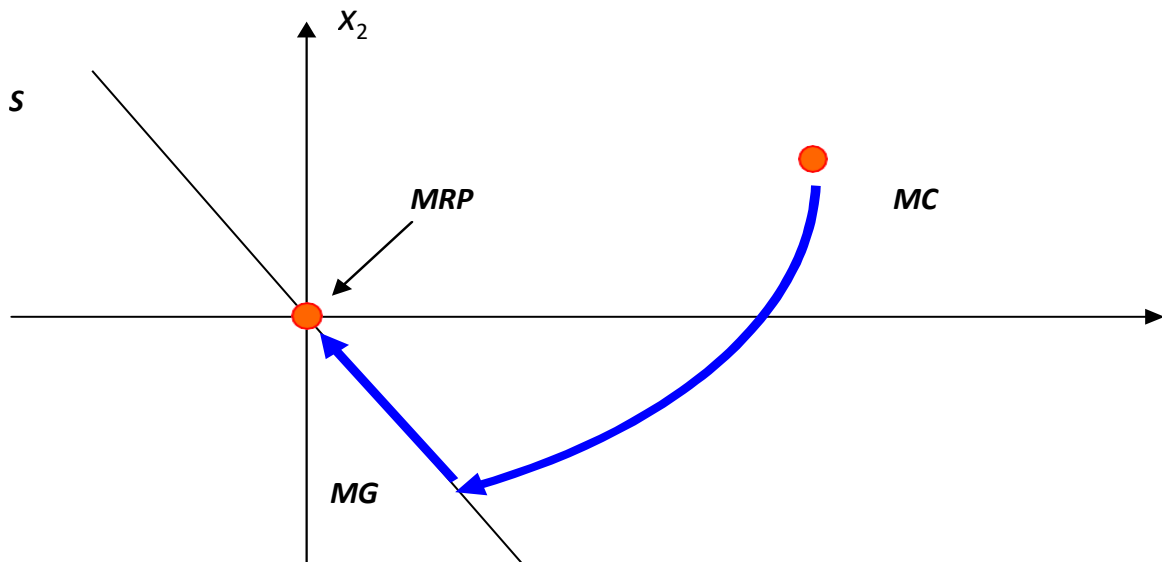


Figure IV.3 Les différents modes pour la trajectoire dans le plan de Phase

IV.3.1 Types de commutation des systèmes à structure variable

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode glissant, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes lois de commandes. La première correspond à la structure la plus simple, appelée structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. Et enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente".

IV.3.2 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné par la figure IV.2. Cette structure de commande est la plus classique et la plus utilisée. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'applications aux variateurs de vitesse. Elle a été utilisée pour la commande des moteurs pas à pas.

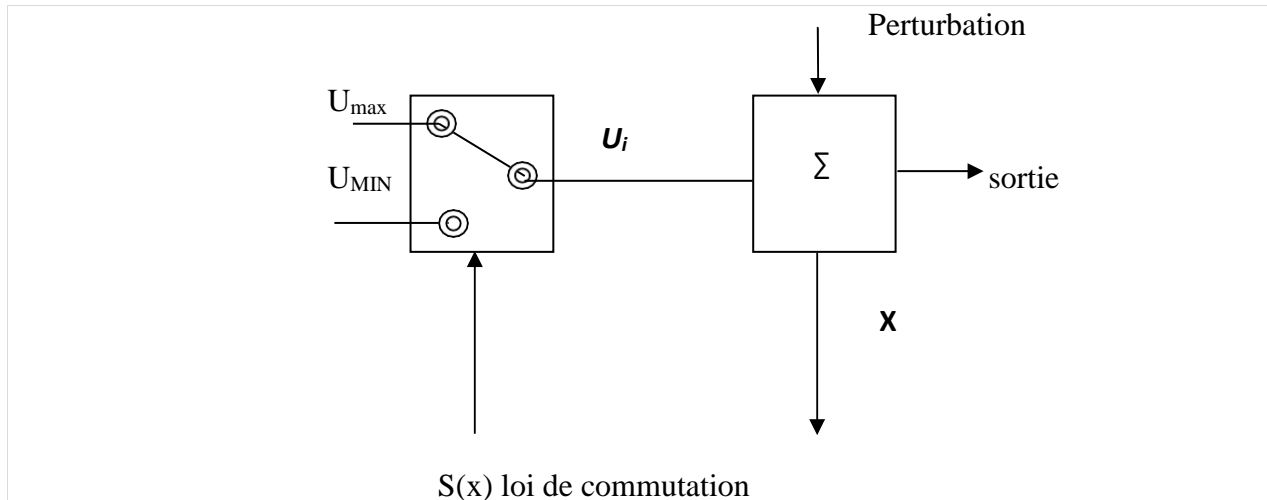
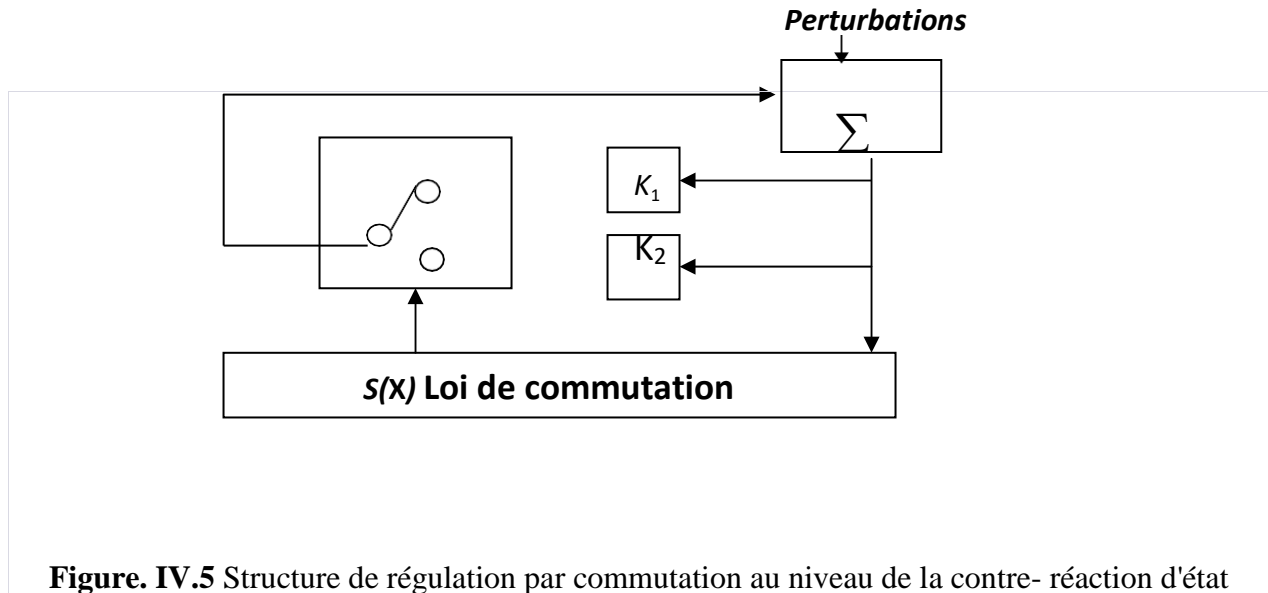


Figure IV.4 Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande

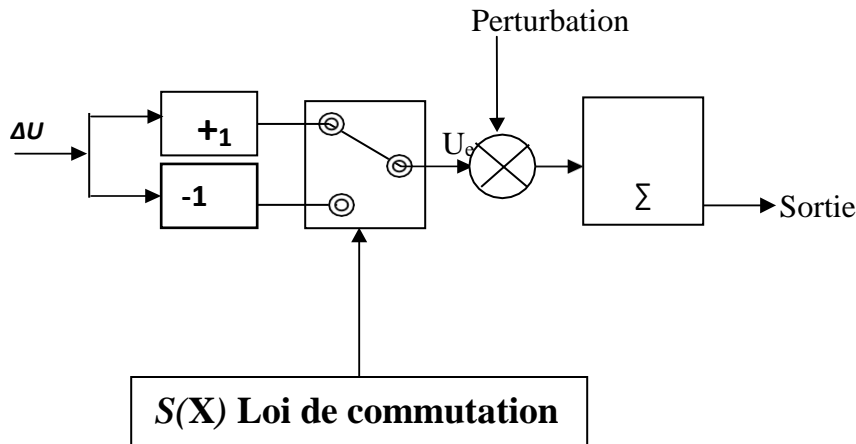
IV.3.3 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

Le schéma d'une telle structure est représenté sur la figure IV.3, c'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. Le non linéarité provient de la commutation entre les gains, donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système.



IV.3.4 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec commande équivalente

Une telle structure dont le principe est montré sur la figure IV.4 présente un avantage réel. Elle permet de pré-positionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait de l'expression de cette commande équivalente.



IV.4 La fonction de Lyapunov : [122]

On considère le cas général d'un système non linéaire dont la dynamique s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x) + g(x) \end{cases} \quad (4.4)$$

avec $f(x), g(x)$ deux fonctions non linéaires et $g(x) > g_0 > 0$

L'objectif de la commande est la stabilisation du système autour du point d'équilibre :

$$x_d = (x_{1d}, x_{2d}) = (0,0) \quad (4.5)$$

Dans la suite l'approche de commande sera détaillée en se basant sur ce modèle non linéaire

Néanmoins, elle reste valide pour les systèmes linéaires dont la dynamique s'écrit :

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (4.6)$$

$$\text{Soit la variété : } s = x_2 + \alpha x_1, \quad \alpha > 0 \quad (4.7)$$

La dynamique de x_1 est stable pour :

$$x_2 = -\alpha x_1, \quad \alpha > 0 \quad (4.8)$$

$$\text{Donc : } \dot{x}_1 = x_2 = -\alpha x_1 + s \quad (4.9)$$

La dynamique de x_1 est stable si $s = 0$

La variété s est une surface appelée «surface de commutation» ou «surface de glissement». Sur la surface de glissement définie par $s = 0$, x_1 est stable, donc x_1 converge vers 0, le déplacement est gouverné par : $\dot{x}_1 = -\alpha x_1$. (4.10)

la vitesse de convergence dépend de la valeur de α . mais sur cette surface : $x_2 = -\alpha x_1$ (4.11) donc x_2 converge aussi vers 0. L'évolution sur la surface de glissement est indépendante de $f(x)$ et $g(x)$. Si au départ, le point initial n'est pas sur la surface de glissement, il faudra amener le système sur cette surface.

IV.4.1 Dynamique de convergence vers la surface de glissement : [123]

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$. Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires. En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad \text{et sa dérivée par : } \dot{V}(x) = \dot{S}(x) \cdot S(x) \quad (4.12)$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci est vérifié si : $\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0$ (4.13)

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux cotés Cette condition suppose un régime glissant idéal .

D'autre part, comme on l'a mentionné ci-dessus figure IV.2, le mode de glissement existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre U_{\max} et U_{\min} . Alors, la valeur de la grandeur de commande doit prendre une valeur bien déterminée, désignée par : grandeur de commande équivalente " u_{eq} ", d'où la condition d'existence de mode glissant [123] [124] [125] :

IV.4.2 Phénomène de chattering

Le chattering est un phénomène indésirable qui peut avoir des effets négatifs sur le système contrôlé. On peut citer l'usure prématurée des composants, en effet les oscillations rapides de la sortie de commande peuvent entraîner une usure prématurée des composants du système, tels que les actionneurs ou les moteurs, en raison des forces excessives exercées sur eux. il peut réduire la précision du contrôle qui peut causer des variations imprévisibles dans la sortie de commande, il augmente la consommation d'énergie car les oscillations rapides de la sortie de commande peuvent entraîner une augmentation de la consommation d'énergie du système, il doit continuellement ajuster sa sortie pour compenser les variations indésirables. il réduit aussi la durée de vie du système et fait accélérer l'usure des composants ce qui entraine la durée de vie globale du système.

Les oscillations rapides de la sortie de commande peuvent produire des niveaux de bruit élevés, ce qui peut être gênant pour les personnes travaillant ou utilisant le système.

En somme un régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie. Ainsi, durant le régime glissant, les discontinuités appliquées à la commande peuvent le provoquer. Il est aussi appelé phénomène de broutement, ou encore réticence et "chattering" en anglais. Il se caractérise par de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement figure IV.7 les principales raisons à l'origine de ce phénomène sont les limitations des actionneurs ou les retards de commutation au niveau de la commande. Ces commutations détériorent la précision de la commande et peuvent s'avérer néfastes pour l'organe de commande

en provoquant une détérioration prématurée des systèmes mécaniques et une élévation de température dans les systèmes électriques (perte d'énergie non négligeable) [126]

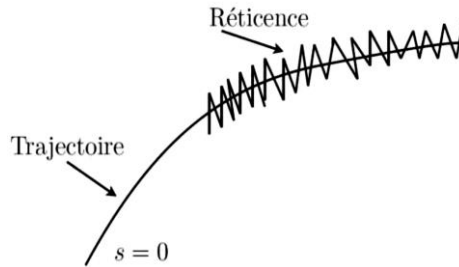


Figure IV.7 Le phénomène de broutement

IV.5 Solutions pour atténuer le phénomène de réticence :

Dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène, de nombreuses solutions ont été proposées, comme la solution de couche limite, fuzzy sliding mode, mode glissant d'ordre supérieur, approach law, etc.....

IV.5.1 Solution de couche limite :

Cette solution, connue aussi sous le nom de "boundary layer solution", consiste à remplacer la fonction sign par une approximation continue, de type grand gain, uniquement dans un voisinage de la surface, Parmi les fonctions utilisées nous citerons la fonction de saturation.

$$\begin{cases} Sat(S) = 1 & si S > \mu \\ Sat(S) = -1 & si S < -\mu \\ Sat(S) = \frac{S}{\mu} & si |S| < \mu \end{cases} \quad (4.14)$$

μ : un paramètre petit et positif

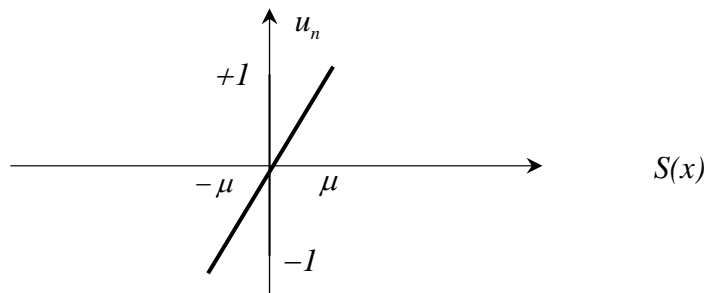


Figure IV.8 Fonction de saturation

IV.5.2 Commande avec un seul seuil : caractérisée par un seul seuil et la commande discontinue est donnée par l'expression :

$$\begin{cases} u_n = 0 & \text{si } |S(x)| < e \\ u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (4.15)$$

Avec e : paramètre positif et petit.

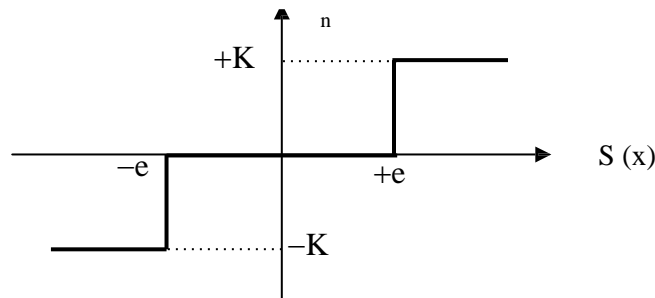


Figure IV.9 Fonction sign de la commande avec un seul seuil

IV.5.3 Commande adoucie : pour diminuer progressivement la valeur de la commande u_n en fonction de la distance entre la trajectoire de la variation à régler et la surface de glissement, on doit encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils.

On peut distinguer trois zones qui dépendent de la distance du point à la surface de glissement. Si la distance est supérieure au seuil e_2 , alors la fonction sign est activée. Si la distance est inférieure au seuil e_1 , alors u_n est nulle (zone morte)

Si le point est dans la bande (e_1, e_2) , alors u_n est une fonction linéaire de la distance (droite de

penne $\frac{K}{e_1 - e_2}$ (4.16)

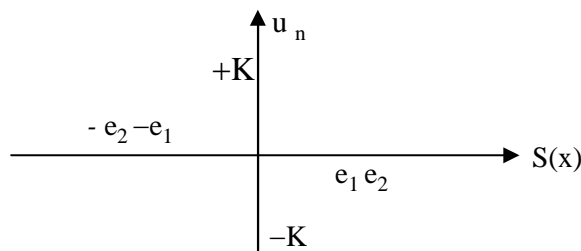


Figure IV.10. Fonction sign de la commande adoucie

IV.5.4 Commande intégrale : Les oscillations de hautes fréquences qui apparaissent sur les réponses en régime glissant peuvent être évitées en rendant continue la commande discontinue u_n . Pour cela, on remplace la fonction sign par la fonction intégrale.

$$u_n = K \cdot \frac{S(x)}{|S(x)|+l} + h \quad \text{tel que : } l = l_0 + |g| \quad \text{avec : } \begin{cases} g = g_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ g = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (4.17)$$

$$\text{et } \begin{cases} h = h_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ h = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (4.18)$$

où:

l, h : paramètres définissant le degré d'atténuation des oscillations.

g : constante positive de l'intégrale de la surface de glissement.

l_0, g_0 et h_0 : les conditions initiales de l'intégrale de la surface du glissement.

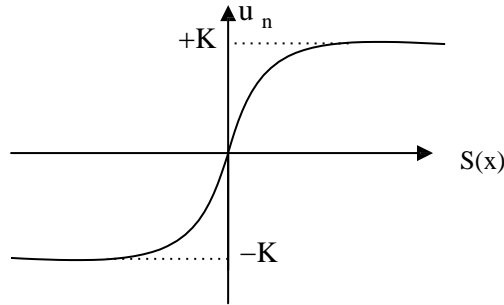


Figure IV.11. CSV rendu continue

IV.5.5 Solution par des lois d'approche [126]

Par ailleurs, une approche intéressante consiste à concevoir des lois de convergence non linéaires qui permettent une adaptation dynamique d'une composante de la commande en fonction de la variation de la fonction de glissement. Ainsi, plus le vecteur d'état est loin de la surface de glissement, plus cette composante est grande et tend à ramener le vecteur vers la surface et inversement. Par conséquent, il est théoriquement possible de réduire les commutations haute fréquence en régime établi, sans toutefois affecter le temps de convergence ni même l'erreur de poursuite du système. Gao et Hung ont proposé notamment deux lois d'atteinte possibles pour réduire les commutations.

La première loi d'atteinte contient un terme proportionnel à la fonction de glissement qui permet au système d'atteindre plus rapidement la surface de glissement lorsque celui-ci en est éloigné.

De plus, le terme proportionnel allège le travail de la partie discontinue sign (S) et permet par conséquent une réduction des commutations sur la commande.

Dans la deuxième loi de convergence figure une puissance fractionnaire de la fonction de glissement qui multiplie le signe de celle-ci, comme suit :

$$\dot{S} = -\kappa|S|^\rho \text{sign}(S) \quad (4.19)$$

$$\text{ou } 0 < \rho < 1 \quad \text{et } \kappa > 0 \quad (4.20)$$

IV.5.6 Solution par des modes glissants d'ordre supérieur [127]

Les MG d'ordre supérieur ont été introduits pour pallier au problème du chattering tout en gardant les propriétés de convergence en temps fini et de robustesse des commandes par modes glissants classiques. Dans cette approche, le terme discontinu n'apparaît plus directement dans l'expression de la commande synthétisée mais dans une de ses dérivées supérieures ce qui a le mérite de réduire le chattering.

IV.6 application au filtrage actif

La commande de la tension Vdc d'un onduleur avec le mode glissant est une technique de commande utilisée pour contrôler la tension continue d'un onduleur à partir de la tension alternative d'entrée. Cette commande est utilisée dans les applications d'électronique de puissance telles que les onduleurs, les convertisseurs de puissance et les variateurs de vitesse.

Le principe de base de la commande par mode glissant consiste à définir une surface de glissement qui décrit la dynamique souhaitée du système, puis à régler le système pour qu'il suive cette surface de glissement. La surface de glissement est généralement choisie pour garantir une convergence rapide et robuste de la tension Vdc vers une valeur de référence souhaitée.

Le modèle mathématique de la commande par mode glissant pour la tension Vdc d'un onduleur peut être décrit par l'équation différentielle suivante :

$\dot{s}(t) = k(V_{ref} - V_{dc}(t))$ Où $\dot{s}(t)$ est la dérivée temporelle de la surface de glissement $s(t)$, k est le paramètre de gain de la commande par mode glissant, V_{ref} est la tension de référence de la commande et $V_{dc}(t)$ est la tension continue de sortie de l'onduleur. La commande de sortie $u(t)$ est donnée par :

$$u(t) = k_p(V_{ref} - V_{dc}(t)) - k_i \int_0^t (V_{ref} - V_{dc}(t)) dt + k_s(t) \quad (4.21)$$

Où k_p et k_i sont les paramètres de gain proportionnel et intégral de la commande utilisée en conjonction avec la commande par mode glissant.

L'objectif de la commande est de faire converger la surface de glissement vers zéro, ce qui correspond à une convergence de la tension Vdc vers la valeur de référence souhaitée V_{ref} . En

ajustant les paramètres de gain de la commande, la tension Vdc de l'onduleur peut être réglée avec précision, même en présence de perturbations imprévisibles telles que les fluctuations de charge.

IV. 7 Résultats de simulation.

Afin de valider l’efficacité de la stratégie de commande basée sur le mode glissant associée à un régulateur PI pour la génération des signaux de commande de l'onduleur et mode glissant pour la régulation de la tension Vdc. des simulations numériques ont été réalisées en utilisant le logiciel Matlab/Simulink. Le système de commande proposé a été appliqué à un réseau composé par une source de tensions triphasée équilibrée et sinusoïdale alimentant une charge non linéaire (pont redresseur à base de diode).

Les paramètres utilisés pour la simulation sont donnés dans le tableau IV.2.

Paramètres	Valeurs numeriques
Tension du réseau	220 V
Frequence du réseau	50Hz
Paramètres de la ligne	$R_s=3.5e-3 \Omega, L_s =0.023e-3 H;$
Paramètres de la charge	$R_c = 0.8e-3 \Omega;$ $L_c = 0.82e-3 H;$
Paramètre du filtre	$L_f =3e-3H$
Paramètres du bus continu	$C_{dc}=2200e-6, V_{dc}=700V$
Largeur de la bande d'hystérésis	$h=0.1$

Tableau IV.1 : Paramètres du système à simuler

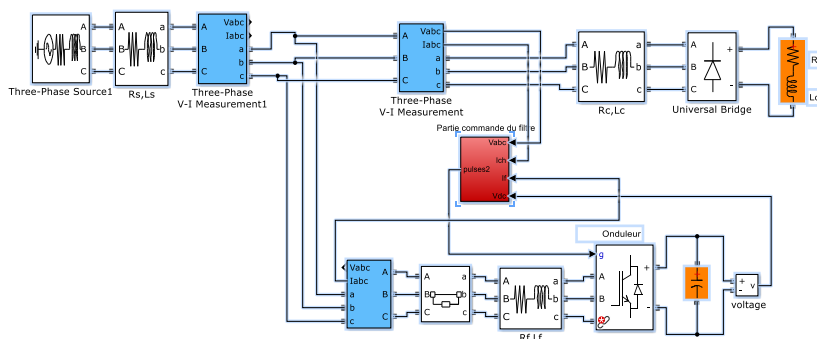


Figure IV.12 schéma de simulation de la commande SMC

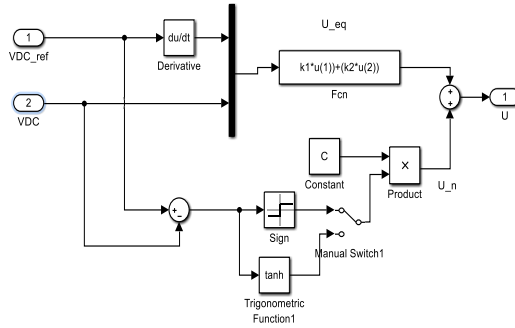


Figure IV.13 Bloc de contrôle de la tension Vdc en sliding mode

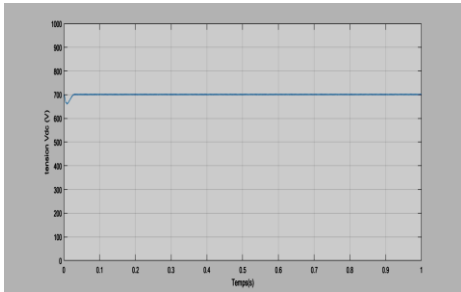


Figure IV.14 Allure de la tension Vdc

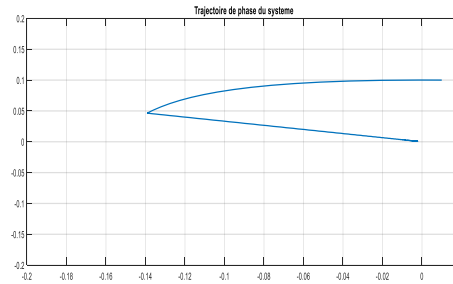


Figure. IV.15 trajectoire de phase du système

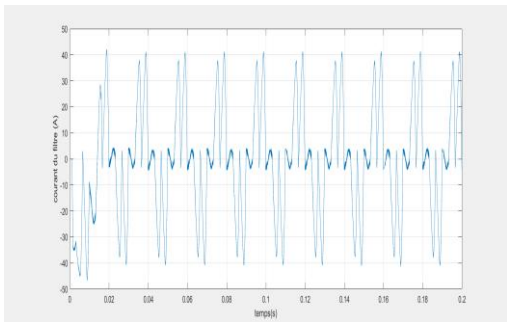


Figure IV.16 courant du filtre Ifa

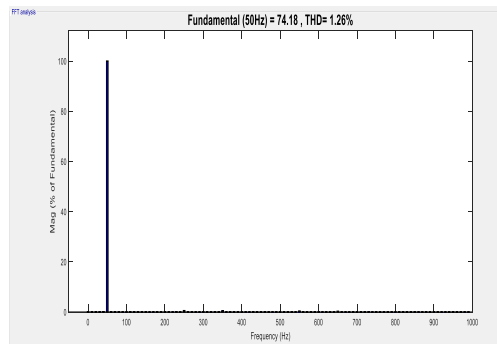


Figure IV.17 spectre et ordre des harmoniques

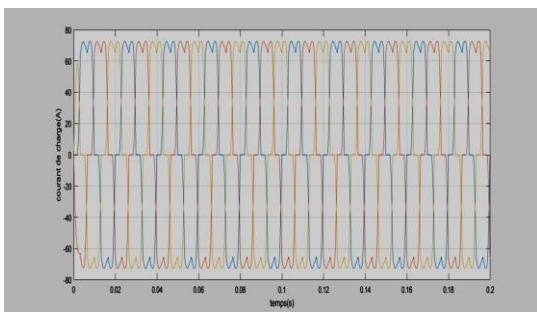


Figure. IV.18 courants de charge (Ich_a, Ich_b, Ich_c)

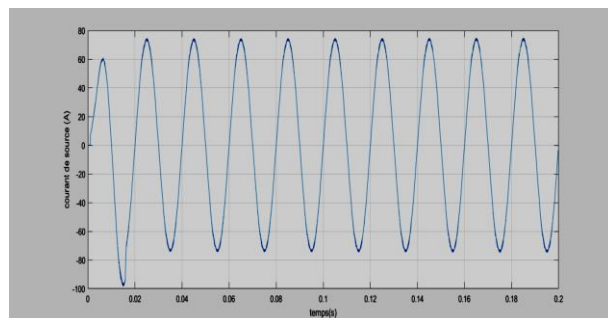


Figure. IV.19 courant de source

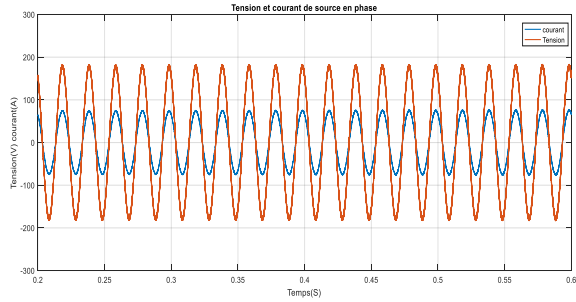


Figure IV.20 Tension et courant de source en phase

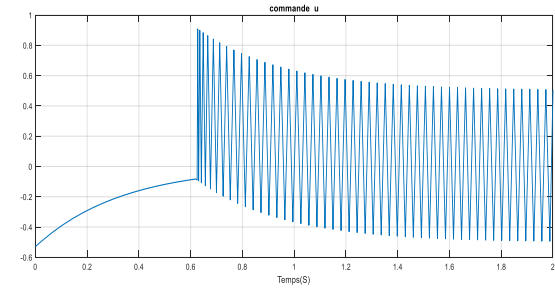
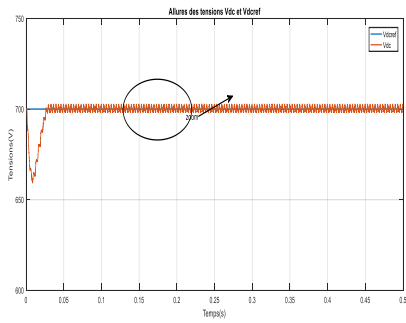


Figure IV.21 allure de la commande de sortie



ZOOM

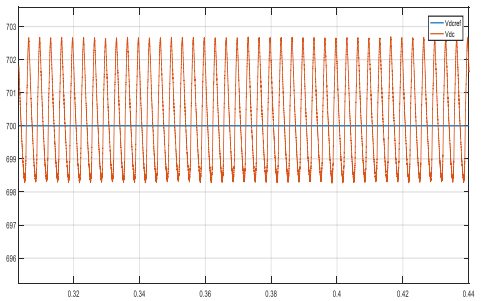
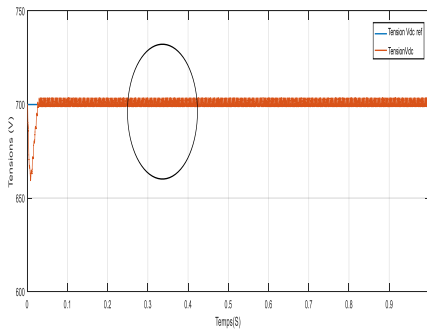


Figure IV.22 élimination du chattering avec la fonction tanh



ZOOM

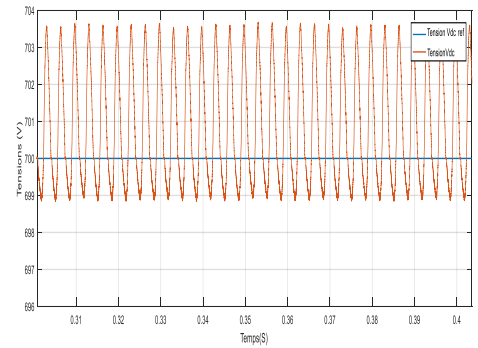


Figure IV.23 allure de la tension VDC avec la fonction sign

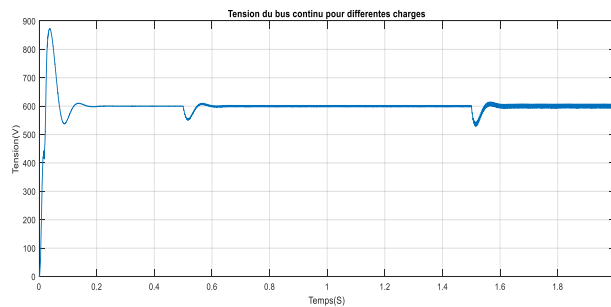


Figure IV.24 Allure de la tension avec différentes charges

On remarque sur la figure IV.14 que la de tension de bus continu, présente un léger dépassement, puis se stabilise sur sa valeur de référence imposée par la commande, cependant cette valeur est superposée par de faibles ondulations qu'on peut supprimer ou atténuer.

La figure IV.6 donne le courant et la tension de phase, ce courant est pratiquement sinusoïdal et en phase Figure IV.20 avec la tension du réseau, confirmant ainsi l'unicité du facteur de puissance. Ce courant donne un bon THD (1.26%) figure IV.17, largement inférieur aux valeurs imposés par les normes internationales (4.5%).

On y remarque aussi qu'il n'y a plus d'oscillations sur la réponse de la tension Vdc figure IV.23 avec la fonction sign mais en utilisant la fonction tan h on remarque une atténuation de ces oscillations Figure IV.22.

La figure IV.24 illustre la robustesse de la commande face à un changement de la charge en effet la tension Vdc évolue autour de sa référence entre les instants 0.4s et 0.5s (modification de la charge).ainsi qu'entre les instants 1.4s et 1.6s.

Conclusion de la première partie :

La commande de la tension Vdc d'un onduleur avec le mode glissant est une technique avancée de commande qui peut garantir des performances de régulation de la tension élevées et une robustesse face aux perturbations. Le modèle mathématique de cette commande est basé sur une surface de glissement qui décrit la dynamique souhaitée du système, et une commande de sortie qui combine la commande par mode glissant avec une commande proportionnelle intégrale pour atteindre la convergence rapide de la tension Vdc vers une valeur de référence souhaitée. Le taux du THD est de 1.26% ce qui représenté une performance de la commande, et le courant est parfaitement en phase avec la tension ce qui signifie un facteur de puissance unitaire.

2eme partie**IV.8 Utilisation de logique floue :**

La logique floue est une branche de l'intelligence artificielle qui permet de traiter des données incertaines ou imprécises en utilisant des concepts mathématiques pour modéliser et raisonner sur ces données. Contrairement à la logique classique, qui traite uniquement des valeurs vraies ou fausses, la logique floue permet de représenter des valeurs entre ces deux extrêmes, ce qui est souvent plus proche de la réalité dans de nombreux domaines.

Elle est largement utilisée dans les systèmes d'inférence basés sur des règles, dans lesquels les décisions sont prises en fonction de conditions floues plutôt que de conditions précises.

Elle trouve ses origines dans un certain nombre de constatations :

La connaissance que l'être humain a d'une situation quelconque est généralement imparfaite, elle peut être incertaine (il doute de sa validité), ou imprécise (il a du mal à l'exprimer clairement). L'être humain résout souvent des problèmes complexes à l'aide de données approximatives : la précision des données est souvent inutile ; par exemple pour choisir un appartement, il pourra prendre en compte la surface, la proximité de commerces, la distance du lieu de travail, le loyer, sans pour autant avoir besoin d'une valeur très précise de chacune de ces données. Dans l'industrie ou les techniques, les opérateurs résolvent souvent des problèmes complexes de manière relativement simple et sans avoir besoin de modéliser le système. De même, tout le monde sait qu'un modèle mathématique n'est pas nécessaire pour conduire une voiture et pourtant une voiture est un système très complexe.

Plus la complexité d'un système augmente, moins il est possible de faire des affirmations précises sur son comportement. De ces constatations viennent naturellement les déductions suivantes :

Plutôt que de modéliser le système, il est souvent intéressant de modéliser le comportement d'un opérateur humain face au système, plutôt que par des valeurs numériques précises, le fonctionnement doit être décrit par des qualificatifs globaux traduisant l'état approximatif des variables.

La logique floue s'y développe car il s'agit d'une approche essentiellement pragmatique, efficace et générique. On dit parfois qu'elle permet de systématiser ce qui est du domaine de l'empirisme, et donc difficile à maîtriser. La théorie des ensembles flous fournit une méthode pertinente et

facilement réalisable dans des applications temps réel ; elle permet de transcrire et rendre dynamiques les connaissances des concepteurs ou des opérateurs. Cet aspect adaptable et universel de la logique floue permet de s'attaquer à l'automatisation de procédures telles que la mise en route, le réglage de paramètres, pour lesquelles peu d'approches existaient auparavant.

IV.9 Historique de la logique floue

IV.9.1 Apparition de la logique floue

La logique floue est bien connue des automaticiens pour ses applications dans le contrôle-commande de procédés, appelé alors couramment : « Contrôle flou ».

Le vocabulaire d'ensemble flou apparaît dès les années 60 exactement en 1965 lors de la publication d'un article par le professeur Lotfi A. Zadeh, de l'université de Berkeley aux USA, intitulé « Ensembles flous » (Fuzzy sets).

En même temps, certains chercheurs se sont penchés sur la résolution par logique floue de problèmes réputés difficiles. Ainsi en 1975, le professeur Mamdani à Londres développe une stratégie pour le contrôle des procédés et présente les résultats très encourageants qu'il a obtenus sur la conduite d'un moteur à vapeur. En 1978, la société danoise F.L.Smidth réalise le contrôle d'un four à ciment. C'est là la première véritable application industrielle de la logique floue. [128]

Au Japon, la recherche n'est pas seulement théorique mais également très applicative, la logique floue connaît son véritable essor. A la fin des années 1980, Les produits grand public, machines à laver, appareils photographiques et autres caméscopes estampillés « fuzzy logic » ne se comptent plus. Dans l'industrie, le traitement des eaux, les grues portuaires, les métros, les systèmes de ventilation et de climatisation sont touchés. Enfin, des applications existent dans des domaines très différents tels que la finance ou le diagnostic médical. A partir de 1990, c'est en Allemagne que des applications apparaissent en grand nombre ainsi qu'à une moindre échelle aux USA. Dans l'automobile les transmissions automatiques, les contrôles d'injection et l'air conditionné sont réalisés sur des véhicules de série grâce à la logique floue.

IV.9.2. Concepts fondamentaux de la logique floue

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

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

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

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

IV.10 Variables linguistiques et les ensembles flous

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

Afin de pouvoir traiter numériquement ces variables linguistiques (normalisées généralement sur un intervalle bien déterminé appelé univers de discours), il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables linguistiques relativement aux différents sous-ensembles flous de la même classe. [129]

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

$$\mu: \begin{cases} X \rightarrow [0 \ 1] \\ x \rightarrow \mu_A(x) \end{cases} \quad (4.22)$$

IV.11 Fonctions d'appartenance

Afin de pouvoir traiter numériquement les variables linguistiques, il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables aux différents sous-ensembles.

On utilise le plus souvent, pour les fonctions d'appartenance, des formes triangulaires, trapézoïdales ou gaussiennes. Cependant, il existe d'autres formes possibles comme les formes clochent.

Dans la référence bibliographique [130] les descriptions mathématiques de ces différentes fonctions sont décrites. Nous nous sommes intéressés dans ce travail aux deux formes les plus simples, triangulaires et trapézoïdales, qui sont composées des tronçons de droites. L'allure complète est définie par trois points (A, B et C) pour la forme triangulaire et par quatre points (A, B, C et D) pour la forme trapézoïdale, comme l'indique la figure IV.17.

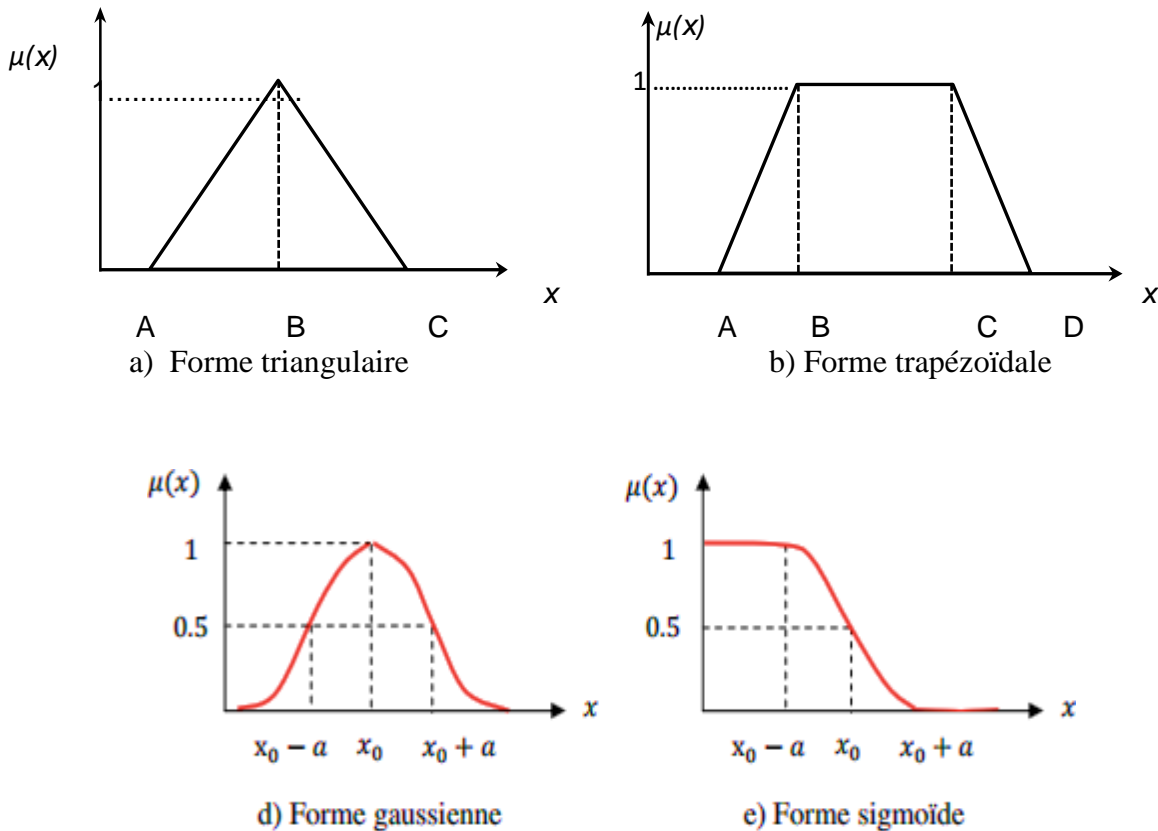


Figure IV.25 Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

Les fonctions sont dites linéaires par morceaux .nous citons comme exemple Le degré d'appartenance des formes triangulaires et trapézoïdale à titre d'exemples, leurs expressions sont les suivantes :

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-A}{B-A} & \text{si } x \in [A \ B] \\ \frac{C-x}{C-B} & \text{si } x \in [B \ C] \\ 0 & \text{si } x \text{ est ailleurs} \end{cases} \quad \text{Pour la forme triangulaire} \quad (4.23)$$

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-A}{B-A} & \text{si } x \in [A \ B] \\ 1 & \text{si } x \in [B \ C] \\ \frac{D-x}{C-D} & \text{si } x \in [C \ D] \\ 0 & \text{si } x \text{ est ailleurs} \end{cases} \quad \text{Pour la forme trapézoïdale} \quad (4.24)$$

Il est alors possible d'associer aux variables linguistiques des coefficients d'appartenance à des sous-ensembles flous prenant des valeurs dans l'intervalle $[0, 1]$ et quantifiant l'incertitude sur la variable. Un évènement certain pour la variable se traduira par un coefficient d'appartenance au sous-ensemble flou égal à "1" alors que la valeur sera inférieure à "1" en présence d'incertitude. Il vient alors qu'une valeur nulle pour un coefficient d'appartenance indique que la possibilité d'appartenance au sous-ensemble sélectionné de la variable représentant la grandeur concernée est complètement rejetée. L'univers de discours d'une variable donnée, c'est-à-dire son domaine de variation, peut alors être divisé en plusieurs sous-ensembles au moyen de fonctions d'appartenance (FA), comme illustré sur la figure IV.2 avec des fonctions d'appartenance triangulaire.

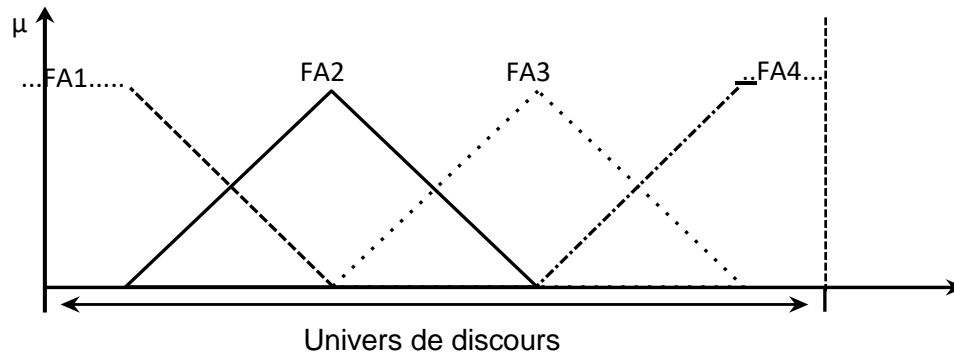


Figure IV.26 Exemple de répartition des fonctions d'appartenance.

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

Pour une commande à base de la logique floue, la problématique sera donc de choisir le nombre et le type de sous-ensembles flous pour chacune des variables. Cette notion peut s'appliquer à de nombreux problèmes et notamment à la commande floue pour générer des correcteurs de type *PID* non linéaire. [130]

IV.12 Raisonnement en logique floue

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

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

IV.12.1 Implications floues

On considère une règle floue de la forme (*Si* x est A) *premisses* (*alors* y et B) *conclusion* où : x est défini sur un univers X et y sur un univers Y .

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

IV.12.2. Règles floues

La règle floue est une relation exprimée à l'aide d'une implication entre deux propositions floues. Par exemple, considérons deux variables linguistiques ($V1, U, Tv1$), ($V2, v2$) et les deux propositions suivantes " $V1$ est A ", " $V2$ est B ", où A et B sont deux ensembles flous de $V1$ et $V2$. On peut définir la règle floue par l'expression "*si* $V1$ est A *Alors* $V2$ est B " [131].

- La proposition "V1 est A" est la condition de l'implication.
- La proposition "V2 est B" est la conclusion de l'implication.

Généralement, plusieurs règles floues sont nécessaires pour prendre une décision face à une situation donnée. On s'intéresse au cas de plusieurs règles floues dans le domaine de la commande et la régulation. Les règles floues peuvent être décrites de plusieurs façons :

- **Linguistiquement** : dans ce cas, on exprime les règles de façon explicite comme dans l'exemple suivant :

"Si l'accélération est faible et la vitesse est faible Alors faire appel à un grand couple".

- **Symboliquement** : il s'agit, dans ce cas, d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des symboles tels que (*PG*, *PP*, ... etc) désignant (Positif Grand, Positif Petit, ... etc).

- **Par matrice d'inférence** : dans ce cas, on rassemble toutes les règles qui sont désignées symboliquement dans un tableau appelé "Matrice d'inférence". Les entrées du tableau représentent les degrés d'appartenance des variables linguistiques des entrées aux différents ensembles flous. Et l'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de sortie défini par la règle.

IV.13. Description d'un processus flou.

La réalisation d'une commande floue ne nécessite pas forcément la connaissance d'un modèle du système tant que celui-ci est inclus implicitement dans les règles fournies par l'expert. La notion d'ensembles flous permet de définir une appartenance graduelle d'un élément à une classe, *c.-à-d.* appartenir plus ou moins fortement à cette classe. L'appartenance d'un élément à une classe est définie par un degré μ prenant des valeurs entre 0 et 1.

La structure d'une commande floue est montrée dans la figure IV.3.

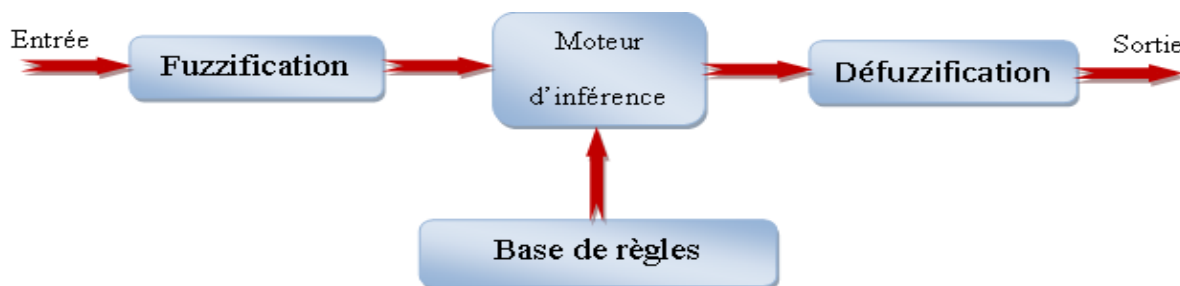


Figure IV.27 Structure générale d'une commande floue

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

Le deuxième module est constitué du moteur d'inférence et de la base de règles. Celles-ci vont permettre de passer des degrés d'appartenance des grandeurs d'entrées aux degrés d'appartenance aux sous-ensembles flous de la grandeur de commande. Le moteur d'inférence, lui, va permettre de générer une conclusion à partir des entrées et des règles actives. Il calcule alors les degrés d'appartenance aux sous-ensembles flous correspondant à la commande du système.

Enfin, le dernier module, l'interface de défuzzification, va permettre de transformer les degrés d'appartenance des sous-ensembles flous de commande en grandeur numérique. C'est la transformation inverse du module de fuzzification. [132]

IV.13.1. Fuzzification

Dans le bloc de fuzzification s'effectue la transformation des variables déterministes d'entrée en variables linguistiques (en variables floues) avec la définition des fonctions d'appartenances pour ces différentes variables d'entrée. Il n'existe pas de réglages précis pour la définition des fonctions d'appartenances qui peuvent avoir différentes formes [131] [132]. Les formes issues du modèle mathématiques sont les plus utilisés : triangulaire, trapézoïdales, etc... Les variables physiques d'entrée X sont réduites en variables normalisés x dans une plage de variation, $[-1, 1]$, appelée univers de discours. Souvent, cet univers de discours est borné $|x| \leq 1$ Dans le but à pallier aux problèmes de variations de X . En générale, on introduit pour une variable x trois, cinq, ou sept ensembles flous avec les désignations standards suivantes [57] :

NG (Négatif Grand), *NM* (Négatif Moyen), *NP* (Négatif Petit), *EZ* (Environ Zéro),
PP (Positif Petit), *PM* (Positif Moyen), *PG* (Positif Grand)

On note qu'une subdivision très fine de l'univers de discours sur plus de sept ensembles flous n'apporte en général aucune amélioration du comportement dynamique de système à réguler [136]. Ces ensembles flous n'ayant pas de supports disjoints et les fonctions d'appartenance ne sont pas obligatoirement symétriques.

La fuzzification doit être faite à priori, en choisissant la stratégie de fuzzification (qui comprend le choix des fonctions d'appartenance. Suivant l'univers de discours, il existe deux méthodes de définition : numérique pour les valeurs discrètes et fonctionnelles pour les valeurs continues.

Dans notre travail, les fonctions d'appartenance sous forme fonctionnelles sont utilisées.

Les formes choisies sont triangulaires et trapézoïdales en raison de leur simplicité.

L'opérateur de fuzzification devient alors une interpolation linéaire :

$$X = \text{fuzzification}(x_0)$$

Où x_0 est la valeur numérique de l'entrée et X un ensemble flou. Cet opérateur calcule le degré d'appartenance à un ensemble flou pour une entrée donnée.

IV.13.2. Bases de règle et méthodes d'inférences

La base de règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles commande linguistiques [137] [138]. Les règles proviennent donc des sources suivantes :

Expériences d'experts et connaissances de commande, actions des opérateurs de commande et apprentissage du régulateur.

a) Règles d'inférences :

Nous pouvons établir les règles de commande, qui relient la sortie avec les entrées.

Comme nous l'avons constaté, il y a trois ensembles flous pour chaque variable, ce qui implique neuf combinaisons possibles de ces entrées, d'où neuf règles. Les règles sont du genre :

Règle 1 : $x_1 = NG$ ET $x_2 = NG$ alors $y = NG$

Règle 2 : $x_1 = NG$ ET $x_2 = NM$ alors $y = NG$

Règle 3 : $x_1 = PG$ ET $x_2 = PG$ alors $y = PG$

b) Description des règles par matrice d'inférence :

On peut écrire les règles qui sont du genre :

Règle 1 : **Si** x_1 est N **ET** x_2 est N , **alors** y est N , ou ;

Règle 2 : **Si** x_1 est N **ET** x_2 est P , **alors** y est Z , ou ;

Jusqu'à :

Règle 9 : **Si** x_1 est P **ET** x_2 est P , **alors** y est P .

Les 9 règles décrites précédemment peuvent être présentées dans une matrice dite matrice d'inférence qui est la suivante :

y		x_2		
		N	Z	P
x_1	N	N	N	Z
	Z	N	Z	P
	P	Z	P	P

Tableau IV.2 : Matrice de règles d'inférence du régulateur flou à trois fonctions d'appartenance par variable

IV.14 Conception d'un correcteur flou

La conception d'un correcteur flou consiste à réaliser le digramme de blocs montré dans la figure IV.28 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 *FPB* du 1er ordre ou un régulateur *PI*.

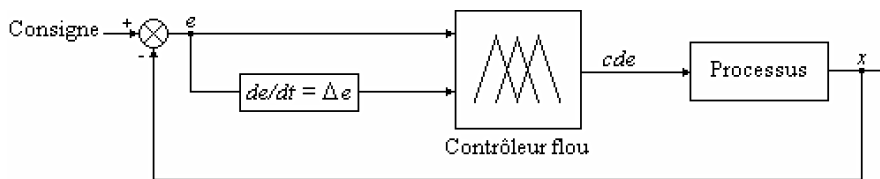


Figure IV.28 Conception d'un contrôleur flou.

Avec : e : erreur, telle que $e = \text{consigne} - x$,

Δe : variation de l'erreur, $\Delta e = e(t) - e(t - T)$, T est une constante.

cde : sortie du contrôleur flou, x : sortie du système. [5]

L'établissement des règles floues se base sur le sens de variation de l'erreur e , de son signe algébrique et de celui de sa dérivée Δe . Comme expliqué dans la figure IV.29, et sachant que :

- ♣ e est croissante si sa dérivée Δe est positive,
- ♣ e est constante si sa dérivée Δe est nulle,
- ♣ e est décroissante si sa dérivée Δe est négative,
- ♣ e est positive si la consigne est supérieure à la sortie x ($\text{consigne} > x$),
- ♣ e est nulle si la consigne est égale à la sortie x ($\text{consigne} = x$),
- ♣ e est négative si la consigne est inférieure à la sortie x ($\text{consigne} < x$),

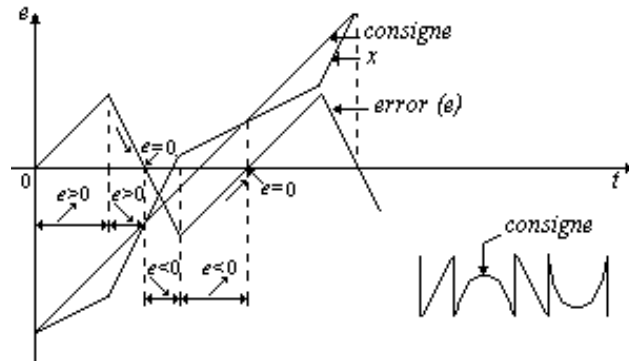


Figure IV.29 Établissement des règles floues en fonction du sens d'évolution et du signe algébrique de e .

- ♣ Nulle (ZE) si e est nulle (ZE),
- ♣ Grande positive (GP) si e est positive dans les deux situations de croissance et décroissance,
- ♣ Grande négative (GN) si e est négative dans les deux situations de croissance et décroissance,
- ♣ Négative (N) si e est croissante vers zéro,
- ♣ Positive (P) si e est décroissante vers zéro.

Ainsi, les règles floues seront définies comme suit :

- ♣ SI e est ZE, ALORS cde est ZE,
- ♣ SI e est P, ALORS cde est GP,
- ♣ SI e est N, ALORS cde est GN,
- ♣ SI e est ZE ET Δe est P, ALORS cde est N,
- ♣ SI e est ZE ET Δe est N, ALORS cde est P.

IV.15. Interface de défuzzification

La défuzzification est la dernière étape dans la commande floue. Elle consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence en une grandeur physique ou numérique pour définir la loi de commande du processus. Plusieurs méthodes ont été élaborées pour faire cette opération. La méthode de défuzzification choisie est souvent liée à la puissance de calcul du système flou [139]. Parmi les plus couramment utilisées, on cite :

- **Méthode de Maximum** : cette méthode génère une commande qui représente l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence floue. Cette méthode est simple, rapide et facile, mais présente certains inconvénients lorsqu'il existe

plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale et ne tient pas compte de l'effet de toutes les règles.

- **Méthode de la moyenne des maximums** : cette méthode génère une commande qui représente la valeur moyenne de tous les maximums, dans le cas où il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.
- **Méthode du centre de gravité** : cette méthode génère une commande égale à l'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence floue.

IV.16 Contrôleur de Mamdani :

Ce type de contrôleur a été présenté dans une application floue [140] et a la forme générale suivante pour N_x entrées.

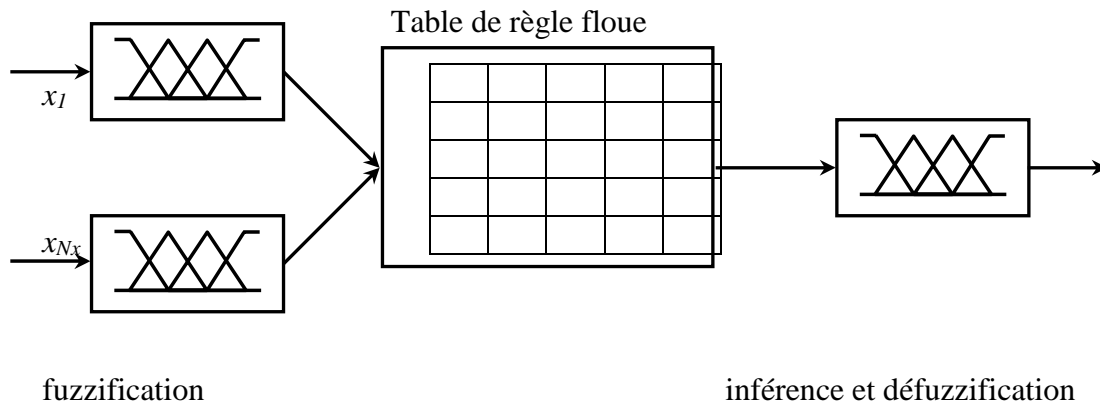


Figure IV.30 Contrôleur de Mamdani.

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

IV.17 Application de la logique floue au filtrage actif

IV.17.1 Description générale du fonctionnement d'un correcteur flou

Tout comme un contrôleur (ou correcteur) classique, le contrôleur flou s'insère dans la boucle de régulation et calcule la commande à appliquer au procédé suivant une ou plusieurs consignes et une ou plusieurs mesures effectuées sur celui-ci. Les bases de règles floues sont intéressantes en commande car elles permettent de prendre en compte une expertise existante de nature qualitative, de prendre en compte des variables que l'on sait difficilement intégrer dans la boucle, d'améliorer le fonctionnement de contrôleurs classiques, par : autoréglage hors ligne ou en ligne des gains de ces contrôleurs, modification de leur sortie (feed forward) en fonction d'événements qui ne peuvent pas être pris en compte par une technique classique.

La logique floue sert à représenter des connaissances incertaines et imprécises. La commande floue, quant à elle, sert à prendre une décision même si on ne peut estimer les entrées/sorties qu'à partir de prédicats vagues ou lorsque ces entrées/sorties sont entachées d'erreurs que l'on ne peut évaluer que grossièrement.

IV.17.2 Régulation de la tension continue avec un contrôleur flou

Le schéma de principe du contrôle flou de la tension continue est donné par la figure IV.31 :

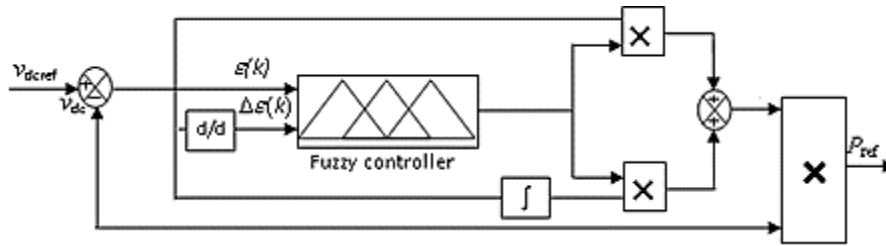


Figure IV.31 : Principe du contrôle flou de la tension continue

La nouvelle structure de contrôle de la tension continue préserve le même modèle lorsqu'on utilise un régulateur PI. Il s'agit d'une association de la sortie du régulateur flou aux actions proportionnelle et intégrale du signal de contrôle [102].

Le régulateur flou utilise deux entrées : la première entrée est l'erreur entre la valeur mesurée et celle de référence de la tension continue. La deuxième représente la variation de cette erreur.

$$\varepsilon(k) = v_{dc}^{ref}(k) - v_{dc}(k) \quad (4.25)$$

$$\Delta\varepsilon(k) = \varepsilon(k) - \varepsilon(k-1) \quad (4.26)$$

Les fonctions d'appartenance représentant les variables d'entrée et de sortie sont données par la figure IV.32 :

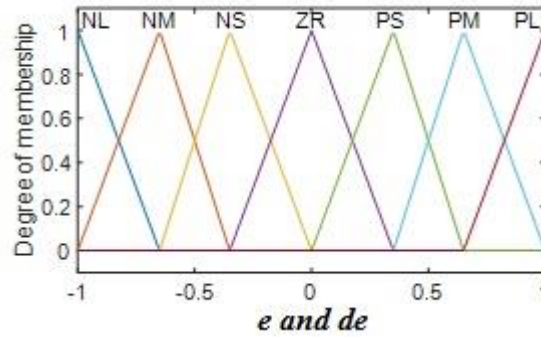


Figure IV.32 : Fonctions d'appartenance des variables d'entrée et de sortie

NL : (Négative Large) ; *NM* : (Négative Medium) ; *NS* : (Négative Small) ; *ZR* : (Zéro) ;

PL : (Positive Large) ; *PM* : (Positive Medium) ; *PS* : (Positive Small).

IV.17.3 Régulation de la tension continue avec un contrôleur flou adaptatif

L'objectif de la commande floue adaptative est de garantir que le système de régulation fonctionne de manière optimale dans toutes les conditions, en ajustant automatiquement les paramètres de la commande en fonction des conditions environnementales changeantes. Cela peut aider à améliorer l'efficacité énergétique, la sécurité et la fiabilité des systèmes de régulation dans de nombreux domaines, tels que l'industrie, les transports, l'aérospatiale, etc

Un régulateur flou (ou "régulateur Fuzzy") et un régulateur flou adaptatif (ou "régulateur Fuzzy adaptatif") sont tous les deux des types de régulateurs utilisant la logique floue.

La principale différence entre les deux est que le régulateur flou standard utilise des règles prédéfinies pour contrôler un système, tandis que le régulateur flou adaptatif utilise des règles qui peuvent s'ajuster automatiquement pour s'adapter aux changements dans les conditions de l'environnement.

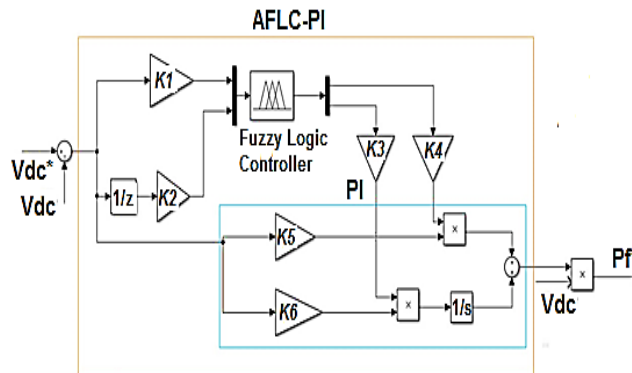


Figure IV.33 configuration du contrôle du bus continu en utilisant un AFLC-PI

Les gains de normalisation K1 et K2 sont utilisés pour corriger les entrées FLC de l'univers du discours, tandis que K3 et K4 compensent les erreurs ou perturbations du système pour adapter les valeurs initialement calculées du régulateur PI, K5 et K6 figure IV.33. Dans ce cas, la méthode d'inférence min-max a été utilisée, et la méthode centroid a été utilisée pour défuzzifier le contrôle des variables floues. Les fonctions d'appartenance utilisées pour les variables d'entrée et de sortie sont présentées dans la figure IV.34 la base de règles floues est donnée dans le tableau IV.2.

Les paramètres flous des variables de sorties kpf et kif, compensent les régulateurs PI via deux gains de normalisation k4 et k5. Avec deux ensembles flous étiquetés "s" et "b"

Les règles floues sont rassemblées dans la matrice d'inférence du tableau IV.2 :

e de	NL	NM	NS	ZR	PS	PM	PL
NL	b	b	b	b	b	b	b
NM	S	b	b	b	b	b	S
NS	S	S	b	b	b	S	S
ZR	S	S	S	b	S	S	S
PS	S	S	b	b	b	S	S
PM	S	b	b	b	B	b	S
PL	b	b	b	b	b	b	b

Tableau IV.3 : Matrice d'inférences du régulateur flou.

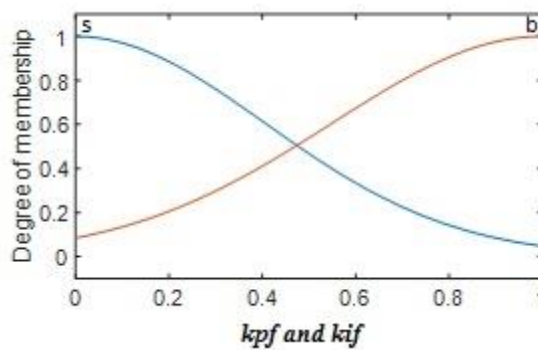


Figure IV.34 Membership function for the inputs and output variables.

Conclusion de la partie 2 :

Le régulateur flou standard utilise des règles prédéfinies qui sont déterminées à l'avance par des experts. Ces règles sont basées sur des données d'entrée et sont utilisées pour déterminer les actions de contrôle à prendre.

En revanche, le régulateur flou adaptatif utilise des règles qui sont ajustées en temps réel pour s'adapter aux conditions changeantes de l'environnement. Les règles sont modifiées automatiquement à mesure que de nouvelles données sont collectées. Ainsi, le régulateur flou adaptatif peut s'adapter rapidement aux changements dans l'environnement sans qu'un expert doive intervenir pour modifier les règles.

En résumé, le régulateur flou adaptatif est plus flexible et peut s'adapter plus rapidement aux changements dans l'environnement, tandis que le régulateur flou standard est plus simple et plus facile à concevoir et à mettre en œuvre.

Conclusion :

Tout comme un contrôleur (ou correcteur) classique, avancé ou intelligent le contrôleur s'insère dans la boucle de régulation et calcule la commande à appliquer au procédé suivant la consignes. La stratégie de commande utilisant les régulateurs classiques donne des résultats satisfaisants, mais qui sont de plus en plus mises en échec par le manque, de la robustesse due non seulement à une modélisation peu précise mais aussi à des conditions de fonctionnement, tel que l'effet de variation de charge ou des paramètres propres du filtre actif.

La commande floue adaptative n'est pas un outil substituant à tout autre type de commande, mais plutôt une technique complémentaire utilisée surtout pour la régulation des processus complexes ou lorsque on ne dispose pas de modèles convenables du système à réguler.

L'avantage le plus important de la technique de commande par logique floue adaptative par rapport aux autres stratégies de réglage est qu'on peut améliorer la structure du régulateur en agissant sur un certain nombre de facteurs constituant la configuration interne de ce type de contrôleur.

Les commandes classiques et les commandes avancées sont deux approches différentes pour contrôler les systèmes. Voici les principales différences entre les deux types de commandes :

1. **Fonctionnement** : Les commandes classiques fonctionnent en utilisant des algorithmes mathématiques préprogrammés pour réguler les performances du système. Les commandes avancées, en revanche, utilisent des techniques plus sophistiquées telles que la commande prédictive, la commande adaptative, ou la commande non linéaire pour améliorer les performances du système.
2. **Flexibilité** : Les commandes classiques sont généralement rigides et ne sont pas facilement adaptables à des conditions de contrôle changeantes. Les commandes avancées sont plus flexibles et peuvent s'adapter aux conditions changeantes du système.
3. **Précision** : Les commandes avancées peuvent fournir une précision de contrôle plus élevée car elles sont capables de prendre en compte un plus grand nombre de variables, de corriger les erreurs en temps réel et de s'adapter aux conditions changeantes. Les commandes classiques, bien que précises, peuvent avoir une précision limitée en raison de leur approche plus rigide.

4. Coût : Les commandes avancées sont généralement plus coûteuses que les commandes classiques en raison de leur complexité et de la nécessité de matériels et logiciels supplémentaires pour leur mise en œuvre.
5. Conception : Les commandes classiques sont relativement simples à concevoir et à mettre en œuvre, tandis que les commandes avancées nécessitent une expertise et une expérience plus poussées en contrôle et en mathématiques pour leur conception et leur mise en œuvre.

En somme, les commandes classiques sont des stratégies de contrôle relativement simples et rigides, tandis que les commandes avancées sont plus sophistiquées, flexibles et précises, mais nécessitent une expertise et une expérience plus avancées pour leur conception et leur mise en œuvre.



Chapitre V

CHAPITRE V :

V.1 La logique floue adaptative Direct Distorsing Power Control (AFL -DDPC)

Ce travail utilise une nouvelle technique basée sur le contrôle direct de la puissance déformante DDPC pour assurer le filtrage actif des courants harmoniques. Cette technique est similaire à la DPC classique, mais elle est basée sur le calcul des références des puissances actives et réactives déformantes. Le filtre SAFP actif peut être commandé à partir des boucles de commande de puissance déformante. Dans cette technique, il n'y a pas de boucles de contrôle de courant harmonique et pas de bloc PWM [15]. Une table de commutation détermine les états de commutation du convertisseur statique en fonction des erreurs instantanées entre les valeurs réelles et estimées des puissances active et réactive déformantes. Les puissances de distorsion active P_f et réactive Q_f sont estimées à partir des mesures de tension et de courant harmoniques par rapport à leurs références P_f^* et Q_f^* , respectivement. La référence P_f^* est obtenue par le produit entre le courant de la sortie du régulateur de tension continue et de la tension continue. En revanche, la référence Q_f^* est mise à zéro pour atteindre un facteur de puissance unitaire. Les erreurs instantanées entre les puissances déformantes réelles et estimées sont contrôlées directement avec des contrôleurs d'hystérésis et une table de consultation. Les signaux d'erreur S_p et S_q et l'angle de phase téta de la tension sont fournis à la table de commutation (tableau 1) qui stocke S_a , S_b et S_c du convertisseur. Des états de commutation optimaux sont sélectionnés de sorte que les erreurs de puissance soient maintenues dans les bandes d'hystérésis. Un commutateur pouvant sélectionner l'une ou l'autre configuration. [141]

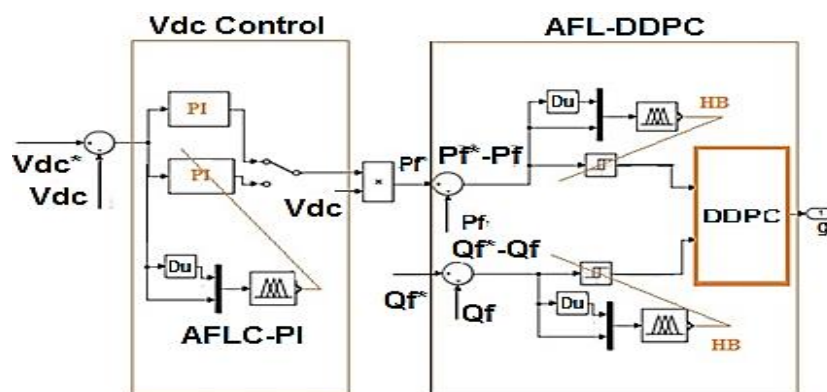


Figure V.1. Structure proposée d'une logique floue adaptative à puissance déformante directe

ce chapitre expose le résultats de simulation du système proposé et la configuration du contrôleur du SAFP, qui comprend deux parties, la première partie concerne, la logique floue

adaptative direct distorsing power control (AFL-DDPC) pour l'extraction des harmoniques, la seconde partie est le contrôle du bus de liaison de la partie continue CC par un contrôleur de logique floue adaptatif PI (PI-AFLC) pour les performances de compensation du SAPF afin d'améliorer la qualité de l'énergie électrique. Des scenarios sont simulés à titre comparatif afin d'établir la meilleure combinaison à retenir pour une éventuelle opération de filtrage actif.

V.2 configuration du système

Le système étudié représenté sur la figure 1, comprend une source triphasée, deux filtres en série (R_s, L_s) et (R_c, L_c). L'ensemble du système fournit une charge inductive à travers un convertisseur AC/DC. De plus un filtre actif parallèle avec liaison CC via un onduleur CC/CA est utilisé pour améliorer la qualité du réseau. Les différents contrôleurs AFL- DDPC, PI control AFLC-PI sont utilisés pour le contrôle du filtre.

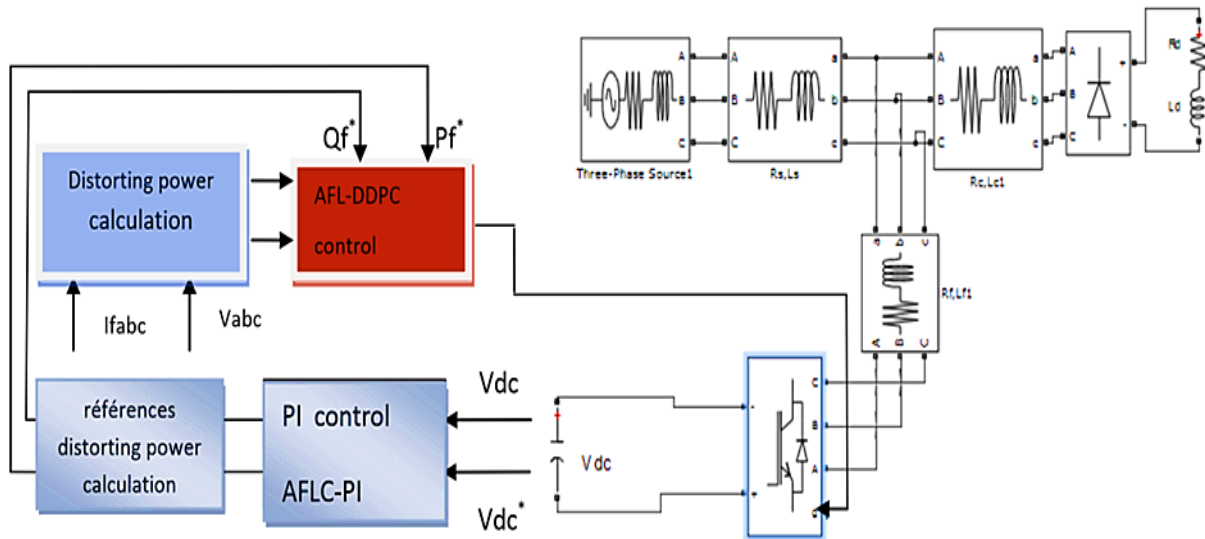


Figure.V.2. configuration du systeme

Dans cette technique proposée, le signal de commutation pour le convertisseur de source de tension VSI (Voltage source inverter) sera généré par la bande d'hystérésis adaptative. La valeur de la bande d'hystérésis est mise en œuvre avec un contrôleur à logique floue (FLC). Les entrées du FLC sont les erreurs de puissances déformantes réelles et réactives (e_{pf} , e_{qf}) et la variation de ces erreurs (de_{pf} , de_{qf}), et la sortie du FLC est la bande d'hystérésis HB. [142]

Les fonctions d'appartenance des variables d'entrée sont présentées dans la figure V.4 et la figure V.5 Avec sept ensembles flous pour l'erreur étiquetés négatif très grand NTG, négatif grand NG, négatif moyen NM, zéro EZ, positif moyen PM, positif grand PG, positif très grand PTG Pour la variation d'erreur, NG est négatif grand, NM est négatif moyen, EZ est nul, PM est positif moyen et PG est positif grand.

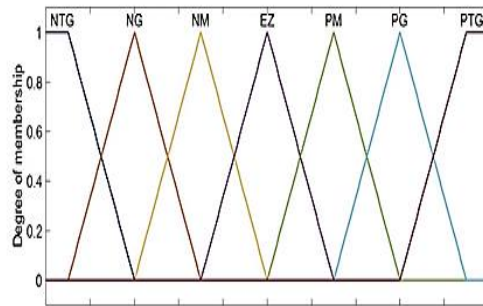


Figure V.3. Fonctions d'appartenance pour l'erreur des puissances de distorsion réelles et réactives.

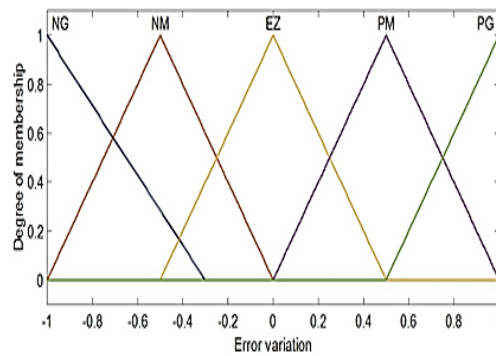


Figure V.4. Fonctions d'appartenance pour la variation d'erreur des puissances de distorsion réelles et réactives

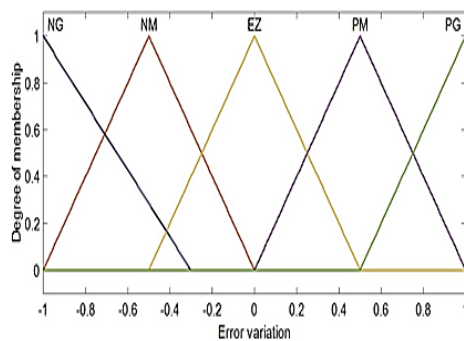


Figure. V.5. Fonctions d'appartenance pour la variable de sortie HB.

Les règles d'inférences sont éditées dans la table V.1.

E							
DE	NTG	NG	NM	EZ	PM	PG	PTG
NG	TTS	TS	S	S	S	M	L
NM	TS	M	L	TL	L	TL	TL
EZ	TTL	TTL	TTL	TTL	TTL	TTL	TTL
PG	TTL	TL	L	TL	TL	L	S
PG	TL	M	S	S	S	TS	TTS

Tableau V.1. Règle d'inference flou

V.3. contrôle du bus continu

Le rôle de la régulation de la boucle de tension du bus continu est de maintenir cette tension à une valeur de référence constante en contrôlant le processus de charge et de décharge des condensateurs. Les causes de sa variation sont essentiellement les pertes dans les interrupteurs du convertisseur (en conduction et en commutation), dans les inductances de couplage, et la variation de la charge connectée au bus continu. Cette tension est régulée en ajustant l'amplitude des références des courants échantillonnés pour contrôler le transit de puissance active entre le réseau et le bus DC. [143]

A cet effet, on prévoit de compenser toutes les perturbations côté convertisseur et côté charge, provoquant une variation de l'énergie stockée dans le condensateur. Cette boucle a en entrée la tension de référence V_{dc}^* et la tension mesurée V_{dc} . [142], [143].

Dans ce cas, nous appliquerons deux régulateurs, le régulateur PI classique et un régulateur PI à logique floue adaptative AFLC-PI. la figure V.6 montre la configuration de contrôle de la tension continue à l'aide de ces deux régulateurs. Un commutateur pouvant sélectionner l'une ou l'autre configuration.

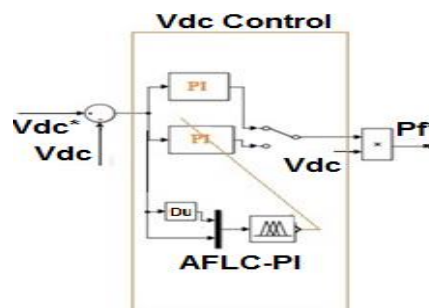


Figure.V.6. configuration du régulateur du bus continu utilisant un PI et un AFLC-PI.

V.3.1 Régulateur PI

Un régulateur de type PI est souvent utilisé pour contrôler cette tension. En négligeant les pertes actives dans le convertisseur et les inductances de couplage, l'application du principe de conservation d'énergie donne le rapport entre la puissance active délivrée par le réseau et celle reçue en sortie du pont. Dans tous les cas, le dimensionnement de PI est bien connu, nous utilisons la méthode du placement des pôles [144] [146].

V.3.2 Un régulateur PI à logique floue adaptative

Le contrôle flou s'est avéré efficace lorsqu'il est appliqué seul mais permet également l'ajustement des paramètres de contrôle existants. Ainsi, les travaux de recherche utilisés montrent que combiner la logique floue avec des commandes traditionnelles est encore plus intéressant pour les rendre robustes et donner naissance à des régulateurs robustes et simples comme, par exemple, un contrôleur PI à logique floue adaptative ou AFLC-PI [145].

Les règles floues ont été rassemblées dans la matrice d'inférence du tableau IV.2 au chapitre précédent et la configuration du contrôle du bus continu en utilisant un AFLC-PI a été illustrée dans la figure IV.28 (chapitre précédent).

Les fonctions d'appartenance utilisées pour les variables d'entrée et de sortie sont présentées dans la figure IV.29.

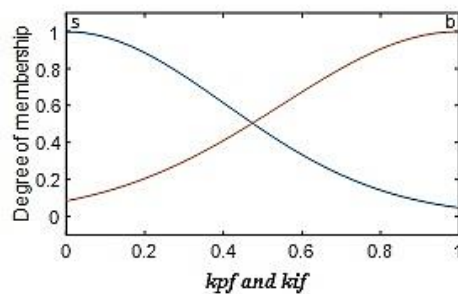


Figure V.7 les fonctions d'appartenances des variables d'entrées et de sorties.

Les performances des stratégies de contrôle proposées sont évaluées par simulation à l'aide des boîtes à outils Simulink et SimPower Systems. Les paramètres du modèle utilisés pour ces simulations sont répertoriés dans le tableau 4 [141].

Parameters	Values
Supply voltage	$V_s = 220 \text{ V}$, $f_s = 50 \text{ HZ}$
The source side line parameters	$L_s = 0.02 \text{ mH}$, $R_s = 3.5 \text{ m}\Omega$
Load parameters	$L_{ch} = 0.1 \text{ mH}$ $R_{ch} = 3 \Omega$
The load side line parameters	$L_c = 0.02 \text{ mH}$, $R_c = 3.5 \text{ m}\Omega$
The APF : Interfacing bloc	$L_f = 3 \text{ mH}$, $R_f = 3 \text{ m}\Omega$
DC bus	$V_{dc} = 700 \text{ V}$, $C_{dc} = 2.2 \text{ mf}$
Hysteresis band	$H = \pm 0.1 \text{ A}$

Tableau V.2. paramètres du système

Les figures suivantes montrent les résultats de simulation du système illustré dans la figure.1. Sans filtre. La figure V.9 montre la forme de l'onde du courant de ligne absorbé par la charge non linéaire constituée d'un redresseur triphasé connecté à une charge RL. Sur la Figure11, le spectre THD est présenté. Il atteint une valeur de 24,59 %.

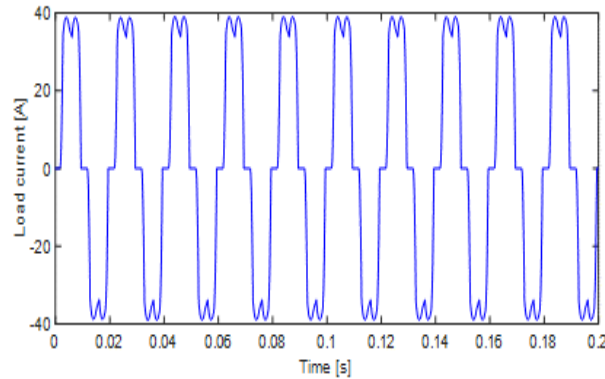


Figure V.8. Forme de l'onde du courant de charge de la phase A pour une charge non linéaire constituée d'un redresseur à pont de diodes triphasé alimentant la charge RL

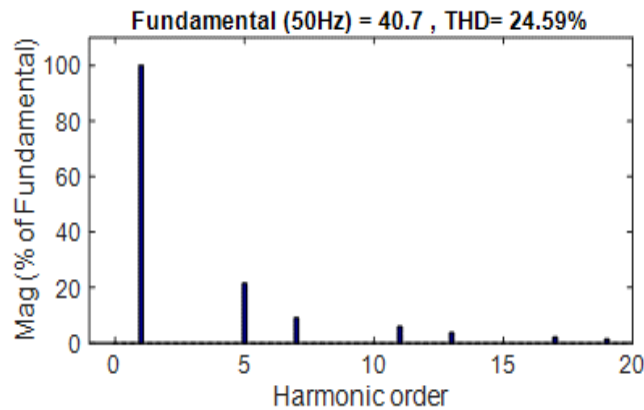


Figure V.9. Le spectre d'harmonique du courant de charge correspond à la charge non linéaire de la Figure 9.

Pour montrer l'efficacité du filtre de puissance active avec les différentes stratégies de contrôle, nous simulerons quatre scénarios en fonction du contrôle de la tension continue et du contrôle DPC proposé. Le cinquième sera un test de robustesse.

V.4 Combinaisons entre AFLC/PI et AFL-DDPC

1er scenario :

Dans ce scénario, un PI et un régulateur de puissance à distorsion directe (DDPC) contrôlent respectivement la tension du bus continu et du SAPF

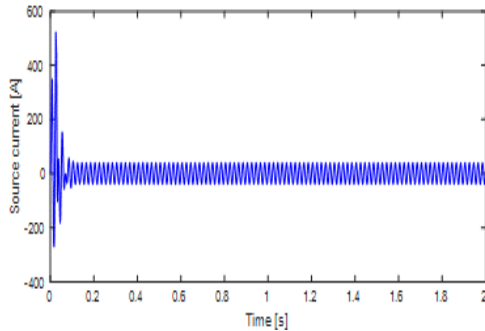


Figure. V.10. courant de source (A)

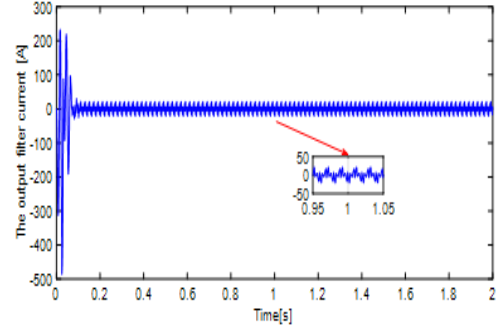


Figure. V.11. courant du filtre (A)

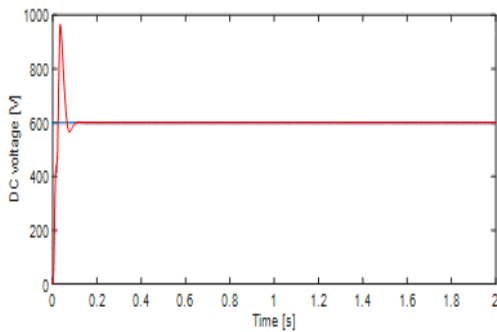


Figure. V.12. Tension du bus continu (V)

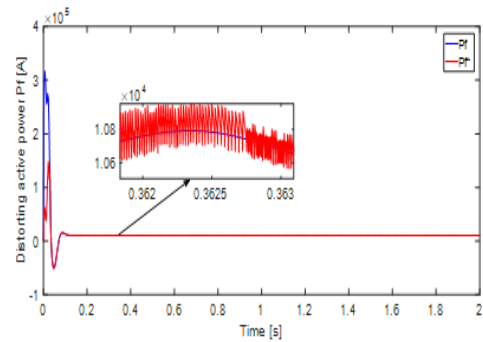


Figure. V.13. Puissance active déformante Pf (W).

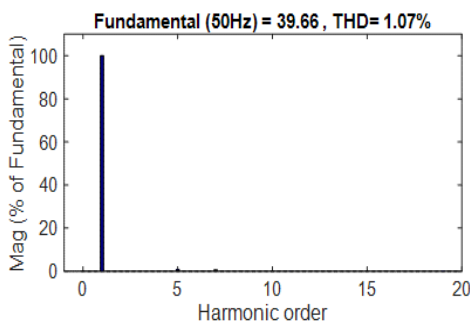


Figure. V.14. Spectre harmonique du courant

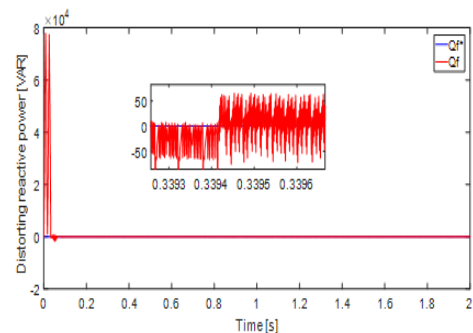


Figure. V.15. Puissance réactive déformante de source illustré à la Fig. 10

Second scenario :

Dans ce scénario, la tension du bus continu et le SAPF sont contrôlés respectivement par un AFLC-PI et un contrôleur Direct Distorsing Power Control (DDPC).

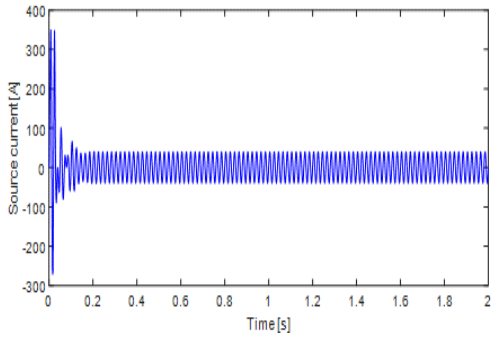


Figure. V.16. courant de source (A)

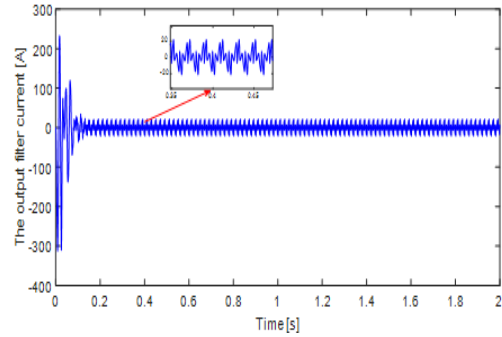


Figure. V.17. courant de sortie du filtre (A)

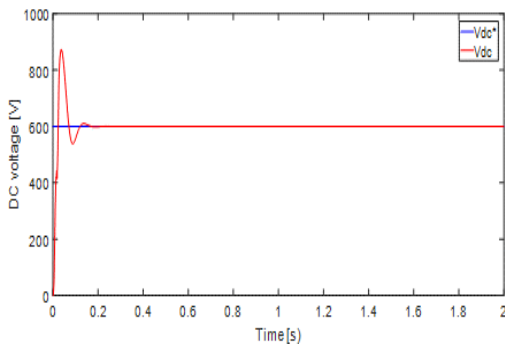


Figure.V.18. The DC voltage

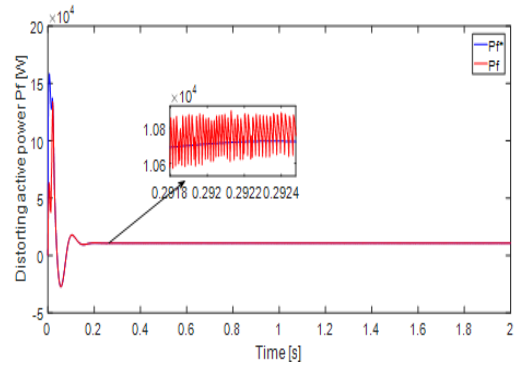


Figure.V.19. The distorting active power Pf (W)

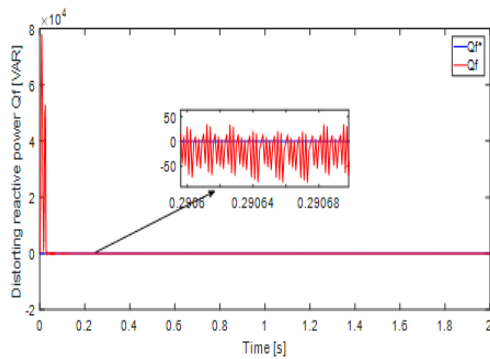


Figure. V.20. Puissance réactive

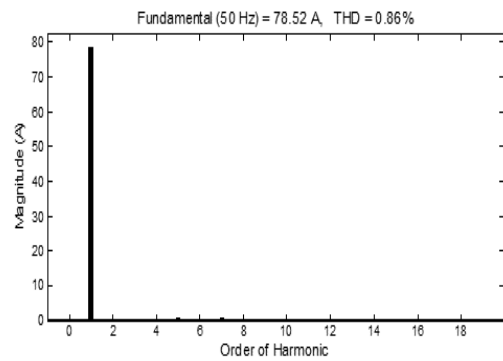


Figure. V. 21. Spectre d'harmonique du courant de source illustré dans la figure 19

Troisième scénario : dans ce scénario un régulateur PI contrôle la tension du bus continu et le contrôleur flou adaptatif contrôle la bande d'hystérésis

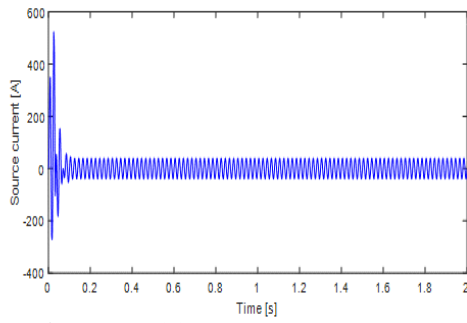


Figure.V.22. The source current (A).

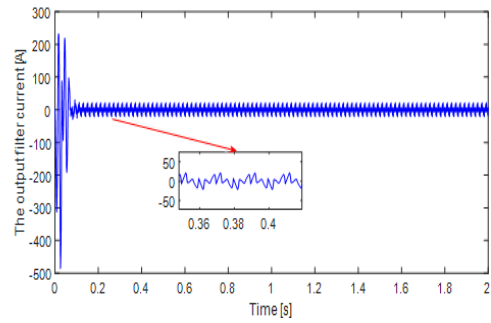


Figure.V.23. The output filter current (A)

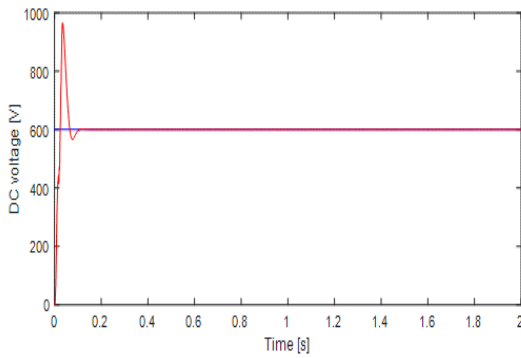


Figure.V.24. The DC voltage (V)

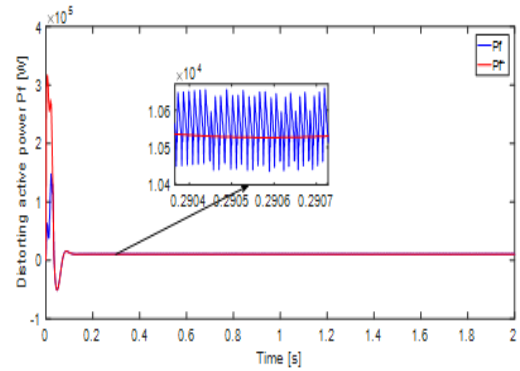


Figure.V.25. The distorting active power Pf (W)

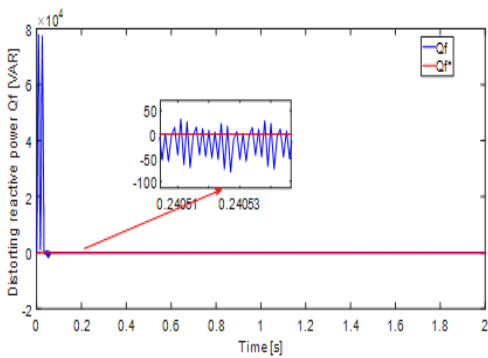


Figure.V.26. The distorting reactive power Pf (Var)

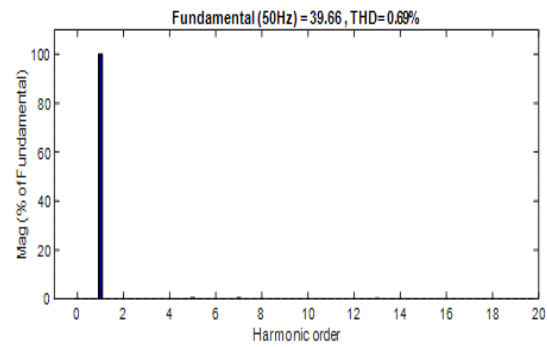


Figure.V.27. Harmonic spectrum of the source current illustrate in Fig.25

Quatrième scénario : dans ce cas, la tension du bus continu et le SAPF sont contrôlés respectivement par un AFLC-PI et adaptive fuzzy logic direct distorting power control (AFL-DDPC)

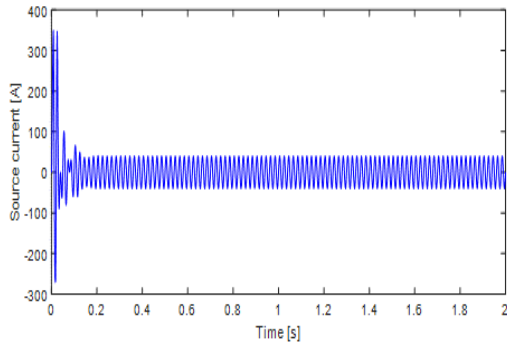


Figure.V.28. The source current (A)

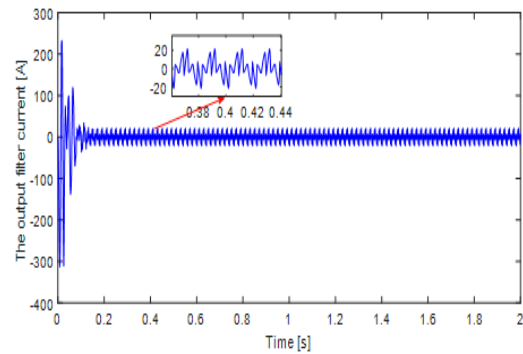


Figure.V.29. The output filter current (A)

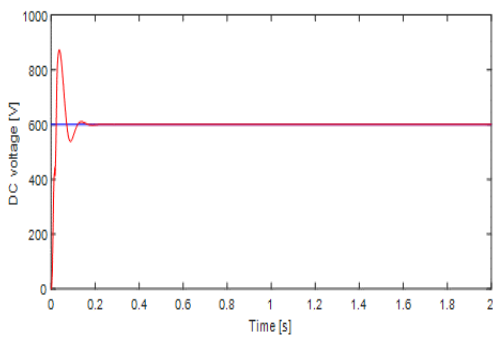


Figure.V.30. The DC voltage (V)

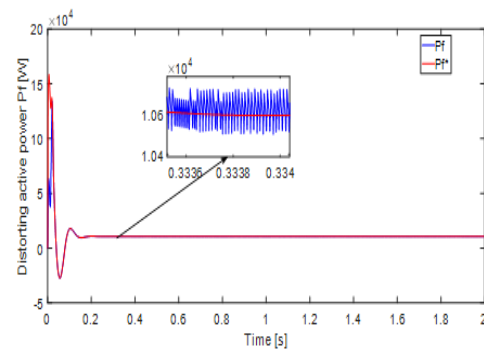


Figure.V.31. The distorting active power Pf (W)

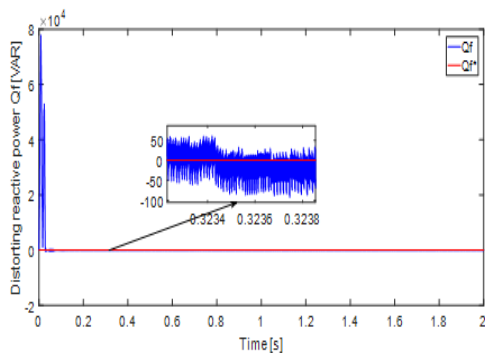


Figure.V. 32. The distorting reactive power Pf (Var) source

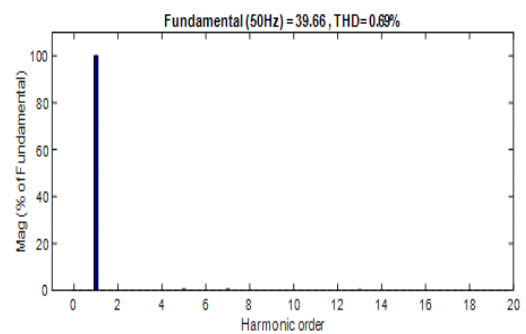


Figure.V.33. Harmonic spectrum of the current illustrate in Fig. 28

Cinquième scénario : variation de charge

Un changement dans la charge côté continu ($150\Omega/75\Omega$ et $75/150\Omega$) entraîne un changement dans le courant nécessaire pour maintenir le bus continu chargé et donc dans la référence de la puissance active instantanée. Le contrôle Direct de Puissance répond très rapidement au changement de consigne de puissance comme la montre les figures IV.10 et IV.11.

Le réseau électrique alimente une charge linéaire inductive, puis la charge est éliminée entre 0,5 s et 1.5 s. L'efficacité du contrôle de la tension continue est illustrée à la Figure 38, on peut voir que le système devient plus stable et plus robuste. Dans cette figure, le dépassement disparaît et le temps de réponse est réduit.

De la figure 16 à la figure 28, on peut dire que le DPC apporte une certaine rapidité et robustesse à la réponse du système. Ces figures nous montrent que la technique de contrôle utilisée acquiert un double rôle pour le SAPF, à savoir la compensation de puissance réactive en régime fondamental, et l'atténuation des harmoniques dominantes en les poussant vers les fréquences supérieures.

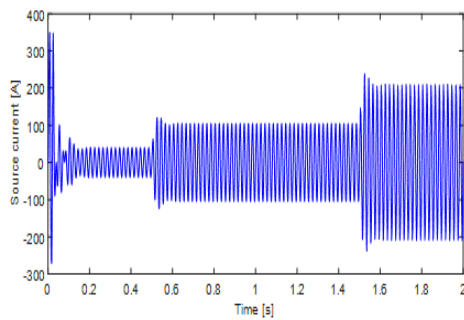


Figure.V.34. The source current (A)

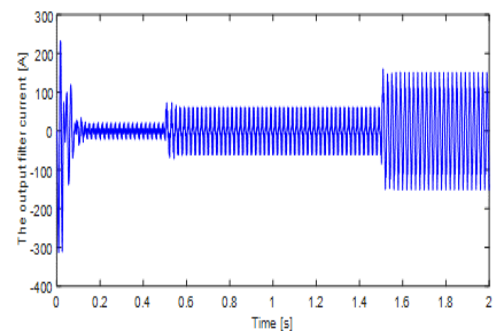


Figure.V.35. The output filter current (A)

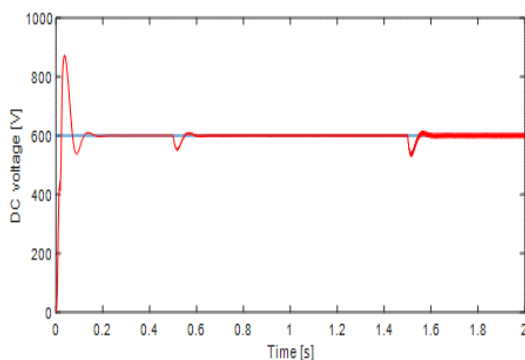


Figure.V. 36. The DC voltage (V)

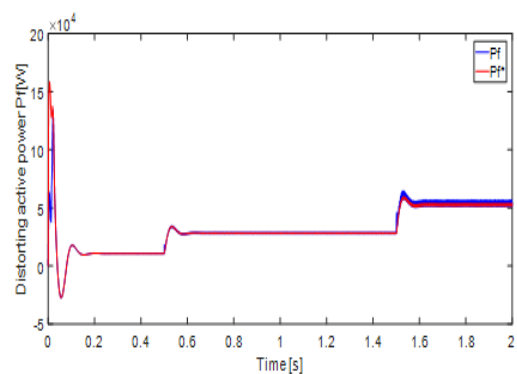


Figure.V.37. The distorting active power P_f (W)

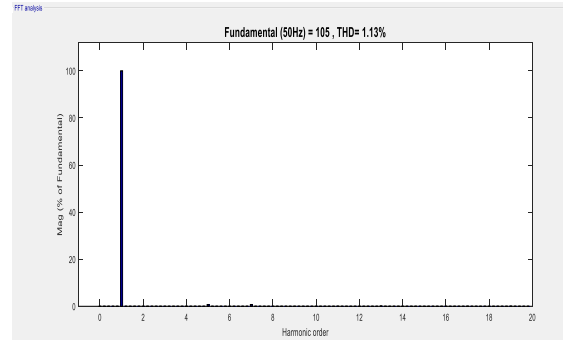
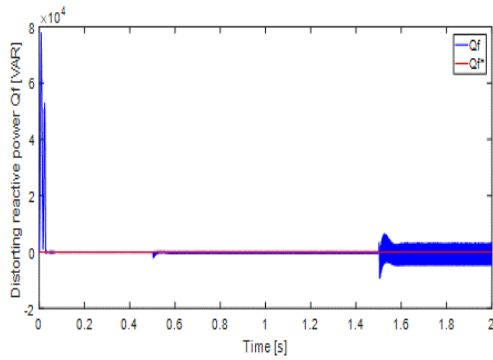


Figure.V.38. The distorting reactive power P_f (VAR) **Figure.V.39.** Harmonic spectrum of the source current illustrate in Fig. 36

V.5 Comparaison entre différents contrôleurs.

Le tableau 5 montre le temps de réponse obtenu avec les différentes méthodes de réglage. En observant les résultats, on peut remarquer que la combinaison entre la logique floue et le régulateur PI coté tension continue d'une part et avec la DDPC classique améliore les performances du filtre actif en terme de vitesse, fiabilité, précision et robustesse avec une meilleure qualité d'énergie à très faible niveau d'harmonique.

Régulateurs de la tension Vdc	PI	AFLC-PI	PI	PI
DDPC strategies	AFL-DDPC	DDPC	DDPC	AFL-DDPC
dépassement	++	+	++	++
Temps de montée	++	++	+++	+++
Temps de stabilisation	++	++	+++	+++
Erreur statique	+	++	+	++
Robustesse	+	+	+	++
THD	++	+	+	++

Tableau V.3. Les performances des différents contrôleurs

Conclusion

Le contrôle proposé pour le SAFP et l'utilisation du contrôleur flou en deux étages (au niveau du bus DC et au niveau du contrôleur à hystérésis) a montré sa supériorité par rapport à la combinaison de deux contrôleurs avancés et/ou intelligents, les performances du filtre actif avec la commande proposée s'avèrent excellentes, et le courant de source est pratiquement sinusoïdal. Le THD a diminué de 1,45 à 0,82, et enfin, le courant de la source est en phase avec la tension d'alimentation (facteur de puissance égal à 1). En somme, les commandes avancées sont des stratégies de contrôle plus simples et rigides qui peuvent être utilisées pour réguler les performances de systèmes spécifiques, tandis que les commandes intelligentes sont plus flexibles et complexes, avec des fonctionnalités d'auto-apprentissage, de prise de décision et d'adaptation qui permettent une précision de contrôle plus élevée.

L'inconvénient des commandes intelligentes c'est qu'elles sont généralement plus coûteuses que les commandes avancées en raison de leur complexité et de la nécessité de matériels et logiciels supplémentaires pour leur mise en œuvre. Les commandes intelligentes peuvent fournir une précision de contrôle plus élevée car elles sont capables de prendre en compte un plus grand nombre de variables, de corriger les erreurs en temps réel et de s'adapter aux conditions changeantes. Les commandes avancées, bien que précises, peuvent avoir une précision limitée en raison de leur approche plus rigide.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Après quelques notions théoriques sur la qualité de l'énergie électrique, les perturbations électriques et la dépollution dans les réseaux de distribution, un état de l'art traduisant et traçant l'historique des filtres actifs et depuis leur apparition et jusqu' aux nouvelles structures. Ensuite un recensement des différentes commandes et méthode de contrôles ont été étudiés pour les courants harmoniques et dans une seconde partie du 2eme chapitre un état de l'art a été présenté concernant les techniques de commandes (génération des impulsions) pour le contrôle du SAPF. Dans le troisième chapitre on s'est penché sur une de ces commande qui est la DPC, nous avons passé en revue la DPC classique et adaptative et intelligente, dans le quatrième chapitre la logique floue a été introduite pour le contrôle. Ces différentes commandes ont été combinées pour voir et comparer laquelle de ces commandes est la plus intéressante. Le cinquième et dernier chapitre présente les résultats de simulation de différentes combinaisons tout en mettant l'accent sur la **AFL -DDPC (adaptive fuzzy logic-Direct Distorsing Power Control)**.

Cette thèse apporte donc une synthèse des filtres actifs de puissances (shunt en général), et présente les différentes techniques et stratégies d'identification et de commande qui peuvent améliorer les performances d'un filtre actif parallèle, plusieurs solutions classiques, avancées et intelligentes ont été présentés , notre contribution était la combinaison de toutes ces différentes commandes et voir la plus adaptée pour un éventuel filtrage actif de puissance et une compensation de l'énergie réactive.

Dans le domaine de la commande de systèmes dynamiques, les commandes classiques à base de PID (proportionnelle-intégrale-dérivée) sont souvent utilisées pour régler les systèmes dynamiques en fonction de leur état actuel. Les commandes avancées, telles que le sliding mode et la DPC (commande prédictive directe), sont utilisées pour des applications plus complexes qui nécessitent une commande plus précise et une meilleure réponse transitoire. Les commandes intelligentes, telles que les régulateurs flous, utilisent des algorithmes d'intelligence artificielle pour améliorer les performances de commande et la stabilité du système.

Les commandes à base de PID sont faciles à mettre en œuvre et offrent une réponse rapide aux changements de l'état du système. Elles sont largement utilisées dans l'industrie en raison de leur simplicité et de leur efficacité. Cependant, les commandes à base de PID peuvent être moins efficaces pour régler des systèmes présentant des comportements non linéaires ou des paramètres dynamiques qui changent rapidement.

CONCLUSION GENERALE

Les commandes avancées, telles que le sliding mode et la DPC, offrent une plus grande précision de commande et une meilleure réponse transitoire que les commandes à base de PID. Elles sont souvent utilisées pour les systèmes à comportement non linéaire ou pour les applications qui nécessitent une précision élevée de commande. Cependant, les commandes avancées sont souvent plus complexes à mettre en œuvre et peuvent nécessiter une expertise technique plus avancée.

Les commandes intelligentes, telles que les régulateurs flous, utilisent des algorithmes d'intelligence artificielle pour régler les systèmes dynamiques en fonction des entrées et sorties du système. Elles sont souvent utilisées pour les systèmes à comportement non linéaire ou pour les applications où les conditions de fonctionnement varient rapidement. Les régulateurs flous sont souvent plus flexibles que les commandes à base de PID ou les commandes avancées, car ils peuvent s'adapter à des situations imprévues et apprendre à partir des données en temps réel.

En résumé, les commandes classiques à base de PID sont simples et efficaces, mais peuvent être moins adaptées aux systèmes à comportement non linéaire ou aux conditions de fonctionnement variables. Les commandes avancées, telles que le sliding mode et la DPC, offrent une précision de commande élevée et une meilleure réponse transitoire, mais sont souvent plus complexes à mettre en œuvre. Les commandes intelligentes, telles que les régulateurs flous, offrent une grande flexibilité et peuvent s'adapter à des situations imprévues, mais peuvent nécessiter une expertise technique plus avancée pour leur mise en œuvre.

Concernant Les régulateurs flous et les régulateurs flous adaptatifs, on peut dire que ce sont des types de commandes utilisées pour régler des systèmes dynamiques à comportement non linéaire. Cependant, il existe des différences significatives entre ces deux types de régulateurs.

1. Régulateur flou : Le régulateur flou utilise des règles linguistiques pour décrire les entrées et sorties d'un système. Les règles linguistiques sont basées sur des termes flous qui décrivent les relations entre les entrées et les sorties du système. Le régulateur flou calcule ensuite les sorties en fonction des entrées en utilisant des opérations floues telles que l'inférence floue et la défuzzification. Les régulateurs flous sont capables de modéliser des systèmes complexes et non linéaires, ce qui en fait un choix populaire pour de nombreuses applications industrielles.
2. Régulateur flou adaptatif : Le régulateur flou adaptatif est une extension du régulateur flou qui utilise des techniques d'apprentissage automatique pour ajuster les paramètres

CONCLUSION GENERALE

du système en temps réel. Le régulateur flou adaptatif utilise des algorithmes d'apprentissage automatique pour apprendre les paramètres du système à partir des données en temps réel, ce qui permet d'optimiser la performance du système dans des conditions changeantes. Les régulateurs flous adaptatifs sont capables de s'adapter à des conditions de fonctionnement variables, ce qui les rend particulièrement adaptés aux applications industrielles où les conditions de fonctionnement peuvent varier rapidement.

En résumé, les régulateurs flous sont efficaces pour modéliser des systèmes complexes et non linéaires, tandis que les régulateurs flous adaptatifs sont capables de s'adapter à des conditions de fonctionnement variables. Les régulateurs flous adaptatifs utilisent des techniques d'apprentissage automatique pour ajuster les paramètres du système en temps réel, ce qui permet d'optimiser la performance du système dans des conditions changeantes. Cependant, les régulateurs flous adaptatifs sont souvent plus complexes à mettre en œuvre que les régulateurs flous classiques et peuvent nécessiter une expertise technique plus avancée.

A l'avenir mon objectif sera :

- La combinaison de sliding mode et de la logique floue peut être utilisée pour améliorer la précision et la stabilité du système.
- L'optimisation d'un contrôleur flou par les algorithmes génétiques.
- L'optimisation de la DPC flou par les algorithmes génétiques.
- la validation expérimentale sur un banc d'essai de toutes ces méthodes.

			<u>Références</u>
			Bibliographiques

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] Arindam Ghosh, Gerard Ledwich “Power Quality enhancement using Custom Power Devices” Springer, First Indian reprint-2009
- [2] E.Wald F.Fuchs, Mohammad A.S.Masoum “Power Quality in Power Systems and Electrical Machines” Academic press is an imprint of Elsevier, 2008
- [3] Djaffar ould Abdeslam “Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension ” thèse de doctorat ,Université de Haute Alsace U.F.R. des Sciences et Techniques, 2005.
- [4] Naimish Zaveri and Ajitsinh Chudasama “Control strategies for harmonic mitigation and power factor correction using shunt active filter under various source voltage conditions” Electrical Power and Energy Systems, Vol. 42, No. 1, pp. 661–671, Nov-2012.
- [5] Hind djeghloud" filtrage actif de puissance" Thèse de doctorat université de Mentouri Constantine .Décembre 2007.
- [6] T. Gouraud, “Identification et rejet de perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique”, Thèse de Doctorat, Ecole Doctorale Sciences pour l’Ingénieur de Nantes, Université de Nantes, France, Janvier 1997.
- [7] Cahier technique Schneider électrique n° 199 la qualité de l’énergie électrique.
- [8] M. A. Alali, “Contribution à l’étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension”, Thèse de Doctorat, Ecole Doctorale Sciences pour l’Ingénieur, Université Louis Pasteur, Strasbourg, France, Septembre 2002.
- [9] Sahli Abdeslem "Filtrage actif et contrôle de puissances :application aux systèmes photovoltaïques interconnectés au réseau" Thèse de Magistère université de Sétif 2012.
- [10] A. Chaoui, “ Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires", Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas – Sétif, Décembre 2010.
- [11] H. Sasaki & T. Machida, “A new method to eliminate AC harmonic currents by magnetic flux compensation-considerations on basic design”, IEEE Trans. Power Appl. Syst., vol. PAS-90, No. 5, pp. 2009–2019, Jan. 1971.
- [12] H. Akagi, “Trends in active power line conditioners”, IEEE Trans. Power Electron., vol. 9, No. 3, pp. 263–268, May 1994.

- [13] H. Akagi, Y. Kanazawa, & A. Nabae, “Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-20, No. 9, pp. 625–630, May/June 1984.
- [14] F. Z. Peng & J. S. Lai, “Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power system”, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 45, No. 1, pp. 293–297, February 1996.
- [15] L. A. T. Moràn, P.D. Ziogas, & G. Joos, “Analysis and design of a three-phase synchronous solid-state var compensator”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 25, No. 4, pp. 598–608, Jul./Aug. 1989, also in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annual Meeting*, 1987.
- [16] M. Takeda, K. Ikeda, & Y. Tominaga, “Harmonic current and reactive power compensation with an active filter,” in *Conf. Rec. IEEE-PESC 1988*, pp. 1174–1179.
- [17] F. Z. Peng, H. Akagi, & A. Nabae, “A novel harmonic power filter”, in *Conf. Rec. IEEE-PESC*, 1988, pp. 1151–1158.
- [18] F. Z. Peng, H. Akagi, & A. Nabae, “A new approach to harmonic compensation in power systems—A combined system of shunt passive, series active filters”, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 26, No. 6, pp. 983–990, Nov./Dec. 1990, also in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, 1988.
- [19] H. Fujita & H. Akagi, “A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters”, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 27, No. 6, pp. 1020–1025, Nov./Dec. 1991.
- [20] M. Rastogi, N. Mohan, & A. A. Edris, “Hybrid-active filtering of harmonic currents in power systems”, *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 10, No. 4, pp. 1994–2000, October 1995.
- [21] P. T. Cheng, S. Bhattacharya, & D. M. Divan, “Control of square-wave inverters in high power hybrid active filter systems”, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 34, No. 3, pp. 458–472, May/June 1998.
- [22] C.K. Duffey & R.P. Stratford, “Update of Harmonic Standard IEEE-519: Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Supply System”,
- [23] F. Z. Peng, H. Akagi, & A. Nabae, “A study of active power filters using quad-series voltage-source PWM converters for harmonic compensation”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 5, No. 1, pp. 9 – 15, January 1990.

- [24] 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.
- [25] H. Akagi, H. Fujita, "A New Power Line Conditioner for Harmonic Compensation in Power Systems", *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 10. No. 3, pp. 1570–1575, July 1995
IEEE/IAS Petroleum and Chemical Industry Conference, 1988
- [26] L. A. T. Moràn, J. Dixon, S. Muller, & R. Wallace, "An active power filter implemented with PWM voltage-source inverters in cascade", *Proc. Symposium Industrial Electronic ISIE'94*, pp. 108 – 113, 25-27 May 1994.
- [27] S. Kim., P. N. Enjeti, "A new hybrid active power filter (APF) Topology", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, No. 1, pp. 48–54, January 2002.
- [28] S. Moran, "A line voltage regulator/conditioner for harmonic-sensitive load isolation", *Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, vol. 1, pp. 947 – 951, 1-5 October 1989.
- [29] H. Fujita & H. Akagi, "The unified power quality conditioner: The integration of series and shunt-active filters", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, No. 2, pp. 315–322, March 1998.
- [30] 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.
- [31] W. Zhang, G. Asplund, A. Aberg, U. Jonsson, & O. Lööf, "Active dc filter for HVDC system-A test installation in the Konti-Skan at Lindome converter station", *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 8, pp. 1599-1605, 1993.
- [32] W. Ofosu-Amaah, S. Tanaka, K. Miura, and S. Tadaknma, "A dc active filter for traction systems", in *Proc. 1995 Int. Power Electronics Conf.*, Yokohama, Japan, 1995, pp. 1639-1644.
- [33] V. B. Bhavaraju and P. N. Enjeti, "Analysis, design of an active power filter for balancing unbalanced loads", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8, No. 4, pp. 640–647, October 1993.
- [34] S. Saetieo, R. Devaraj, and D. A. Torrey, "The design, implementation of a three-phase active power filter based on sliding mode control", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, No. 5, pp. 993–1000, Sept./Oct. 1995.

- [35] V. Aburto, M. Schneide, L. Morán, & J. Dixon, “An active power filter implemented with a three-level NPC voltage-source inverter”, in Conf. Rec. IEEE-PESC, vol. 2, pp. 1121 – 1126, 22-27 June 1997.
- [36] S. Round, H. Laird, R. Duke, & C. Tuck, “An improved three-level shunt active filter”, Proc. Intern. Conf. Power Electronic Drives & Energy Systems for Industrial Growth, vol. 1, pp. 87–92, 1-3 December 1998.
- [37] P.-C. Tan, P. C. Loh, & D. G. Holmes, “A robust multilevel hybrid compensation system for 25-kV electrified railway applications”, IEEE Trans. Power Electron., vol. 19, No. 4, pp. 1043–1052, July 2004.
- [38] T. Jin, J. Wen, K. Smedley, “Control and topologies for three-phase three-level active power filters”, IEEE/APEC 20th Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol. 1, pp. 655–664, 6-10 March 2005.
- [39] B.-R. Lin, H.-K. Chiang, & C.-H. Huang, “Analysis and implementation of a three-level active filter with a reduced number of power semiconductors”, IEE Proc.-Electr. Power Appl., vol. 152, No. 5, pp.1055–1064, September 2005.
- [40] B.-R. Lin, H.-K. Chiang, & C.-H. Huang, “Three-phase three-level active power filter with a clamped capacitor topology”, IEE Proc.-Electr. Power Appl., vol. 153, No. 4, pp. 513–522, July 2006.
- [41] M. E. Ortúzar, R. E. Carmi, J. W. Dixon, & L. Morán, “Voltage-Source Active Power Filter Based on Multilevel Converter and Ultracapacitor DC Link”, IEEE Trans. Ind.
- [42] S. Bhattacharya, A. Veltman, D. M. Divan, & R. d. Lorenz, “Flux-based active filter controller”, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 32, No. 3, pp. 491–502, May/June 1996.
- [43] J. H. Marks & T.C. Green, “Predictive Transient-Following control of Shunt and Series Active Power Filters”, IEEE Trans. Power Electron. vol. 17, No. 4, pp. 574–581, July 2002.
- [44] H. Karimi, M. Karimi-Ghartemani, M. R. Iravani, A. R. Bakhshai, “An adaptive filter for synchronous extraction of harmonics and distortions”, IEEE Trans. Power Delivery vol. 18, No. 4, pp. 1350–1356, October 2003.
- [45] S. D. Round & N. Mohan, “Comparison of Frequency and Time Domain Neural Network Controllers for an Active Power Filter”, Proc. IEEE IECON’93, pp. 1099– 1104, 1993.

- [46] J. Dixon, J. Contardo, & L. Morán, “DC Link fuzzy control for an active power filter, sensing the line current only”, Proc. IEEE 28th Power Electronics Specialists Conference PESC '97, vol. 2, pp. 1109 – 1114, 22-27 June 1997.
- [47] M. El-Habrouk & M. K. Darwish, “A new control technique for active power filters using a combined genetic algorithm/conventional analysis”, IEEE Trans. Ind. Electron, vol. 49, No. 1, pp. 58–66, February 2002.
- [48] M. Forghani, S. Afsharnia, “Online Wavelet Transform-Based Control Strategy for UPQC Control System”, IEEE Trans. Power Delivery vol. 22, No. 1, pp. 481–491, January 2007.
- [49] T.-F.Wu, H.-S. Nien, C.-L. Shen, C.-H. Chang, and J.-Y. Chiu, “A Single-Phase Inverter System for PV Power Injection and Active Power Filtering With Nonlinear Inductor Consideration”, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 41, No. 4, pp. 1075–1083, July/August 2005.
- [50] M. Abolhassani, H. A. Toliyat, and P. Enjeti, “Stator flux oriented control of an integrated alternator/active filter for wind power applications”, in Proc. International Electrical Machines & Drives Conference, pp. 461-467, Madison, Wisconsin USA 2003. Electron., vol. 53, No. 2, pp. 477–485, April 2006.
- [51] Schneider Electric cahier technique n° 183 Harmoniques : convertisseurs propres et compensateurs actifs.
- [52] Bhim Singh, Kamal Al-Haddad & Ambrish Chandra, “A Review of Active Filter for Power Quality Improvements” IEEE Trans on Industrial Electronics, Vol.46, No.5, pp. 960-970, Oct-1999.
- [53] Srinivas Ponnaluri and Axel Brickwedde, “Generalized System Design of Active filters,” IEEE Conference on PESC, June-2001.
- [54] N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins, “Power electronics: converters, applications and design,” John Wiley and Sons, 1995
- [55] Muhammad H. Rashid “Power Electronics Handbook” Academic Press, An imprint of Elsevier (ISBN: 0-12-581650-2), 2001
- [56] Alper Terciyarli, Muammer Ermis and Isik Cadirci “A Selective Harmonic Amplification Method for Reduction of kVA Rating of Current Source Converters in Shunt Active Power Filters” IEEE Trans on Power Delivery, Vol. 26, No. 1, pp. 65-78, Jan-2011

- [57] H. Akagi, A. Nabae, S. Athoh, "Control Strategy of active power filters using multiple Voltage- source PWM converters ", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-22, no. 3, pp. 460-465, May/Jun. 1986.
- [58] 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.
- [59] Karuppanan. P "Design and Implementation of Shunt Active Power Line Conditioner using Novel Control Strategies" Phd Thesis , National Institute of Technology Rourkela-769 008 (ODISHA) August 2012
- [60] Zainal Salam, Tan Perng Cheng and Awang Jusoh "Harmonics Mitigation Using Active Power Filter: A Technological Review" ELEKTRIKA, Vol. 8, No. 2, pp. 17-26, 2006.
- [61] Donghua Chen and Shaojun Xie "Review of the control strategies applied to active power filters" IEEE International Conference on Electric Utility Deregulation, Restructuring and Power Technologies, pp. 666-670, April-2004.
- [62] Maria Isabel Milanes Montero Enrique Romero Cadaval and Fermin Barrero Gonzalez "Comparison of Control Strategies for Shunt Active Power Filters in Three-Phase Four-Wire Systems" IEEE Trans on Power Electronics, Vol. 22, No. 1, pp.299-236, Jan-2007
- [63] Tzung-Lin Lee and Shang-Hung Hu "Discrete Frequency-Tuning Active Filter to Suppress Harmonic Resonances of Closed-Loop Distribution Power Systems" IEEE Trans on Power Electronics, Vol. 26, No. 1, pp.137-148, Jan-2011.
- [64] Hirofumi Akagi, Edson hirokazu watanabe and Mauricio Aredes "Instantaneous power theory and applications to power conditioning" IEEEpress, 2007
- [65] M. Depenbrock "The FBD method a generally applicable tool for analyzing power relations" IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 8, No. 2. May- 1993.
- [66] Hirofumi Akagi, Yoshihira Kanazawa and Akira Nabae "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components" IEEE Trans on Industry Applications, Vol.II-20, No.3, pp. 625-630, May/June-1984
- [67] S. Bhattacharya, D.M. Divan, B. Banerjee, "Synchronous Reference Frame Harmonic Isolator Using Series Active Filter", Proc. 4th EPE, Florence, Vol. 3, pp 030-035, 1991.
- [68] Edson H. Watanabe, Richard M. Stephan and Mauricio Aredes "New Concepts of Instantaneous Active and Reactive Powers in Electrical Systems with Generic Loads"- IEEE Trans on Power Delivery, Vol.8, No.2, pp.697-703, April-1993

- [69] Fang Zheng Peng and Jih-Sheng Lai “Generalized Instantaneous Reactive Power Theory for Three-phase Power Systems” IEEE Trans on Instrumentation and measurement, Vol.45, No.1, pp. 293-297, Feb-1996
- [70] Nassar Mendalek, Kamal Al-Haddad, Louis A.Dessaint and Farhat Fnaiech “Nonlinear Control Strategy Applied to A Shunt Active Power Filter” proceedings on IEEE conference, pp.1877-1882, 2001
- [71] Reyes S. Herrera, Patricio Salmeron and Hyosung Kim “Instantaneous reactive power theory applied to active power filter compensation: Different approaches, assessment, and experimental results” IEEE Trans on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 1, pp. 184–196, Jan-2008
- [72] Salem Rahmani, Nassar Mendalek and Kamal Al-Haddad “Experimental Design of a Nonlinear Control Technique for Three-Phase Shunt Active Power Filter” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, No. 10, pp.3364-3375, Oct-2010.
- [73] Rondineli Rodrigues Pereira, Carlos Henrique da Silva, Luiz Eduardo Borges da Silva, Germano Lambert-Torres and Joao O. P. Pinto “New Strategies for Application of Adaptive Filters in Active Power Filters” IEEE Trans on Industry Applications, Vol. 47, No. 3, pp.1136-1141, May/June-2011
- [74] Ricardo Lucio de Araujo Ribeiro, Christian Cesar de Azevedo, and Raphael Maciel de Sousa “A Robust Adaptive Control Strategy of Active Power Filters for Power-Factor Correction, Harmonic Compensation, and Balancing of Nonlinear Loads” IEEE Trans on Power Electronics, Vol. 27, No. 2, pp. 718-730, Feb-2012
- [75] Abdelmadjid Chaoui, Jean Paul Gaubert, Fateh Krim, Gerard Champenois “PI Controlled Three-phase Shunt Active Power Filter for Power Quality Improvement” Electric Power Components and Systems, Vol.35,No.12, pp.1331–1344, Sep-2007
- [76] R.D. Patidar and S. P. Singh “Digital Signal Processor Based Shunt Active Filter Controller for Customer-generated Harmonics and Reactive Power Compensation” Electric Power Components and Systems, Vol.38,No.8,pp.937–959, May-2010
- [77] Avik Bhattacharya, and Chandan Chakraborty “A Shunt Active Power Filter With Enhanced Performance Using ANN-Based Predictive and Adaptive Controllers” IEEE Trans on Industrial Electronics, Vol. 58, No. 2, pp.421- 428, Feb-2011.
- [78] Zhongfu Zhou and Yanzhen Liu “Pre-sampled data based prediction control for active power filters” Electrical Power and Energy Systems, 37, pp.13–22, 2012
- [79] Maria Marinelli and Antonio Dell Aquila “Improved Current Control of Active Power Filters Using Genetic Algorithms” IEEE Symposium on Industrial electronics, May-2004.

- [80] R. Belaidi, A. Haddouche, and H. Guendouz “Fuzzy Logic Controller Based Three-Phase Shunt Active Power Filter for Compensating Harmonics and Reactive Power under Unbalanced Mains Voltages” *Energy Procedia*, 18, pp.560 – 570, 2012
- [81] S. Saad and L. Zellouma “Fuzzy logic controller for three-level shunt active filter compensating harmonics and reactive power” *Electric Power Systems Research*, Vol.79, No.10, pp.1337–1341, 2009
- [82] Karuppanan P and Kamala Kanta Mahapatra “PI and fuzzy logic controllers for shunt active power filter-A report” *ISA Transactions* Vo.51, No.1, pp.163–169, 2012.
- [83] Brod D.M, Novotny D.M “Current control of VSI-PWM Inverter” *IEEE Trans on industry Applications*, Vol.IA-21 No.3, pp.562-570, May-1985
- [84] Akira Nabae, Satoshi Ogasawara, and Hirofumi Akagi, “A Novel Control Scheme for Current-Controlled PWM Inverters” *IEEE Trans on Industry Applications*, Vol 1A-22, No.4, pp.562-570, July-1986
- [85] Bimal K Bose “An Adaptive Hysteresis-Band Current Control Technique of a Voltage-Fed PWM Inverter for Machine Drive System” *IEEE Trans on Industrial Electronics*, Vol.31, No.5, pp. 402-408, Oct-1990.
- [86] Marian P. Kaimierkowski, Maciej A. Dzieciakowski, and Waldemar Sulkowski “Novel Space Vector Based Current Controllers for PWM Inverters” *IEEE Trans on Power Electronics*, Vol. 6. No. 1. pp.158-166, Jan- 1991 160
- [87] J.Dixon, S.Tepper and L.Moran “Practical Evaluation of Different Modulation Techniques for Current-Controlled Voltage Source Inverters” *IEE Proc. Electr Power Appl.*, Vol.143, No.4, pp.301-306, 1996.
- [88] Bong-Hwan Kwon, Tae-Woo Kim, and Jang-Hyoun Youm “A Novel SVM Based Hysteresis Current Controller” *IEEE Trans on Power Electronics*, Vol.13, No. 2, pp.297-307, March-1998.
- [89] G.H. Bode and D.G. Holmes “Implementation of Three Level Hysteresis Current Control for a Single Phase Voltage Source Inverter” *IEEE Proceedings on Power Electronics Specialists Conference*, 2000
- [90] Murat Kale and Engin Ozdemir “An adaptive hysteresis band current controller for shunt active power filter” *Electric Power Systems Research*, Vol.73, No.2, pp.113–119, 2005
- [91] B. Mazari and F. Mekri “Fuzzy Hysteresis Control and Parameter Optimization of a Shunt Active Power Filter” *Journal of Information Science and Engineering*, 21, pp.1139-1156, 2005

- [92] N. Gupta, S. P. Singh, S. P. Dubey “DSP based adaptive hysteresis-band current controlled active filter for power quality conditioning under non sinusoidal supply voltages” *International Journal of Engineering, Science and Technology*, Vol. 3, No. 4, pp. 236-252, 2011
- [93] S. Karimi, P. Poure, S. Saadate and E. Gholipour “FPGA-based fully digital controller for three-phase shunt active filters” *International Journal of Electronics*, Vol. 95, No. 8, pp.805–818, Aug-2008.
- [94] M. Malinowski, “Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers”. Phd Thesis, Faculty of Electrical Engineering Institute of Control and Industrial Electronics, 2001.
- [95] M. Malinowski, M. Jasinski, M. P. Kazmierkowski. “Simple Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier Using Space Vector Modulation”. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 51, n° 2, p. 447-454, April 2004.
- [96] L. Amaia. “Commandes Avancées des Systèmes Dédiées a l’Amélioration de la Qualité de l’Energie : de la Basse Tension à la Montée en Tension”. Thèse Doctorat, Institut National Polytechnique De Grenoble (Mondragón, Espagne), 2006.
- [97] 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.
- [98] Sergio Alejandro Gonzalez, Rogelio Garcia-Retegui and Mario Benedetti “Harmonic computation technique suitable for active power filters” *IEEE Trans on Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 5, pp. 2791–2796, Oct-2007
- [99] Bhim Singh, Ambrish Chandra, Kamal Al-Haddad “Computer-Aided Modeling and Simulation of Active Power Filters” *Electric Machines &Power Systems*, Vol.27, No.11, pp.1227–1241,1999
- [100] Karuppanan P and Kamala kanta Mahapatra “PLL with PI, PID and Fuzzy Logic Controllers based Shunt Active Power Line Conditioners” *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES) -2010*
- [101] N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins, “Power electronics: converters, applications and design,” John Wiley and Sons, 1995.

- [102] Dahmani .S "Elaboration de différentes techniques intelligentes pour le contrôle de convertisseurs statiques dédiés à la compensation active des harmoniques dans les réseaux électriques" thèse de doctorat université de sidi bel abdess.
- [103] A. Chaoui, J.P. Gaubert, F. Krim, L. Rambault, “ IP controlled three-phase shunt active filter for power improvement quality “, Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Paris, France, Nov. 2006
- [104] G.C. Hsieh, J. C. Hung. “Phase-Locked Loop Techniques – A Survey”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 43, no. 6, pp. 609-615, Dec.1996.
- [105] N. Bruyant, M. Machmoum, “Simplified digital-analogical control for shunt active power filters under unbalanced conditions “, Interna. conference on power electronics and variable speed drives, PEVD 98, London , U. K., Sep. 98, pp. pp. 11-16. M. A.
- [106] Alper Terciyarli, Muammer Ermis and Isik Cadirci “A Selective Harmonic Amplification Method for Reduction of kVA Rating of Current Source Converters in Shunt Active Power Filters” IEEE Trans on Power Delivery, Vol. 26, No. 1, pp. 65-78, Jan-2011.
- [107] Xiong Du, Luowei Zhou, Hao Lu, and Heng-Ming Tai “DC Link Active Power Filter for Three-Phase Diode Rectifier” IEEE Trans on Industrial Electronics, Vol. 59, No. 3, pp. 1430-1442, March-2012.
- [108] V.Khadkikar, A. Chandra, B. Singh “Digital signal processor implementation and performance evaluation of split capacitor, four-leg and three H-bridgebased three-phase four-wire shunt active filters” IET Power Electronics, Vol. 4, No. 4, pp. 463–470, 2011..
- [109] Karuppanan. P "Design and Implementation of Shunt Active Power Line Conditioner using Novel Control Strategies" These de Doctorat.National Institute of Technology Rourkela-769 008 (ODISHA)August 2012.
- [110] Slotine, J.-J. E., & Li, W. "Applied Nonlinear Control". London: Prentice-Hall, Inc. 1991.
- [111] L. Fridman et A. Levant. “High-Order Sliding Modes Sliding Modes Control in Engineering”, Ed. W. Perruquetti, J.P. Barbot, M. Dekker, Inc. New York, 2002.
- [112] V.Utkin, and HoonLee, “Chattering problem in Sliding Modes Control Systems”, pp 346-350, Alghero Italy, 2007.

- [113] L.Fridman, Y. Shtessel, C. Edwards and Xing-Gang Yan, "High-order sliding-mode observer for state estimation and input reconstruction in nonlinear systems", international Journal of robust and nonlinear control 18(4-5): pp 399-413, 2008.
- [114] I.Boiko, L. Fridman, A. Pisano, and Usai. "Analysis of chattering in system with second order sliding modes", IEEE Transactions on Automatic Control, vol 52, no, 11, pp, 2085-2102, 2007.
- [115] : Vincent BREGEAULT. (Quelques contributions à la théorie de la commande par modes glissants) École Centrale De Nantes 2010
- [116] L. Fadhila « Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d'une machine asynchrone ». ICEEE'2004 Algeria, 2nd International Conference on Electrical April/2004.
- .
- [117]. J.J.E. Slotine and J.A. Coetsee, « Adaptive sliding controller synthesis for non-linear systems », Int.J. Control, N°6,p.1631-1651, 1986.
- [118] N. Madni, M. F. Benkhoris, S. Siala, M. O. Mahmoudi, "Sliding mode control of an asynchronous motor drive", Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, IEEE 1998
- [119] W.Gao,J. C. hung, « variable structure control system », IEEE Trans. Indust. Applic.Vol.40, N°.1, pp45-55, 1993
- [120] H. Bühler, "Réglage par mode de glissement ", traité d'électricité, 1ère édition, presses, 1991.
- [121] V.Utkin, and HoonLee, "Chattering problem in Sliding Modes Control Systems", pp 346-350, Alghero Italy, 2007.
- [122] M. Laribi, M. S. Ait Cheikh, C. Larbes, N. Essounbouli, A. Hamzaoui,"A sliding mode and synergetic control approaches applied to induction motor"Proceedings of the 3rd International Conference on Systems and Control (ICSC), IEEE2013.
- [123] A. Meroufel, "Commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension à MLI", Proceedings of the Conférence on electrical engineering, Batna, ALGERIE, 10-11 décembre 2002.
- [124] B. Belabbes, "Etude comparative de la CSV et la commande non linéaire pour l'asservissement de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents", Proceedings of the Conférence on Electrical Engineering, Batna, ALGERIE, 10-11 décembre 2002.

- [125] T. Zaharieva, "Les algorithmes de commande à structure variable appliqués à un moteur synchrone autopiloté pour le contrôle en vitesse et en position", thèse de doctorat, université de L'INSA de Toulouse, 1998.
- [126] V. Bregeault, "Quelques contributions à la théorie de la commande par modes lissants", thèse de doctorat, Ecole centrale de Nantes, 2010 .
- [127] H. benderradji, "Contribution a la commande robuste de la machine a induction", thèse de doctorat, université de Batna, 2013.
- [128] Karuppanan P and Kamala Kanta Mahapatra "Adaptive-Fuzzy Controller Based Shunt Active Filter for Power Line Conditioners" TELKOMNIKA Journal of Electrical Engineering, Vol. 9, No.2, pp. 201-208, Aug-2011.
- [129] cahier technique n°191: "La logique floue" Code : <http://www.schneider-electric.com>
- [130] B. Abdelouahab, « Techniques De Commande Prédictive Et Floue Pour Les Systèmes D'électronique De Puissance : Application Aux Redresseurs A MLI », Thèse De Doctorat En Sciences, Université Ferhat Abbas - Sétif, Algérie, 2010.
- [131] P. Borne, J. Rozinoer, J.Y. Dieullot, & L. Dubois, "Introduction à la commande floue", Collection Sciences & Technologies, Ed. TECHNIP, Paris 1998.
- [132] Lokman H. 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.
- [133] A. Bechouche, D. Ould Abdeslam, H. Seddiki, A. Rahoui, « Neural filter based integrator for virtual flux estimation in direct power control of three-phase PWM rectifiers », International Federation of Automatic Control, pp. 7013–7018. 2017.
- [134] Gasmi, B., Abdelkhalak, O., « DC voltage regulation of a PAPF by conventional PI vs adaptive RST », Electrotehnica, Electronica, Automatica (EEA), 66(2), pp. 88-93, 2018.
- [135] Lamterkati, J., Khafallah, M., Ouboubker, L., « A New DPC for Three-phase PWM rectifier with unity power factor operation », International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, 3, pp. 8273-8285 (2014).
- [136] Afghoul, H., Krim, F., Chikouche, D., Beddar, A., « Design and real time implementation of fuzzy switched controller for single phase active power filter », ISA Transactions, 58, pp. 614-621, 2015.

- [137] TELLI Abdelwahab CHOUIDIRA Ibrahim « Commande par logique floue d'un filtre actif parallèle avec correction du facteur de puissance », Université M'sila, 2017.
- [138] Salunkhe, A. N., Shah, P. J., « PI controller based shunt connected three phase activepower filter », International Research Journal of Engineering and Technology, 05, 2018.
- [139] Chebabhi, M.K. Fellah, M.F. Benkhoris, A. Kessal, "Artificial neural network based synchronous reference frame theory in the dq0-axes for reference harmonic currents generation of a four leg shunt active power filter", Rev. Roum. Sci. Techn. –Électrotechn et Énerg. 61, 4, pp. 408–413 2016.
- [140] Bose, B. Artificial neural network applications in power electronics. The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Denver, CO. (2001).
- [141] Rahal OUARED, Morsli SEBAA, Tayeb ALLAOUI. (2022), «Improved Control Strategy of a Shunt Active Power Filter Using an adaptive fuzzy direct distorting power control and an adaptive fuzzy logic controller», PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY, N:°12.
- [142] Faiza, A.A., Morsli, S., Tayeb, A. (2020). Self-tuning filter based fuzzy logic controller for active power filter. Journal Européen des Systèmes Automatisés, Vol. 53, No. 5, pp. 739-745. <https://doi.org/10.18280/jesa.530517>.
- [143] Guentri, H., Allaoui, T., Mekki, M., Denai, M. (2021). POWER management and control of A PHOTOVOLTAIC system with hybrid battery-supercapacitor energy storage BASED ON HEURISTICS METHODS, Journal of Energy Storage, Vol. 39, 102578, doi.org/10.1016/j.est.2021.102578.
- [144] Kouadria, M. A., Allaoui, T., Belfedal, C. (2014). A Fuzzy Logic Controller of Three-Phase Shunt Active Filter for Harmonic Current Compensation, International Journal of Advances in Engineering & Technology (IJAET), Vol. 7 Issue 1, pp. 82-89
- [145] Larrinaga, S. A., Vidal, M. A. R., Oyarbide, E and Apraiz, J. R. T. (2007). Predictive control strategy of DC/AC converters based on direct power control, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 54, no. 3, pp. 1261-1271
- [146] Bouafia, A., Krim, F., Gaubert, JP. (2009). Design and implementation of high performance direct power control of three-phase PWM rectifier, via fuzzy and PI controller for output voltage regulation, Energy Convers Manage, vol. 50, no.1, pp.6–13

ملخص

هذه الأطروحة هي مساهمة في الحلول الحديثة التي سيتم تبنيها في حالة إزالة التلوث من الشبكة الكهربائية، وبالفعل فإن ظهور تقنيات جديدة للتحكم المتقدم والذكي مع الضوابط التقليدية قد أدى إلى حلول واعدة. على الرغم من اختلاف مبادئها، إلا أن الهدف الرئيسي لهذه التقنيات هو عامل قوة واحد تقريبًا وتيار في الشكل قريب من الجيب الجيبي، وقد تم تناول استراتيجيات التحكم في هذه الدراسة. هذه هي التحكم المباشر في الطاقة، وتفصيل جدول تبديل تقنية DPC استنادًا إلى الاستقطاعات الضبابية والتحكم في عرض نطاق التباطؤ بواسطة أوامر متقدمة وذكية. تم اعتماد مفهوم المنطق الضبابي من النوع 2 أيضًا وراثيًا. توضح نتائج المحاكاة المقدمة في النهاية مزايا وحدود كل استراتيجية تحكم مقارنة بالأخرى.

الاستطاعة في المباشر التحكم، الشعاعي التحكم، النبضة عرض في التغير ذات المقومات :

كلمات مفتاحية التحكم المباشر في الاستطاعة التحكم الشعاعي المقومات في تغير عرض النبضة

Résumé :

Cette thèse est une contribution dans les solutions modernes à adopter dans le cas de la dépollution du réseau électrique, en effet l'émergence de nouvelles techniques de commandes avancées et intelligentes combinées avec des commandes classiques a donné lieu à des solutions prometteuses. Malgré que leurs principes diffèrent, l'objectif principal de ces techniques est un facteur de puissance presque unitaire et un courant de forme proche de la sinusoïdale. Les stratégies de contrôle ont été abordées dans cette étude. Il s'agit du contrôle direct de puissance, l'élaboration de la table de commutation de la technique DPC sur la base de déductions floues et contrôle de largeur de la bande d'hystérésis par des commandes avancées et intelligentes. La notion de logique floue type 2 a été aussi adoptée génétiquement. Les résultats de simulation présentés à la fin illustrent les avantages ainsi que les limites de chaque stratégie de commande par rapport à l'autre.

Abstract:

This thesis is a contribution in the modern solutions to be adopted in the case of the depollution of the electrical network, indeed the emergence of new advanced and intelligent control techniques combined with conventional controls has given rise to promising solutions. Although their principles differ, the main objective of these techniques is an almost unity power factor and a current of form close to the sinusoidal. The control strategies have been approached in this study. These are direct power control, DPC technique switching table elaboration based on fuzzy deductions and hysteresis band width control by advanced and intelligent commands. The concept of fuzzy logic type 2 was also adopted genetically. The simulation results presented at the end illustrate the advantages as well as the limits of each control strategy compared to the other.