

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Ibn Khaldoun Tiaret



Faculté des Sciences Appliquées
Département de Génie électrique



Thèse

En vue de l'obtention du diplôme de

DOCTORAT LMD

OPTION : Génie électrique

Présentée par :

Aouiouat Amira Faiza

Thème

**Contribution à la commande d'un filtre actif
triphase**

Soutenu devant le jury composé de :

Mr Larbi M'hamed	Président	Professeur	Université de Tiaret
Mr Sebaa Morsli	Rapporteur	Professeur	Université de Tiaret
Mr Hussein Said	Examineur	Professeur	Université de Tiaret
Mr Mihoub Youssef	Examineur	Maître de conférences	Université de Tiaret
Mr Meharrer Aouad	Examineur	Maître de conférences	Université de Tissemsilt
Mr Allaoui Tayeb	Invité	Professeur	Université de Tiaret

Remerciement



Ce travail a été réalisé au sein du laboratoire de Génie électrique et Génie informatique de la faculté des sciences Appliquées de l'Université Ibn Khaldoun –Tiaret.

Je remercie avant tout **ALLAH** tout puissant pour m'avoir donné la volonté d'accomplir ce modeste travail.

A l'issu de ce travail, je voudrais exprimer toute ma reconnaissance à mon encadreur **Mr SEBAA Morsli** Professeur à l'Université Ibn Khaldoun –Tiaret.

Je tiens à remercier **Mr ALLAoui Tayeb**, professeur à l'Université Ibn Khaldoun –Tiaret pour ces précieux conseils.

Je remercie également tous les membres de jury pour l'honneur qu'ils me font en acceptant de participer au jury.

Je ne peux conclure cet espace sans penser à ma famille, Je pense particulièrement à mes parents, pour leur soutien inconditionnel tout au long de ces années d'études ainsi que Mon marie et mon petit garçon.

Je remercie également toute personne ayant, de près ou de loin, qui m'ont aidé à l'aboutissement de ce travail.

Sommaire

Introduction générale	9
Chapitre 1 La pollution des réseaux électriques et l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique	
1.1 Qualité de l'énergie électrique et perturbations	13
1.1.a Notions des charges	13
1.1.b Perturbations électriques	13
1.2 Origines des perturbations	14
1.2.1 Creux de tension.....	14
1.2.2 Fluctuations de tension	15
1.2.3 Déséquilibre du système de tension triphasé	16
1.2.4 Les harmoniques	16
1.2.4.1 Le Taux de Distorsion Harmonique (THD)	19
1.2.4.2 Le facteur de puissance	19
1.2.4.3 Les effets à terme et les effets instantanés	20
1.3 Normes et recommandations	22
1.3.1 Différentes normalisations de différents organismes.....	22
1.4 Solutions aux perturbations harmoniques.....	24
1.4.1 Solutions traditionnelles	25
1.4.2 Solutions modernes.....	26
1.4.2.1 Filtre actif série (FAS).....	28
1.4.2.2 Filtre actif parallèle (FAP)	29
1.4.2.3 Combinaison parallèle-série de filtres actifs	31
1.4.2.4 Combinaison actif-passif.....	32
1.4.2.5 Filtre hybride	32
1.5 Comparatif et choix du filtrage actif parallèle (FAP)	34

1.6	Conclusion	35
Chapitre 2 Modélisation, Stratégie de contrôle-commande et régulation d'un filtre actif parallèle à structure tension		
2.1	Principe de fonctionnement d'un filtre actif parallèle	38
2.2	Structure général d'un FAP	39
2.2.1	La structure courant du FAP	39
2.2.2	La structure tension du FAP	40
2.3	Etude de la partie puissance	41
2.3.1	L'onduleur de tension triphasé	42
2.3.1.1	Représentation vectorielle	45
2.3.2	Le système de stockage.....	45
2.3.3	Filtre de sortie	46
2.4	Etude de la partie commande	46
2.4.1	Stratégies de commande du filtre actif	46
2.4.2	Génération des signaux harmoniques de référence.....	47
2.4.2.1	Identification dans le domaine fréquentiel	48
2.4.2.2	Identification dans le domaine temporel	49
2.4.2.2.1	Méthode des puissances active et réactive instantanées.....	50
2.4.2.2.2	Filtre multi variable (FMV).....	52
2.4.3	La régulation de la tension V_{dc}	56
2.4.4	Génération des signaux de commande de l'onduleur	57
2.4.4.1	Commande par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion).....	57
2.4.4.2	Commande par hystérésis.....	58
2.5	Modèle Réseau - charge polluante - filtre actif parallèle.....	59
2.5.1	Comportement du FMV	61
2.5.2	Résultat de Simulation avant la mise en service du FAP.....	63

2.5.3	Résultat de Simulation après la mise en service du FAP.....	64
2.6	Influence des paramètres	66
2.6.1	Variation de l'inductance de découplage.....	66
2.6.2	Variation de la tension aux bornes du condensateur.....	66
2.6.3	Influence du paramètre K du FMV	67
2.7	Conclusion	67

Chapitre 3 Commande par logique floue du Filtre Actif Parallèle

3.1	Historique de la logique floue.....	70
3.2	Principe de la logique floue	70
3.3	Les différents types de la commande à base de la logique floue.....	70
3.4	La commande adaptative floue	71
3.5	Système de commande adaptative	71
3.5.1	Commande adaptative directe et indirecte.....	71
3.6	Bases de la logique floue	72
3.6.1	Variables linguistiques et les ensembles flous.....	73
3.6.2	Les fonctions d'appartenance	73
3.6.3	Univers de discours.....	74
3.6.4	Les inférences (ou déduction floues).....	75
3.6.4.1	Inférence avec une seule règle	75
3.6.4.2	Inférence avec plusieurs règles	76
3.7	Opération sur la logique floue.....	76
3.8	Systèmes flous et contrôleur flou.....	77
3.8.1	Constitution d'un système flou	77
3.9	Etape de mise en œuvre d'un Contrôleur flou	78
3.9.1	Etape de fuzzification	79
3.9.2	Etape d'inférence << Le moteur d'inférence>>	80

3.9.3	Etape de défuzzification.....	80
3.10	Configuration du contrôleur Flou-STF (FLC-STF).....	80
3.10.1	Description du contrôleur FLC-STF	82
3.11	Les résultats de simulation.....	83
3.12	Influence du paramètre K du FMV	86
3.13	Conclusion	86
Chapitre 4 Le contrôle de la tension du bus continu		
4.1	La régulation classique du bus continu du filtre actif.....	89
4.2	La stratégie de contrôle par un PI	90
4.3	Le régulateur PI flou adaptatif du bus continu du FAP	90
4.3.1	Conception du Contrôleur flou du bus continu.....	91
4.3.2	Description du contrôleur PI flou adaptatif	91
4.4	Contrôleur neuro flou STFIS.....	94
4.4.2	Architecture neuro flou hybride.....	95
4.4.3	Variables d'entrées du contrôleur neuro-flou.....	96
4.4.4	Architecture du "control JEAN et Mini-JEAN".....	97
4.4.5	Système d inférence floue avec un réglage automatique (STFIS).....	98
4.4.5.1	Apprentissage du réseau STFIS.....	99
4.4.5.2	Description du contrôleur STFIS.....	102
4.5	Résultats de simulation.....	104
4.5.1	Les résultats pour le régulateur PI.	104
4.5.2	Les résultats pour le contrôleur STFIS.	109
4.6	Conclusion.	113
Conclusion Générale.....		114
Références Bibliographique.....		116
Symboles et abréviations.....		122

Chapitre 1

FIGURE 1-1- CHARGE LINEAIRE. FIGURE 1-2- CHARGE NON-LINEAIRE.....	13
FIGURE 1-3- LES PERTURBATIONS ELECTRIQUES.....	18
FIGURE 1-4- DIFFERENTES SOLUTIONS DE DEPOLLUTION DU COURANT.....	24
FIGURE 1-5- RACCORDEMENT D'UN FILTRE PASSIF.....	26
FIGURE 1-6- SCHEMA GENERAL DU COMPENSATEUR.....	27
FIGURE 1-7- FILTRE ACTIF SERIE (FAS).....	28
FIGURE 1-8- FILTRE ACTIF PARALLELE (FAP).....	29
FIGURE 1 9- DIFFERENTES CONFIGURATIONS D'UN FILTRE ACTIF MONOPHASE.....	30
FIGURE 1-10- FAP A TROIS FILS.....	31
FIGURE 1-11- FAP A QUATRE FILS.....	31
FIGURE 1-12- COMBINAISON PARALLELE-SERIE ACTIF (UPQC).....	32
FIGURE1-13- FILTRE ACTIF SERIE ET FILTRE PASSIF PARALLELE.....	33
FIGURE 1-14- FILTRE ACTIF SERIE CONNECTE EN SERIE AVEC UN FILTRE PASSIF PARALLELE.....	33
FIGURE1-15- FILTRE ACTIF PARALLELE AVEC UN FILTRE PASSIF PARALLELE.....	34

Chapitre 2

FIGURE 2-1 - SCHEMA DE PRINCIPE DU FILTRE ACTIF PARALLELE.....	38
FIGURE 2-2- STRUCTURE GENERALE D'UN FILTRE ACTIF PARALLELE.....	39
FIGURE 2-3- FILTRE ACTIF PARALLELE A STRUCTURE DE COURANT.....	40
FIGURE 2-4- FILTRE ACTIF PARALLELE A STRUCTURE DE TENSION.....	40
FIGURE 2-5- SCHEMA DE PRINCIPE D'UN FAP A STRUCTURE TENSION.....	41
FIGURE 2-6 - ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE.....	42
FIGURE 2-7- REPRESENTATION DES VECTORIELLE DES TENSIONS GENEREES DANS LE PLAN (A-B).....	45
FIGURE 2-8- SCHEMA DE LA COMMANDE DIRECTE.....	47
FIGURE 2-9- SCHEMA DE LA COMMANDE INDIRECTE.....	47
FIGURE 2-10- METHODE D'IDENTIFICATION DES PUISSANCES ACTIVES ET REACTIVES INSTANTANEE.....	51
FIGURE 2-11- FILTRE MULTI-VARIABLE (FMV).....	52

FIGURE 2-12- DETERMINATION DES COURANTS DE REFERENCE DU FILTRE ACTIF A L'AIDE DE FMV.....	53
FIGURE 2-13- BOUCLE DE REGULATION DE LA TENSION CONTINUE.....	56
FIGURE 2-14- PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR MLI.....	58
FIGURE 2-15- COMMANDE CONVENTIONNELLE PAR HYSTERESIS.....	60
FIGURE 2-16- SCHEMA GLOBAL DU SYSTEME SOUS MATLAB SIMULINK.....	60
FIGURE 2-17- RESULTATS DE SIMULATION EN REGIME EQUILIBRE AVEC HARMONIQUES, COURANTS IAB (A) EN ENTREES DU FMV ET LES COURANTS HARMONIQUES DE REFERENCES APRES L'EXTRACTION (K=30).....	62
FIGURE 2-18- RESULTATS DE SIMULATION EN REGIME EQUILIBRE AVEC HARMONIQUES, TENSIONS VAB (V) EN ENTREES ET SORTIES DU FMV APRES L'EXTRACTION (K=30).	62
FIGURE 2-19- TENSION DE CHARGE DE LA PHASE A (VA).	63
FIGURE 2-20- COURANT DE SOURCE DE LA PHASE A (ISA) ET SON SPECTRE.	64
FIGURE 2-21- RESULTATS DE SIMULATION APRES LA MISE EN SERVICE DU FAP (AVEC K=30 DU FMV).....	65
FIGURE 2-22- INFLUENCE DE L'INDUCTANCE LF SUR LE THD.	66
FIGURE 2-23- INFLUENCE DE LA TENSION VDC SUR LE THD.....	66
FIGURE 2-24- INFLUENCE DU PARAMETRE K DU FMV SUR LE THD.....	67

Chapitre 3

FIGURE 3-1- PRINCIPE DES SYSTEMES DE COMMANDE ADAPTATIVE.....	71
FIGURE 3- 2- COMMANDE ADAPTATIVE DIRECTE.....	72
FIGURE 3- 3- COMMANDE ADAPTATIVE INDIRECTE.....	72
FIGURE 3- 4- LES VARIABLES LINGUISTIQUES.	73
FIGURE 3- 5- FONCTION D'APPARTENANCE TRIANGULAIRE.	74
FIGURE 3- 6- FONCTION D'APPARTENANCE SINGLETON.	74
FIGURE 3- 7- FONCTION D'APPARTENANCE GAUSSIENNE.....	74
FIGURE 3- 8- UNIVERS DE DISCOURS D'UNE VARIABLE LINGUISTIQUE.	75
FIGURE 3- 9- TRAITEMENT FLOU (SCHEMA GLOBAL).	77
FIGURE 3- 10- SCHEMA GENERALE D'UN SYSTEME FLOU.....	78
FIGURE 3- 11- SCHEMA GENERAL D'UN CONTROLEUR FLOU.....	79

FIGURE 3- 12- COURBES DE VARIATIONS HARMONIQUES H3, H5 ET H7 EN FONCTION DU PARAMETRE K DU FILTRE STF POUR UNE CHARGE NON LINEAIRE SE COMPOSE D'UN PONT REDRESSEUR ALIMENTANT UNE CHARGE RL. 81

FIGURE 3- 13- SCHEMA DE PRINCIPE DU CONTROLEUR FLC-STF. 82

FIGURE 3- 14- LES FONCTIONS D'APPARTENANCES DEFINIES POUR LES VARIABLES D'ENTREES (A) ET LA VARIABLE DE SORTIE (B) DU CONTROLEUR FLC. 83

FIGURE 3- 15- RESULTATS DE SIMULATION EN UTILISANT FLC (AVEC K=60 DU FMV). 84

FIGURE 3- 16- VARIATION DU PARAMETRE K ADAPTE PAR LE CONTROLEUR FLC POUR VALEUR INITIAL DE K= 30. 85

FIGURE 3- 17- LA VARIATION DU PARAMETRE K AJUSTEE PAR LE CONTROLEUR FLC POUR DIFFERENTES VALEURS INITIALES DE K. 86

Chapitre 4

FIGURE 4- 1- SCHEMA DE CONTROLE DU REGULATEUR PI. 89

FIGURE 4. 2- DIAGRAMME SYNOPTIQUE D'UN CONTROLEUR PI-FLOU ADAPTATIF 91

FIGURE 4- 3- LES FONCTIONS D'APPARTENANCES DEFINIES POUR LES VARIABLES D'ENTREES (A) ET LES VARIABLES DE SORTIES (B) DU CONTROLEUR FLC. 92

FIGURE 4- 4-LE REGULATEUR PI-AFLC-S. 93

FIGURE 4- 5- LE REGULATEUR PI-AFLC-P. 93

FIGURE 4-7- ARCHITECTURE JEAN. 97

FIGURE 4-8- ARCHITECTURE MINI-JEAN. 98

FIGURE 4-9- ARCHITECTURE STFIS. 99

FIGURE 4-10- DIAGRAMME SYNOPTIQUE DU CONTROLEUR STFIS. 102

FIGURE 4-11- FONCTION D'APPARTENANCE D'ENTREE ET SORTIE DU CONTROLEUR STFIS. 102

FIGURE 4-12- (A) LE MODELE D'ENTRAINEMENT, (B) L'EPOQUE DU FIS. 103

FIGURE 4-13- RESULTATS DE LA SIMULATION APRES LA MISE EN SERVICE DU FAPH POUR UNE REGULATION FLOUE (PI-AFLC-S). 105

FIGURE 4-14- RESULTATS DE LA SIMULATION APRES LA MISE EN SERVICE DU FAPH POUR UNE REGULATION FLOUE (PI-AFLC-P). 106

FIGURE 4- 15- LA TENSION CONTINUE VDC AVEC UN CONTROLEUR CLASSIQUE ET UN CONTROLEUR FLOU. 108

FIGURE 4-16- RESULTATS DE LA SIMULATION POUR UN CONTROLEUR STFIS.....	110
FIGURE 4-17- LA TENSION DU BUS CONTINUE VDC POUR LES DIFFERENTS CONTROLEURS.....	111
FIGURE 4-18- LE TAUX DE DISTORSION POUR CHAQUE CAS.....	112

Liste des tableaux

TABLEAU 1-1 : CONSEQUENCES DES CREUX DE TENSION SUR QUELQUES EQUIPEMENTS ELECTRIQUES SENSIBLES ..	15
TABLEAU 1-2 : CARACTERISTIQUES DE QUELQUES GENERATEURS D’HARMONIQUES	16
TABLEAU 1-3: INFLUENCE DES HARMONIQUES SUR CERTAINS EQUIPEMENTS ELECTRIQUES	17
TABLEAU 1-4: LIMITES CEI 1000-2-4 DES EMISSIONS DE COURANTS HARMONIQUES (COURANT APPELE PAR LES APPAREILS .16 A PAR PHASE DE CLASSE A).....	23
TABLEAU 1-5: LIMITES CEI 1000-3-2 POUR LA DISTORSION HARMONIQUE DE LA TENSION	23
TABLEAU 1-6: RECAPITULATIF DES METHODES DE REJET DES COURANTS ET DES TENSIONS HARMONIQUES	35
TABLEAU 2-1 : TENSIONS EN SORTIE DE L’ONDULEUR	44
TABLEAU 2-2 : PARAMETRES DE SIMULATIONS DU FAP.....	61
TABLEAU 3-1 : LE THD POUR DIFFERENT CAS.....	85
TABLEAU 4- 1 : LES FONCTIONS OBJECTIVES INTEGRALES	90
TABLEAU 4- 2 : BASE DE REGLES DU GAIN KPF	93

Introduction générale

Aujourd'hui, les spécialistes dans le domaine de l'énergie électrique sont préoccupés de la pollution harmonique. Au début de leur apparition, la saturation des circuits magnétiques a causé la présence des harmoniques.

Les dispositifs à base d'électronique de puissance dans la production, la distribution d'énergie et chez le consommateur final, ont entraîné des problèmes liés à la dégradation du niveau de la qualité de l'énergie. La raison principale est l'évolution de la nature des charges connectées au réseau, l'utilisation massive des systèmes d'électronique de puissance (pour l'alimentation et le contrôle de charges électriques) avec leurs caractéristiques non-linéaires, a multiplié les perturbations présentes sur le réseau (notamment les distorsions harmoniques)[1],[2]. Ces charges non linéaires, telles que les redresseurs à diodes et à thyristors, les gradateurs, les ordinateurs et leurs périphériques, les appareils de climatisation et d'éclairages à base de tubes fluorescents, sont dites déformantes car ils consomment un courant non sinusoïdal même s'ils sont alimentés par une tension sinusoïdale et de ce fait introduisent des pollutions harmoniques sur les courants et les tensions des réseaux de distribution électrique. Cette pollution harmonique a des effets nocifs. Parmi ces effets, on peut citer :

- la dégradation du facteur de puissance,
- La génération des courants alternatifs non sinusoïdaux riches en harmoniques,
- L'échauffement des câbles et des équipements électriques,
- L'interférence avec les réseaux de télécommunication,
- Les phénomènes de résonance avec les éléments composant le réseau,
- L'arrêt soudain des machines tournantes, voire la destruction totale de tous ces équipements.

Pour faire face à ce problème, plusieurs solutions efficaces et peu onéreuses qui permettent de diminuer l'émission des harmoniques ont été proposées.

- La réduction de l'impédance de court-circuit,
- La modification du convertisseur statique polluant en termes de la topologie et/ou de la commande afin d'intervenir directement à la source des perturbations harmoniques,
- les dispositifs de filtrage.

L'utilisation de dispositifs de filtrage tels que les filtres passifs permettent d'éliminer les harmoniques de courant et compenser aussi la puissance réactive sauf que ces systèmes de filtrage traditionnel présentent certains inconvénients : manque d'adaptabilité lors des variations de l'impédance du réseau, de la charge et résonance possible avec l'impédance du réseau et dans certains cas défavorables où cette résonance est excitée, celle-ci peut entraîner une tension harmonique élevée et un courant harmonique important dans la capacité du filtre et dans le réseau. Ainsi, cette solution présente un inconvénient majeur qui peut être intolérable dans ces circonstances particulières[4].

Afin d'y remédier aux inconvénients des filtres passifs, une autre solution consiste à mettre en œuvre des systèmes de filtrage moderne communément appelés filtre actif de puissance, parmi ces systèmes on trouve le filtre actif parallèle qui doit être connecté en parallèle à la source et permet de compenser les harmoniques de courant et la puissance réactive. Le filtre actif série qui doit être connecté en série avec la source de tension a pour fonction la compensation à la fois des tensions harmoniques et des différentes autres perturbations liées à la tension.

Cependant le filtrage actif présente également ses inconvénients spécifiques, dont son coût élevé pour des applications industrielles ; le dimensionnement du convertisseur de puissance du filtre actif peut alors être relativement élevé. Pour cette raison majeure, les applications des filtres actifs de puissance dans les systèmes électriques sont aujourd'hui encore limitées bien que des normes fixent les caractéristiques exigées pour la qualité de l'énergie.

Dans ce travail, nous avons opté pour un filtre actif parallèle de puissance (Shunt Actif PowerFilter) destiné au filtrage des courants harmonique et la compensation de l'énergie réactive. Actuellement, ce filtre est la solution avancée de dépollution la plus adéquate.

Il est à signaler que la qualité et les performances de la compensation des harmoniques sont liées à l'algorithme utilisé pour l'identification des courants des références, au contrôleur employé pour la poursuite de ces courants de référence et à la commande (conventionnelle ou intelligente) du convertisseur composant le filtre actif[2].

Mais, si aujourd'hui, on arrive à identifier en temps réel les composantes harmoniques avec un minimum d'erreur, la problématique demeure dans la réinjection dans le réseau de toutes les composantes harmoniques identifiées, avec une parfaite fidélité.

Notre travail s'inscrit dans ce cadre, et présente l'application d'un filtre actif parallèle basé sur un onduleur de tension à trois bras, dans le but de compenser les perturbations générées par la charge polluante (non-linéaire). Afin d'atteindre ces objectifs de recherche, ce manuscrit est divisé en quatre chapitres qui se résument dans ce qui suit:

Le premier chapitre débute par une présentation des perturbations électriques, leurs sources et leurs effets, les normes standards pour chaque perturbation, ainsi que les solutions de dépollution traditionnelles et modernes.

Le deuxième chapitre porte sur l'étude du filtre actif parallèle (FAP). Nous présentons dans un premier temps le principe du FAP et ses différentes structures, en suite on passe à l'étude en détails du FAP à structure tension notamment sa partie puissance et sa partie commande où nous mettons l'accent sur, les différentes stratégies de contrôle permettant l'identification des courants de référence en particulier la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées (PQ), nous avons modifié la méthode classique des puissances instantanées en remplaçant notamment les filtres classiques d'extraction par des filtres multi variables (FMV). Nous avons également présenté l'étude par simulation des avantages du FMV. Nous établissons la synthèse de la loi de commande en courant du filtre en utilisant la technique de commande par Hystérésis. Un régulateur PI pour réguler la tension continue. La simulation est développée sous MATLAB-SIMULINK.

Le troisième chapitre est consacré à l'application de la logique floue pour améliorer la commande conventionnelle du filtre actif. Nous présentons dans ce chapitre les notions essentielles de la logique floue, ensuite, une application conjointe d'un régulateur flou et la méthode des puissances instantanée (PQ) avec un filtre multi variable (FMV) afin d'ajuster en temps réel le paramètre proportionnel k pour avoir une extraction parfaite des courants harmoniques. Les résultats de simulation obtenue sont analysés et comparés.

Dans le quatrième chapitre, le système de stockage de l'énergie du côté continu a été étudié et analysé afin d'améliorer la dynamique du FAP, à cet effet, deux types de régulation basée sur un régulateur Flou et un régulateur Neuro flou sont proposés puis validés par simulation pour maintenir la tension du bus continue à une valeur de référence désirée.

La thèse finit par une conclusion générale et quelques perspectives.

CHAPITRE 1

La pollution des réseaux électriques et l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique

L'objectif fondamental des réseaux électriques est de fournir aux clients de l'énergie électrique avec une parfaite continuité, sous une forme de tension sinusoïdale, avec des valeurs d'amplitude et de fréquence préétablies. Cependant cet objectif semble idéal et n'est jamais facile à assurer, car le réseau électrique aujourd'hui est appelé à fonctionner sous un environnement de plus en plus agressif, et par conséquent, il doit faire face à de nombreux types de perturbations qui peuvent être de deux origines distinctes :

- les perturbations de tension causées par le passage, dans les réseaux électriques, des courants perturbateurs comme les courants harmoniques, déséquilibrés et réactifs.
- les perturbations de tension causées par des tensions perturbatrices comme les tensions harmoniques et déséquilibrées et les creux de tension.[1]

Afin d'éviter le dysfonctionnement, voire la destruction des composants du réseau électrique ou des récepteurs finaux, il est indispensable de comprendre l'origine des perturbations et de chercher les solutions adéquates pour les supprimer.

Dans la première partie de ce chapitre, on présente la notion des charges et nous étudierons les caractéristiques générales des perturbations électriques, notamment les harmoniques pour lesquelles on s'intéresse particulièrement, on détaille ensuite les origines, les conséquences matérielles et les limites tolérées imposées par les normes internationales de ces perturbations.

Dans une deuxième partie, nous traitons les différentes solutions de compensation en mettant le point sur le problème de compensation des harmoniques en courant et tension en utilisant différents systèmes de compensation active (FAP, FAS et UPQC) et hybride.

1.1 Qualité de l'énergie électrique et perturbations

1.1.a Notions des charges

Les récepteurs peuvent être classés en deux familles principales :

- Les récepteurs linéaires (ou charges linéaires).
- Les récepteurs non linéaires (ou charges non linéaires).

Une charge est dite linéaire si, alimentée par une tension sinusoïdale, elle consomme un courant sinusoïdal (résistances, capacités et inductance) ; Cependant le courant et la tension peuvent être déphasés.[2]

Une charge est dite non-linéaire lorsque la relation entre la tension et le courant n'est plus linéaire. Un tel récepteur alimenté par une tension sinusoïdale consomme un courant non-sinusoïdal. Typiquement, les charges utilisant l'électronique de puissance sont non-linéaires, or elles sont de plus en plus nombreuses et leurs parts dans la consommation de l'électricité ne cessent de croître.

Les charges non linéaires généralement rencontrées sont des convertisseurs statiques tels que : Les gradateurs, les redresseurs, les variateurs de vitesse, le matériel informatique, l'éclairage fluorescent, les téléviseurs et appareils électroménagers en grands nombres ...

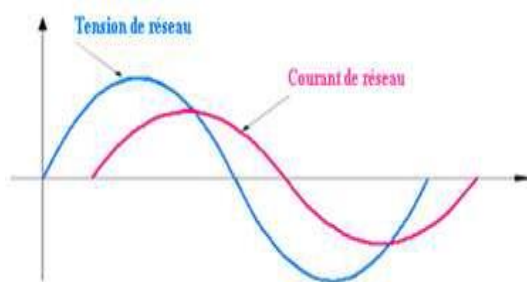


Figure 1-1- Charge linéaire.

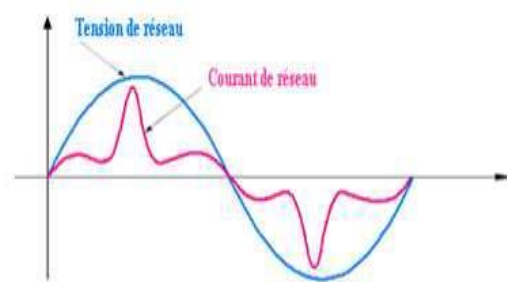


Figure 1-2- Charge non-linéaire.

1.1.b Perturbations électriques

Les perturbations électriques sont l'ensemble des phénomènes internes ou externes ayant le pouvoir de modifier d'une manière transitoire ou permanente en amplitude et/ou en forme les grandeurs électriques du réseau (courant, tension, fréquence).

La qualité de l'énergie électrique est étroitement liée à la qualité de l'onde de tension, laquelle est caractérisée par les paramètres suivants :[3]

- Forme d'onde parfaitement sinusoïdale ; absence de distorsions, de pics, de creux,
- Equilibre et symétrie parfaite des phases en amplitude et en phases,
- Valeurs efficaces dans les limites tolérées
- Stabilité de la fréquence,
- Facteur de puissance dans des limites tolérables.

1.2 Origines des perturbations

Dans un réseau électrique, les tensions constituent un système alternatif triphasé dont la fréquence est la fréquence de la source (50 Hz), La perturbation de l'un des paramètres de ce système conduit à la perturbation de la tension et donc du réseau électrique, mais la question qui se pose est : Qu'est ce qui peut causer la perturbation de ces paramètres ?

Dans un réseau électrique, on distingue deux types de perturbations à savoir les perturbations de tension et les perturbations de courant.

Les perturbations de tension ont pour origine soit le réseau lui-même: Creux de tension, les déséquilibres, les harmoniques de tension, soit la charge.

Les perturbations de courant proviennent généralement de l'utilisation de charges non linéaires. En effet, le courant harmonique est fixé par la charge et non pas par l'impédance ou la tension du réseau auquel elles sont raccordées.[4]

1.2.1 Creux de tension

Un creux de tension est une diminution brusque de la tension à une valeur située entre 90% et 10% de la tension nominale, suivie du rétablissement de la tension après un court laps de temps. Un creux de tension peut durer de 10 ms à 1 mn pour les coupures brèves et une durée supérieure à une minute pour les coupures longues, comme le montre la figure **1-3(1)**.

La plupart des appareils électriques admettent une coupure totale d'alimentation d'une durée inférieure à 10 ms.[1]

La principale source de creux de tension et de coupures brèves sont les courts-circuits et le démarrage des machines de forte puissance (asynchrones essentiellement).

Les creux de tension sont caractérisés par leur profondeur et leur durée, avec des limites de 30% et de 600 ms.

Tableau 1-1 : Conséquences des creux de tension sur quelques équipements électriques sensibles

Types d'appareils	Conséquences néfastes
Eclairage	Moins de luminosité extinction et rallumage (lampe à arc).
Système à base d'électronique de puissance	Arrêt du dispositif.
Dispositifs de protection	Ouverture des contacteurs.
Moteurs asynchrones	Ralentissement, blocage, surintensité au tour de la tension.
Moteurs synchrones	Perte de synchronisme, décrochage et arrêt du moteur.
Variateurs de vitesse pour un moteur à courant continu	<ul style="list-style-type: none"> ▪ En mode onduleur : destruction des protections. ▪ En mode redresseur : ralentissement de la machine
Variateurs de vitesse pour un moteur asynchrone	Ralentissement, blocage, surintensité au tour de la tension, destruction éventuelle de matérielle au niveau du convertisseur.

1.2.2 Fluctuations de tension

Les fluctuations de tensions sont des variations de basses fréquences de la valeur efficace de la tension . Ces variations ont une amplitude modérée (généralement 10 %) mais peuvent se produire plusieurs fois par seconde et peuvent être cycliques ou aléatoires, elles sont désignées communément par effet Flicker, comme le montre la figure (1-3)(2).

Cette perturbation est causée par les grosses charges dont la puissances absorbée varie d'une manière aléatoire comme par exemple les four à arc ou les machines à souder, et elle se manifeste souvent par des perturbations sur les couples et les vitesses des machines tournantes et surtout par l'inconfort physiologique sur la vision suite au changement de luminosité de l'éclairage.[5]

1.2.3 Déséquilibre du système de tension triphasé

On dit qu'il y a déséquilibre dans un réseau, lorsqu'on enregistre en régime permanent, des asymétries d'amplitudes et des déphasages des tensions de phase [6]. Ce type de perturbation est causé essentiellement par les asymétries d'impédances des lignes du réseau ou des charges, et aussi par des courts-circuits monophasés ou biphasés (fig 1-3(3)). Ce déséquilibre se manifeste par des perturbations dans les machines tournantes, des échauffements, etc...

Le déséquilibre en tension est caractérisé par le taux de déséquilibre de tension τ_v donné par le rapport des amplitudes des tensions inverse et directe :

$$\tau_v = \frac{V_i}{V_d} \quad (1.1)$$

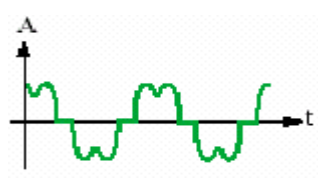
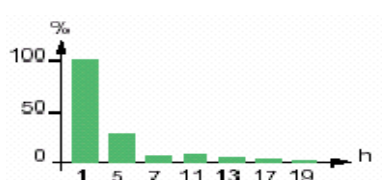
Une tension dont le taux de déséquilibre moyen ne dépasse pas 2% est acceptable.

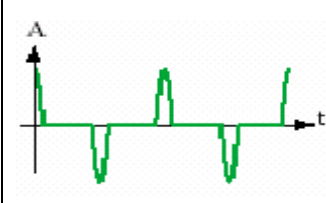
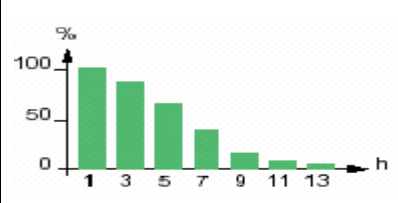
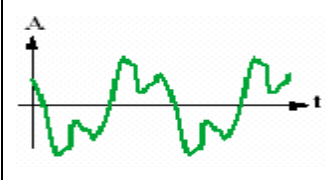
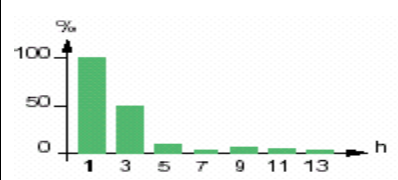
1.2.4 Les harmoniques

Un harmonique est un signal sinusoïdal dont la fréquence est un multiple entier de la fréquence fondamentale, l'ajout de plusieurs harmoniques au fondamental constitue un signal courant ou tension déformé. Les équipements électriques qui consomment des courants harmoniques, dits charges non linéaires, sont à l'origine de la pollution des réseaux électriques car ils entraînent des tensions harmoniques au point de raccordement par l'intermédiaire des impédances du réseau électrique. En revanche, les matériels de production, transport et distribution de l'énergie électrique (alternateurs, transformateurs et convertisseurs de fréquence) produisent des harmoniques avec de faibles proportions (fig 1-3(4)).

Le tableau (1-2) montre les caractéristiques de quelques générateurs d'harmoniques.[7]

Tableau 1-2 : Caractéristiques de quelques générateurs d'harmoniques

Charge polluante	Forme d'onde de courant	Spectre	THD
Redresseur, chargeur			28%

Charge Informatique			115%
Eclairage fluorescent			53%

Le tableau (1-3) résume l'influence des harmoniques sur certains équipements électriques [FET06]:

Tableau 1-3: Influence des harmoniques sur certains équipements électriques

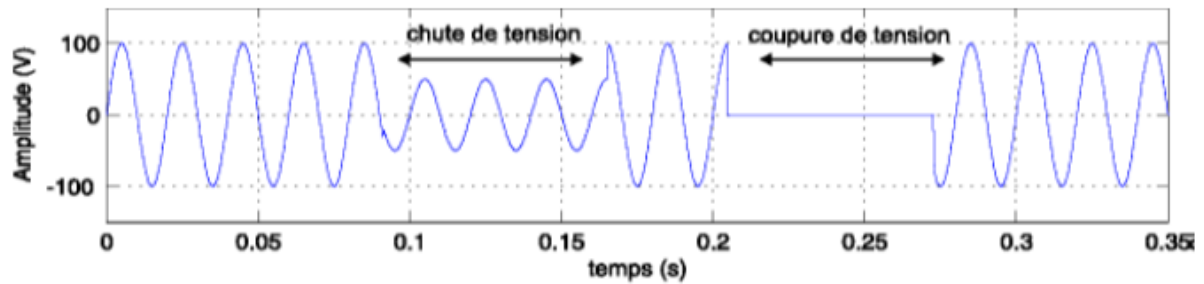
Matériel	Effets
Condensateurs de Puissance	Echauffement, vieillissement prématuré (claquage), résonance.
Moteurs	Pertes et échauffements supplémentaires. Réduction des possibilités d'utilisation à pleine charge. Couple pulsatoire (vibrations, fatigue mécanique). Nuisances sonores.
Transformateurs	Pertes (ohmique-fer) et échauffements supplémentaires. Vibrations mécaniques. Nuisances sonores.
Disjoncteurs	Déclenchements intempestifs (dépassements des valeurs crêtes de la tension...).
Câbles	Pertes diélectriques et ohmiques supplémentaires (particulièrement dans le neutre en cas de présence d'harmonique 3).
Ordinateurs	Troubles fonctionnels.

• **Les inter-harmoniques**

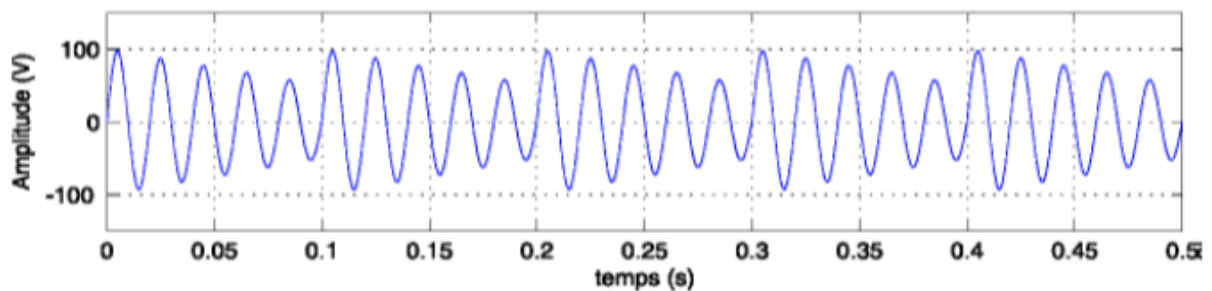
Un inter-harmonique contrairement à l'harmonique est un signal dont la fréquence n'est pas un multiple entier de la fréquence du fondamental. Certains de ces signaux peuvent être engendrés par les charges non linéaires, d'autres sont générés et injectés intentionnellement

par les distributeurs sur leurs réseaux pour télécommander des relais, et ainsi piloter les changements de tarification des compteurs domestiques et professionnels.

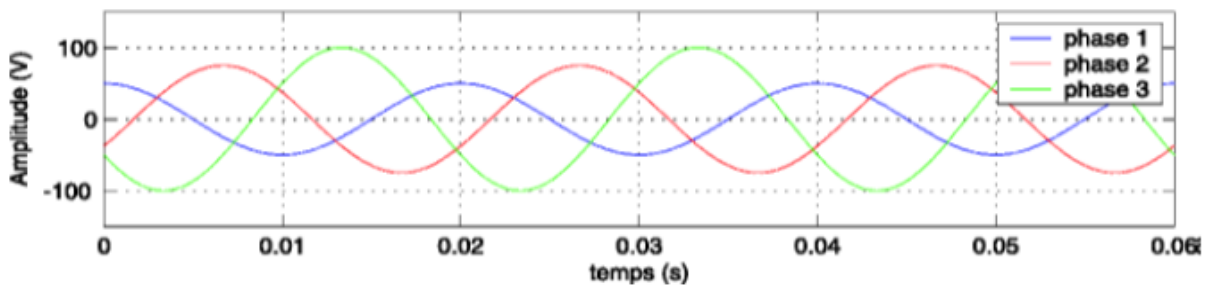
Les perturbations harmoniques feront l'objet d'une étude approfondie tout au long de cette thèse.



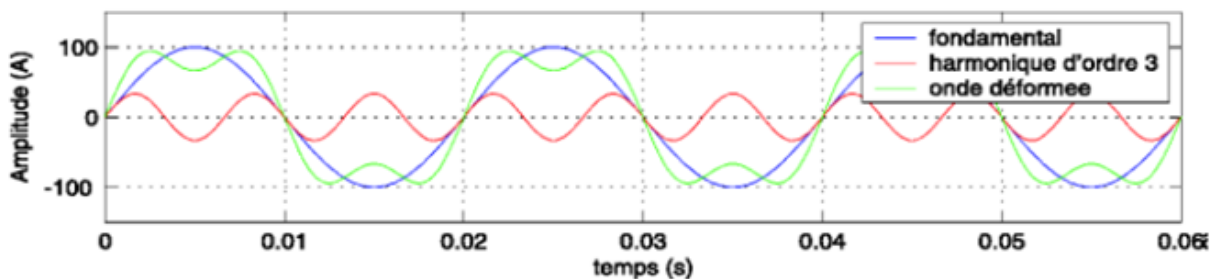
(1) Creux de tension



(2) Fluctuation de tension



(3) Déséquilibre du système triphasé de tension.



(4) Harmonique

Figure 1-3- Les perturbations électriques.

Différents critères sont définis pour caractériser ces perturbations. Le THD et le facteur de puissance sont les plus employés pour quantifier respectivement les perturbations harmoniques et la consommation de puissance réactive.[8]

1.2.4.1 Le Taux de Distorsion Harmonique (THD)

Le THD représente le rapport de la valeur efficace des harmoniques à la valeur efficace du fondamental. Il est défini par la relation :

$$THD = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{X_h^2}{X_1^2}} \cdot 100\% \quad (1.2)$$

Avec :

- X_1 la valeur efficace du courant (tension) fondamental,
- X_h les valeurs efficaces des différentes harmoniques du courant (tension).

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

Le TDD représente le rapport de la valeur efficace des harmoniques à la valeur maximale du courant appelé par la charge.[9]

$$TDD = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{I_h^2}{I_L^2}} \cdot 100\% \quad (1.3)$$

1.2.4.2 Le facteur de puissance

Pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance est donné par le rapport entre la puissance active P et la puissance apparente S . Les générateurs, les transformateurs, les lignes de transport et les appareils de contrôle et de mesure sont dimensionnés pour la tension

et les courants nominaux. Une faible valeur du facteur de puissance se traduit par une mauvaise utilisation de ces équipements.

$$F_p = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (1.4)$$

Avec :

- P : La puissance active,
- Q : La puissance réactive.

En Présence d'harmoniques, le facteur de puissance est dégradé, une puissance supplémentaire appelée la puissance déformante (D) donnée par la relation (1.5) est ajoutée:

$$D = 3V_1 \sqrt{\sum_2^{50} I_h^2} \cdot 100\% \quad (1.5)$$

Le facteur de puissance devient :

$$F_p = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (1.6)$$

1.2.4.3 Les effets à terme et les effets instantanés

Les harmoniques ont des effets néfastes sur les installations et équipement électriques qu'on peut classer sous deux catégories :

- *Les effets instantanés*

Les effets instantanés sont les conséquences immédiates de la perturbation harmonique sur le fonctionnement de certains appareils électriques ou électroniques, les effets instantanés les plus rencontrés sont :

➤ *Dysfonctionnement des dispositifs d'acquisition*

En présence d'harmoniques, les grandeurs électriques changent de signes plusieurs fois au cours d'une demi-période, et comme ces grandeurs sont utilisées dans des systèmes de

régulation comme références pour générer des commandes de semi-conducteurs ou comme base de temps pour les systèmes de synchronisation, ces systèmes seront alors perturbés.

➤ **Phénomène de résonance**

Pour relever le facteur de puissance, on raccorde des batteries de condensateurs au réseau à l'aide des câbles et des inductances des transformateurs conçus avec des fréquences de résonance assez élevées.

Lorsque la tension est déformée, des courants harmoniques importants circulent dans ces condensateurs, l'impédance de ces derniers diminue lorsque la fréquence augmente, néanmoins, la présence d'inductance dans l'installation risque d'entraîner des fréquences de résonances assez faibles avec les condensateurs, ce qui pourra amplifier l'harmonique qui a la même fréquence.

Cette résonance peut être néfaste pour les condensateurs et tous les appareils raccordés au réseau.

➤ **Bruits et vibrations**

Les courants harmoniques sont à l'origine des bruits et vibrations acoustiques dans les appareils électromagnétiques (transformateurs, inductances, machines tournantes).

D'autres effets instantanés qu'on peut citer :

- Dégradation de la classe de précision et erreurs de lecture de certains appareils de mesure et compteurs d'énergie.
- Dysfonctionnement des récepteurs de télécommande centralisée et un déclenchement intempestif des relais de protection.
- Dégradation de la qualité de l'image des micro-ordinateurs.
- Réduction du facteur de puissance.

• **Effets à terme**

Les effets à terme sont essentiellement de nature thermique, en effet, les harmoniques génèrent des pertes supplémentaires (pertes par effets joules dans les enroulements accentuées par l'effet de peau, et les pertes par hystérésis et courants de Foucault dans les circuits magnétiques) qui sont à l'origine de l'échauffement des conducteurs et de tous les composants traversés par les courants harmoniques, la dégradation du rendement des équipements tel que les transformateurs et les machines tournantes et le vieillissement

prématuré des isolants et donc la diminution de la durée de vie des équipements. Dans ce cas le surdimensionnement des équipements est nécessaire, en particulier le conducteur du neutre.

Lorsque des charges monophasées absorbent des courants homopolaires (harmoniques de rang 3 et ses multiples), ces courants se trouvent en phase et s'additionnent dans le neutre pour former un courant très élevé qui peut être deux fois le fondamental dans le cas d'une charge ayant un harmonique 3 de 67%. [10]

1.3 Normes et recommandations

Les normes, d'après la définition de l'ISO, sont « des accords documentés contenant des spécifications techniques ou autres critères précis destinés à être utilisés systématiquement en tant que règles, lignes directrices ou définitions de caractéristiques pour s'assurer que des matériaux, produits, processus et services sont aptes à l'emploi ». En ce qui concerne la qualité de l'énergie, les normes ont un double objectif [11]:

Etablir la définition des caractéristiques nominales de la fourniture, c'est-à-dire les valeurs nominales comme les déviations admissibles de la tension et de la fréquence.

Définir les perturbations qui peuvent agir sur le réseau (par exemple le seuil qui sépare un creux de tension d'une interruption etc.), comme la quantité ou l'intensité maximale de perturbations pouvant avoir lieu dans un réseau particulier.

1.3.1 Différentes normalisations de différents organismes

Les normes CEI établissent des limites pour les émissions de courants harmoniques (IEC 61000-3-2, IEC 61000-3-4 et 61000-3-6) et en même temps établissent le niveau de compatibilité (IEC 61000-2-4 et 61000-2-2) qui détermine le taux de distorsion harmonique de la tension de référence sur le réseau. [12]

Ci-dessous les tableaux (1-4) et (1-5) montrent, respectivement, les limites CEI 1000-2-4 des émissions de courants harmoniques et les limites CEI 1000-3-2 pour la distorsion harmonique de la tension.

Tableau 1-4: Limites CEI 1000-2-4 des émissions de courants harmoniques (courant appelé par les appareils .16 A par phase de classe A)

Harmoniques impairs		Harmoniques pairs	
Ordre	Courant (A)	ordre	Courant (A)
3	23	2	1.08
5	1.14	4	0.43
7	0.77	6	0.3
9	0.4	/	/
11	0.33	/	/
13	0.21	/	/
$15 \leq h \leq 39$	$0.15 \times 15/h$	/	/

Tableau 1-5: Limites CEI 1000-3-2 pour la distorsion harmonique de la tension

Harmoniques impairs						Harmoniques pairs		
Non multiple de 3			multiple de 3					
ordre	a)	b)	ordre	a)	b)	ordre	a)	b)
5	2%	6%	3	2%	5%	2	1.5%	2%
7	2%	5%	9	1%	1.5%	4	1%	1%
11	1.5%	3.5	15	0.3 %	0.3 %	6	0.5%	0.5%
13	1.5%	3%	21	0.2 %	0.2 %	8	0.2 %	0.5
17	1%	2%	>21	0.2 %	0.2 %	10	0.2 %	0.5%
19	1%	1.5%	/	/	/	12	0.2 %	0.2 %
23	0.7%	1.5%	/	/	/	>12	0.2 %	0.2 %
25	0.7%	1.5%	/	/	/	/	/	/
> 25	$0.2 + (12.5/h)$	$0.2 + (1.3 \times 25/h)$	/	/	/	/	/	/

a) $100 \text{ kV} \geq V > 30 \text{ kV}$ (avec un THD < 3%)

b) $30 \text{ kV} \geq V > 1 \text{ kV}$ (avec un THD < 8%)

La norme EN 50160 étant une description des caractéristiques de la tension réseau, elle ne détermine que les valeurs limitent des harmoniques de tension. Ces limites sont pratiquement identiques à celles fixées par la CEI.

En ce qui concerne l'IEEE, la norme IEEE 519: 1992, Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Power Systems, détermine les procédures pour contrôler les harmoniques présents sur le réseau électrique ainsi que les limites recommandées de pollution admissible de la part des clients et de distorsion harmonique globale dans le réseau.

1.4 Solutions aux perturbations harmoniques

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

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

La première consiste en la mise en œuvre d'un filtrage des composantes harmoniques, tandis que la seconde consiste à utiliser des convertisseurs statiques moins ou peu polluants. La première classe de solutions consiste à compenser les courants ou les tensions harmoniques [13] tandis que la seconde s'intéresse à la conception. Deux groupes de solutions de dépollution pour compenser toutes les perturbations peuvent être distingués : les solutions traditionnelles et les solutions modernes.

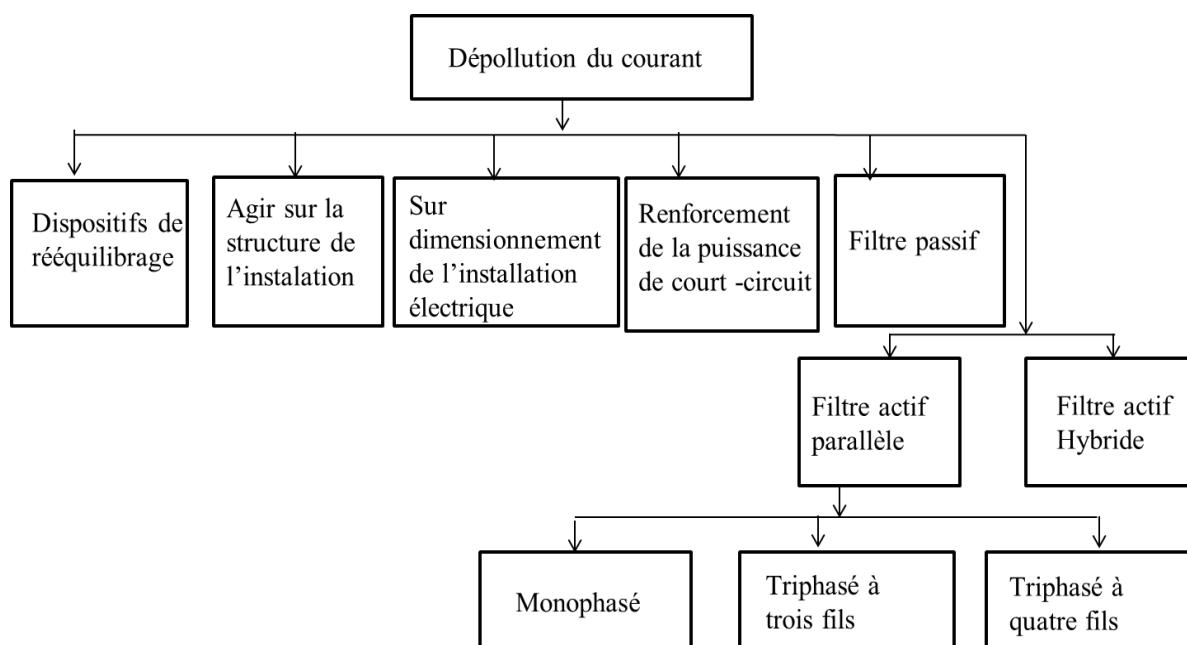


Figure 1-4- Différentes solutions de dépollution du courant.

1.4.1 Solutions traditionnelles

Ce sont des techniques qui apportent une solution facile et rapide pour certains cas de perturbations bien localisées et utilisent des composants passifs (inductances, condensateurs, transformateurs) et/ ou des branchements qui modifient le schéma de l'installation.

- A. **Sur dimensionnement ou déclassement de l'installation électrique:** par cette approche, les problèmes liés à la pollution harmoniques sont résolus pendant une durée limitée. Cette méthode cause un sur coût de production et ne tire pas profit du potentiel réel de l'installation.
- B. **Renforcement de la puissance de court -circuit :** La diminution de l'impédance totale en amont de la charge non linéaire permet de réduire la tension créée par les harmoniques de courant.
- C. **Rééquilibrage des courants du réseau électrique:** C'est une solution qui permet de répartir les charges d'une manière identique sur les trois phases
- D. **Agir sur la structure de l'installation:** Face à un pollueur moyen il est préférable d'effectuer l'alimentation des câbles distincts au lieu de les connecter en parallèle.
- E. **Filtre passif :** le plus ancien pour le traitement des harmoniques. Ce mode de filtrage a été très souvent utilisé jusqu'à ces dernières années pour des raisons économiques, malgré les problèmes d'encombrements qui lui sont liés. Un filtre passif est généralement constitué d'une résistance, d'une inductance et d'un condensateur, l'inductance absorbe de l'énergie tandis que le condensateur en crée. Son principe réside dans la modification locale de l'impédance du réseau, afin de faire dévier les courants harmoniques et en même temps éliminer les tensions harmoniques résultantes, ces filtres sont composés des éléments passifs, qui sont disposés de manière à obtenir une résonance en série sur une fréquence déterminée.

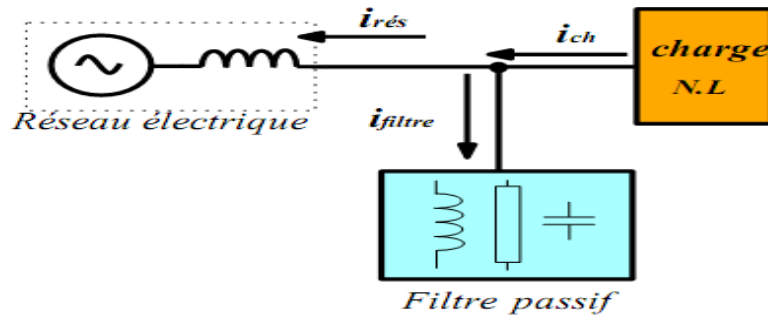


Figure 1-5- Raccordement d'un filtre passif.

On peut distinguer deux types de filtres passifs qui sont généralement utilisés :

- Filtre résonant.
- Filtre amorti.

Mais la simplicité des filtres passifs se paye par des inconvénients et des problèmes que pose la mise en œuvre de ces filtres.

On note que [14]:

- Il est nécessaire d'avoir une bonne connaissance de la configuration du réseau.
- Le dimensionnement dépend du spectre harmonique de la charge et de l'impédance de la source.
- Aux fréquences spécifiques, il existe des antirésonances entre l'impédance de source et les filtres passifs.
- Ces filtres sont très sensibles à la variation de la fréquence du réseau, il devient peu pratique si la variation de fréquence est de $\pm 0.5\text{Hz}$.
- Toute modification (reconstruction, nouveaux clients ... etc.) peut rendre le filtre inadapté voir même perturbant (phénomène de résonance); si le réseau se modifie il faut redimensionner le filtre.

Avec l'évolution rapide du réseau moderne, le filtre passif n'est plus la meilleure solution à envisager, il y a une tendance à utiliser des filtres actifs.

1.4.2 Solutions modernes

Ces solutions sont proposées comme des solutions efficaces de dépollution des réseaux électriques afin de traiter les inconvénients inhérents aux solutions traditionnelles comme les filtres passifs (non adaptatifs aux variations de la charge et du réseau, phénomènes de résonance).

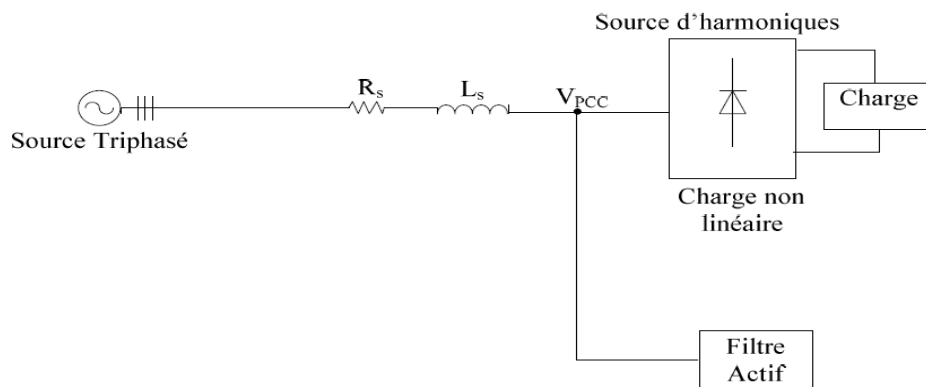


Figure 1-6-Schéma général du compensateur.

Le but de ces filtres actifs est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à ce que le courant ou la tension redevienne sinusoïdal. Le filtre actif est connecté au réseau soit en série (FAS), soit en parallèle (FAP) suivant qu'il est conçu respectivement pour compenser les tensions ou les courants harmoniques, soit associé à des filtres passifs.

Pour fournir aux consommateurs une énergie électrique de qualité, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les filtres actifs sont proposés comme des solutions de dépollution des réseaux électriques [15].

Les avantages les plus importants des filtres actifs par rapport aux filtres passifs sont les suivants :

- Le volume physique du filtre est plus réduit,
- La capacité de filtrage est supérieure,
- La flexibilité et adaptabilité sont très supérieures.

Pourtant, ils ont aussi quelques inconvénients :

- Leur coût élevé (ce qui a limité leur implantation),
- Les pertes sont plus élevées (puissance fournie pour la compensation).

Actuellement on a développé des techniques de commande de telle façon que les filtres moderne peuvent déterminer le courant harmonique à compenser en temps réel, donc ces filtres sont sélectifs et adaptatifs.

Dans la suite, différentes topologies de filtres actifs usuels et des filtres hybrides (combinaison actif-passif) sont présentées.

1.4.2.1 Filtre actif série (FAS)

Le rôle d'un FAS est de modifier localement l'impédance du réseau. Il se comporte comme une source de tension harmonique qui annule les tensions perturbatrices (creux, déséquilibre, harmonique) venant de la source et celles générées par la circulation de courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Ainsi, la tension aux bornes de la charge peut être rendue sinusoïdale. Cependant, le FAS ne permet pas de compenser les courants harmoniques consommés par la charge.

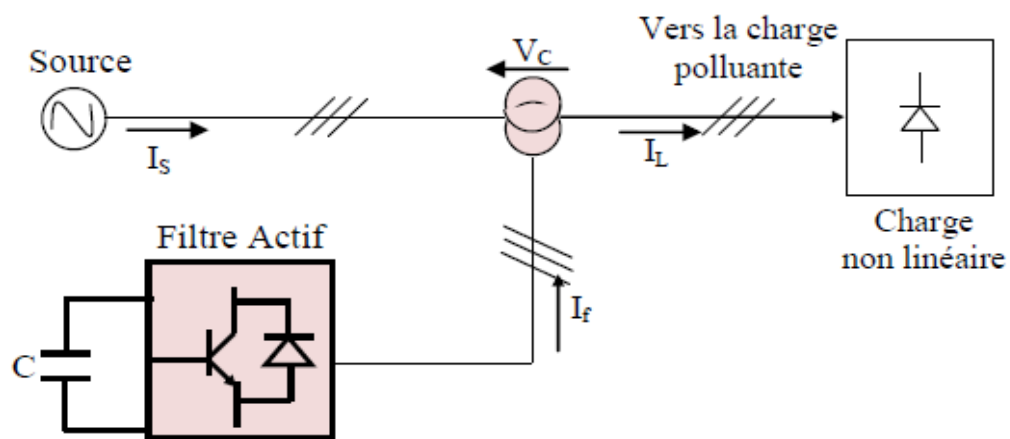


Figure 1-7- Filtre actif série (FAS).

Le filtre actif Série (F.A.S) est une solution adaptée à la compensation des tensions perturbatrices, harmoniques, déséquilibrées et des creux de tension. Ces perturbations trouvent généralement leurs origines dans le réseau lui-même mais peuvent parfois être provoquées par les charges elles-mêmes.

En 1976, une famille de filtres actifs séries avec des onduleurs à transistors contrôlés en MLI a été présentée. Un compensateur statique pour le rééquilibrage de la tension du réseau électrique a été proposé en 1985 [16].

En 1990, un compensateur de tension à base d'onduleur de tension triphasé a été proposé pour compenser le déséquilibre de tension de réseau électrique. Depuis, beaucoup de travaux ont été consacrés à l'amélioration de la qualité de compensation du déséquilibre de la tension du réseau. D'autres articles ont introduit le problème des creux de tension et leur compensation par le compensateur actif série.

1.4.2.2 Filtre actif parallèle (FAP)

Le FAP se connecte en parallèle avec le réseau et injecte en temps réel les composantes harmoniques des courants absorbés par les charges non linéaires connectées au réseau. Ainsi, le courant fourni par la source d'énergie devient sinusoïdal.

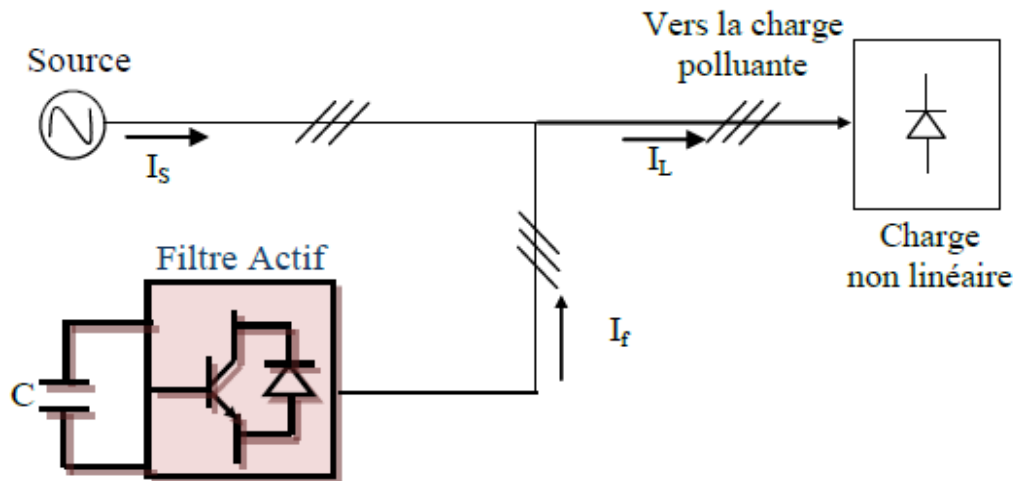


Figure 1-8- Filtre actif parallèle (FAP).

Les principes de fonctionnement des premiers filtres actifs parallèles ont été décrits dans la littérature dès le début des années 1970. En 1976.

Ces premiers dispositifs de puissance étaient alors proposés pour la seule compensation des courants harmoniques. Cependant, à cette époque, il était encore difficile de concevoir ce type de système pour des applications industrielles. Cette barrière technologique sera franchie, dès 1977, lors de la conception d'un premier prototype de filtre actif parallèle à base de thyristors à commutations naturelles pour la compensation de courant harmonique. Cependant, l'application des onduleurs à base de thyristor a tout de suite posé le problème de la génération non désirée de composantes injectées sur le réseau à la fréquence de commutation.

Au cours des années 1980, des progrès importants dans le domaine des semi-conducteurs ont permis de développer de nouveaux composants de puissance associant hautes fréquences de commutation et fortes puissances. Profitant de ces avancées, et de l'avènement des interrupteurs de puissance du type GTO et IGBT, de nombreux onduleurs de puissance, commandés en MLI, ont pu être conçus en vue de répondre aux contraintes industrielles de conception des filtres actifs parallèles. Ainsi, ces derniers ont commencé à

être commercialisés et installés à travers le monde, et plus spécialement dans les pays les plus industrialisés comme le Japon.

Actuellement, les filtres actifs parallèles sont essentiellement installés par les consommateurs industriels. L'évolution future de ces dispositifs de puissance pourrait autoriser le fournisseur d'énergie à prendre un rôle plus important, en lui permettant de les installer lui-même.

On distingue trois configurations du filtre actif parallèle à structure tension.

- **Filtre monophasé**

La figure (1-9) présente deux différentes configurations du filtre actif parallèle monophasé.

Pour la première configuration, le filtre est composé d'un onduleur monophasé, d'une capacité qui sert comme source de tension continue, et d'une inductance liant l'onduleur avec le réseau.

La deuxième configuration, l'ajout d'un transformateur et d'une capacité.

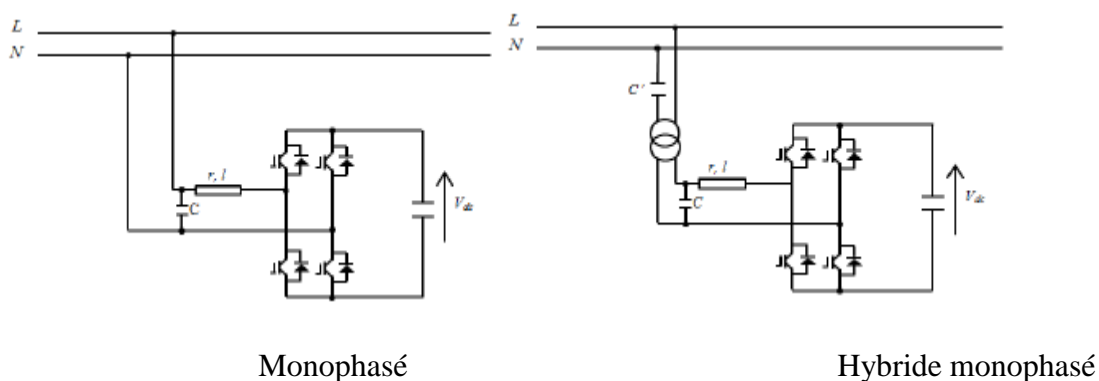


Figure 1-9-Différentes configurations d'un filtre actif monophasé.

- **Filtre actif parallèle à trois fils**

Le filtre est composé d'un onduleur à trois bras qui se connecte en parallèle avec le réseau triphasé par l'intermédiaire d'une inductance de couplage.

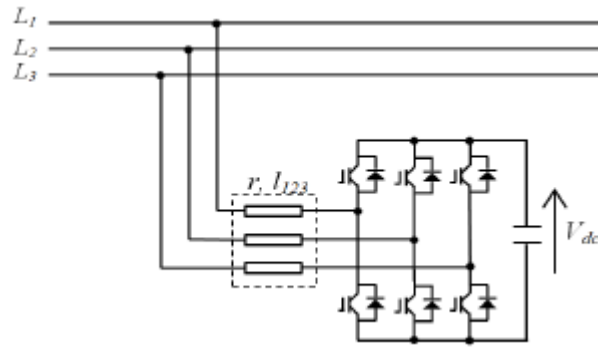


Figure 1-10-FAP à trois fils.

- **Filtre actif parallèle à quatre fils**

Pour cette topologie, l'onduleur comporte quatre bras constitués de huit interrupteurs, afin d'éviter le recours à un élément de stockage à point milieu.

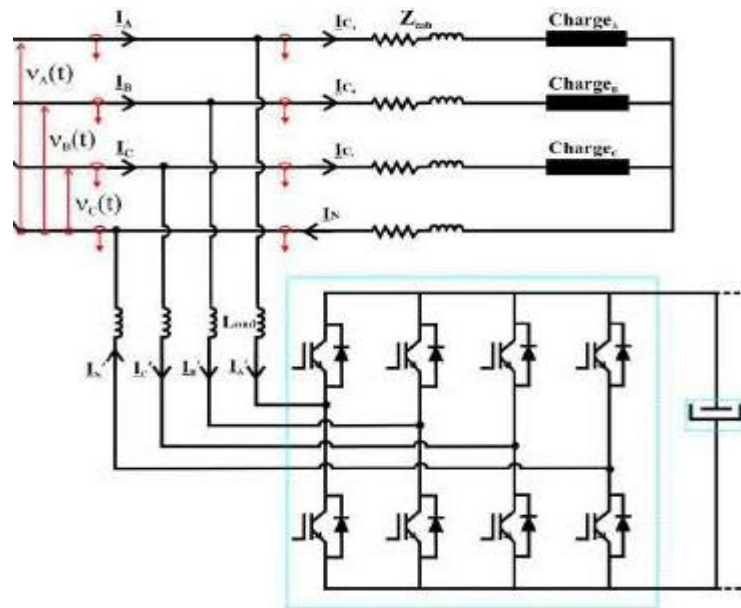


Figure 1-11-FAP à quatre fils.

1.4.2.3 Combinaison parallèle-série de filtres actifs

La figure (1-12) illustre l'association de deux filtres actifs parallèle et série, également appelée « Unified Power QualityConditioner » (UPQC). Cette structure bénéficie des avantages des deux types de filtres actifs série et parallèle. Ainsi, elle permet d'assurer simultanément un courant sinusoïdal et une tension du réseau électrique également sinusoïdale [1].

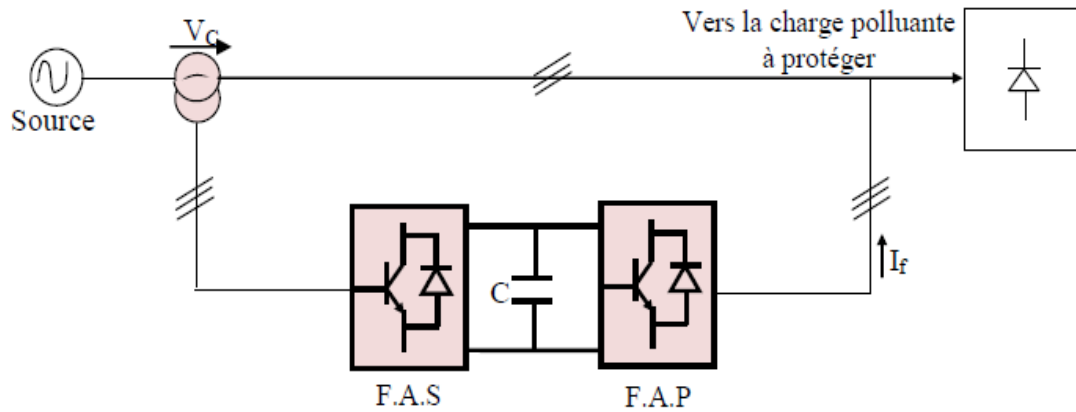


Figure 1-12-Combinaison parallèle-série actif (UPQC).

1.4.2.4 Combinaison actif-passif

Les inconvénients des filtres passifs (résonances série ou parallèle avec la source et/ou la charge, détérioration des performances du filtre lors de variations de l'impédance du réseau,...) et des filtres actifs (coût élevé en raison du dimensionnement des composants de puissance) ont conduit à l'élaboration d'une nouvelle topologie de filtre actif. Il s'agit du filtre hybride qui est en réalité l'association de filtres actifs de faibles puissances à des filtres passifs.[1]

1.4.2.5 Filtre hybride

Le filtre hybride est une topologie de filtre qui combine les avantages des filtres passifs et des filtres actifs. Pour cette raison, il est considéré comme l'une des meilleures solutions pour filtrer les harmoniques de courant des réseaux de distribution. Une des principales raisons de l'utilisation du filtre actif hybride est liée au développement des semi-conducteurs de puissance tels que les transistors de puissance de types MOSFET ou IGBT.[17]

De plus, du point de vue économique, le filtre hybride présente un atout majeur : il permet de réduire le coût du filtre actif, actuellement l'obstacle majeur à l'utilisation de filtres actifs.

Cependant il existe plusieurs configurations des filtres hybrides dont les plus étudiées sont :

- le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles

- le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles
- le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle
- Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles

Le rôle du filtre actif série dans ce cas est d'empêcher les courants harmoniques de circuler vers le réseau et de les obliger à passer par les filtres passifs raccordés à leurs fréquences comme le montre la figure (1-13).

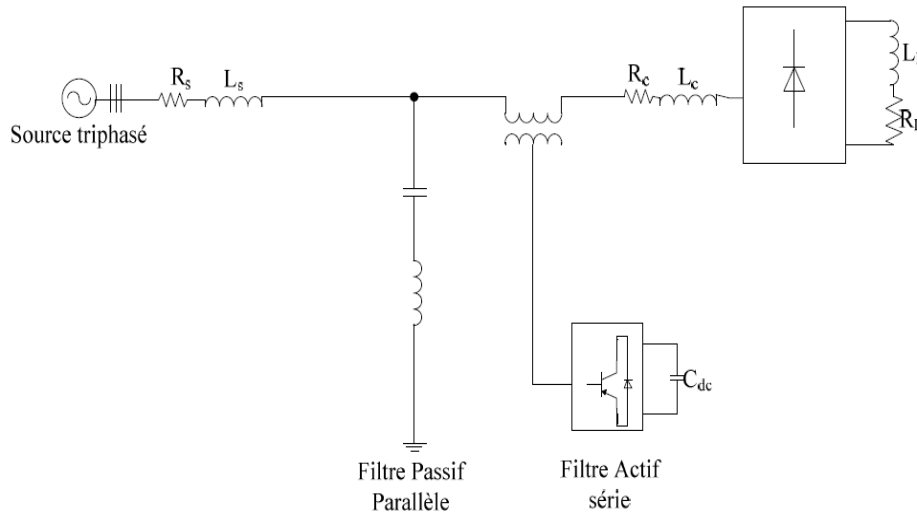


Figure 1-13-Filtre actif série et filtre passif parallèle.

b- Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles

Le principe de fonctionnement de cette configuration, présentée en figure (1-14), est la même que la précédente avec l'avantage de réduire encore le dimensionnement du filtre actif série car le courant qui le traverse est plus faible

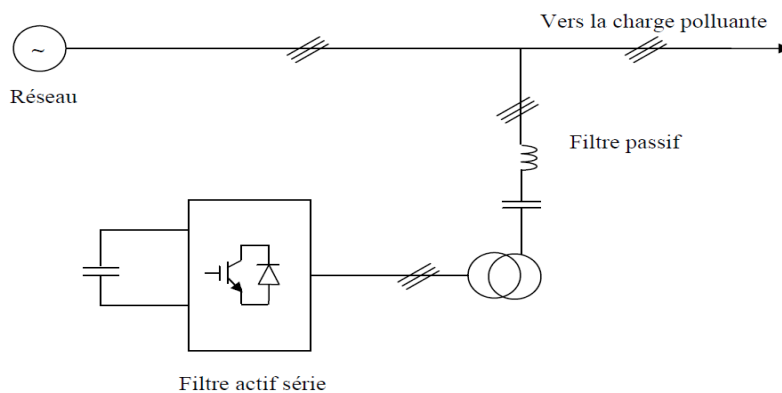


Figure 1-14-Filtre actif série connecté en série avec un filtre passif parallèle.

c- Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

Le rôle du filtre actif parallèle dans cette configuration, montrée en figure (1-15), est la compensation des courants harmoniques basses fréquences émis par la charge polluante. Le filtre passif accordé sur une fréquence élevée, élimine les harmoniques hautes fréquences y compris ceux créés par le filtre actif parallèle. Ce type de filtrage a déjà été appliqué à la compensation des courants harmoniques émis par un cyclo convertisseur de forte puissance.

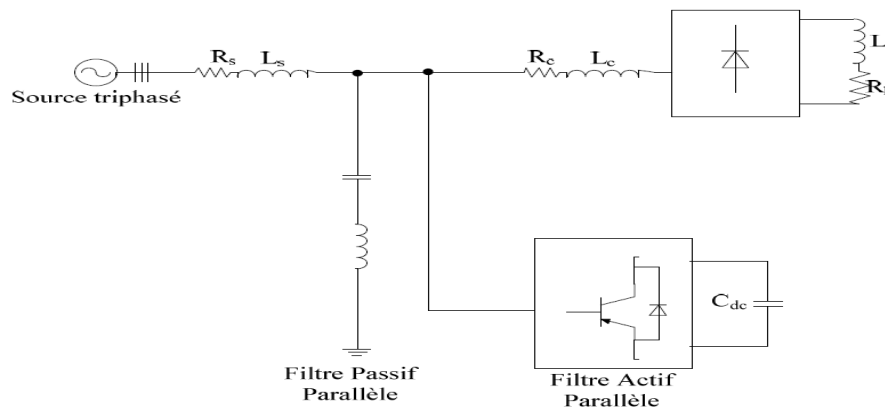


Figure 1-15- Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

1.5 Comparatif et choix du filtrage actif parallèle (FAP)

Le Tableau (1-6) montre un récapitulatif des avantages et inconvénients de cinq schémas de dépollution: renforcement de la puissance de court-circuit, filtrage passif, filtrage actif série, filtrage actif parallèle et le filtrage parallèle - série actifs.

Le filtre parallèle - série active compense toutes les perturbations liées à la tension et au courant. Néanmoins, cette solution dite universelle reste difficile à réaliser pratiquement.

Le filtre actif parallèle génère des composantes harmoniques aux mêmes fréquences et en opposition de phase aux perturbations mesurées. Il compense les courants harmoniques engendrés par une charge non linéaire, tout en s'adaptant à l'évolution du récepteur. Cependant, la compensation des harmoniques de tension n'est toujours pas évidente avec cette approche.

En raison de la législation des normes de qualité de l'énergie (surtout la compensation des harmoniques de courant) et les bonnes performances obtenues par le FAP, nous avons retenu cette topologie de compensation pour notre stratégie de dépollution des perturbations harmoniques.

Tableau 1-6: Récapitulatif des méthodes de rejet des courants et des tensions harmoniques

Principes	Avantages	Inconvénients
Renforcement de la puissance de court-circuit	Amélioration de la forme de la tension	Pas d'amélioration de la forme du courant, pas toujours réalisable
filtrage passif	Amélioration de la forme du courant	Risque de résonance, pas adaptabilité
Filtrage actif série FAS	Amélioration de la forme de la tension, adaptabilité aux variations de charge et du réseau	Pas d'amélioration de la forme du courant
Filtrage actif parallèle FAP	Amélioration de la forme de l'adaptabilité aux variations de charge et du réseau.	Amélioration de la forme de la tension pas toujours évidente.
Combinaison parallèle-série actif UPQC	Amélioration de forme du Courant, amélioration de la forme de la tension, adaptabilité aux variations de la charge et du réseau.	Réalisation difficile

1.6 Conclusion

Afin de réduire la pollution du réseau électrique tout en respectant les limites imposés par les normes standards deux solution ont été présenté, il s'agit notamment des :

- solutions traditionnelles: pénalisés en termes d'encombrement, de résonance et d'adaptation aux variations de la charge et du réseau. Ils sont généralement à base du filtre passif
- Solutions modernes : ce sont généralement des filtres actifs ou hybrides, leurs topologies qui font preuve d'une grande flexibilité face à l'évolution du réseau électrique et de la charge polluante ; le filtre actif parallèle (FAP), le filtre actif série (FAS), La combinaison parallèle-série actifs (UPQC), et enfin le filtre hybride qui consiste à associer des filtres actifs et passifs pour trouver un compromis entre l'efficacité de compensation et le coût. Ces solutions peuvent être des solutions futures très prometteuses.

Dans l'objectif d'améliorer la qualité de l'énergie électrique qui doit être conforme aux nouvelles contraintes normatives, et pour fournir aux consommateurs une bonne qualité de l'énergie électrique, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, pour les chapitres suivants, nous avons retenu le filtrage actif parallèle.

CHAPITRE 2

Modélisation, Stratégie de contrôle-commande et régulation d'un filtre actif parallèle à structure tension.

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté les différentes perturbations susceptibles de nuire au bon fonctionnement des réseaux électriques, en particulier les harmoniques, ainsi que les solutions de dépollution existantes, notamment le filtre actif parallèle qui est composé de deux parties : une partie puissance et une partie commande.

Ce chapitre comporte trois parties :

La première partie décrit le principe de fonctionnement et la structure générale du filtre actif parallèle.

La seconde partie, est consacrée à une étude approfondie de la structure tension des filtres actifs parallèles ou nous détaillons la partie puissance (Onduleur, filtre de découplage, le condensateur de stockage) et la partie commande (Identification des courants de référence, régulation de la tension au borne du condensateur, commande de l'onduleur) du FAP.

Dans la dernière partie une simulation sous Matlab/Simulink de l'ensemble Réseau-filtre actif-charge polluante est effectuée et présentée. Le contrôle des courants du FAP est assuré par un procédé classique utilisant la technique de commande par Hystérésis conventionnel et la régulation de la tension à la borne du condensateur par PI.

2.1 Principe de fonctionnement d'un filtre actif parallèle

Le FAP est constitué d'un convertisseur statique à base des semi-conducteurs de puissance commandé par un système de contrôle approprié. Il compense en temps réel les courants harmoniques en injectant au niveau du point de raccordement des courants en opposition de phase avec les perturbations harmoniques identifiées.

Dans le cas où l'élément de stockage est un condensateur le FAP est dit à structure tension et dans le cas où l'élément de stockage est réalisé par une inductance, le FAP est nommé à structure courant. Le schéma de principe d'un FAP est donné par la Figure (2-1), il doit fournir la puissance déformante et la puissance réactive. Ainsi, le réseau fournit uniquement la puissance active.

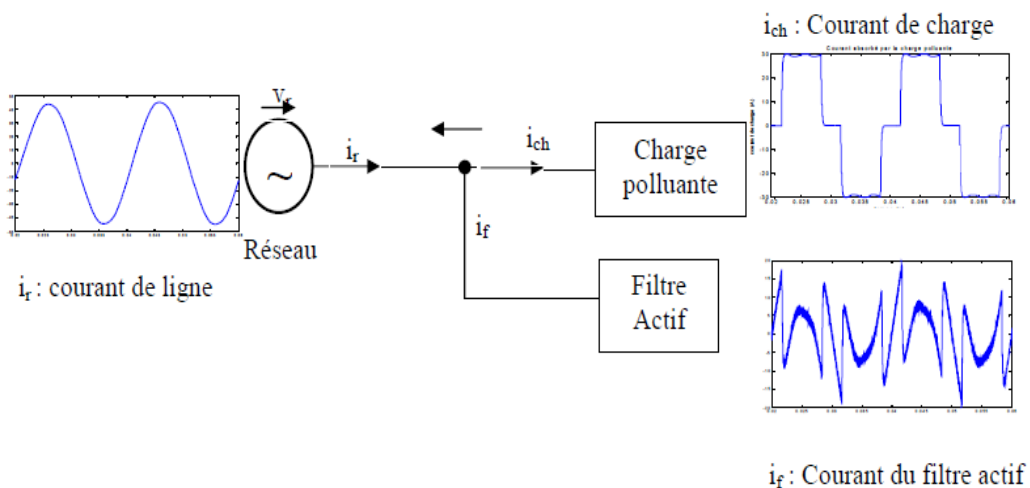


Figure 2-1 - Schéma de principe du filtre actif parallèle.

Le courant de la source (I_r) est égal au courant de la charge (I_{ch}) moins le courant injecté (I_f) par le filtre.

$$I_r = I_{ch} - I_f \quad (2.1)$$

Le but de ce filtre est d'annuler les harmoniques de courant que la charge fournit à la source. Il peut contribuer à la compensation de la puissance réactive et équilibrer les 3 phases du courant. Les filtres actifs parallèles ont l'avantage d'apporter seulement le courant de

compensation et un peu du fondamental du courant fournit pour compenser les pertes du système [18].

2.2 Structure général d'un FAP

La structure générale d'un filtre actif parallèle se compose de deux parties, soit une partie puissance et une partie commande.

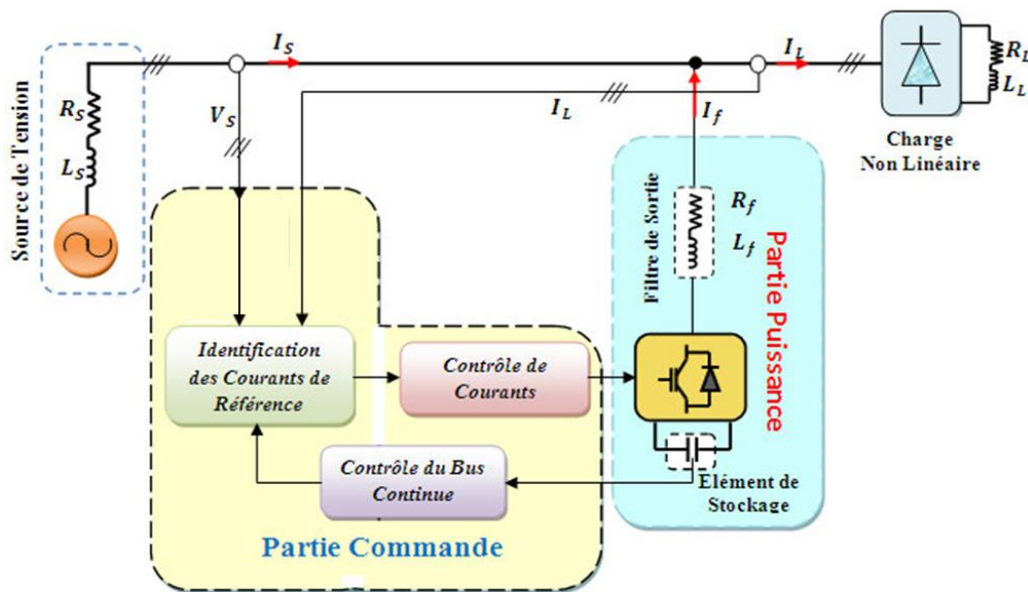


Figure 2-2- Structure générale d'un filtre actif parallèle.

On distingue deux types de filtres actifs parallèles, le filtre actif à structure tension et le filtre actif à structure courant.

2.2.1 La structure courant du FAP

Sur la figure (2-3) est illustré le filtre actif parallèle à structure de courant. Seule l'inductance et le filtre passe-bas de deuxième ordre en sortie caractérisent cette structure. L'élément servant de source d'énergie est l'inductance (L_f), il doit délivrer un courant continu de valeur quasi constante, la présence du filtre de couplage sert à filtrer les tensions harmoniques générées par les courants de l'onduleur. Dans le but, d'éliminer le phénomène de résonance, des résistances peuvent être insérées dans le filtre passe-bas.[19]

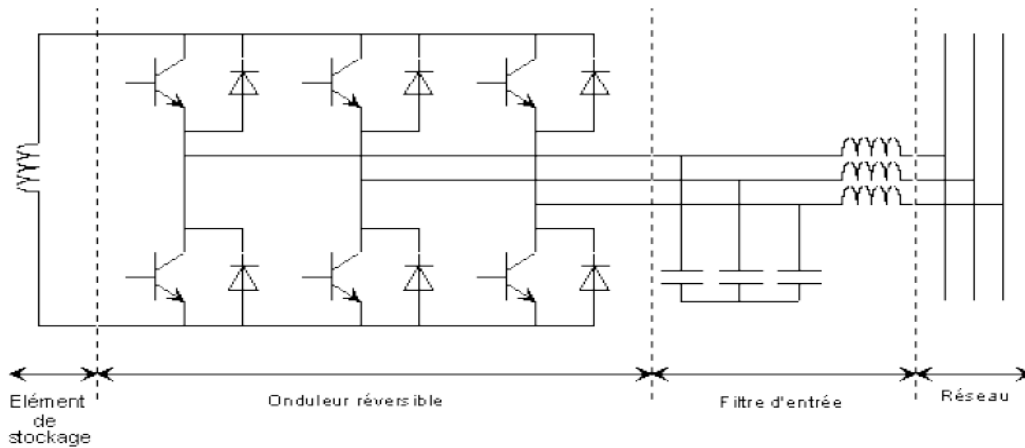


Figure 2-3- Filtre actif parallèle à structure de courant.

Ce type de filtre peut être installé directement aux bornes du récepteur pollueur pour assurer une dépollution locale et au niveau du TGBT (Tableau General Basse Tension. C'est le tableau électrique basse tension des grandes installations électriques) pour assurer une dépollution globale.

2.2.2 La structure tension du FAP

La Figure (2-4) présente le filtre actif à structure tension où l'onduleur de tension est connecté en parallèle sur le réseau via un filtre de découplage (L_f, R_f). La capacité C se comporte comme une source de tension continue. La tension V_{dc} aux bornes du condensateur doit être positive et maintenue constante par la commande. Ses fluctuations doivent être faibles d'une part pour ne pas dépasser la limite en tension des semi-conducteurs constituant les interrupteurs et d'autre part pour ne pas dégrader les performances du filtre actif.[20]

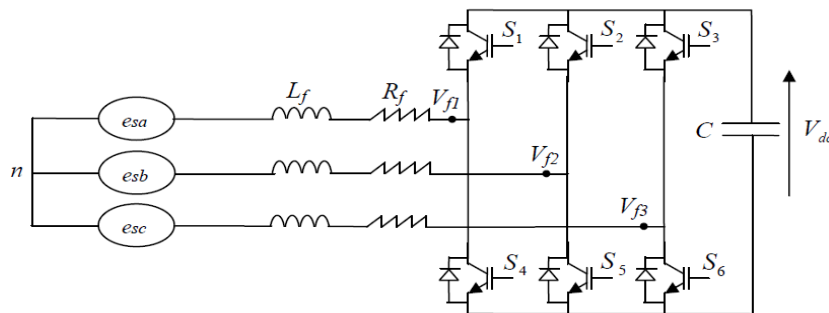


Figure 2-4- Filtre actif parallèle à structure de tension.

Le FAP à structure tension est plus fréquemment mis en œuvre dans les applications industrielles pour la simplicité de sa commande, son coût limité et sa taille physique réduite.[21]

Nous avons donc choisi de considérer la structure tension dans ce manuscrit. Le schéma de principe d'un FAP à structure tension est donné par la figure (2-5).

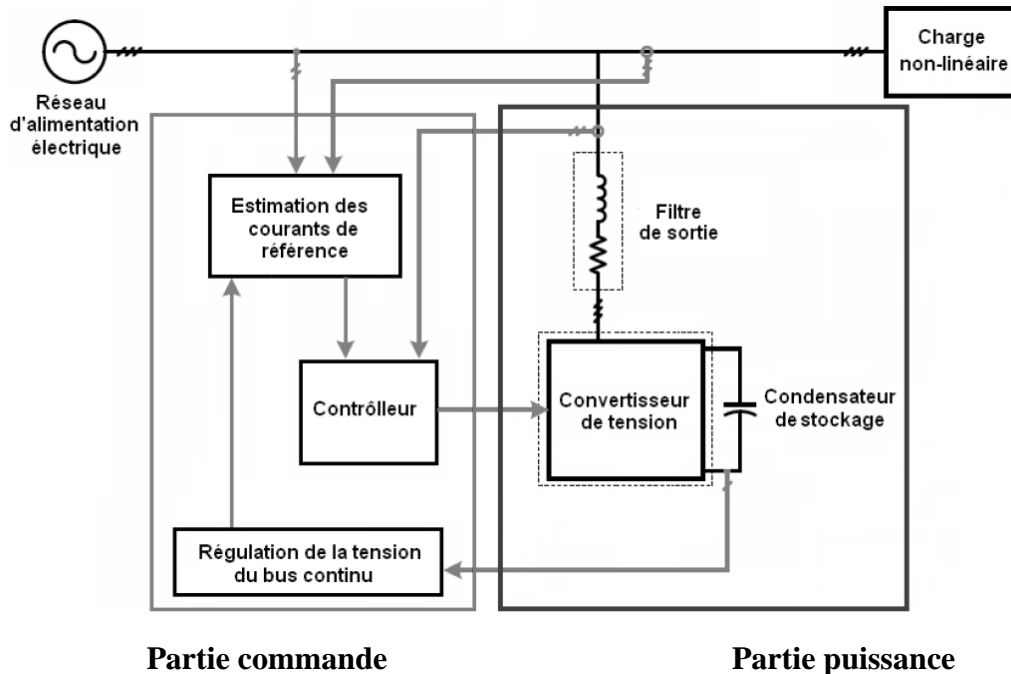


Figure 2-5- Schéma de principe d'un FAP à structure tension.

Comme on peut le voir sur la figure ci-dessus un FAP à structure tension est composé de deux parties essentielles : la partie commande et la partie puissance. Ces deux parties seront étudiées dans la suite de ce chapitre.

2.3 Etude de la partie puissance

La partie puissance d'un FAP est constituée :

- D'un onduleur de tension à base d'interrupteurs de puissance, commandables à l'ouverture et à la fermeture avec des diodes en antiparallèle.
- D'un circuit de stockage d'énergie.
- D'un filtre de sortie.

2.3.1 L'onduleur de tension triphasé

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue - alternative à partir d'une source de tension continue, on peut obtenir à la sortie une tension alternative.

Donc, il est possible de produire à la sortie du convertisseur une tension alternative, par une séquence de commande adéquate des interrupteurs.

L'onduleur triphasé est constitué d'interrupteurs bidirectionnels en courant. Ils sont réalisés par des semi-conducteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture (de type IGBT dans la majorité des cas) montés en antiparallèle avec une diode. Pour cette structure, on doit respecter les contraintes suivantes :

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

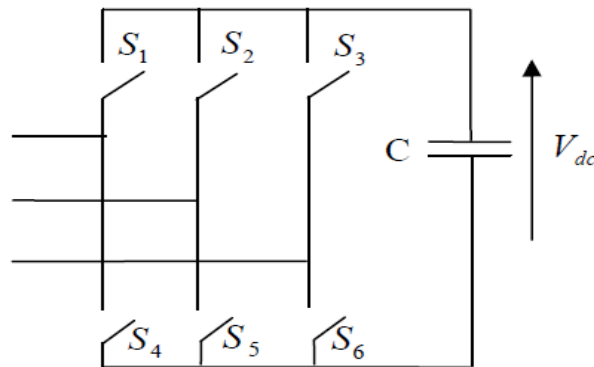


Figure 2-6 - Onduleur de tension triphasé.

En théorie, les deux semi-conducteurs d'un même bras sont commandés de façon complémentaire : la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre. L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de la figure (2-6) dépendent de l'état de trois signaux de commande (T1, T2, T3), définis ci-dessous :

$$T_1 = \begin{cases} 1 & S_1 \text{ fermé et } S_4 \text{ ouvert} \\ 0 & S_4 \text{ fermé et } S_1 \text{ ouvert} \end{cases}$$

$$T_2 = \begin{cases} 1 & S_2 \text{ fermé et } S_5 \text{ ouvert} \\ 0 & S_5 \text{ fermé et } S_2 \text{ ouvert} \end{cases}$$

$$T_3 = \begin{cases} 1 & S_3 \text{ fermé et } S_6 \text{ ouvert} \\ 0 & S_6 \text{ fermé et } S_3 \text{ ouvert} \end{cases} \quad (2.2)$$

En pratique, pour ne pas court-circuiter la source de tension, les deux semi-conducteurs d'un même bras ne doivent jamais conduire en même temps; et cela nécessite un temps d'attente, appelé temps mort.

Pour un système équilibré, les tensions du réseau sont supposées triphasées équilibrées sinusoïdales et fréquence (50Hz), elles sont définies par :

$$\begin{cases} V_a = V_m \sin(\omega t) \\ V_b = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c = V_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.3)$$

Avec :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (2.4)$$

V_m et ω sont respectivement, l'amplitude de la tension simple et la pulsation du réseau.

Les tensions entre phases imposées par l'onduleur sont alors :

$$\begin{bmatrix} V_{fa} - V_{fb} \\ V_{fb} - V_{fc} \\ V_{fc} - V_{fa} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_1 - T_2 \\ T_2 - T_3 \\ T_3 - T_1 \end{bmatrix} V_{dc} \quad (2.5)$$

V_{fa} , V_{fb} et V_{fc} sont les tensions par rapport au point neutre.

$$\begin{bmatrix} V_{fa} \\ V_{fb} \\ V_{fc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Sachant que la somme des courants du filtre actif est nulle :

$$i_{fa} + i_{fb} + i_{fc} = 0 \quad (2.7)$$

On déduit les équations (2.3), (2.6) et (2.7)

$$V_{fa} + V_{fb} + V_{fc} \quad (2.8)$$

D'après (2.4) et (2.8) :

$$\begin{bmatrix} V_{fa} \\ V_{fb} \\ V_{fc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \end{bmatrix} \frac{V_{dc}}{3} \quad (2.9)$$

A partir des états des interrupteurs présentés par les variables T1, T2 et T3, on obtient huit cas possibles pour les 3 tensions de sortie du filtre actif V_{fi} (référencées par rapport au point de mi-tension continue), comme le montre le Tableau (2-1).

Tableau 2-1 : Tensions en sortie de l'onduleur

Cas N°	T_3	T_2	T_1	V_{f3}	V_{f2}	V_{f1}
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
2	0	1	0	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
3	0	1	1	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
4	1	0	0	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
5	1	0	1	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
6	1	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$
7	1	1	1	0	0	0

2.3.1.1 Représentation vectorielle

Les huit cas possibles pour les 3 tensions de sortie du filtre actif V_{fi} sont donnés par la figure (2-7).

\bar{V}_f est le vecteur de la tension de référence que doit produire l'onduleur afin de créer les courants perturbateurs.

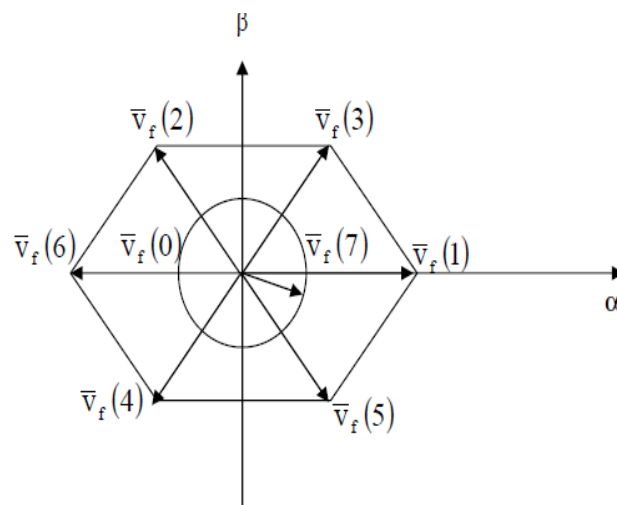


Figure 2-7- Représentation des vectorielle des tensions générées dans le plan $(\alpha-\beta)$.

2.3.2 Le système de stockage

Le stockage de l'énergie du côté continue est assuré par un système de stockage capacitif ; un condensateur C_{dc} . La tension continue V_{dc} à ces bornes est maintenue à une valeur quasi-constante grâce à la régulation.

La dynamique et par la qualité de compensation du filtre actif parallèle est affecté par Le choix des paramètres du système de stockage (V_{dc} et C_{dc}). En effet, une tension V_{dc} élevée améliore la dynamique du filtre actif. De plus, les ondulations de la tension continue V_{dc} , causées par les courants engendrés par le filtre actif et limitées par le choix de C_{dc} , peuvent dégrader la qualité de compensation du filtre actif parallèle. Ces fluctuations sont d'autant plus importantes que l'amplitude du courant du filtre est grande et que sa fréquence est faible

[23]. Ils doivent être faibles 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.

2.3.3 Filtre de sortie

Le filtre de sortie est un filtre passif utilisé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique. Le filtre de sortie est dimensionné pour satisfaire les deux critères suivants :

- assurer la dynamique du courant :

$$\frac{d}{dt} I_{h_ch} = \frac{d}{dt} I_{inj} \quad (2.10)$$

Avec I_{h_ch} le courant harmonique de la charge et I_{inj} le courant du filtre actif.

- empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique.
- Causer le minimum de chute de tension à ses bornes.

C'est un filtre de premier Ordre que nous avons utilisé. Ce type de filtre est le plus utilisé dans la littérature [24]. Il est composé d'une inductance L_f de résistance interne R_f , comme le montre la figure (2-5).

2.4 Etude de la partie commande

La partie commande est constituée de :

- Extraction des courants de références ;
- Régulation de la tension du bus continue ;
- Contrôle des courants à la sortie du filtre(courants injectés).

2.4.1 Stratégies de commande du filtre actif

Les stratégies utilisées pour la commande du FAP sont :

- La stratégie directe qui est basée sur la mesure du courant de la charge polluante puis de l'extraction des composantes harmoniques de ce courant. Le filtre actif injecte les courants de compensation sans information sur les courants du réseau.

- La stratégie de commande indirecte consiste à mesurer les courants du côté source, et d'imposer la forme sinusoïdale sur ces courants. L'algorithme de commande est compliqué et demande moins capteurs que celui dans la méthode directe.
- Une Stratégie basée sur l'identification à partir de la détection de la tension de la source.

Dans ce travail on s'intéresse à la commande directe.

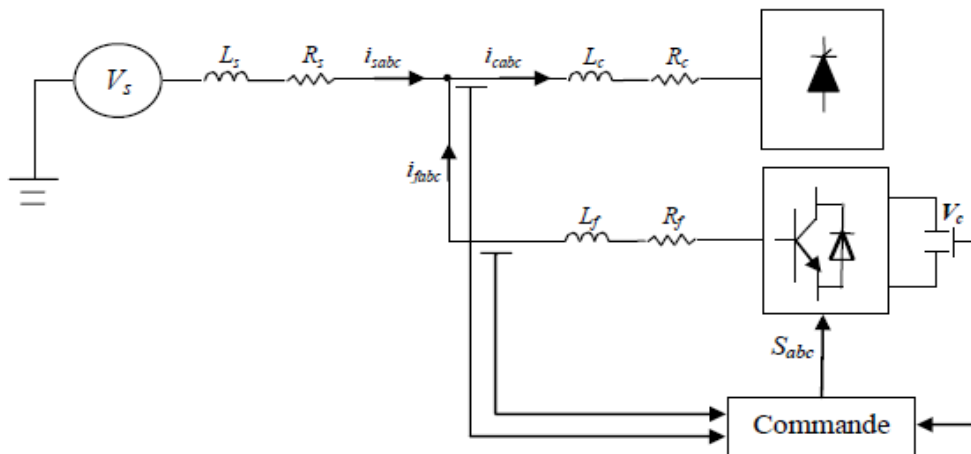


Figure 2-8- Schéma de la commande directe.

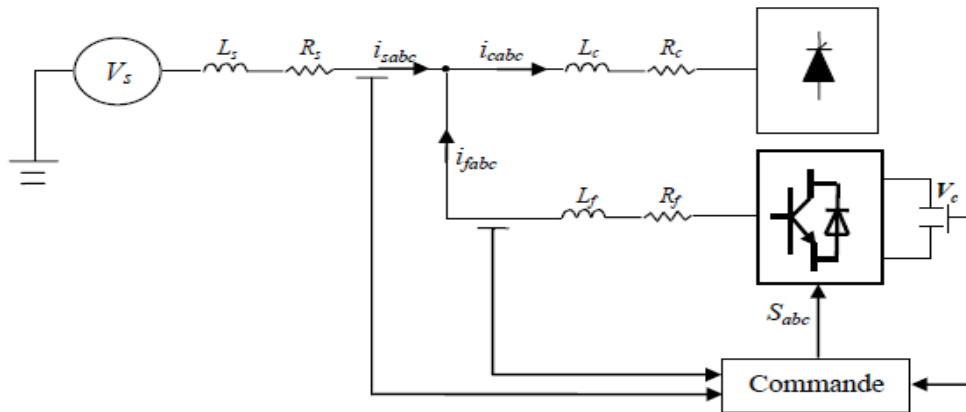


Figure 2-9- Schéma de la commande indirecte.

2.4.2 Génération des signaux harmoniques de référence

La qualité de la compensation des harmoniques de courant dépend fortement des performances de la méthode d'identification choisie. En effet, un système de commande, même très efficace, ne pourra pas à lui seul effectuer un filtrage satisfaisant si les courants harmoniques sont mal identifiés.[25]

Les courants dans un système triphasé sont affectés par les déséquilibres et la distorsion de la forme d'onde. Dans cette partie, on étudie les principales méthodes d'identification des signaux dont le principe est la séparation du fondamental des harmoniques par filtrage.

- **Etat de l'art**

A la fin du 19^{ème} siècle, la génération de tension sinusoïdale à fréquence constante a été l'un des principaux points dans le développement de la transmission de courant alternatif et systèmes électrique de distribution. Budeanu a introduit deux approches à définitions de puissance dans des conditions non sinusoïdales en 1927 dans le domaine fréquentiel et Fryze en 1932 dans le domaine temporel. Dans les années 1960, les problèmes liés à des charges non-linéaires qui consomment des courants non sinusoïdaux sont devenues de plus en plus important. Harashim, Inaba et Tsuboi ont présenté pour la première fois l'expression de la puissance instantanée pour un circuit monophasé en 1976. Pour la même année, Gyugyi et Strycula ont utilisé le terme filtre actif de puissance. En 1981, Takahashi, Fujiwara et Nabae ont publiés deux documents sur la théorie de puissance instantanée (la théorie p-q).

H.Akagi, Y.Kanazawa et A.Nabae, ont introduit le concept de la théorie de la puissance instantanée réactive pour un système triphasé en 1984, Akagi a présenté la compensation de cette dernière [27].

Par la suite, Watanabe et Aredes ont proposés une théorie de puissance instantanée réactive plus généralisée, pour les systèmes de puissance triphasée à quatre fils.

Avant 1980, la plupart des systèmes de contrôle des filtres actifs sont à base de FFT (Fast Fourier Transformer) dans le domaine fréquentiel et IRP (Instantaneous Reactive Power compensation) dans le domaine temporel.

La classification selon le domaine fréquentiel ou temporel de ces méthodes sera présentée dans ce qui suit.

2.4.2.1 Identification dans le domaine fréquentiel

Les méthodes permettant l'identification des courants harmoniques dans le domaine fréquentiel sont principalement basés sur l'analyse de Fourier appliquée aux grandeurs déformées (courants ou tensions) afin d'en extraire les signaux de compensation. En utilisant la transformée de Fourier, elles permettent une compensation sélective.

Parmi ces stratégies, on distingue la méthode d'injection optimisée introduite par G.Choe et M.Park.

Les hypothèses de base pour l'application de la DFT et FFT sont :

- La fréquence d'échantillonnage est supérieure à deux fois la plus haute fréquence dans le signal analysé.
- Chaque fréquence dans le signal est un nombre entier multiple de la fréquence fondamentale.
- L'approche de la FFT est appliquée si le nombre d'échantillonnage est une puissance entière de deux sur un nombre entier de cycles et la forme d'onde est à l'arrêt.

Quelques modifications dans la technique de Fourier pour un calcul rapide, ont été proposées comme suit :

- **Stratégie de commande basée sur la théorie d'injection optimisée** : elle détermine le courant d'injection avec élimination d'harmonique jusqu'à un certain rang N par une technique dynamique d'élimination des harmoniques.
- **Transformée de Fourier discrète (TFD)** : elle est basée sur la transformation du signal du domaine temporel au domaine fréquentiel, le signal est mesuré sur un cycle complet, puis converti dans le domaine fréquentiel afin d'éliminer la composante fondamentale.
- **Transformée de Fourier rapide** : elle est bien adaptée aux charges dont le contenu harmonique varie lentement, elle nécessite une puissance de calcul appropriée pour réaliser toutes les transformations en temps réel.

2.4.2.2 Identification dans le domaine temporel

Les méthodes du domaine temporel permettent une réponse plus rapide et moins d'opérations que les méthodes fréquentielles. Son principe est la séparation du fondamental au harmoniques par le filtrage. Les méthodes les plus importantes sont:

- **Méthode des puissances active et réactive instantanées PQ**: l'extraction des harmoniques est réalisée à partir de la puissance instantanée calculée en repère fixe, en utilisant la transformée de Concordia [9]. Ainsi, les puissances sont décomposées en une composante continue, liée au fondamental, et en une composante alternative, liée aux harmoniques, qui peuvent être séparées en utilisant un filtre passe-haut ou passe-bas.[26]

- **Méthode du référentiel lié au synchronisme SRF:** Cette méthode repose sur la transformée de Park et elle est basée sur le calcul de la pulsation fondamentale obtenue par une PLL. Cela exige une précision parfaite du calcul de cette pulsation afin de ne pas avoir des courants identifiés erronés.[27]
- **Méthode de détection synchrone des courants de référence :** cette méthode repose sur la génération des courants de référence synchrone avec les trois tensions de la source [28]. Elle ne nécessite pas une PLL et permet d'obtenir d'excellentes performances en particulier dans le cas où la tension réseau n'est pas perturbée.

Dans le cadre de ce travail nous avons choisi d'utiliser la stratégie de commande se basant sur la détection des courants perturbateurs dans le domaine temporel.

2.4.2.2.1 Méthode des puissances active et réactive instantanées

La méthode la plus utilisée est celle appelée méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées, elle est valide aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire. Elle passe par les étapes suivantes :

- Le passage de systèmes triphasés constitués par les tensions simples et les courants de ligne, à un système diphasé (α - β) en utilisant la transformation de Concordia.
- L'utilisation soit un filtre passe-haut, soit un filtre passe-bas afin de ne garder que la composante harmonique du signal.
- Les courants de références sont fournis après retour dans le repère triphasé.

Le schéma bloc relatif à cette méthode est représenté par la figure (2-10).

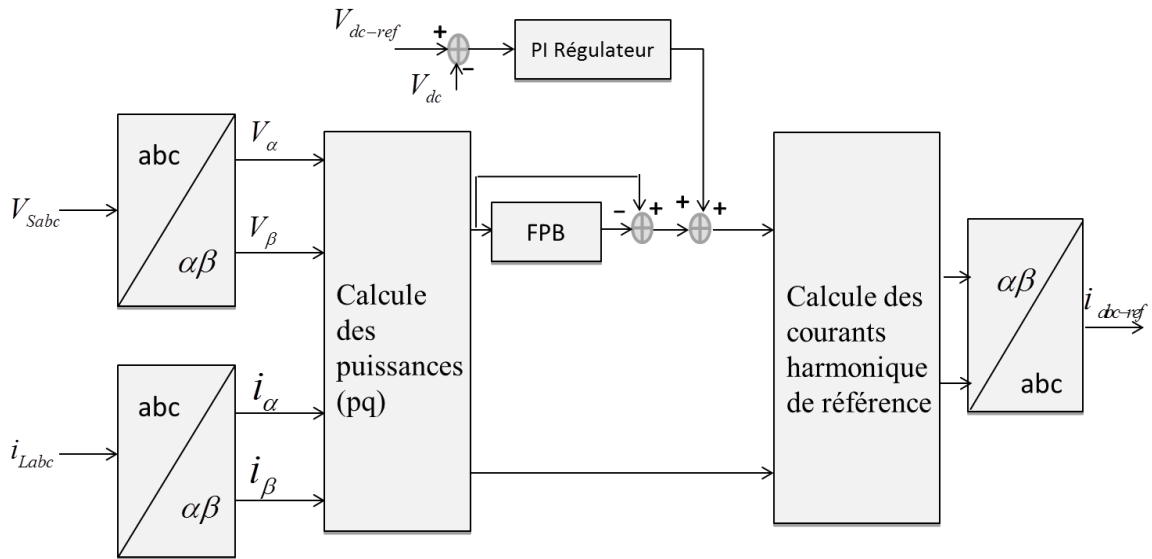


Figure 2-10- Méthode d'identification des puissances actives et réactives instantanées.

Ils existent deux types classiques de filtres d'extraction de la composante harmonique ; un filtre passe bas FPB et un filtre passe haut FPH.

Ces filtres d'extraction permettent d'obtenir une élimination plus ou moins satisfaisante de la composante continue, car leurs caractéristiques concernant le résidu harmonique sont différentes.

• Critique

Le choix de la méthode utilisée pour isoler la composante harmonique du courant de charge est un facteur déterminant par rapport aux performances obtenues par le filtre actif (précision, dynamique...), or l'utilisation des filtres d'extractions classiques n'a pas donné entière satisfaction car [13] :

- Pour obtenir une extraction satisfaisante, le régime dynamique est lent. En général, la fréquence de coupure choisie est assez basse, (entre 5 Hz et 35 Hz), ce qui engendre alors une instabilité du filtre actif lors de variations rapides de la charge.
- Dans le cas contraire, si la fréquence de coupure choisie est plus élevée, la précision de la détermination de la composante alternative est altérée et peut s'avérer insuffisante.

Pour ces raisons, un nouveau type de filtre d'extraction nommé FMV (filtre multi-variable) connu aussi par STF (Self tuning filter) a été développé au sein de laboratoire **GREEN** par M.Benhabib.

2.4.2.2.2 Filtre multi variable (FMV)

Son principe de base s'appuie sur les travaux de Song Hong-Scok. Il est basé directement sur l'extraction de la composante fondamentale des signaux, suivant les axes (α - β) (fig (2-11)).

La réponse en régime dynamique du filtre passe haut décrit précédemment pour l'extraction des harmoniques est lente. Pour le choix d'une fréquence de coupure plus élevée, la précision de la détermination de la composante alternative est changée.

Le filtre FMV permet d'outrepasser cette contrainte. Il permet ainsi de filtrer efficacement les composantes harmoniques et d'améliorer les performances du filtrage.[29]

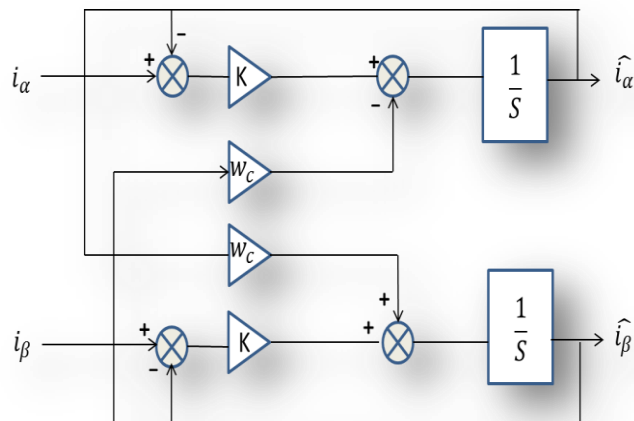


Figure 2-11- Filtre multi-variable (FMV).

Song Hong-Scok a développé la première fois le modèle mathématique suivant [29] :

$$V_{xy}(t) = e^{j\omega t} \int e^{-j\omega t} U_{xy}(t) dt \quad (2.11)$$

Selon les axes α - β , les expressions liant les composantes $x_{\alpha\beta}$ en sortie du FMV aux composantes d'entrée $x_{\alpha\beta}$ sont les suivantes :

$$\begin{aligned}\hat{X}_\alpha(s) &= \frac{K}{s} (X_\alpha(s) - \hat{X}_\alpha(s)) - \frac{\omega_c}{s} \hat{X}_\beta(s) \\ \hat{X}_\beta(s) &= \frac{K}{s} (X_\beta(s) - \hat{X}_\beta(s)) + \frac{\omega_c}{s} \hat{X}_\alpha(s)\end{aligned}\quad (2.12)$$

Avec :

$x_{\alpha\beta}$: le signal électrique d'entrée selon les axes α - β , de nature tension ou courant.

$\hat{x}_{\alpha\beta}$: les composantes fondamentales de $x_{\alpha\beta}$.

K : constante à fixer.

$\omega_c = 2\pi f$: pulsation fondamentale du réseau.

La figure (2-12) présente le schéma modifié de l'identification des courants de référence par la méthode des puissances instantanées en employant des FMVs.

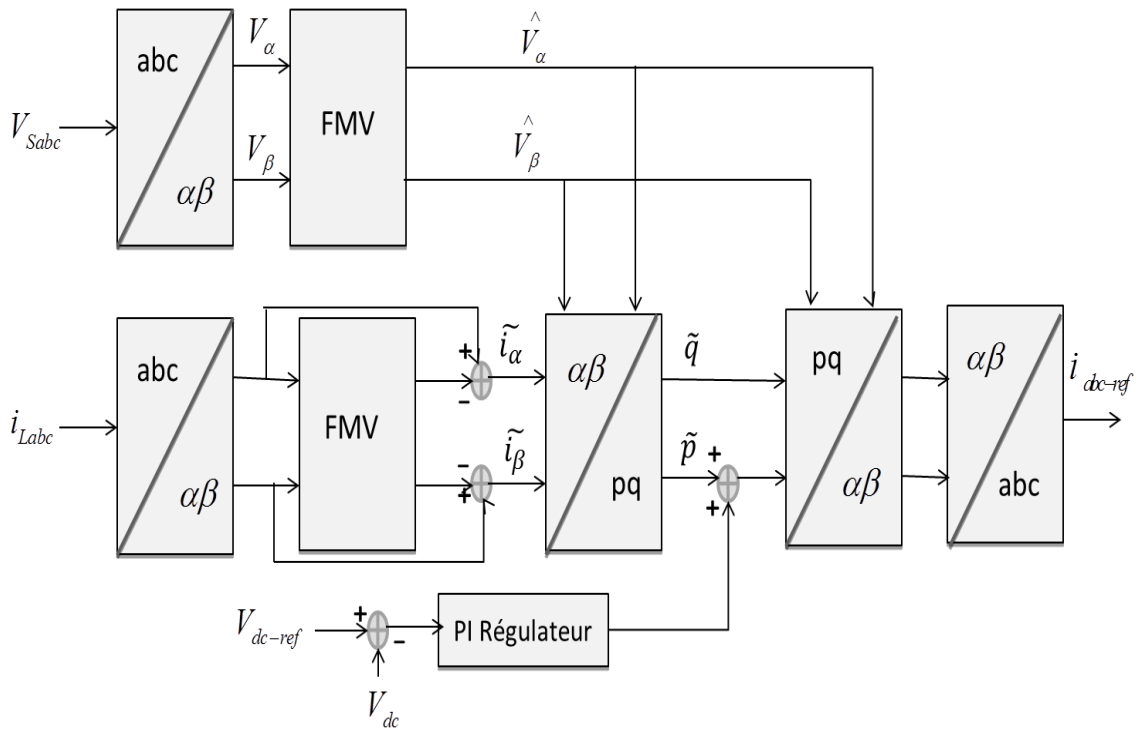


Figure 2-12- Détermination des courants de référence du filtre actif à l'aide de FMV.

Notons, respectivement, les tensions simples d'alimentations et les courants de charge d'un système triphasé équilibré par (V_a, V_b, V_c) et (i_a, i_b, i_c) . La transformation de Concordia permet de ramener ce système triphasé équilibré à un système diphasé dont les axes sont en

quadrature. Cette transformation appliquée aux tensions réseau et aux courants de ligne mène aux expressions suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

(V_a, V_b, V_c) sont les tensions simples de notre système triphasé.

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Avec (i_a, i_b, i_c) les courant de ligne de notre système triphasé.

Les courants diphasés selon les axes α - β , peuvent être définis comme la somme d'une composante fondamentale et d'une composante harmonique :

$$\begin{cases} i_\alpha = \hat{i}_\alpha + i_\alpha \\ i_\beta = \hat{i}_\beta + i_\beta \end{cases} \quad (2.15)$$

Le rôle du FMV est d'extraire les composantes fondamentales du courant de charge à la pulsation ω_c , directement selon les axes α - β . Ensuite, les composantes harmoniques du courant selon les axes α - β , notées ici \tilde{i}_α et \tilde{i}_β , sont obtenues en soustrayant sur chaque axe, la sortie du FMV à son entrée.

Après isolation des composantes fondamentales en tension notées $\hat{V}_{\alpha\beta}$, et des courants harmoniques $\tilde{i}_{\alpha\beta}$.

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

$$\begin{cases} p = \hat{p} + p \\ q = \hat{q} + q \end{cases} \quad (2.16)$$

Avec \hat{p} et \hat{q} les composantes continues de p et q , et \tilde{p} et \tilde{q} les composantes harmoniques de p et q .

On calcule les composantes harmoniques des puissances active (p) et réactive (q) instantanées par :

$$\begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{V}_\alpha & \hat{V}_\beta \\ -\hat{V}_\beta & \hat{V}_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Pour que cette tension V_{dc} soit maintenue constante, nous ajoutons à la puissance active instantanée une consigne de puissance active P_c .

Les composantes harmoniques du courant sont alors définies par :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha-ref} \\ i_{\beta-ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} + p_c \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Les courants perturbateurs de référence selon les axes (abc) peuvent être déterminés en utilisant la transformation inverse de Concordia :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha-ref} \\ i_{\beta-ref} \\ i_{c-ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha-ref} \\ i_{\beta-ref} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Dans ce système d'équations le paramètre K joue un rôle important dans l'extraction des grandeurs fondamentales $\hat{X}_{\alpha\beta}$ cependant il n'existe aucune méthode qui permet son dimensionnement. En effet, une valeur trop faible de k ou trop importante ne permettent pas au filtre d'éliminer efficacement toutes les harmoniques. Afin de résoudre ce problème un régulateur flou a été associé au filtre FMV afin d'ajuster la valeur du paramètre K en fonction du point de fonctionnement du système dans le prochain chapitre.

2.4.3 La régulation de la tension V_{dc}

La tension moyenne V_{dc} aux bornes du condensateur doit être maintenue à une valeur fixe. Les principales causes susceptibles de la modifier sont [30]:

- les pertes statiques et dynamiques dans les interrupteurs de puissance du convertisseur,
- les pertes dans les inductances de découplage L_f ,
- La variation des courants fondamentaux pendant les régimes transitoires de la charge polluante.

En négligeant les pertes de commutation dans le convertisseur ainsi que l'énergie stockée dans l'inductance du filtre de sortie, la fonction de transfert du système est donnée par :

$$G(s) = \frac{1}{C_{dc}s} \quad (2.20)$$

A partir de la relation (2.20), et en prenant en compte le régulateur intégral proportionnel ($K_p + K_i/s$), la boucle de régulation de la tension continue peut être représentée par le schéma de la figure (2-13). Le choix des paramètres K_p et K_i aura pour objectif d'obtenir un temps de réponse minimal afin de ne pas nuire à la dynamique du filtre actif.

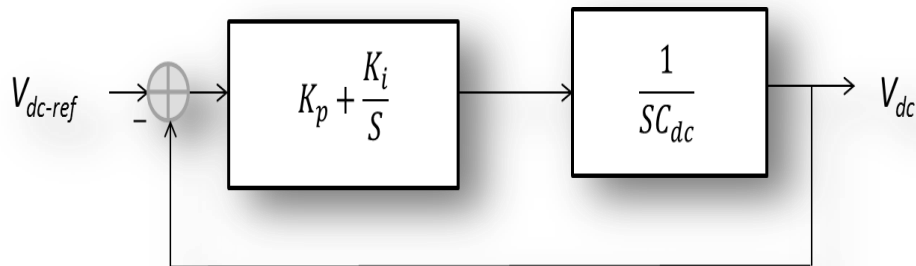


Figure 2-13- Boucle de régulation de la tension continue.

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$G_{BO}(s) = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \frac{1}{c_{dc}s} \quad (2.21)$$

La fonction de transfert en boucle fermée de la boucle de régulation de la tension continue V_{dc} est donnée par :

$$G_{BF}(s) = \frac{\left(1 + \frac{k_p}{k_i} s\right) \frac{k_i}{c_{dc}}}{s^2 + \frac{k_p}{c_{dc}} s + \frac{k_i}{c_{dc}}} \quad (2.22)$$

En comparant cette équation avec la forme générale d'une fonction de transfert de deuxième ordre donnée par :

$$G_{BF}(s) = \frac{\left(1 + \frac{k_p}{k_i} s\right) \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.23)$$

Après identification on trouve:

$$k_i = \omega_n^2 c_{dc} \quad \text{Et } k_p = 2\xi \sqrt{k_i c_{dc}} \quad (2.24)$$

Le régulateur PI accuse un léger retard sur le temps de réglage, afin d'améliorer la réponse de la tension continue, un contrôleur flou sera utilisé dans les prochains travaux.

2.4.4 Génération des signaux de commande de l'onduleur

L'objectif de la commande de l'onduleur est de générer les ordres d'ouverture et de fermeture des interrupteurs de sorte que la tension créée par l'onduleur soit la plus proche de la tension de référence. Il existe plusieurs méthodes de commande de l'onduleur, ici nous présentons deux de ces méthodes [31]:

- commande par hystérésis,
- commande par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion).

2.4.4.1 Commande par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion)

Le principe du contrôle par MLI est décrit à la figure (2-14). Dans ce cas, la différence entre le courant référence I_{ref} et le courant réel I_{inj} est appliquée à l'entrée d'un régulateur. Le signal de sortie du régulateur, appelé modulatrice, est ensuite comparé à un signal triangulaire

de fréquence fixe (porteuse) afin de déterminer les ordres de commutations des interrupteurs. La fréquence de la porteuse triangulaire fixe donc la fréquence de découpage des semi-conducteurs de puissance.

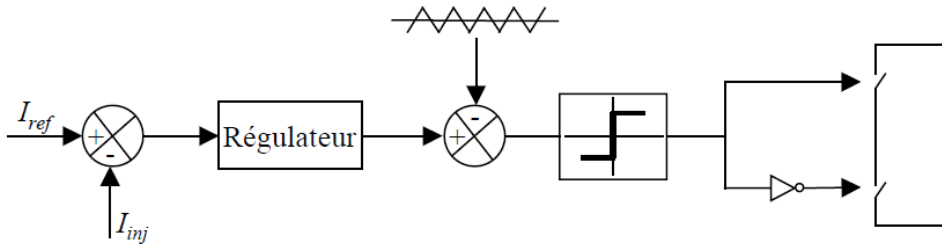


Figure 2-14- Principe de la commande par MLI.

Le contrôle par MLI est d'une complexité réduite; il garantit un fonctionnement à fréquence fixe et conduit à un contenu harmonique parfaitement identifié. Cependant, cette technique a des propriétés dynamiques qui peuvent être limitatives et la réponse du système lors d'un changement brutal des courants de référence est plus lente que celle d'une commande par hystérésis. [21]

2.4.4.2 Commande par hystérésis

La commande par hystérésis est couramment utilisée de par sa simplicité d'utilisation et sa robustesse. En fait, cette stratégie assure un contrôle satisfaisant du courant sans exiger une connaissance poussée du modèle du système à contrôler ou de ses paramètres. La figure (2-15) donne son principe qui consiste à établir dans un premier temps le signal d'erreur, différence entre le courant de référence i_{ref} et le courant produit par le filtre i_f . Cette erreur est ensuite comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis afin de fixer les ordres de commande des interrupteurs. Cette commande présente cependant un inconvénient majeur : elle ne permet pas de contrôler la fréquence de commutation des semi-conducteurs, d'où la présence d'un nombre important d'harmoniques dans les courants générés.

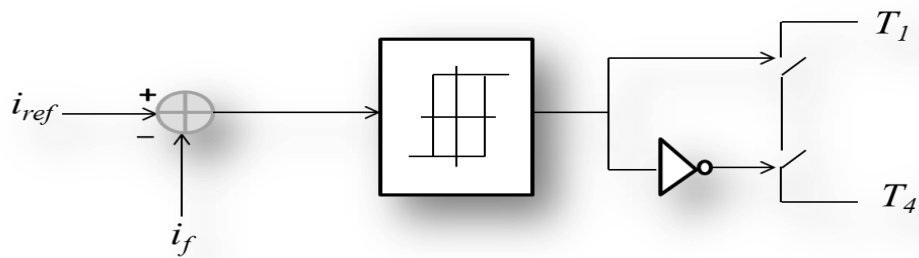


Figure 2-15- Commande conventionnelle par hystérésis.

Cette commande est une des méthodes les plus utilisés et les plus appropriées pour les applications d'onduleurs contrôlés en courant dans les filtres actifs de puissance. La simplicité de sa mise en œuvre et sa robustesse sont ses principaux avantages.

2.5 Modèle Réseau - charge polluante - filtre actif parallèle

Dans cette partie, nous étudions le dimensionnement du réseau, de la charge polluante et celui du filtre actif parallèle. La figure (2-16) montre le modèle sous SIMULINK de l'ensemble.

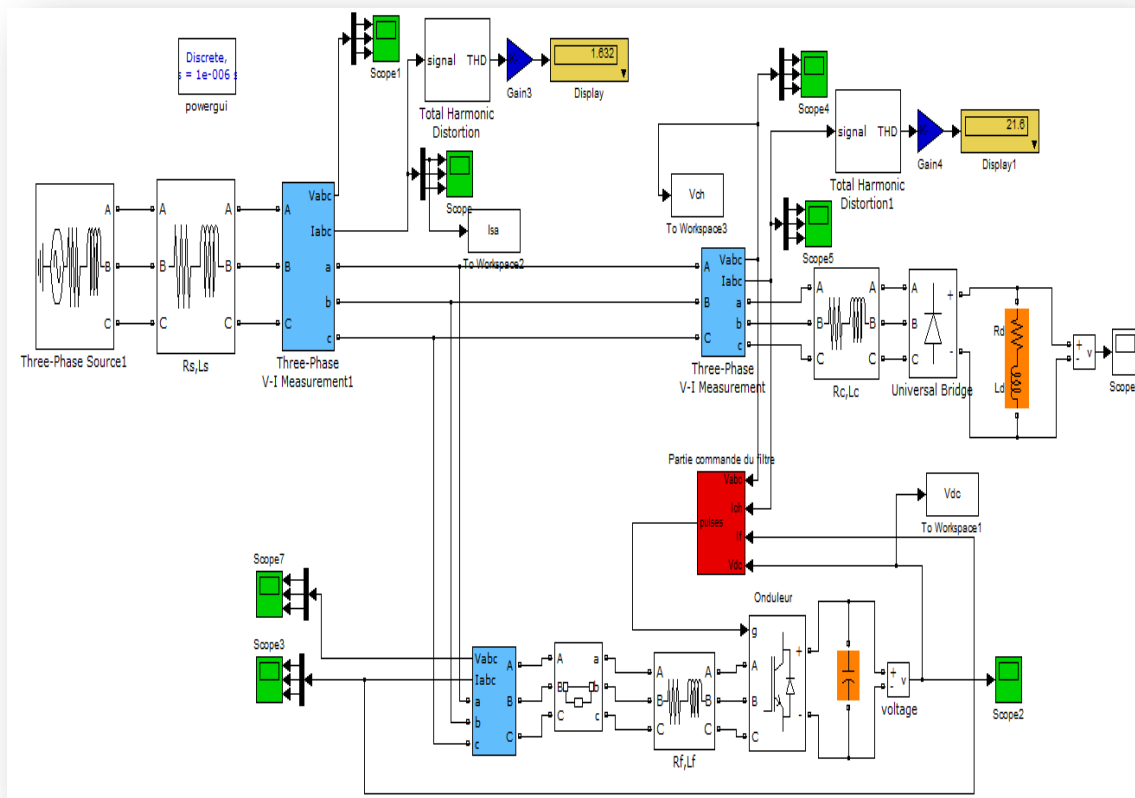


Figure 2-16- Schéma global du système sous Matlab Simulink.

Ce système comporte :

- **Le réseau d'alimentation** : c'est une source de tension triphasée parfaitement sinusoïdale.
- **La charge polluante (non linéaire)** : elle se compose d'un redresseur triphasé alimentant une charge RL.
- **Le filtre actif parallèle** : composé d'un onduleur de tension triphasé, placé en parallèle avec le réseau, un filtre de sortie (composé d'une inductance L_f placée en série avec une résistance R_f), et un circuit de commande qui se compose essentiellement de deux blocs :
 - ✧ Bloc de calcul des courants de références : dont la méthode des puissances instantanées pour identifier les courants de référence, le FMV ayant été introduit dans l'algorithme de commande et le régulateur PI pour la régulation de tension V_{dc} .
 - ✧ Bloc de la commande Hystérésis.

Tableau 2-2 : Paramètres de simulations du FAP

Partie du système	Désignations	Valeurs
Réseau d'alimentation	- Tension efficace - Fréquence - Impédance interne	- $V_s = 220 V$ - $f = 50 Hz$ - $R_s = 3.5 m\Omega$ - $L_s = 0.023 mH$
Charge non Linéaire	- Pont Redresseur triphasé (PD3) - Impédance de filtrage à l'entrée du pont (PD3).	- $R_{ch} = 0.82 m\Omega$ - $L_{ch} = 0.8 H$ - $R_c = 0.1 \Omega$ - $L_c = 0.8 \mu H$
FAP	- Condensateur de stockage - Filtre de couplage - Tension de référence - Constante K du FMV (valeur initiale)	- $C_{dc} = 2200 \mu F$ - $R_f = 5 m\Omega$ - $L_f = 3 mH$ - $V_{dc_ref} = 700 V$ - $K = 30$
Paramètres de Simulations	- Temps d'échantillonnage - Type de pas - Bande d'hystérésis	- $T_e = 1 \mu s$ - Pas fixe - $HB = 0.1 A$

Dans ce paragraphe, nous allons d'abord présenter les résultats de simulation concernant l'étude effectuée sur le filtre FMV afin de présenter ses performances et ses avantages. Cette étude justifiera notre choix d'introduire ce filtre dans la méthode de calcul des références au lieu des filtres d'extractions classiques.

La simulation du système global (réseau électrique, charge non linéaire, FAP) est réalisée sous environnement Matlab /Simulink. Différentes formes d'onde ont été présentées tel que les courants de compensation, de charge, et de source ainsi que la tension aux bornes du dus continu.

2.5.1 Comportement du FMV

Les simulations ont été réalisées à l'aide du logiciel Matlab/Simulink afin de présenter l'efficacité du FMV.

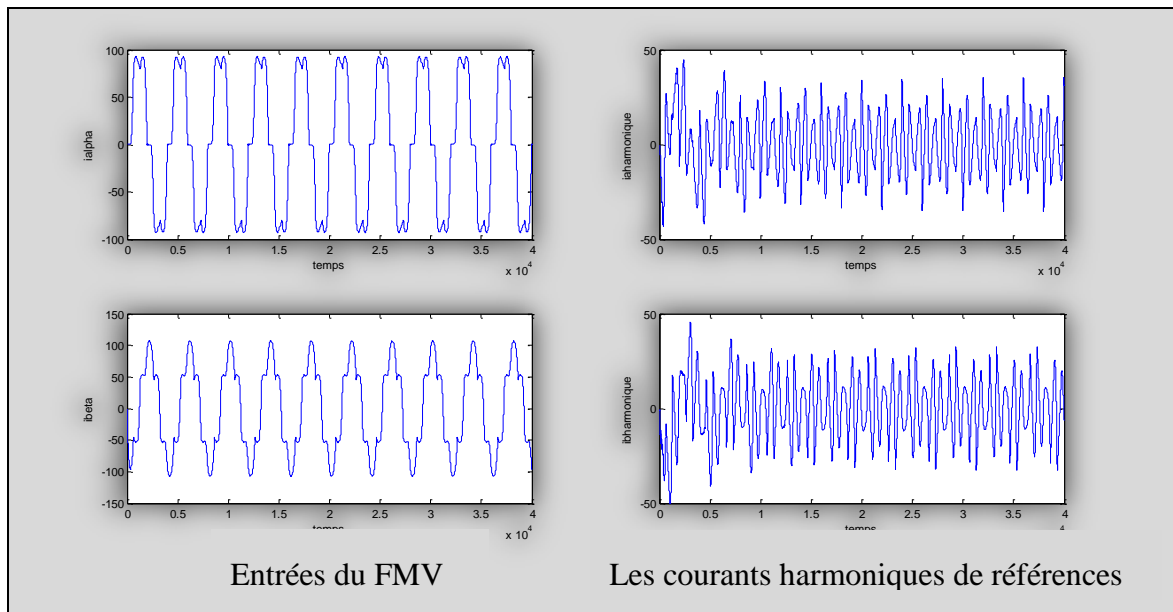


Figure 2-17- Résultats de simulation en régime équilibré avec harmoniques, courants $i\alpha\beta$ (A) en entrées du FMV et les courants harmoniques de références après l'extraction (K=30).

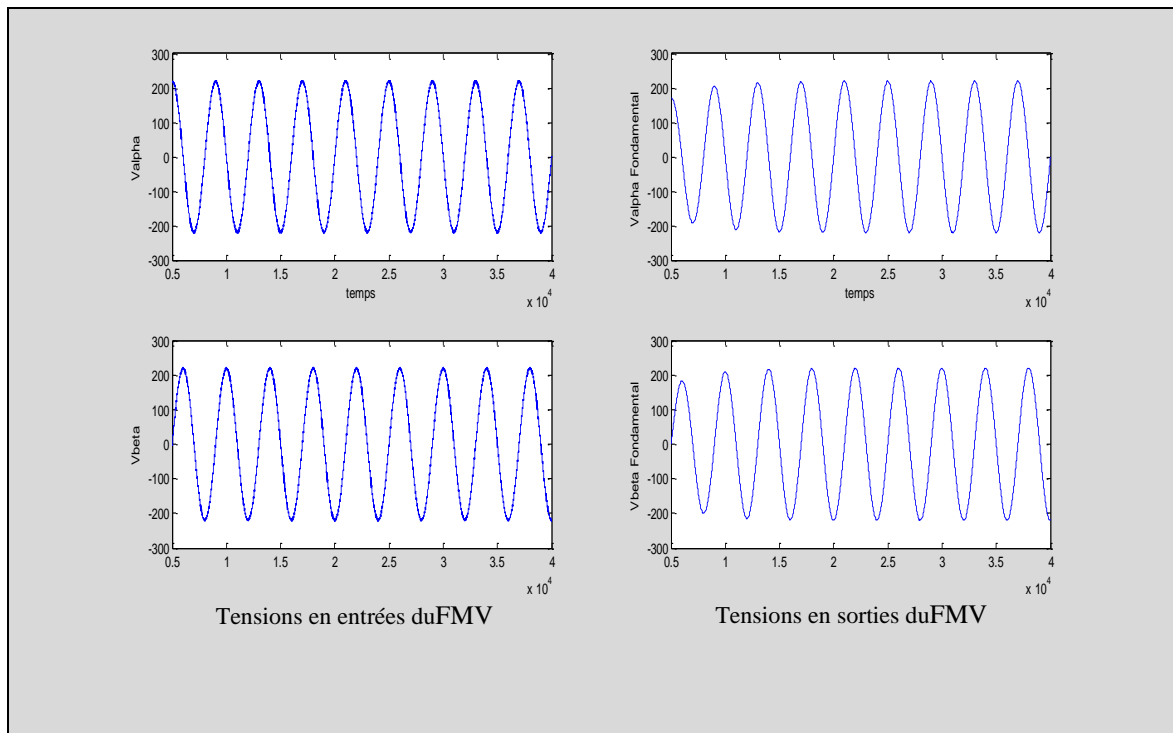


Figure 2-18- Résultats de simulation en régime équilibré avec harmoniques, tensions $V\alpha\beta$ (V) en entrées et sorties du FMV après l'extraction (K=30).

Les résultats de simulation obtenus montrent l'efficacité du FMV dans l'extraction des courants harmoniques de références avec précision, Ce FMV donne toujours des bons résultats sans changement de phase ni d'amplitude.

2.5.2 Résultat de Simulation avant la mise en service du FAP

Les figures (2-19 et 2-20) montrent respectivement l'allure de : la tension de charge, et le courant de source, avec son spectre.

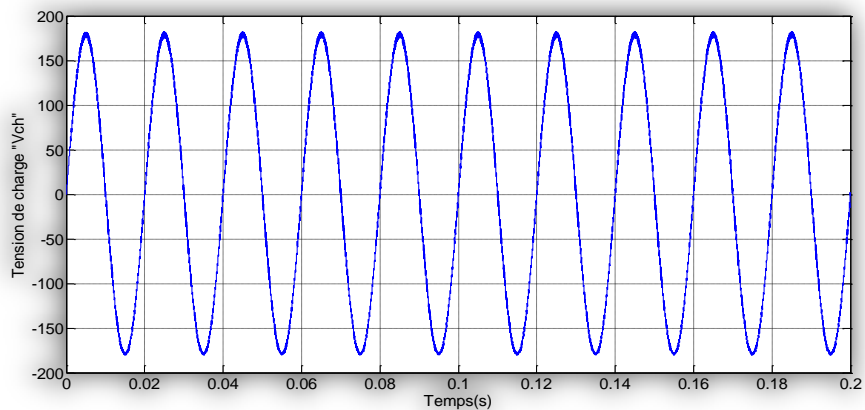
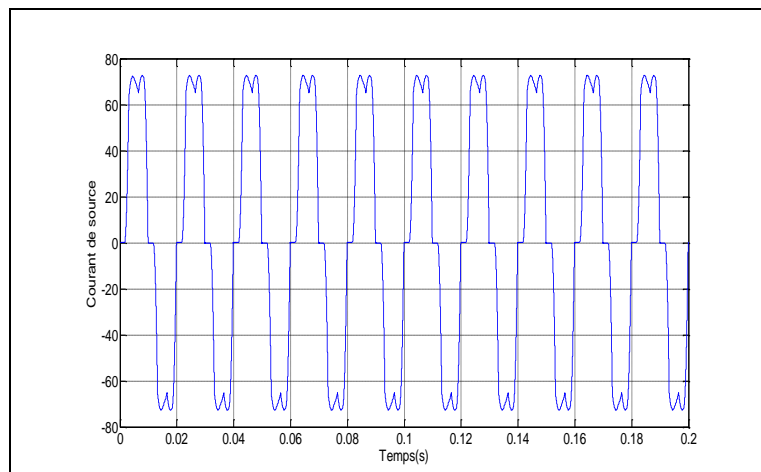


Figure 2-19- Tension de charge de la phase a (V_a).



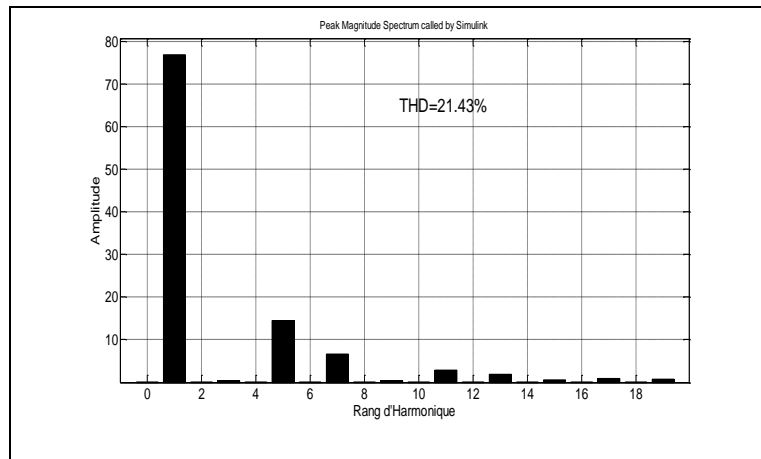


Figure 2-20- Courant de source de la phase a (I_{sa}) et son Spectre.

D'après ces résultats, nous constatons que le courant de la source I_{sa} est loin d'être sinusoïdal, car il est riche en harmoniques d'ordre impair et non multiples de trois, générés par la charge non linéaire avec un taux de distorsion de 21.43%, tandis que la norme IEEE nous impose un $THD < 5\%$, ce que nous allons essayer d'atteindre avec le filtre actif.

2.5.3 Résultat de Simulation après la mise en service du FAP

La commande Hystérésis à bande fixe est utilisée pour le contrôle des courants injectés. La figure (2-21) montre respectivement l'allure du courant de la source I_{sa} , avec son spectre, le courant du filtre I_{fa} et la tension V_{dc} après l'utilisation du filtrage actif.

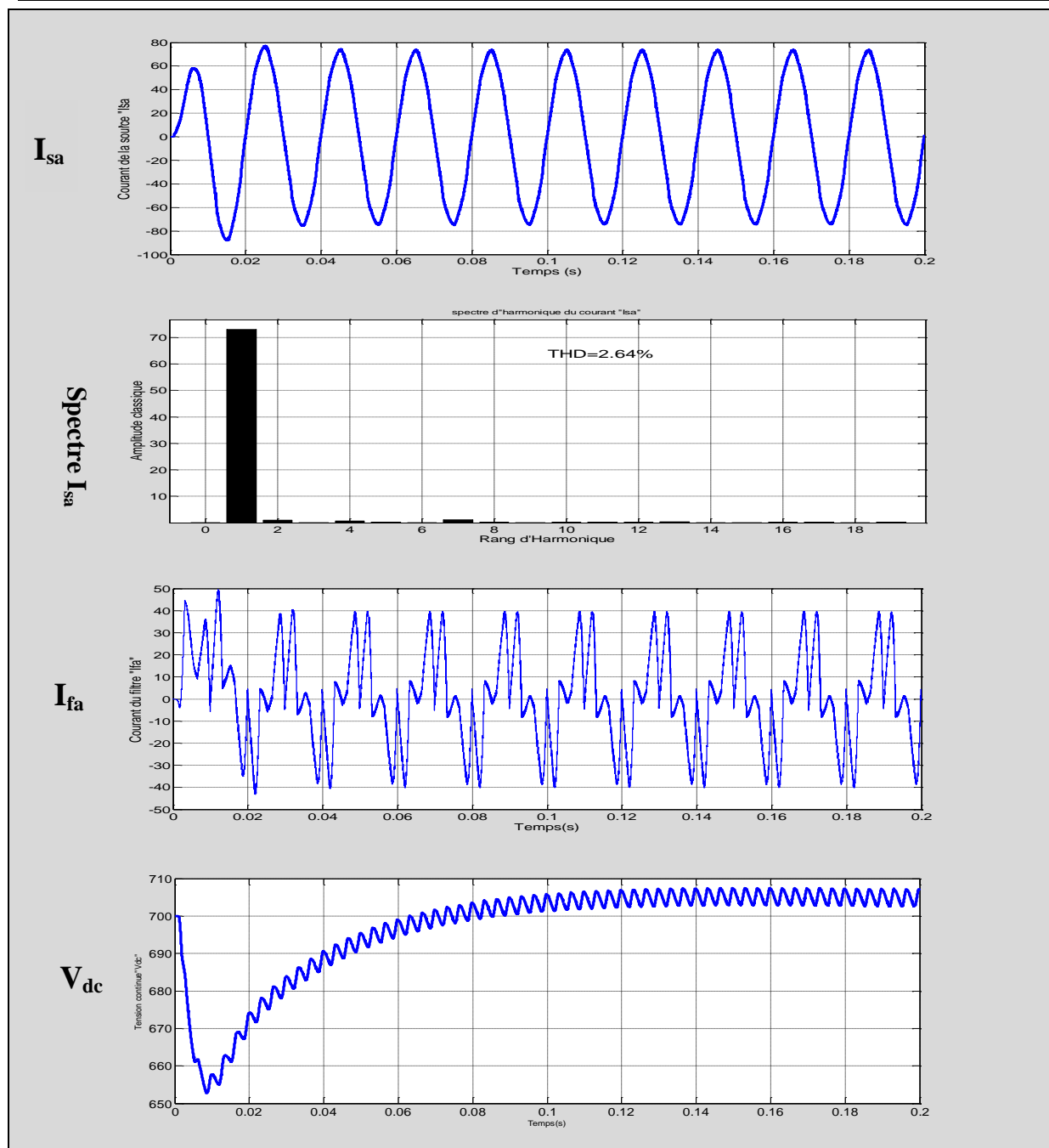


Figure 2-21- Résultats de simulation après la mise en service du FAP (avec $K=30$ du FMV).

On note une amélioration remarquable du courant de la source, son spectre montre un $THD=2.64\%$ qui est bien inférieur au 5% imposé par la norme IEEE, donc on peut conclure que notre courant I_{sa} a bien été dépollué à un niveau satisfaisant.

Par ailleurs, la tension V_{dc} du bus continu (prise aux bornes du condensateur de stockage C_{dc}) arrive à atteindre sa valeur de référence V_{dc_ref} fixée à 700 V dans notre cas.

2.6 Influence des paramètres

Les performances de la compensation des harmoniques de courant dépendent fortement des performances de la méthode d'identification choisie ainsi que des paramètres du système. Dans la partie suivante, Nous allons étudier l'influence du THD par les paramètres suivants : inductance de découplage L_f ; la tension aux bornes du condensateur V_{dc} et le paramètre K du FMV.

2.6.1 Variation de l'inductance de découplage

La figure (2-22) montre l'influence de l'inductance de découplage sur le THD du courant de source ; suite à une série de test, on pose des valeurs de l'inductance L_f et on observe le changement du THD (la tension V_{dc} est fixe).

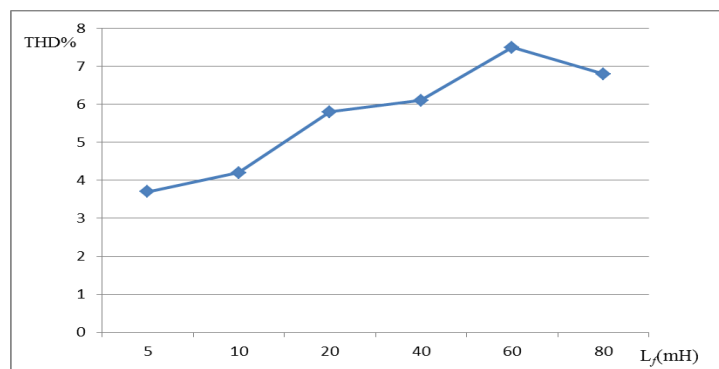


Figure 2-22- Influence de l'inductance L_f sur le THD.

2.6.2 Variation de la tension aux bornes du condensateur

L'influence de la tension V_{dc} sur les performances du filtre actif est présentée à la figure (2-23).

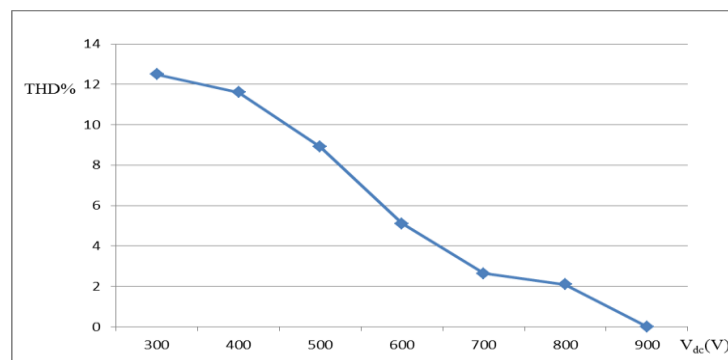


Figure 2-23- Influence de la tension V_{dc} sur le THD.

2.6.3 Influence du paramètre K du FMV

La figure (2-24) présente l'influence du paramètre K sur le THD des courants de source.

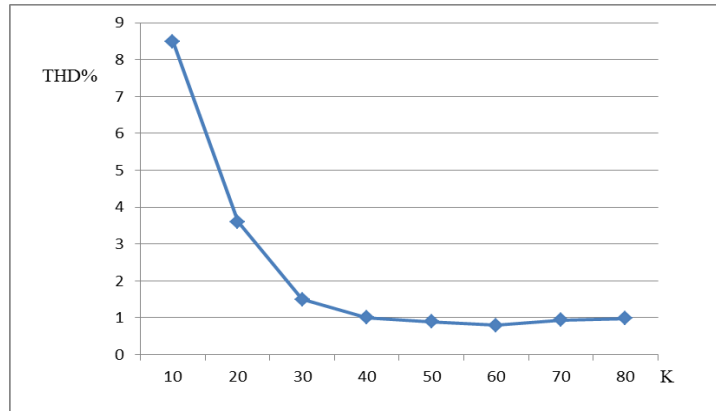


Figure 2-24- Influence du paramètre K du FMV sur le THD.

2.7 Conclusion

Le présent chapitre a montré les différentes structures du filtre actif parallèle ainsi que les différentes stratégies de commande qui le caractérisent. En premier lieu, sa partie puissance a été présentée et étudiée. En deuxième lieu, la partie commande qui a été étudiée en détail. Quant à l'identification des courants harmoniques, nous avons modifié la méthode classique des puissances instantanées en remplaçant notamment les filtres classiques d'extraction par des FMVs. Les avantages de ces derniers, en termes d'extraction des harmoniques suivant les axes α - β , ont été montrés par simulation. Les résultats de simulation obtenus montrent que l'emploi de type FMV permet d'obtenir de bonnes performances.

Ensuite, La technique de commande de l'onduleur à savoir la commande hystérésis a été présentée.

	Avant filtrage	Après filtrage
THD	21.43%	2.64%

Dans le but d'améliorer le THD nous développons un nouvel algorithme de commande en associant le FMV à une technique de contrôle intelligent à savoir la logique floue afin

d'ajuster en temps réel le paramètre proportionnel K pour avoir une extraction parfaite des courants harmoniques.

CHAPITRE 3

Commande par logique floue du Filtre Actif Parallèle

Le réglage conventionnel des systèmes repose essentiellement sur le dimensionnement des paramètres du régulateur à partir de la modélisation du système global, mais il est souvent difficile, voire impossible d'avoir un modèle mathématique rigoureux permettant de mettre en œuvre une commande assez robuste pour satisfaire les exigences du cahier de charge. C'est pourquoi la recherche s'est orientée vers d'autres techniques permettant de dépasser ce problème à savoir le réglage par logique floue. Ce type de réglage ne nécessite d'établir aucun modèle du système à régler. Une approche floue est fondée sur l'exploitation des descriptions linguistiques des caractéristiques dynamiques du système, fournie par l'expertise humaine pour générer une loi de commande. L'intérêt de la logique floue réside premièrement dans sa similitude avec le raisonnement humain. La prise de décision d'un opérateur est fonction de plusieurs variables décrites de manière qualitative et non grâce à des valeurs numériques précises. Deuxièmement, cette logique est intéressante car elle permet la prise de décision malgré l'absence d'une modélisation de système amont complexe comme le cas des systèmes non linéaires ou à structure variable (convertisseurs statiques).

Dans ce chapitre, on présentera un aperçu général sur les concepts fondamentaux utilisés en logique floue et ses principes de base. Ensuite, on passe à son application pour la commande du filtre STF afin d'ajuster le paramètre K avec des résultats de simulation.

3.1 Historique de la logique floue

Le professeur Lotfi Zadeh a introduit le concept de sous-ensembles flous en 1965, et qui a vu sa véritable première application expérimentale réalisée avec succès en 1974 par l'équipe du professeur E.H. Mamdani [32]. Dès 1975, on trouve les premières applications au niveau des systèmes de réglage. A partir de 1985 environ, ce sont les Japonais qui commencent à utiliser la logique floue dans des produits industriels pour résoudre des problèmes de réglage et de commande, tout récemment, en Europe et en Amérique du Nord, une intense activité de recherche a débuté afin d'introduire le principe du réglage par logique floue[33].

3.2 Principe de la logique floue

Le principe du réglage par logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logique (au sens de la logique binaire par exemple) mais des variables linguistiques, proche du langage humain de tous les jours. De plus, ces variables linguistiques sont traitées à l'aide de règles qui font références à une certaine connaissance du comportement du système [34].

Toute une série de notions fondamentales sont développées dans la logique floue. Ces notions permettent de mieux comprendre avant d'aborder, le raisonnement en logique floue, il est nécessaire de définir ses bases.

3.3 Les différents types de la commande à base de la logique floue

En se basant sur les différentes règles de commande floue et de leurs méthodes de génération, les approches de commande en utilisant la logique floue peuvent être classées dans les catégories suivantes :

- a- La commande floue de type Mamdani
- b- La commande floue du type PI ou PID
- c- La commande neuro-floue
- d- La commande par mode glissant flou
- e- La commande floue adaptative
- f- La commande floue de type T-S

3.4 La commande adaptative floue

La commande adaptative permet un ajustement automatique en temps réel des paramètres des régulateurs des boucles de commandes afin de réaliser ou maintenir un niveau de performance désiré lorsque les paramètres du processus sont inconnus et/ou varient dans le temps [34] [35].

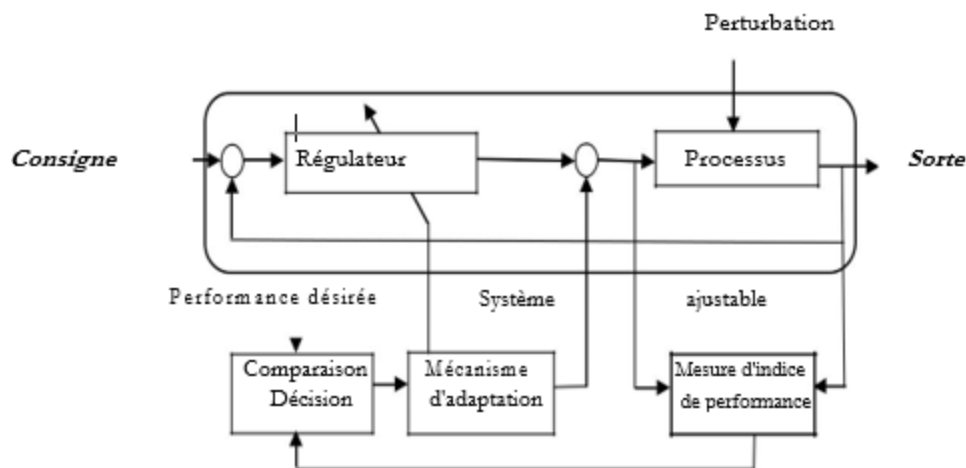


Figure 3-1- Principe des systèmes de commande adaptative.

3.5 Système de commande adaptative

La mesure d'un certain indice de performance du système de commande par le système de commande adaptative, et à partir de l'écart entre l'indice de performance désiré et l'indice de performance mesuré, le mécanisme d'adaptation modifie les paramètres du système ajustable. On génère des signaux de commande auxiliaire, afin de maintenir l'indice de performance du système dans le voisinage des valeurs désirées [36].

3.5.1 Commande adaptative directe et indirecte

Ils existent deux approches pour la commande adaptative :

- **La commande adaptative directe** : Les paramètres du régulateur sont ajustés directement et en temps réel à partir d'une comparaison entre les performances réelles et performance désirée (c'est le cas en particulier de la commande adaptative à modèle de référence).

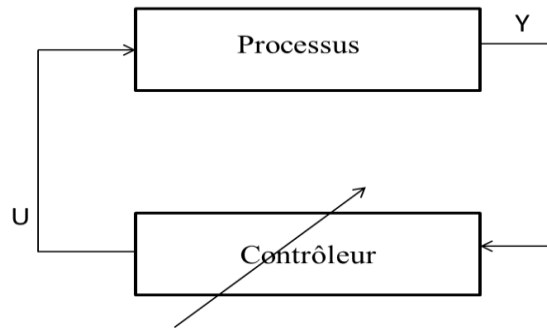


Figure 3- 2- Commande adaptative directe.

- **La commande adaptative indirecte** : qui suppose une estimation des paramètres du processus par une procédure d'identification (c'est le cas des régulateurs auto-ajustables) [37].

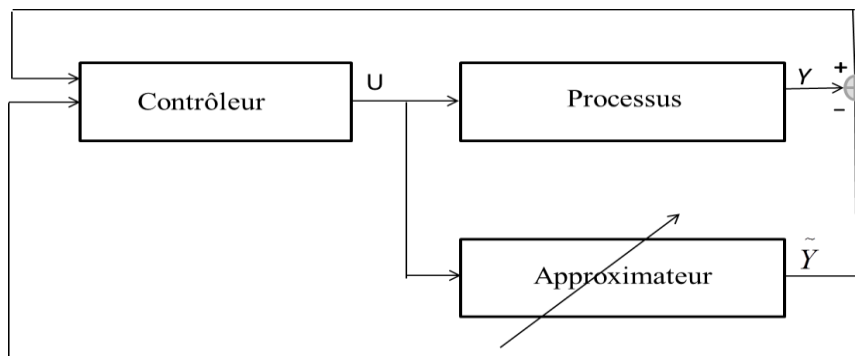


Figure 3- 3- Commande adaptative indirecte.

3.6 Bases de la logique floue

Les éléments constituant la théorie de base de la logique floue sont [38]:

- Les variables linguistiques et les ensembles flous ;
- Les fonctions d'appartenance ;
- L'univers de discours ;
- Les inférences à plusieurs règles floues.

3.6.1 Variables linguistiques et les ensembles flous

On désigne par variables linguistiques, les termes utilisés lors de la description d'une situation, de phénomènes, ou de procédés tels que : la température, l'âge, la vitesse, couleur,etc [39][40].

Cette collection d'objets ayant en commun une ou plusieurs propriétés qui les caractérisent nommé par un ensemble.

L'expression de cette opération sera debout, accroupi, assis ou allongé pour décrire des positions ; pour la description d'un procédé, elle sera formulée en général avec une succession de condition suivies d'opérations tel que :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{si condition1 alors operation1 ou} \\ \text{si condition2 alors operation2 ou} \\ \quad \quad \quad \cdot \\ \quad \quad \quad \cdot \\ \text{si condition n alors operation n} \end{array} \right\}$$

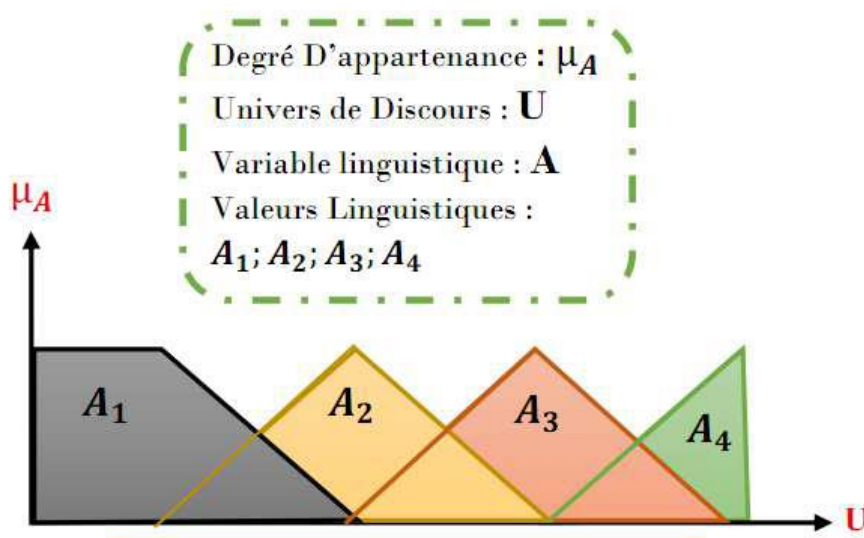


Figure 3- 4- Les variables linguistiques.

3.6.2 Les fonctions d'appartenance

Les valeurs des variables linguistiques sont la traduction linguistique de divers états de ces dernières tel que : froid, tiède et chaud sont des valeurs de la variable linguistique température. Ceci permet de décrire un processus sans avoir à son traitement numérique.

Les fonctions souvent utilisées sont [41] :

- **Fonction d'appartenance triangulaire** : Elle est définie par une valeur inférieure, une valeur supérieure et une valeur modale m de sorte que : $a < m < b$

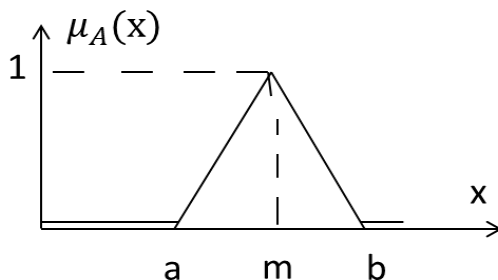


Figure 3- 5- Fonction d'appartenance triangulaire.

- **Fonction d'appartenance singleton** : La fonction d'appartenance prend la valeur 0 dans tout l'univers de discours sauf au point m où il prend la valeur 1.

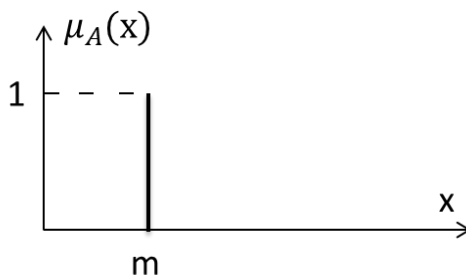


Figure 3- 6-Fonction d'appartenance singleton.

- **Fonction d'appartenance gaussienne** : Elle est définie par sa moyenne m et son écart type σ .

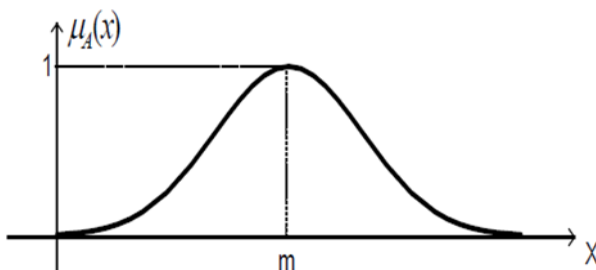


Figure 3- 7-Fonction d'appartenance gaussienne.

3.6.3 Univers de discours

Un des premiers pas dans la conception d'une commande par logique floue est de définir l'ensemble de référence ou univers de discours pour chaque variable linguistique. On appelle univers de discours, le domaine de variation de la variable linguistique [42].

A titre d'exemple ; l'ensemble "x" (erreur) peut être caractérisé par un ensemble de sous-ensemble (ou de nombres flous) dont les fonctions d'appartenance sont montrées à la figure (3-8) et chaque sous ensemble flou dans l'univers de discours représente une valeur linguistique.

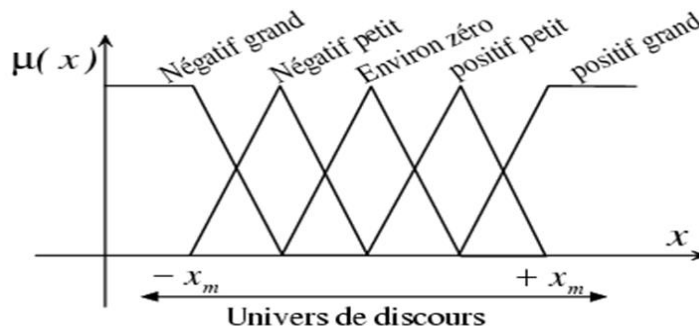


Figure 3- 8-Univers de discours d'une variable linguistique.

3.6.4 Les inférences (ou déduction floues)

En général, plusieurs valeurs des variables linguistiques convenablement définies par des fonctions d'appartenances, sont liées entre elles par des règles, afin de tirer des conclusions. On peut distinguer deux types de règles d'inférences [43]:

- Inférence avec une seule règle;
- Inférence avec plusieurs règles.

3.6.4.1 Inférence avec une seule règle

Cette règle est appliquée dans des domaines non techniques lorsqu'il faut choisir un élément (qui représente l'optimum) parmi un ensemble.

Si x_1, x_2, \dots, x_n sont les variables linguistiques pour évaluer une certaine situation, le critère pour la prise de décision peut être formulé par une règle, comme par exemple :

$$Y = [x_1 \text{ ou } (x_2 \text{ et } x_3) \text{ ou } \dots] \text{ et } x_n.$$

A chaque variable formant un ensemble est attribuée une fonction d'appartenance $\mu(x_1), \mu(x_2), \dots, \mu(x_n)$.

Dont les valeurs numériques (facteurs d'appartenance) qui sont en générale différentes pour chaque élément $I=1,2,\dots, n$.

3.6.4.2 Inférence avec plusieurs règles

Dans ce cas présent, lorsqu'une ou plusieurs variables nécessitent une prise de décision différente suivant les valeurs qu'atteignent ces variables ; ces dernières sont des variables linguistiques donc des variables floues.

Cette problématique se présente essentiellement pour des problèmes de réglage et de commande, et la prise de décision conduit à l'exécution d'une certaine opération. Les règles peuvent alors être exprimées sous la forme générale.

Opération :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{si condition1 alors operation1 ou} \\ \text{si condition2 alors operation2 ou} \\ \quad \cdot \\ \quad \cdot \\ \text{si condition n alors operation n} \end{array} \right\}$$

3.7 Opération sur la logique floue

Au niveau des inférences, les variables linguistiques sont liées entre elles par des opérations de la logique floue tel que « **ET** » « **OU** » qui interviennent sur les fonctions d'appartenance représentant les variables linguistiques.

Les opérateurs logiques «et, ou, non» peuvent se définir à partir des ensembles flous, de façon analogue à la théorie des ensembles classiques. Rappelons que ceux-ci sont définis respectivement par l'intersection, la réunion et le complémentaire.

Si A et B sont deux sous-ensembles flous et $\mu(A)$ et $\mu(B)$ leur fonction d'appartenance, on définit:

- Le complémentaire de A, \bar{A} , par la fonction d'appartenance:

$$\mu(\bar{A}) = 1 - \mu(A) \quad (3.1)$$

- Le sous-ensemble A et B, $A \cap B$, par la fonction d'appartenance:

$$\mu(A \cap B) = \min(\mu(A), \mu(B)) \quad (3.2)$$

- Le sous-ensemble A ou B, $A \cup B$, par la fonction d'appartenance:

$$\mu(A \cup B) = \max(\mu(A), \mu(B)) \quad (3.3)$$

t-norme appelé aussi intersection floue: C'est une opération binaire: $T: [0,1] \times [0,1] \rightarrow [0,1]$

Elle respecte les propriétés suivantes:

- Commutativité: $x \text{ T } y = y \text{ T } x$
- Associativité : $x \text{ T } (y \text{ T } z) = (x \text{ T } y) \text{ T } z$
- Mono tonicité : si $x \leq y$ et $w \leq z$ alors $x \text{ T } w \leq y \text{ T } z$.
- Conditions aux limites: et $0 \text{ T } 0 = 0$ et $x \text{ T } 1 = x$

t-conorme ou s-norme appelé aussi union floue : C'est une opération binaire:

$$S: [0,1] \times [0,1] \rightarrow [0,1]$$

Elle respecte les propriétés suivantes [44] :

- Commutativité : $x \text{ S } y = y \text{ S } x$
- Associativité : $x \text{ S } (y \text{ S } z) = (x \text{ S } y) \text{ S } z$
- Mono tonicité : si $x \leq y$ et $w \leq z$ alors $x \text{ S } w \leq y \text{ S } z$.
- Conditions aux limites : et $0 \text{ S } 0 = 0$ et $x \text{ S } 1 = x$

3.8 Systèmes flous et contrôleur flou

Un système flou (SF) est une relation non linéaire qui permet de prendre des données numériques (entrées nettes), les faire passer dans un domaine flou puis avoir une sortie scalaire (sortie nette). La structure générale de ce traitement est donnée par la figure suivante:

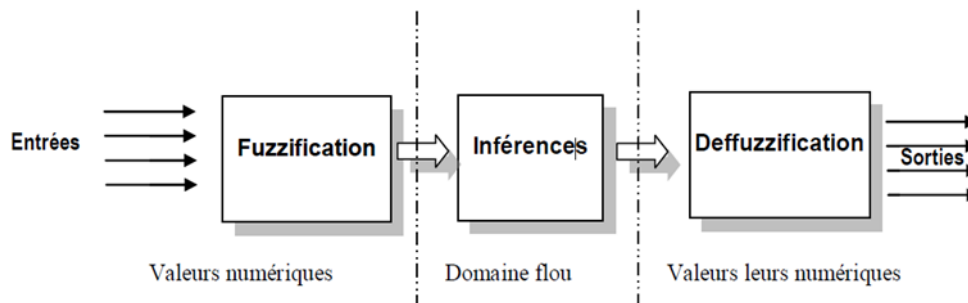


Figure 3- 9- Traitement flou (schéma global).

3.8.1 Constitution d'un système flou

Un système flou est composé de quatre parties essentielles:

- La base de connaissance constituée d'une base de données et d'une base de règles ;
- Le système d'inférence ;
- L'interface de fuzzification ;
- L'interface de défuzzification.

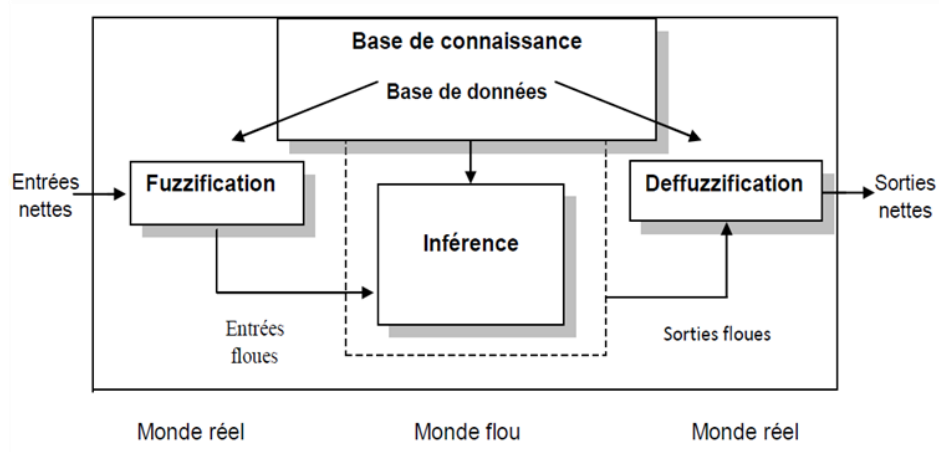


Figure 3-10- Schéma générale d'un système flou.

3.9 Étape de mise en œuvre d'un Contrôleur flou

Un contrôleur flou n'est autre qu'un système flou conçu pour commander un processus. Sa structure générale est traduite par le schéma donné par la figure (3-11). Un contrôleur flou passe généralement par les étapes suivantes:

- Le choix de la stratégie de fuzzification ;
- Choix de la méthode d'inférence ;
- Choix de la stratégie de défuzzification.

La description de chacune de ces étapes est donnée ci-dessous :

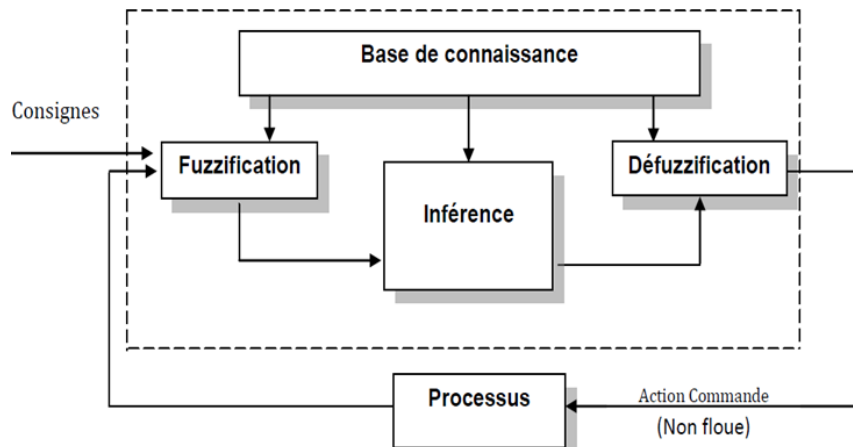


Figure 3- 11- Schéma général d'un Contrôleur flou.

3.9.1 Etape de fuzzification

L'étape de fuzzification consiste à définir des ensembles flous pour les variables d'entrée et de sortie, pour chacune de ces variables, on doit connaître a priori son intervalle de définition. Dans la plupart des cas, le régulateur flou reçoit comme variables d'entrée, l'erreur entre la sortie du processus et le signal de consigne ainsi que la variation de cette erreur. La dérivée de cette erreur suffit pour représenter sa variation.

Cette étape consiste à définir les fonctions d'appartenance pour les différentes variables, en particulier les variables d'entrées, on réalise ainsi le passage des grandeurs physiques en variables linguistiques (variables floues) qui peuvent être traitées par les inférences.

La forme de ces sous-ensembles, définie par :

- ⇒ Les fonctions d'appartenance, leurs positions ainsi que leurs chevauchements peuvent être choisis librement, cependant il convient de respecter certaines règles:
- Leur forme doit être convexe.
 - Les sous-ensembles d'entrées (souvent des trapèzes) doivent se chevaucher partiellement afin qu'il n'y ait pas de zones indéterminées, tandis que pour ceux de sorties (souvent des triangles), cette précaution n'est pas nécessaire.
 - Eviter d'imbriquer plus de deux sous-ensembles, sinon il y a des problèmes d'instabilité.

3.9.2 Etape d'inférence << Le moteur d'inférence >>

Le réglage dépend des inférences lient les grandeurs mesurées (les variables d'entrées) et les variables de sortie par des règles linguistiques. Ces règles sont combinées en utilisant les connections **ET** et **OU** [46].

Les règles d'inférence pour le réglage par logique floue, les plus utilisées sont :

- Méthode d'inférence max-min ;
- Méthode d'inférence max-prod ;
- Méthode d'inférence somme-prod.

Ainsi pour toutes les combinaisons possibles des entrées, on va définir une règle. Cette règle nous indique à quel sous-ensemble de sortie, le coefficient de modification va être attribué. Pour le choix de la méthode dépend de l'utilisateur et du cas à traiter. Dans notre cas on va employer la méthode de *Mamdani*.

- **Méthode de Mamdani**

Elle consiste à prendre le minimum parmi les conditions liées par l'opérateur ET, et à prendre le maximum des conditions liées par l'opérateur OU, ensuite prendre en tout point de l'ensemble représentant la conclusion, le minimum entre la valeur de cet ensemble et celle du maximum des conditions. L'ensemble représentant la commande s'obtient en choisissant en tout point le maximum des ensembles flous résultants des règles.

3.9.3 Etape de défuzzification

En sortie, le système flou ne peut pas communiquer des valeurs floues qu'il peut seul exploiter. Il lui est donc nécessaire de fournir des valeurs précises, c'est le rôle de la défuzzification. Cette étape s'effectue toujours à l'aide des fonctions d'appartenance. [47]

Différentes méthodes sont utilisées :

- Méthode du maximum ;
- Méthode de la moyenne des maximums ;
- Méthode du centre de gravité ;
- Méthode des hauteurs pondérées.

3.10 Configuration du contrôleur Flou-STF (FLC-STF)

Les performances du filtre actif parallèle dépendent de la stratégie d'identification des courants de référence et de leur contrôle. La stratégie de contrôle proposée dans le chapitre

précédent, pour identifier les courants de référence, est basée sur le STF qui permet d'extraire directement les composantes fondamentales de la tension et du courant dans l'axe α - β sans boucle à verrouillage de phase (PLL). La performance du STF est fonction de son paramètre proportionnel. Cependant, il n'existe pas de technique dans la littérature pour dimensionner le paramètre proportionnel du filtre STF. La partie suivante présente une méthode améliorée d'identification des courants harmoniques de référence à générer par l'APF, basée sur un STF pour l'extraction des courants harmoniques et équipée d'un correcteur de logique floue (FLC) afin d'améliorer la forme d'onde des courants de lignes électriques. Le FLC ajuste en temps réel le paramètre proportionnel du filtre STF. Le régulateur FLC-STF proposé permet d'avoir une extraction optimale des courants harmoniques [45].

Une étude a été menée sur le paramètre K afin de déterminer les grandeurs qui peuvent l'affecter, cette étude consiste à faire varier le paramètre K et à calculer pour chaque valeur de K les amplitudes d'harmonique d'ordre 3, harmonique d'ordre 5, harmonique d'ordre 7 et le THD correspondant en exploitant le potentiel du MATLAB/Simulink[®] software.

L'étude a montré que le paramètre K est en fonction de trois paramètres, à savoir, le taux de distorsion harmonique (THD), l'harmonique d'ordre 5 (h5) et l'harmonique d'ordre 7 (h7), l'harmonique d'ordre 3 n'est pas influencée par les variations appliquées au paramètre K (fig (3-12)).

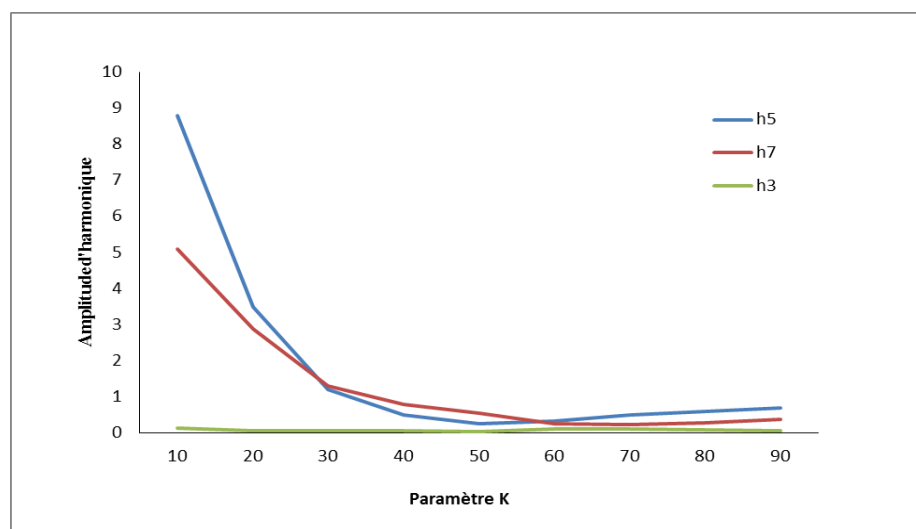


Figure 3- 12- Courbes de variations harmoniques h3, h5 et h7 en fonction du paramètre K du filtre STF pour une charge non linéaire se compose d'un pont redresseur alimentant une charge RL.

Le principe du réglage de paramètre K par le régulateur flou est schématisé sur la figure (3-13).

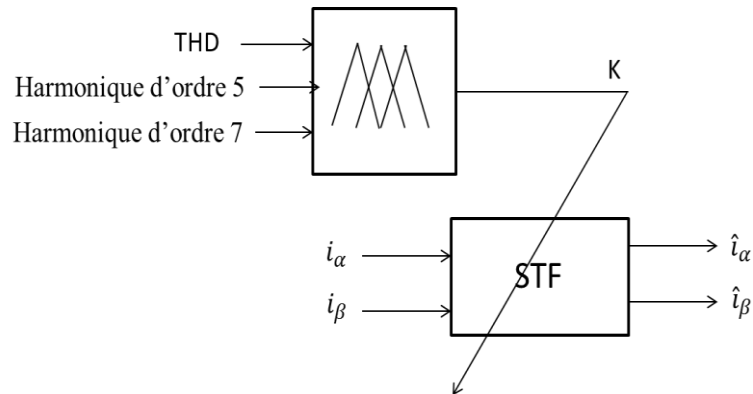


Figure 3- 13- Schéma de principe du contrôleur FLC-STF.

Le régulateur possède trois (03) entrées : le taux de distorsion harmonique (THD), l'harmonique d'ordre 5 (h5) et l'harmonique d'ordre 7 (h7), il possède comme sortie une seule ; Le paramètre K.

3.10.1 Description du contrôleur FLC-STF

Pour la mise en œuvre de ce régulateur, le contrôleur flou est caractérisé par :

- Trois fonctions d'appartenance pour chaque variable (d'entrées/sortie) comme le montre la figure (3-14).
- Le régulateur est de type Mamdani, avec une méthode de fuzzification de type min – max.
- Une méthode de defuzzification de type centre de gravité.

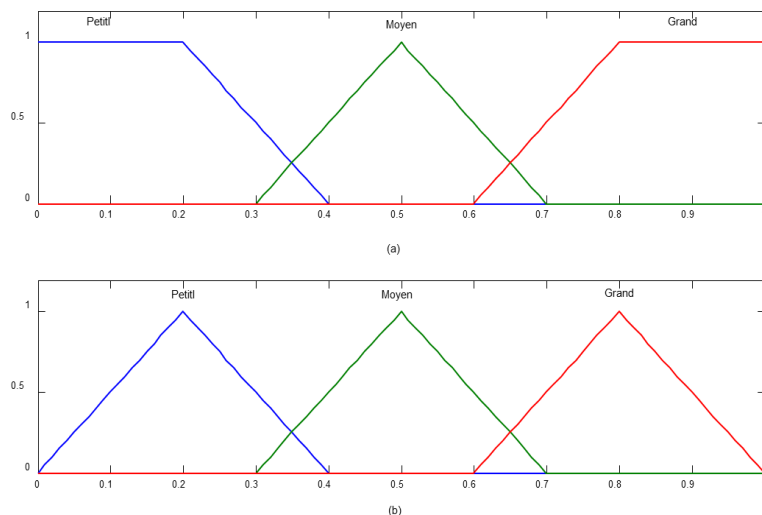


Figure 3-14- Les fonctions d'appartenances définies pour les variables d'entrées (a) et la variable de sortie (b) du contrôleur FLC.

Le module d'application des règles est composé de cinq règles, Ces règles sont exprimées au format Si... ET...Alors....., comme suit :

- Si THD est Petit ET h5 est Moyen ET h7 est Moyen ALORS K est Grand.
- Si THD est Petit ET h5 est Grand ET h7 est Grand ALORS K est Petit.
- Si h5 est Moyen ET h7 est Moyen ALORS K est Moyen.
- Si h5 est Petit ET h7 est Petit ALORS K est Grand.
- Si h5 est Grand ET h7 est Grand ALORS K est Grand.

3.11 Les résultats de simulation

La simulation est effectuée pour les mêmes paramètres du schéma précédent.

L'implantation du régulateur flou est réalisée par le Fuzzy Inference System Editor de l'environnement Matlab/Fuzzy Logic Toolbox.

Les figures suivantes illustrent les résultats de simulation obtenus pour FLC-STF.

La figure (3-15) montre respectivement l'allure du courant de la source I_{sa} , avec son spectre, le courant du filtre I_{fa} et la tension V_{dc} en utilisant le FLC.

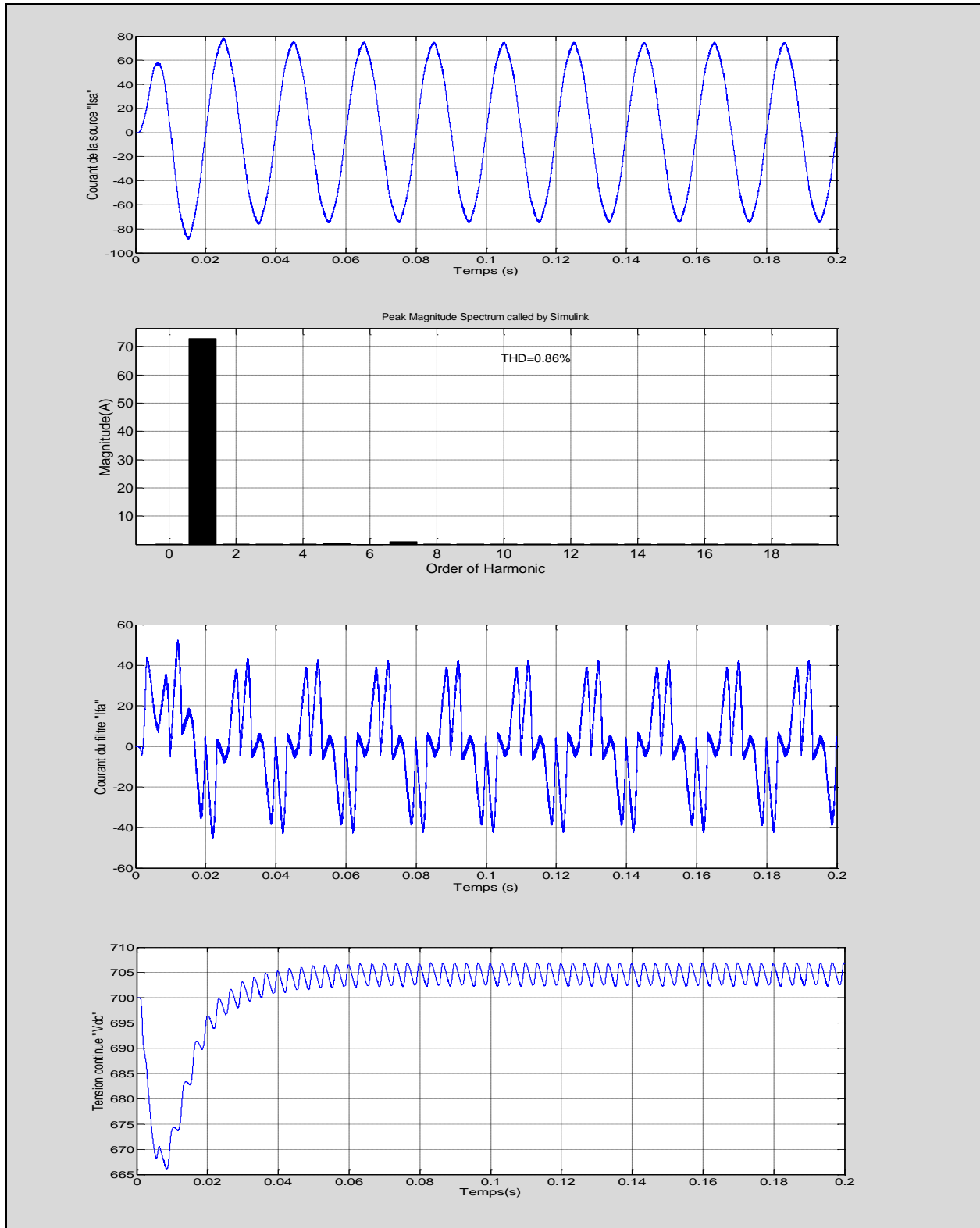


Figure 3- 15- Résultats de simulation en utilisant FLC (avec K=60 du FMV).

On constate que le filtre, associé à un régulateur flou est aussi capable de rendre la forme d'onde du courant de source quasi sinusoïdal avec quelques ondulations et permet une

réduction de la valeur du THD à 0.86%. Pendant ce régime, la valeur de tension du bus continu converge vers sa référence ($V_{dcref} = 700$ V).

La figure (3-16) présente la variation du paramètre proportionnel K obtenu par le contrôleur FLC lorsque la valeur initial du K est fixée à 30, le contrôleur FLC ajuste en temps réel sa sorte afin d'améliorer le THD.

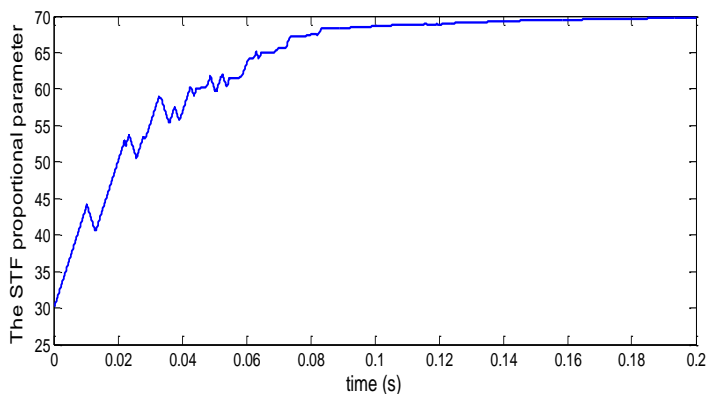


Figure 3- 16- Variation du paramètre K adapté par le contrôleur FLC pour valeur initial de K= 30.

Afin d'évaluer l'efficacité de cette méthode de régulation, le Tableau (3-1) illustre la valeur du THD et l'amplitude des harmoniques d'ordre 5,7 et 11 pour trois cas ; le premier c'est le cas sans la connexion du FAP. Le deuxième, la méthode d'identification pour le FAP est basée seulement sur le STF et le dernier ; la méthode d'identification est basée sur le FLC-STF (K=60).

Tableau 3-1 : Le THD pour différent cas.

		Sans FAP	STF	FLC-STF
THD		22.03%	1.13%	0.86%
Amplitude	Harmonique d'ordre 3	0.05	0.03	0.01
	Harmonique d'ordre 5	15.77	0.83	0.32
	Harmonique d'ordre 7	5.98	0.28	0.26
	Harmonique d'ordre 11	3.0	0.12	0.08

D'après ces résultats, on note que le contrôle proposé améliore l'identification des courants harmoniques et donc améliore les performances de la compensation du FAP.

3.12 Influence du paramètre K du FMV

La figure (3-17) présente trois cas correspond à trois valeurs initiales du paramètre K pour la même charge non linéaire afin de montrer l'influence du paramètre K.

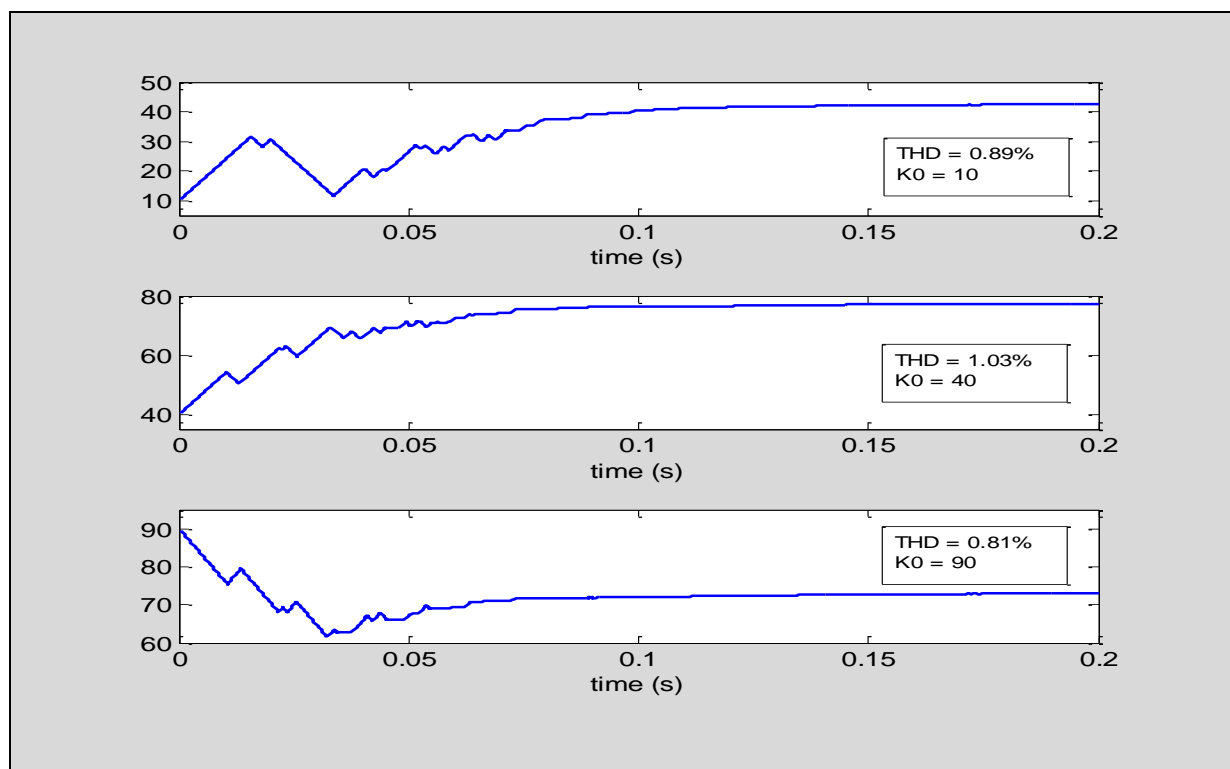


Figure 3- 17- La variation du paramètre K ajustée par le contrôleur FLC pour différentes valeurs initiales de K.

3.13 Conclusion

L'objectif de ce chapitre était de mettre en œuvre la théorie de logique floue pour la commande du filtre actif en vue d'une meilleure restitution dans le réseau des courants harmonique identifiés, par la suite une technique de contrôle des courants harmoniques mettant en œuvre un contrôleur FLC-STF afin de choisir la valeur de la constante K appropriée pour avoir une meilleure amélioration de la qualité des courants électriques dans une ligne de transmission alimentant une charge non linéaire.

Les résultats obtenus sont très satisfaisants ; le contrôleur FLC-STF est nettement meilleur, car il permet de diminuer le taux de distorsion harmonique coté réseau à des valeurs respectant les normes en vigueur.

Il a été remarqué que le contrôleur FLC-STF permet de forcer les courants injectés à suivre les références avec une meilleure dynamique.

CHAPITRE 4

Le contrôle de la tension du bus continu

Un régulateur doit satisfaire aux objectifs généraux de la régulation ainsi qu'aux contraintes liées au rejet des perturbations. En effet, un régulateur PI ne peut pas assurer, avec les seuls paramètres de correction K_p et K_i , les objectifs de régulation en boucle fermée pour un système d'origine d'ordre supérieur à un, ainsi, le régulateur PI accuse un léger retard sur le temps de réglage et ne tolère pas vis-à-vis les variations paramétriques.

Afin de résoudre les problèmes du PI cités ci-dessus et afin d'améliorer la régulation de la tension du bus continu, il est souhaitable d'aborder des régulateurs plus avancés, dont le nombre de paramètres se détermine indépendamment aux paramètres du système. Deux contrôleurs flous ont été utilisés afin de répondre à ces critères de régulation plus sévère à savoir le contrôleur PI-Flou Adaptatif et le contrôleur Neuro-flou (STFIS).

4.1 La régulation classique du bus continu du filtre actif

Afin de produire les tensions alternatives à la sortie de l'onduleur, la source de tension continue est obligatoire et elle joue le rôle d'une source de puissance. Les pertes en conduction et en commutation dans les interrupteurs du convertisseur, dans le filtre de sortie et la variation de la charge connectée au bus continu provoquent la variation de la valeur de la source continue qui constitue un système de stockage capacitif représenté par un condensateur [22].

L'objectif principal de la régulation du bus continu est de maintenir la charge du condensateur en compensant les pertes provoquées par les interrupteurs de puissance qui sont en commutation, d'où l'apparition de l'effet Joule qui peut dégrader les courants d'injection d'une part, et causer une variation de l'énergie stockée dans le condensateur d'autre part [48]. Il est devenu donc nécessaire de maintenir la valeur de la tension du bus continu constante en contrôlant le processus de chargement et de déchargement du condensateur. Cela se fait en fournissant de la puissance active provenant du réseau électrique. Ce contrôle est caractérisé par une lenteur comparé à celui des courants harmoniques ce qui nous permet de considérer parfois une source de bus continu parfaite à l'échelle de la régulation des harmoniques [49].

Pour contrôler cette tension, nous utilisons souvent un régulateur de type PI [5]. Le schéma de la figure (4-1) explique le principe de cette régulation. En effet, nous considérons une tension de référence V_{dc_ref} qui sera comparée à la tension mesurée V_{dc} nécessaire pour charger le bus continu à la valeur de référence donnant à la sortie un courant actif i_{dc} .

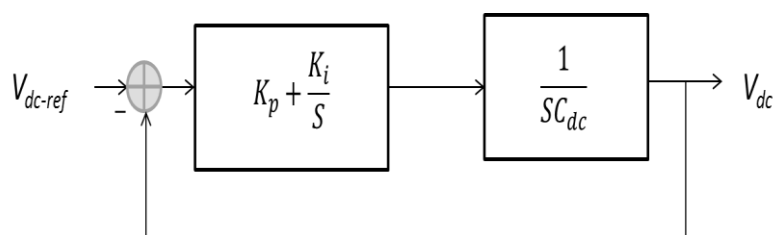


Figure 4- 1- Schéma de contrôle du régulateur PI.

Le dimensionnement des gains du régulateur PI est basé sur plusieurs méthodes qui sont détaillées dans la littérature [50][51]. Cependant, ces gains seront des fonctions des paramètres du système à contrôler qui peuvent être varié en fonction de plusieurs facteurs tel que la température, le vieillissement, etc. Cette variation incontrôlable des paramètres du système peut dégrader les performances dynamiques et statiques de la commande. Afin de

résoudre de tels problèmes, un régulateur basé sur la logique floue sera conçu pour contrôler le bus continu du FAP.

4.2 La stratégie de contrôle par un PI

Pour que le filtre actif s'adapte aux variations de la charge on doit agir sur le paramètre essentiel qui est la tension continue à l'entrée de l'onduleur.

Le régulateur PI est un système linéaire du premier ordre à une entrée et une sortie, dont la fonction de transfert dans le domaine de Laplace est donnée par l'équation (4.1).

$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (4.1)$$

Le tableau (4.1) résume les indices de performances les plus utilisés [1]:

Tableau 4- 1 : Les fonctions objectives intégrales

Etiquette	Légende	formule
ISE	Intégrale de l'erreur quadratique	$f_{ISE} = \int_0^t e^2(t) dt$
IAE	Intégrale de la valeur absolue de l'erreur	$f_{IAE} = \int_0^t e(t) dt$
ITSE	Intégrale de l'erreur quadratique par le temps	$f_{ITSE} = \int_0^t te^2(t) dt$
ITAE	Intégrale du produit de l'erreur quadratique par le temps	$f_{ITAE} = \int_0^t t e(t) dt$

4.3 Le régulateur PI flou adaptatif du bus continu du FAP

La stratégie du contrôle par logique floue est représentée précédemment. Elle consiste à comparer la tension V_{dc} mesurée avec la tension de référence $V_{dc_réf}$. Cette erreur « e » est considérée comme étant une première variable d'entrée, tandis que sa dérivée « Δe » est considérée comme une deuxième variable d'entrée.

Pour un système donné, le problème de la conception d'un régulateur PI est d'ajuster les paramètres K_p et K_i pour obtenir une performance souhaitée du système considéré. L'amplitude de la réponse transitoire doit être maintenue dans des limites acceptables ou prescrites.

L'algorithme flou est utilisé dans notre travail pour définir deux gains d'adaptation K_{pf} et K_{if} par lesquels le régulateur PI est adapté aux variations qui peuvent se produire dans les paramètres du filtre.

4.3.1 Conception du Contrôleur flou du bus continu

La figure (4-2) présente le schéma du contrôleur PI-Flou adaptatif proposé.

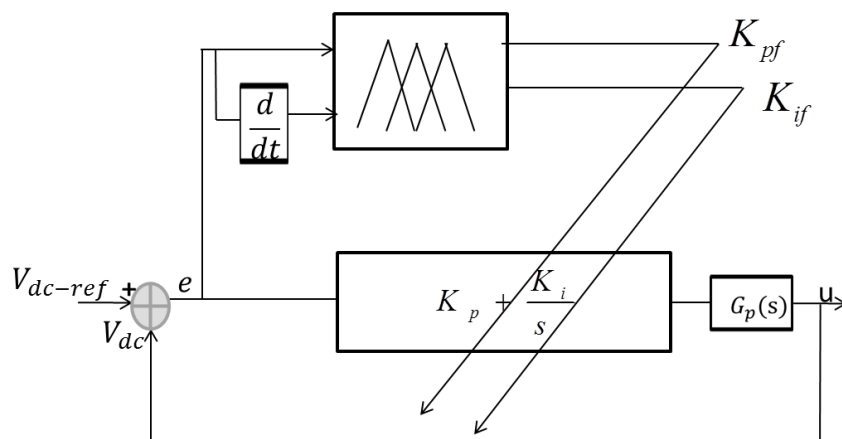


Figure 4- 2- Diagramme synoptique du contrôleur PI-FLOU adaptatif.

Le régulateur possède deux entrées : l'erreur (e) et sa dérivée (Δe), il possède deux sorties : les gains K_{pf} et K_{if} .

4.3.2 Description du contrôleur PI flou adaptatif

Pour la mise en œuvre de ce régulateur, le contrôleur flou est caractérisé par :

- Sept fonctions d'appartenances triangulaires pour chaque variable d'entrées.
- Deux fonctions d'appartenances gaussiennes pour chaque variable de sorties.
- Le régulateur est de type Mamdani, avec une méthode de fuzzification de type min – max.
- Une méthode de defuzzification de type centre de gravité.

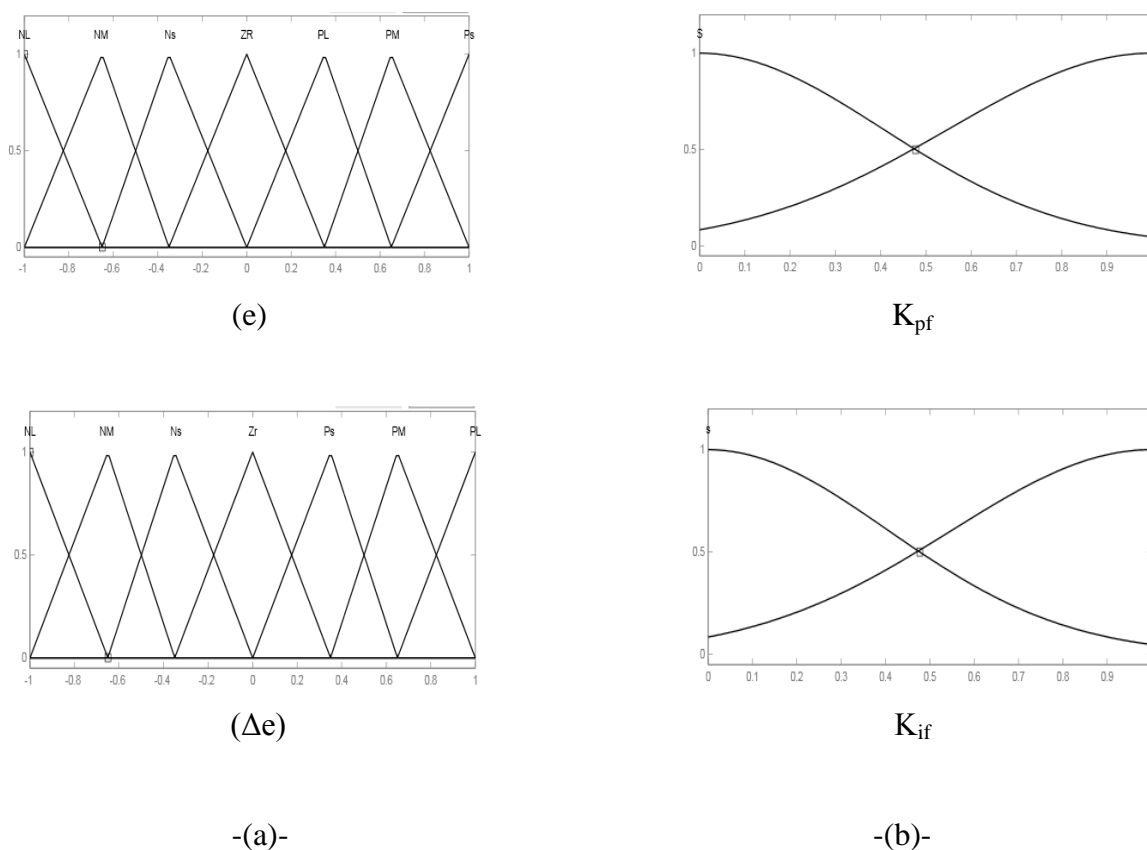


Figure 4- 3- Les fonctions d'appartenance définies pour les variables d'entrées (a) et les variables de sorties (b) du contrôleur FLC.

Pour concevoir le régulateur PI-Flou adaptatif, on peut utiliser deux techniques différentes tout en conservant la même configuration de la figure (4-1).

La première technique consiste à produire les paramètres du régulateur PI flou adaptatif en additionnant les paramètres du régulateur PI classique avec les deux gains d'adaptation K_{pf} et K_{if} de l'algorithme flou (PI-AFLC-S), comme le montre la figure (4-4).

Alors que la deuxième technique consiste à multiplier les paramètres du régulateur PI classique avec les deux gains d'adaptation K_{pf} et K_{if} de l'algorithme flou (PI-AFLC-P), comme le montre la figure (4-5).

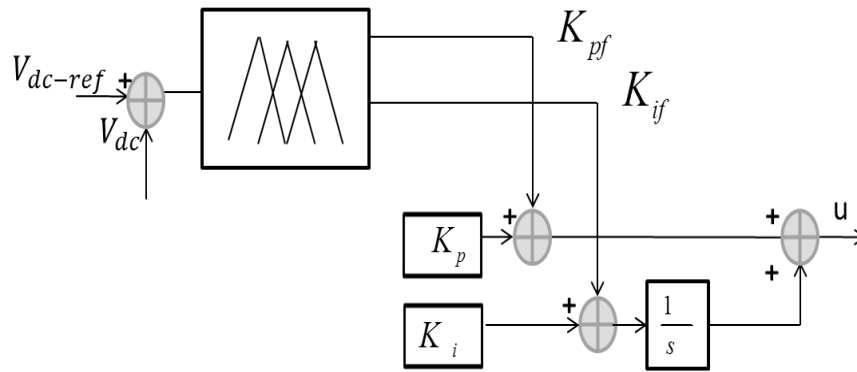


Figure 4-4- Le régulateur PI-AFLC-S.

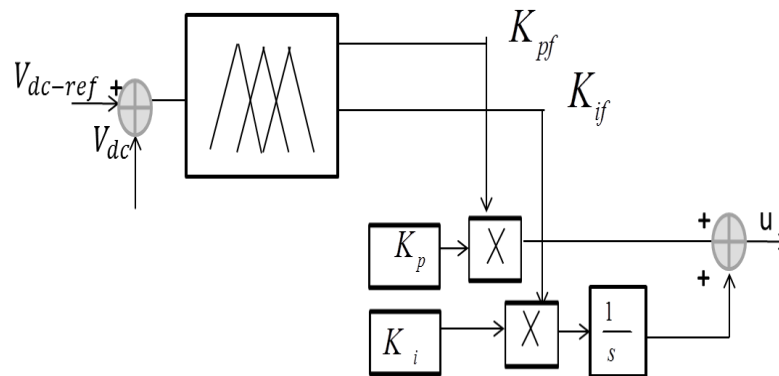


Figure 4-5- Le régulateur PI-AFLC-P.

Pour produire les deux gains d'adaptation K_{pf} et K_{if} de l'algorithme flou, on utilise un module d'application des règles qui est composé de Quarante-neuf règles, comme le montre les deux tableaux (4-2) et (4-3).

Tableau 4- 2 : Base de règles du gain K_{pf}

E (Δe) \	NL	NM	NS	ZR	PL	PM	PS
NL	B	S	S	S	B	S	S
NM	B	B	S	S	B	B	S
NS	B	B	B	S	B	B	B
ZR	B	B	B	B	B	B	B

PL	B	S	S	S	B	S	S
PM	B	B	S	S	B	B	S
PS	B	B	B	S	B	B	B

Tableau 4- 3 : Base de règles du gain K_{if}

E (Δe)	NL	NM	NS	ZR	PL	PM	PS
NL	B	S	S	S	B	S	S
NM	B	B	S	S	B	B	S
NS	B	B	B	S	B	B	B
ZR	B	B	B	B	B	B	B
PL	B	S	S	S	B	S	S
PM	B	B	S	S	B	B	S
PS	B	B	B	S	B	B	B

4.4 Contrôleur neuro flou STFIS

4.4.1 Introduction

De nos jours les systèmes à inférence floue sont employés dans de nombreux domaines. Utilisés principalement lorsque le modèle mathématique du système physique est difficile à élaborer. Ils utilisent des règles floues tirées d'une expertise humaine pour modéliser le comportement dynamique du système. Ces règles sont du type : "SI ALORS ". Les principaux avantages des techniques floues sont l'approche de la modélisation et la bonne interopérabilité de la description, en employant des règles linguistiques.

Néanmoins, comme il n'y a aucune méthode formelle pour déterminer ses paramètres (ensembles et règles floues), l'exécution d'un système flou peut prendre beaucoup de temps. Dans ce sens, il serait apprécié de disposer d'algorithmes qui nous permettent l'apprentissage automatique de ces paramètres.

L'une des méthodes qui permet de répondre à ces exigences est la combinaison des deux techniques qui nous donne les systèmes neuro-flou.

L'utilisation des contrôleurs neuro-flou pour la commande des systèmes non linéaires a connu une croissance rapide ces derniers temps. La plupart des contrôleurs flous développés jusqu'à maintenant ont été à base des règles. En effet un système d'inférence floue peut désormais non seulement de prendre des informations linguistiques des experts humains, mais aussi de s'adapter à l'utilisation des données numériques (paires d'entrée / sortie) pour obtenir de meilleures performances.

Le type de contrôleur utilise dans notre travail est STFIS, qui est système d'inférence floue auto ajustable (Self Tunable Fuzzy Inference System STFIS) appliqué à un système non linéaire. L'objectif principal est l'interprétation en ligne et l'optimisation de la base des règles, avec un minimum de temps pour s'adapter au système qui sera comparé avec d autre contrôleurs, Classique PI et intelligents (PI flou, mode glissant).

4.4.2 Architecture neuro flou hybride

L'utilisation simultanée des réseaux de neurones et de la logique floue, permet de tirer les avantages des deux méthodes : les capacités d'apprentissage de la première et la lisibilité et la souplesse de la seconde.

En effet plusieurs architectures, mettant en œuvre cette approche hybride, sont décrites dans la littérature [52]. Ces architectures peuvent être classées en trois groupes [53] selon le type de règles floues qu'elles intègrent :

si $(X_1 \text{ est } A_1)$ et $(X_2 \text{ est } A_2)$ ET..ET $(X_N \text{ est } A_N)$ Alors $(Y \text{ est } C)$

$$C = \begin{cases} B \\ f(x_1, x_2, \dots, x_n) \\ \theta \end{cases}$$

où x_i ($i = 1, 2, \dots, n$), Y représentent respectivement les variables d'entrée et de sortie, A_j les ensembles flous d'entrée; B , $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ et θ représentent respectivement, l'ensemble flou de sortie, une fonction linéaire des variables d'entrée et un composant singleton.

4.4.3 Variables d'entrées du contrôleur neuro-flou

Un régulateur flou permet de d'avoir la commande et de l'appliquer à un processus à partir de la valeur u , qui est la variable de sortie de ce contrôleur ; celle-ci est elle-même déterminée à partir des valeurs des variables d'entée e , Δe du contrôleur par des relations floues, ou règles floues.

Le gain de la sortie u du contrôleur flou normalise sa sortie dans l'univers de discours de la commande. De plus, il est fondamental dans la stabilité système et l'élimination des erreurs en régime permanent. Alors que les gains d'entrées e , Δe ont un rôle de la normalisation des variables linguistiques en vue de leurs approche par le contrôleur. Ces gains affectent aussi les performances de la réponse du système en régime transitoire.

Le choix de ces gains peut se faire d'une manière subjective (essais /erreurs) de sorte à obtenir la meilleure performance possible.

Pour le contrôleur décrit dans la figure (4-6), nous n'avons fait intervenir que deux variables d'entrée :

$$\begin{aligned} e(t) &= y_d(t) - y(t) \\ \Delta e(t) &= e(t) - e(t-1) \end{aligned} \quad (4.2)$$

Avec :

$e(t)$ est l'écart entre la consigne $y_d(k)$ et le signal de sortie du processus $y(k)$, $e(t)$ est la variation du signal d'écart à l'instant t .

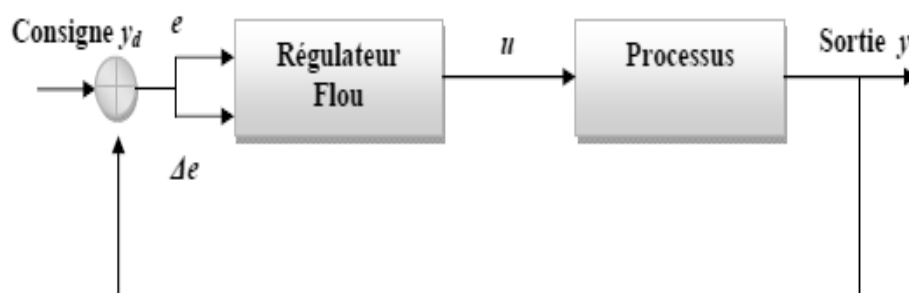


Figure 4-6- Schéma d'un système asservi par un régulateur flou.

4.4.4 Architecture du "control JEAN et Mini-JEAN"

Dans la régulation des processus dynamiques, le contrôleur doit reproduire la fonction de transfert inverse du système pour déterminer la commande à fournir. Cela est aisé dans certains cas simples, quand le système est modélisé sous une forme linéaire, mais le plus souvent la structure du système est inconnue, soit elle présente des non linéarités ou bien des paramètres non modélisables. Dans ce cas, [54] propose la méthode du 'distal control' sous le nom de JEAN (Jordan method Extended for Adaptive Neuro-control).

Cette architecture est présentée dans la figure (4-7) qui nécessite la présence de deux systèmes neuro-flous

- Un premier système pour identifier le processus (modèle).
- Un second système pour contrôler le processus (Contrôleur).

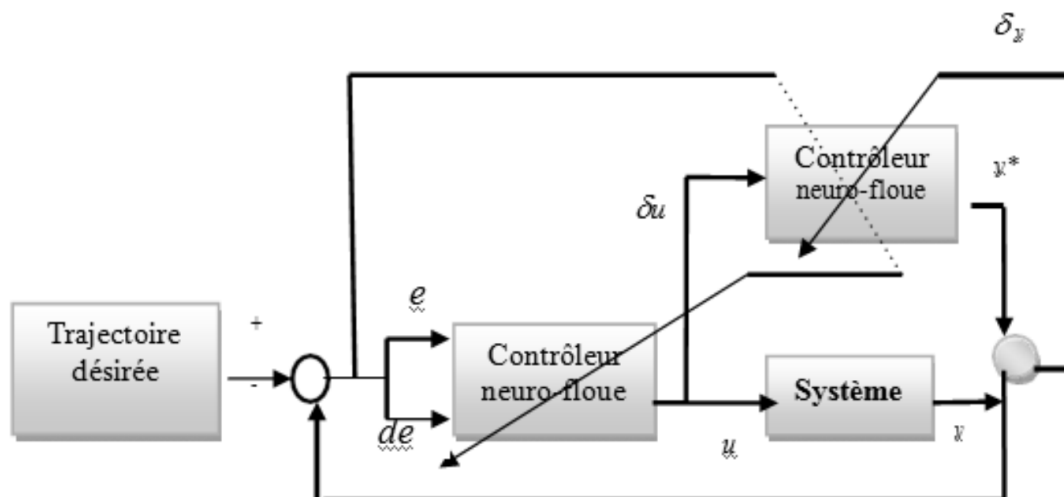


Figure 4-7- Architecture JEAN.

Cette stratégie demande deux étapes : l'identification du processus par le réseau modèle, puis l'optimisation du réseau contrôleur. L'ajustement des poids synaptiques (ou des conclusions des règles) de ce dernier est généré en rétro propageant la valeur u obtenue par la rétro propagation à travers une fonction coût basée sur l'erreur en sortie.

$$e = y - y^* \quad (4.3)$$

Dans la majorité il n'est pas important de connaître exactement le modèle du processus pour obtenir un contrôle correct.

En effet, un modèle imprécis du système n'altère pas la minimisation de la fonction coût, il modifie seulement le trajet pris par l'algorithme d'optimisation dans l'espace des actions. On ne suivra sans doute pas la plus forte pente, mais on restera sur un chemin descendant. Nous arrivons à une architecture "mini-JEAN" avec un seul réseau contrôleur, dont l'optimisation s'effectue en rétro propageant directement l'erreur de sortie.

Nous avons fait une comparaison entre l'architecture mini-JEAN avec l'architecture JEAN. Des performances ont été obtenue, tant pour la vitesse d'optimisation que pour l'erreur moyenne en généralisation. Par contre, le temps de calcul est nettement en faveur de mini-JEAN.

Les chercheurs ont étendu ces résultats en remplaçant dans ces architectures le réseau de neurones par un SIF dont certains paramètres sont à optimisés. Ils ont également noté que même s'il y a quelques différences dans la conduite de l'optimisation et dans le contrôle fourni le recours à la version simplifiée qui n'induit pas de dégradation de performances. Pour cette raison, notre préférence va cette méthode (mini-JEAN). [55]

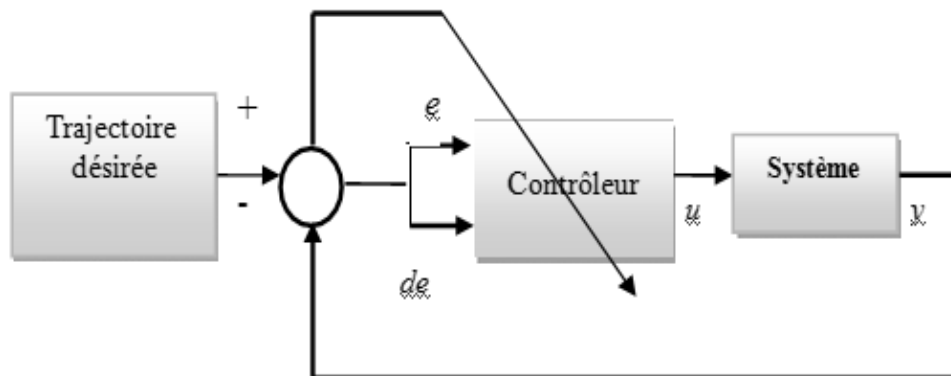


Figure 4-8- Architecture mini-JEAN.

4.4.5 Système d'inférence floue avec un réglage automatique (STFIS)

Le STFIS (Self tuning Fuzzy Inference System) est un contrôleur neuro- flou qui présente une analogie structurelle complète avec un système d'inférence floue de type Takagi Sugeno d'ordre zéro. C'est à dire dans lequel les conclusions des règles sont nettes, et donc la nécessité de défuzzyfication disparaître. Ce système d'inférence floue peut être schématisé dans la figure (4-9) sous la forme d'un réseau de quatre couches [56].

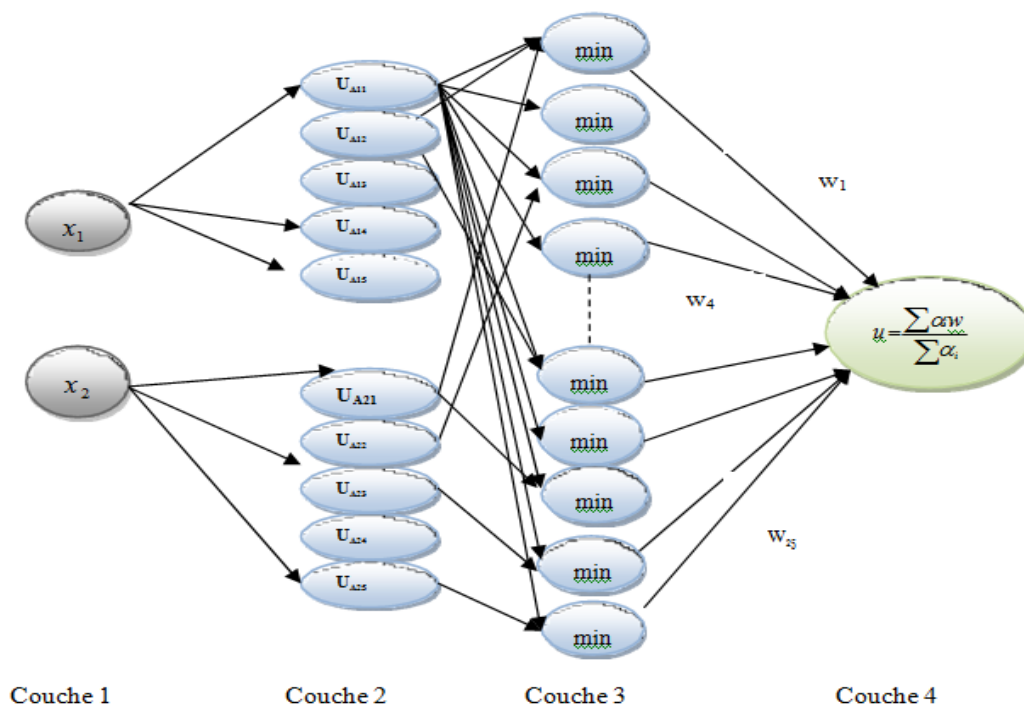


Figure 4-9- Architecture STFIS.

Le STFIS se compose de quatre couches [57] :

- **Couche 1** : reçoit des entrées,
- **Couche 2** : calcule les degrés de ces entrées d'adhésion à leur sous-ensemble flou. Les coefficients de pondération du réseau entre la première couche et cette couche correspondent aux paramètres définissant les fonctions d'appartenance.
- **Couches 3** : calcule les valeurs de vérité. Les poids entre deux couches cachées définissent l'opérateur ET choisi [58].
- **Couche 4** : la couche de sortie. Le poids w_i du réseau entre la troisième et quatrième couche correspond à des parties de conclusion des règles.

4.4.5.1 Apprentissage du réseau STFIS

L'apprentissage de ce type de réseau est un apprentissage supervisé, il est obtenu par étapes [59]. En premier, la descente de gradient ne porte que sur les poids w_i de la troisième couche, avec un gain relativement fort (de l'ordre de l'unité) pour la première itération de façon à se rapprocher rapidement de la solution, puis le gain est réduit . La convergence est souvent très rapide à ce niveau, compte tenu des connaissances déjà intégrées dans les poids

des autres couches. Suivant le but recherché et si la décroissance de la fonction coût choisie le permet. On peut limiter l'apprentissage à cette seule couche. Ce procédé permet d'apprendre un jeu de règles, avec des fonctions d'appartenances figées.

Selon la structure utilisée de la méthode de descente du gradient, a pour but d'ajuster les poids de la dernière couche du réseau (figure (4-9)). Le principe général de cette méthode peut être résumé comme suit :

- à chaque itération, nous modifions les poids de la couche de sortie.
- la modification des poids se fait dans le sens opposé au gradient de la fonction coût.
- le processus se répète jusqu'à ce que les poids de la dernière couche aient convergé.

La fonction coût est donnée par :

$$E = \|y - y_d\| \quad (4.4)$$

Si on choisit la norme euclidienne, on trouve :

$$E = \frac{1}{2} \varepsilon^2 \quad (4.5)$$

$$\varepsilon = y(x_1, x_2) - y_d(x_1, x_2)$$

Avec l'erreur d'approximation, l'équation de descente de gradient sur les poids s'écrit sous la forme:

$$w(k+1) = w(k) - \eta \frac{\partial E}{\partial w} \quad (4.6)$$

Avec η : le gain ou le pas du gradient ou vitesse d'apprentissage entre deux échantillons. Cette valeur gère la vitesse à laquelle les paramètres vont converger vers leur valeur finale. Plus il est grand, plus la convergence est rapide, par contre si cette valeur est trop faible, la convergence risque d'être extrêmement longue.

Pour éviter l'inflation des poids et permettre au réseau de converger, on ajoute à la fonction coût E un terme proportionnel à la somme des carrés des poids : $\sum w_i^2$, cette méthode est extrapolée de méthodes de régression non linéaire qui permet de gérer le compromis entre l'erreur d'apprentissage et l'erreur de généralisation. La méthode consiste à modifier la fonction coût, au terme quadratique, la nouvelle fonction coût devient :

$$J = E + \lambda \sum w_i^2 \quad (4.7)$$

λ est un paramètre qui doit être ajusté de manière empirique. Il contrôle l'augmentation des paramètres. La dérivée de la fonction coût devient :

$$\frac{\partial J}{\partial w} = \frac{\partial E}{\partial w} + 2\lambda w \quad (4.8)$$

$\frac{\partial E}{\partial w}$ est le terme calculé précédemment. On obtient alors :

$$w(k+1) = w(k) - \eta \frac{\partial E}{\partial w} - \beta w(k) \frac{\alpha_i}{\sum \alpha_i} \quad (4.9)$$

Où $\beta=2\eta\lambda$ est le coefficient du terme "*Weight decay*". S'il est trop petit par rapport au gain, l'effet de la régression des poids ne se fera pas sentir. En revanche, s'il est trop important, les poids restent proches de zéro, car l'effet de diminution des poids sera trop important par rapport à l'augmentation due à la descente de gradient normale. Dans ce cas, le système d'inférence floue n'apprendra rien. Il est également important que le terme de régression soit proportionnel au déclenchement de la règle. Si nous n'introduisons pas ce coefficient, la valeur du paramètre w_i baisserait quand la règle n'est pas déclenchée. Lorsque, par exemple, le système évoluait suffisamment longtemps sans déclencher une règle, le paramètre correspondant tendrait vers zéro, et l'information est perdue. Les résultats de la méthode restent toujours dépendants du choix *empirique* des paramètres du réseau.

4.4.5.2 Description du contrôleur STFIS

La figure (4-10) montre le contrôle par STFIS.

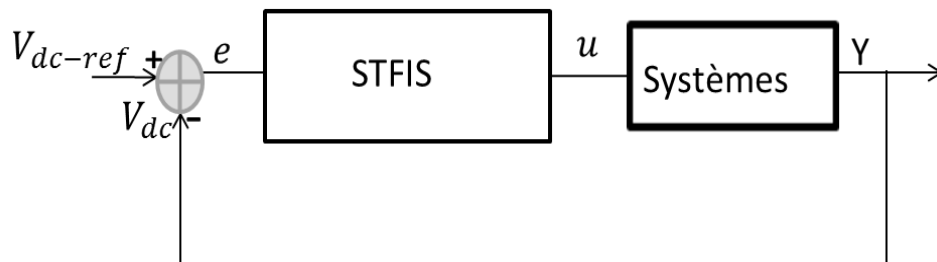
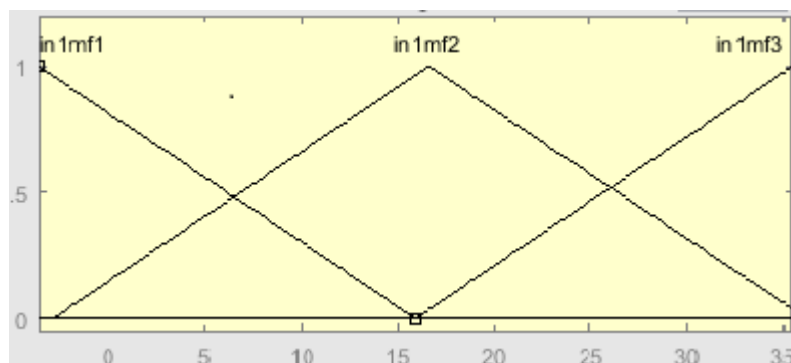


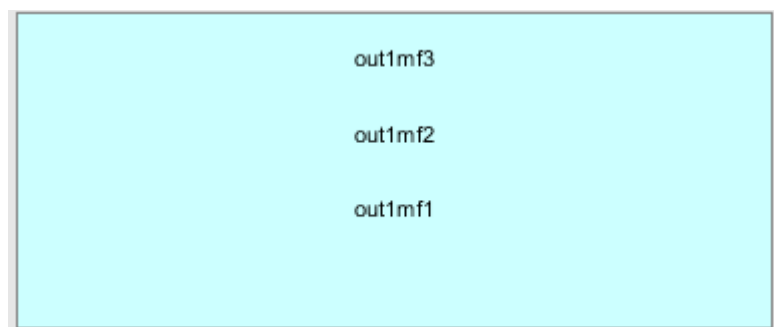
Figure 4-10- Diagramme synoptique du contrôleur STFIS.

Pour concevoir le contrôleur STFIS :

- 03 fonctions d'appartenance triangulaire de type Mamdani pour l'entrée.
- 03 fonctions d'appartenance constante de type Sugeno.



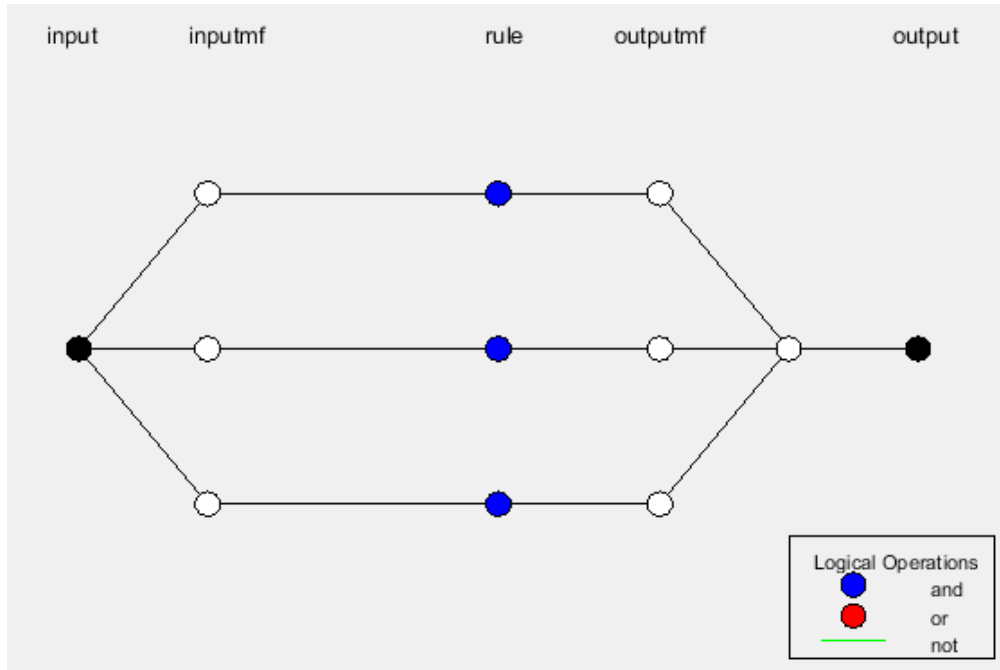
-a-



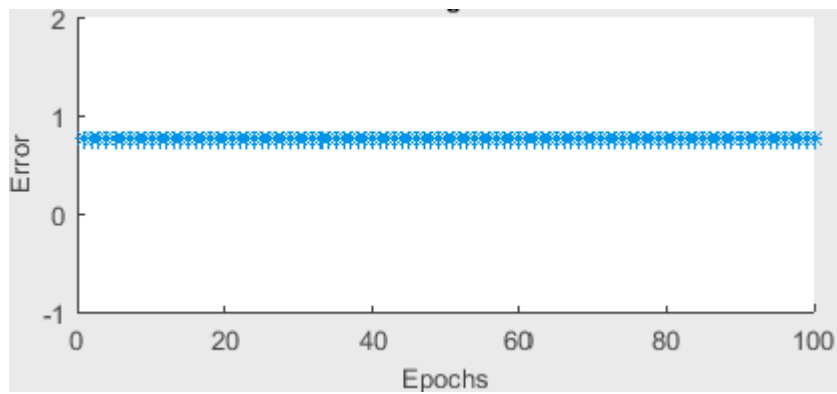
-b-

Figure 4-11- Fonction d'appartenance d'entrée et sortie du contrôleur STFIS.

Pour générer le FIS avec une erreur d'entraînement égale à zéro ,100 époques sont utilisées et l'erreur d'entraînement est avec 03 règles sont affichées sous la forme de neurones comme la montre la figure (4-12).



-a-



-b-

Figure 4-12- (a) le modèle d'entraînement, (b) l'époque du FIS.

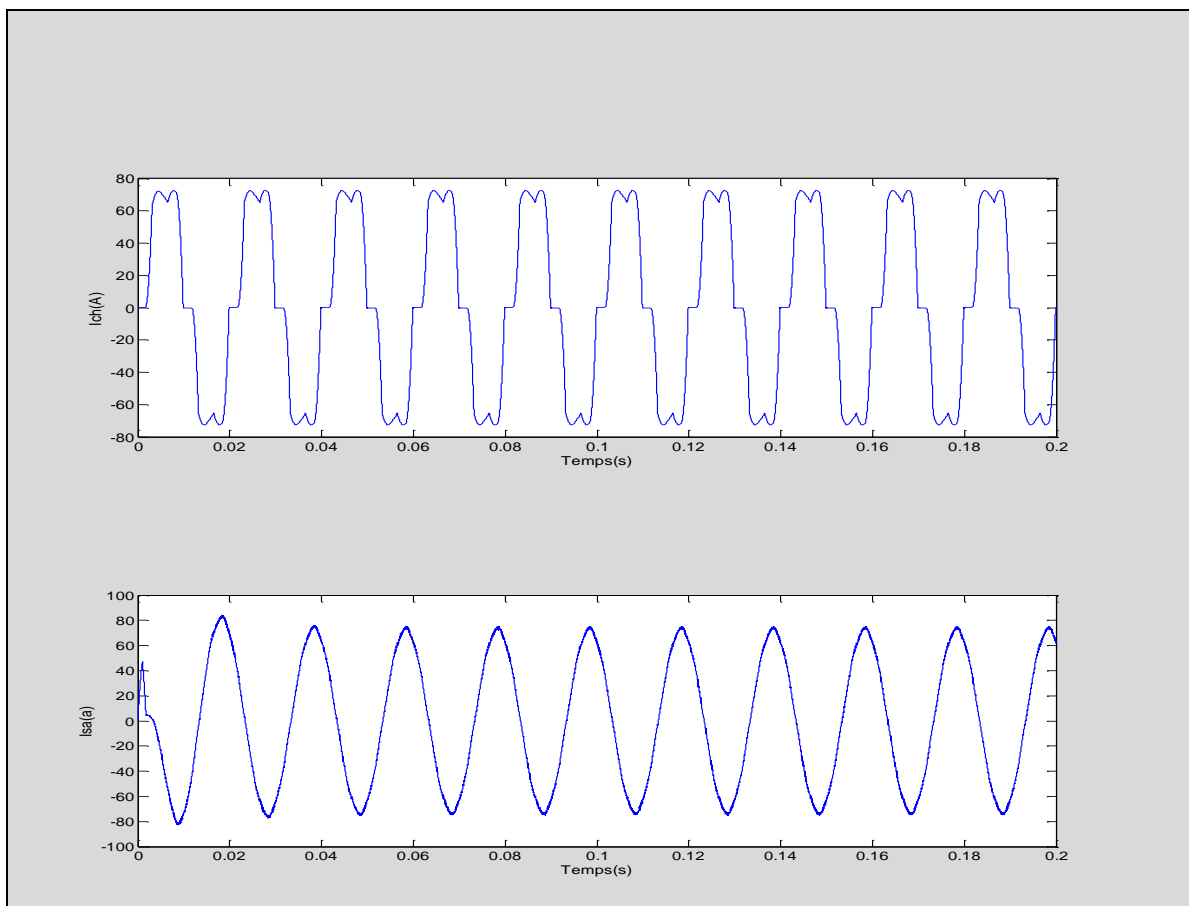
4.5 Résultats de simulation

On va présenter dans cette partie les différents résultats obtenus par le régulateur PI flou adaptatif pour les deux structures PI-AFLC-S et PI-AFLC-P et le contrôleur STFIS.

4.5.1 Les résultats pour le régulateur PI

4.5.1.a Les résultats pour le régulateur PI-AFLC-S

Les résultats de simulation, en utilisant la structure PI-AFLC-S, sont donnés par la figure (4-13). Cette figure représente respectivement le courant de la charge polluante I_{ch} (A), le courant du réseau I_{sa} (A), le courant du filtre i_f (A) et la tension du bus continu V_{dc} (v) avec son spectre THD.



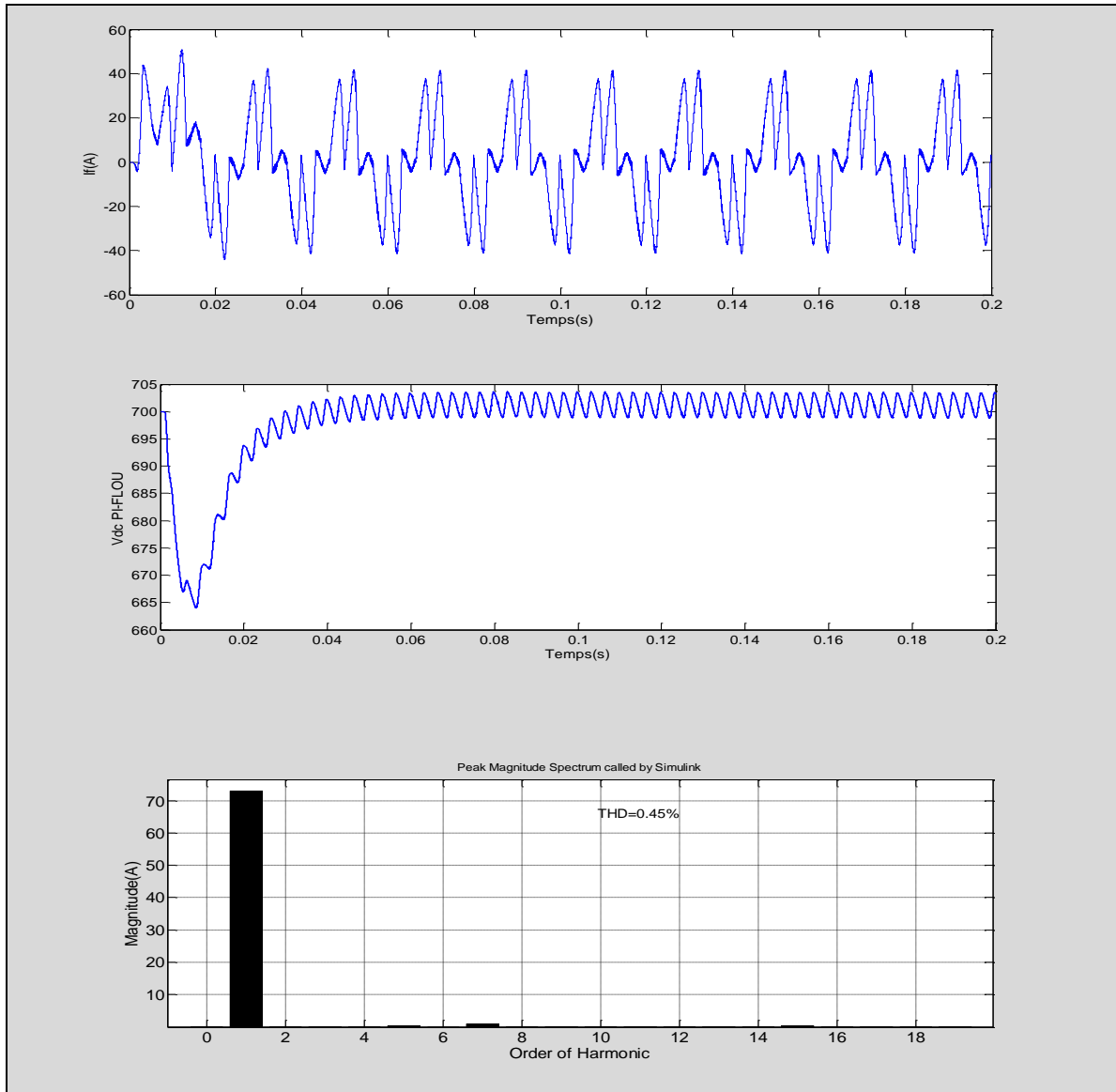


Figure 4-13- Résultats de la simulation après la mise en service du FAPH pour une régulation Floue (PI-AFLC-S).

4.5.1.b Les résultats pour le PI-AFLC-P

La figure (4-14) illustre les résultats de simulation en utilisant la structure PI-AFLC-P.

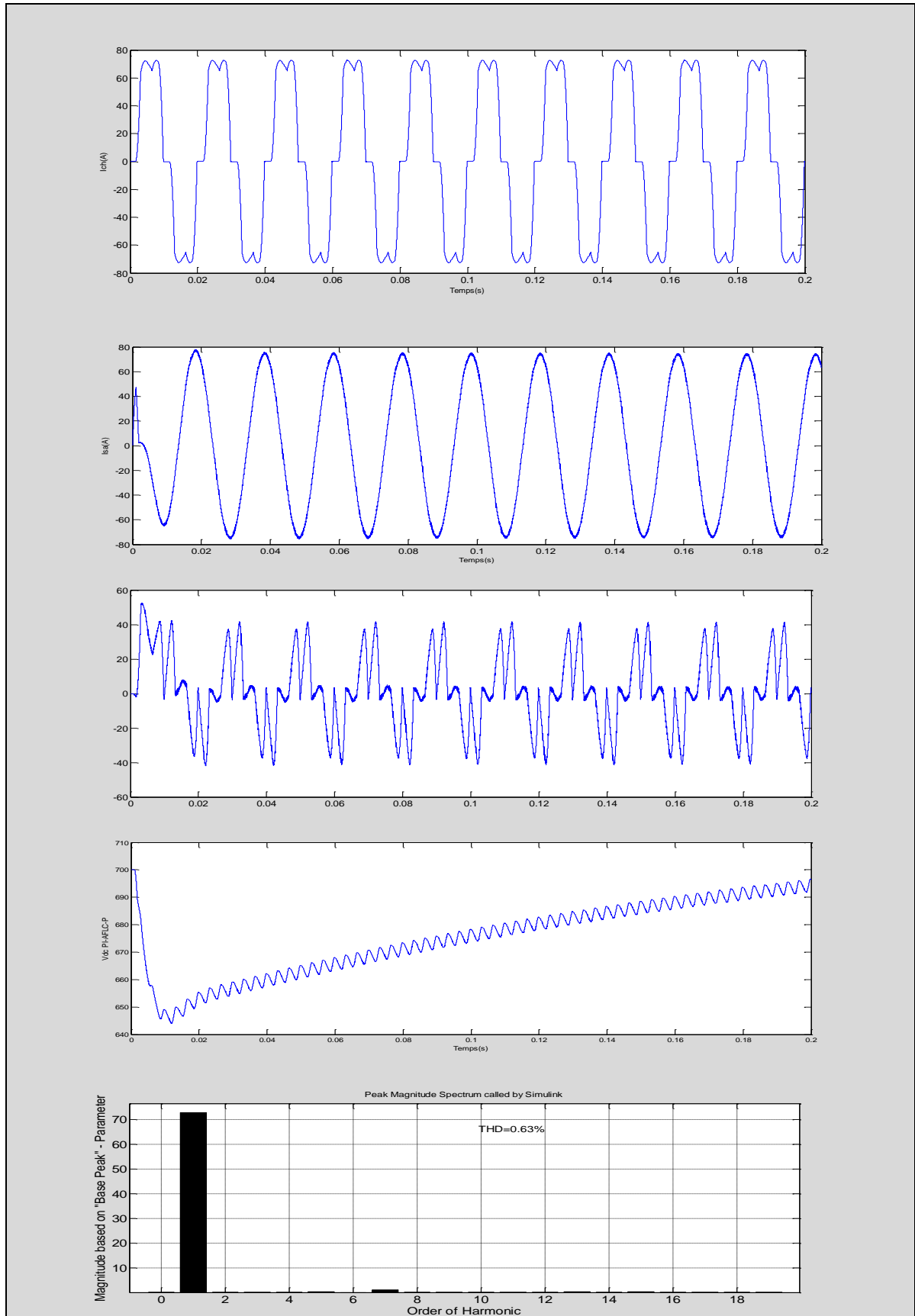


Figure 4-14- Résultats de la simulation après la mise en service du FAPH pour une régulation Floue (PI-AFLC-P).

4.5.1.c Comparaison

Afin d'évaluer l'efficacité de la première méthode de commande proposée, nous comparons nos résultats avec ceux obtenus avec la régulation utilisant un régulateur PI conventionnel. Les performances sont évaluées grâce au *THD* côté source et en fonction de la réponse dynamique.

- **Comparaison de la qualité par le THD :**

En basant sur les résultats précédents et le tableau (4-4), on remarque que la compensation par l'approche floue est toujours plus efficace qu'une compensation par l'approche classique. Le *THD* mesuré est de 0.45 % pour le PI-AFLC-S et 0.63% pour PI-AFLC-P. On peut bien constater que le *THD* obtenu grâce à notre approche floue est meilleure comparativement à celui obtenu par le PI classique qui est 0.86%.

Tableau 4- 4 : Qualité d'énergie avant et après compensation

Qualité d'énergie	Sans compensation	FAP avec régulateur PI	FAP avec contrôleur PI-AFLC-S	FAP avec contrôleur PI-AFLC-P
THD(%)	21.43%	0.86%	0.45%	0.63%

- **Comparaison des performances dynamiques :**

Pour qu'on puisse comparer les performances dynamiques des différents régulateurs utilisés pour contrôler la tension continue du FAP, on va baser sur la figure (4-15) et le tableau (4-5).

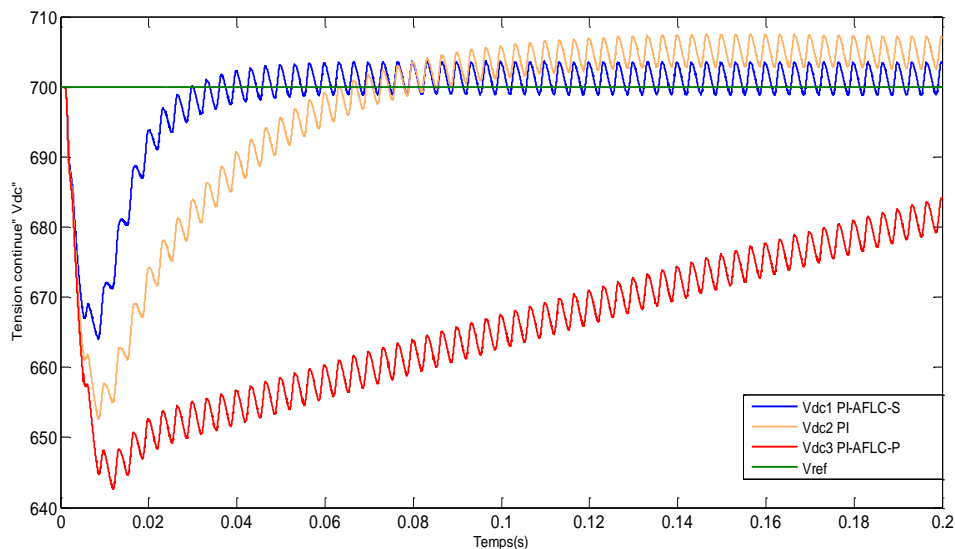


Figure 4- 15- La tension continue V_{dc} avec un contrôleur classique et un contrôleur flou.

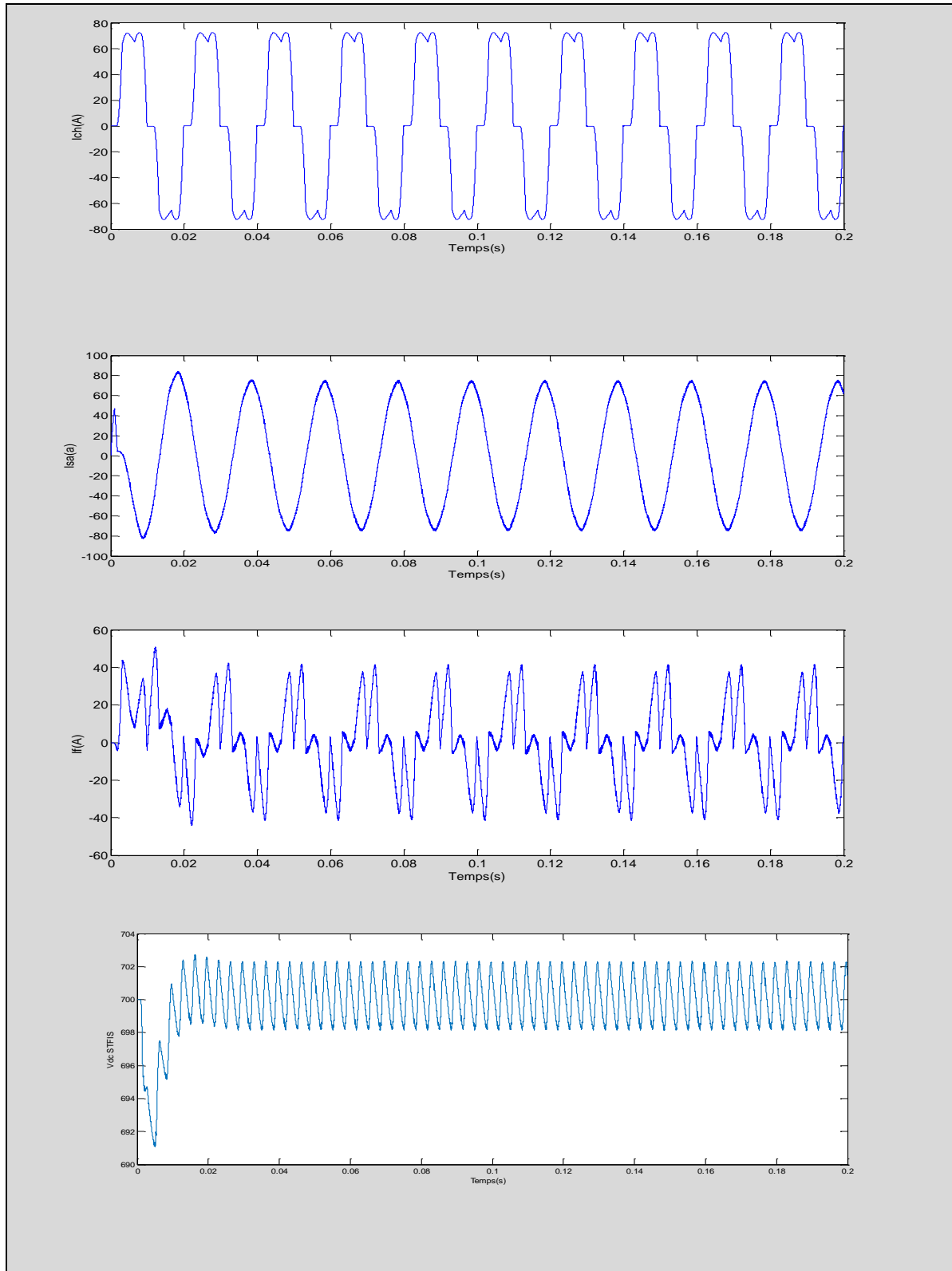
Tableau 4- 5 : Comparaison entre le régulateur PI et le régulateur Flou

Paramètres	Régulateur PI	PI-AFLC-S	PI-AFLC-P
Gain K_p	0.35		
Gain K_i	28		
Dépassement	8.4%	1.65%	0

Pour conclure, nous allons procéder à la comparaison des performances des deux techniques cités (PI-AFLC-S et PI-AFLC-P). Les valeurs comparées seront ceux du taux de distorsion THD du courant de la source et le dépassement. Le THD mesuré pour de la première technique est 0.45% avec un léger dépassement au lieu de 0.63% pour la deuxième technique. Nous constatons que la tension continue suit bien sa référence pour le PI-AFLC-S cela exprime l'efficacité de la première technique.

4.5.2 Les résultats pour le contrôleur STFIS

La figure (4-16) montre les résultats de simulation on utilisant un contrôleur STFIS sous Matlab/SIMULINK.



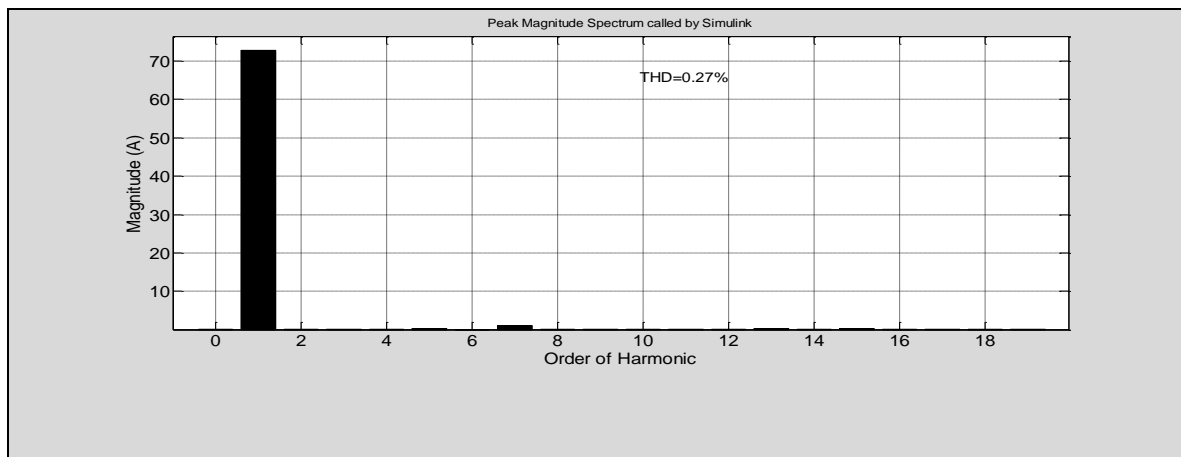


Figure 4-16- Résultats de la simulation pour un contrôleur STFIS.

D’après ces simulations, la tension du bus continue V_{dc} est bien améliorée par rapport au contrôleur logique floue avec un THD= 0.27%.

4.5.3 Etude comparative

Le tableau (4-6) illustre la différence entre les différents contrôleurs appliqués au FAP.

Tableau 4- 6 : Comparaison entre les contrôleurs utilisés.

	Contrôleur PI	Contrôleur floue		Contrôleur STFIS
THD(%)	0.86%	PI-AFLC-S 0.45%	PI-AFLC-P 0.63%	0.27%
Réglage	Réglage manuel des paramètres du PI	Réglage-auto		Réglage-auto
Fonction d'appartenance	/	Manuel		Automatique par ANN

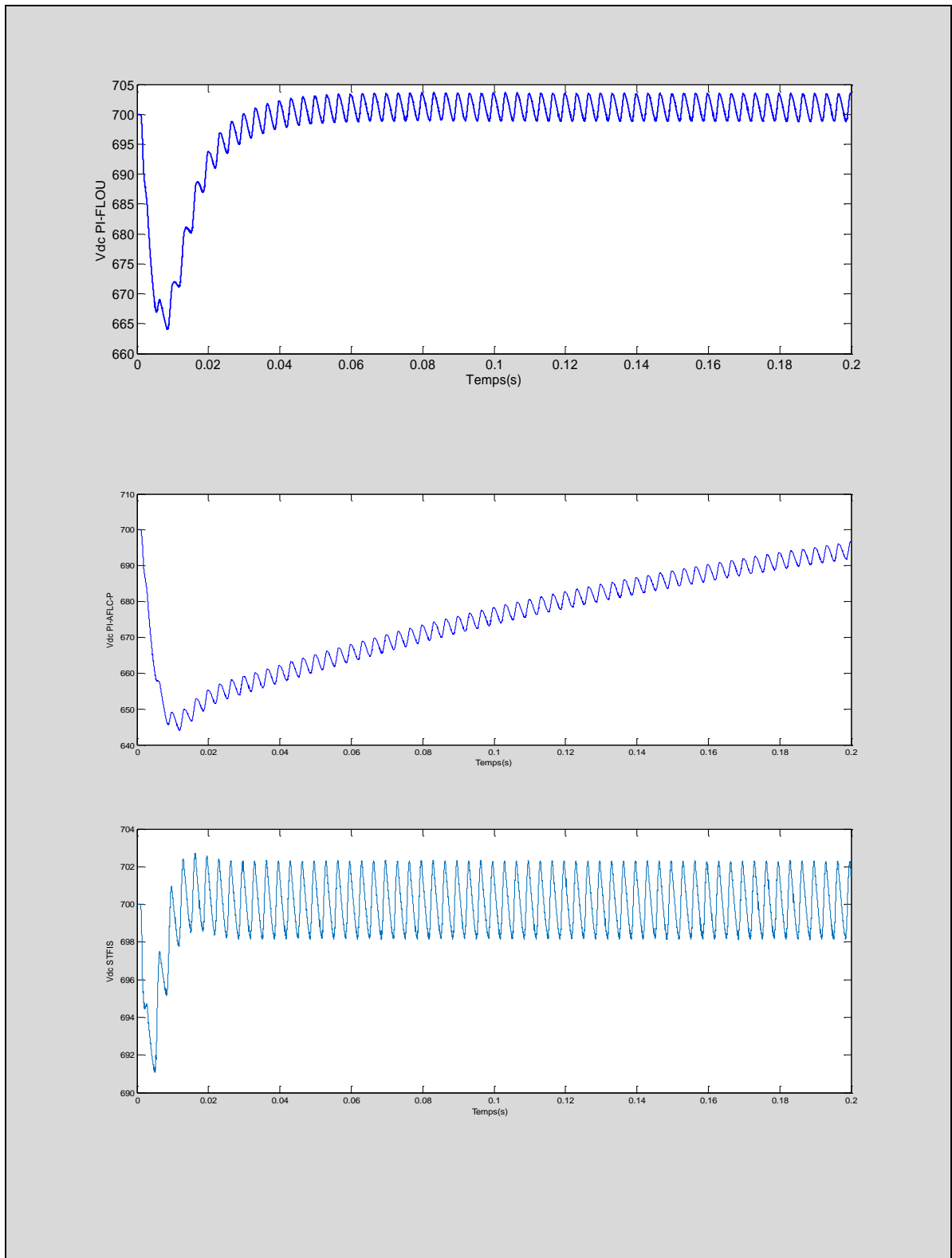


Figure 4-17- La tension du bus continue V_{dc} pour les différents contrôleurs.

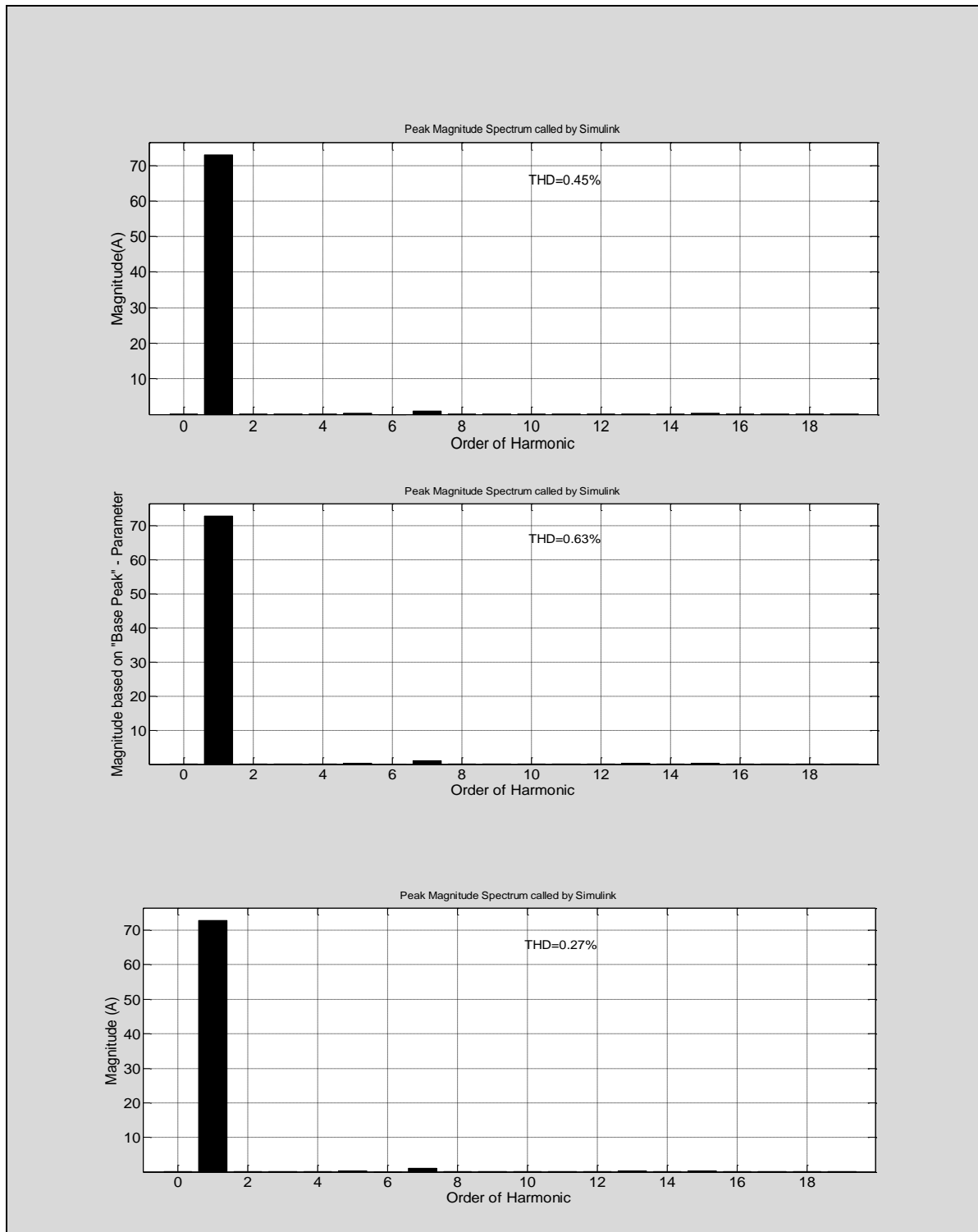


Figure 4-18- Le taux de distorsion pour chaque cas.

Les figures (4-17) et (4-18) présentent respectivement la tension du bus continu V_{dc} et le THD pour le régulateur flou et le contrôleur STFIS. Ces résultats confirment la fiabilité du contrôleur STFIS pour la bonne régulation de la tension du bus continu

4.6 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'application de deux contrôleurs à savoir le régulateur PI-FLOU et le contrôleur au filtrage actif parallèle en vue d'améliorer ses performances.

Un régulateur PI-Flou adaptatif a été appliqué pour la régulation de la tension continue. Afin de vérifier les performances de cette technique, une comparaison des résultats de simulation du FAP pour les deux types de régulations, classique et Floue, a été faite.

L'utilisation de deuxième contrôleur STFIS, avec une étude comparative des différents contrôleurs est fournie.

Les résultats de simulation montrent l'efficacité du contrôleur STFIS en termes de rapidité et précision . En plus de son effet positif sur la qualité de l'énergie compte tenu de la diminution notable des harmoniques dans le réseau électrique.

Conclusion Générale

Les travaux présentés dans ce mémoire avaient pour but d'atteindre une meilleure compensation des harmoniques et l'amélioration de la qualité du courant de la source.

Dans une première phase, nous avons effectué une étude théorique sur la problématique des perturbations harmoniques générées par des charges non linéaires connectées aux réseaux électriques et les normes standards. Puis, nous avons abordés des différentes solutions de dépollution, et le choix d'une solution basé sur les principes de filtrage actif parallèle (FAP) à structure tension a été retenu.

Ensuite, on a passés à l'étude du filtre actif parallèle à structure tension. L'étape d'identification des courants harmoniques joue un rôle primordial dans le processus de filtrage. La méthode d'identification des puissances instantanées a été choisie pour identifier les perturbations en courant, nous avons modifié la méthode classique des puissances instantanées en remplaçant notamment les filtres classiques d'extraction par des filtres multi variables (FMV), elle offre l'avantage de choisir la perturbation à compenser avec précision, rapidité et facilité d'implantation. La modélisation de l'ensemble réseau, charge polluante et filtre actif parallèle a été présentée dans le cas de la commande par hystérésis conventionnel de charge non linéaires à savoir un redresseur triphasé à diodes alimentant une charge RL série. La validation de la méthode des puissances instantanées a été effectuée par simulation à partir du logiciel Matlab-Simulink. Les résultats de simulation montrent que le filtre actif parallèle dépollue efficacement le réseau électrique des harmoniques générées par la charge non linéaire, on a constaté que :

- Le taux de distorsion harmonique (THD) pour le courant de source est passé de 21,43% à 2,64%.
- Aucune méthode qui permet le dimensionnement du paramètre K de filtre FMV.

Nous avons introduit la commande floue à l'identification des courants harmoniques, ensuite, la combinaison d'un régulateur flou avec la méthode des puissances instantanée avec un FMV pour à la fois la séparation entre la composante fondamentale et les harmoniques devra être réalisée avec un minimum d'atténuation et pour ajuster la valeur du paramètre K en fonction du point de fonctionnement du système.

Ce régulateur FLC-STF est facile à mettre en œuvre et moins sensible aux variations paramétriques.

- Il nous a permis d'améliorer les résultats obtenus avec un THD de 2.64 % à 0.86% coté réseau.
- Cette stratégie de commande ne nécessite pas un modèle mathématique,
- Toutefois, cette méthode présente des inconvénients comme : le manque des directives précises pour la conception du régulateur.

Pour conclure, un point essentiel pour le contrôle du filtre actif parallèle, qui est le contrôle de la tension du bus continue. En effet, la source de tension d'alimentation du filtre actif parallèle n'est pas une source autonome, pour la maintenir constante, deux types de régulation basée sur un régulateur Flou et un régulateur Neuro flou.

Le présent travail nous a permis de mesurer combien la problématique est riche en interrogations. Les perspectives qui se dégagent sont :

- L'extension de cette étude aux autres structures des filtres actifs et hybrides pour bénéficier de l'avantage du filtre actif et passif.
- L'introduction d'autres techniques d'intelligences artificielles telle que : la logique floue type2 (cette technique est très efficace pour minimiser l'incertitude même si sa mise en œuvre est beaucoup plus compliquée) pour résoudre les problèmes d'incertitudes de la logique floue type1.

Références Bibliographique

- [1] A. E. A. Mohamad, "Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension," Université Louis Pasteur – Strasbourg I, France, 2002.
- [2] Hamoudi Farid, "Commande robuste d'un filtre actif shunt à quatre fils," Thèse de Magister en génie électrique, Université El-Hadj Lakhder Batna, Algérie, 2008.
- [3] Hakim Sakkou, "Conception d'un compensateur actif multifonctions corrigeant toutes les perturbations en tension générées par les charges non linéaires et les fours à arc", thèse présentée comme exigence partielle de la maîtrise en Génie Electrique,, Montréal: Université du Québec, 2007.
- [4] François Defay " commande prédictive directe d'un convertisseur multicellulaire triphasé pour une application de filtrage actif", Thèse de doctorat de l'Université de Toulouse, 2008.
- [5] B. e. M. M.Elbar, «"Application d'un filtre actif quatre bras à trois niveau à la compensation des harmoniques d'un réseau à quatre fils",» Vols. %1 sur %2pp.184-189, Mars 2011.
- [6] Vanya Ignatova, "Méthode d'analyse de la qualité de l'énergie électrique: Application aux creux de tension et à la pollution harmonique," Thèse de doctorat en génie électrique, Université Joseph Fourier, France, 2006.
- [7] H. Fujita, H. Akagi, "The unified power quality conditioner; the integration of series and shunt active filters", IEEE Transactions on power electronics, Vol. 13, N° 2, 1998, pp.315-322, 1998.
- [8] A. Lega, S. Munk-Nielsen, F. Blaabjerg et D. Casadei, "Multilevel converters for ups applications: comparison and implementation", European Conference on Power Electronics and Applications, 2-5 Sept. 2007, pp. 1-9, 2007.
- [9] I.Etxeberria-Otadui, "Les systèmes de l'Electronique de puissance dédiés à la distribution électrique: Application à la qualité de l'énergie," Thèse de doctorat, Institut National polytechnique de Grenoble, France, 2003.
- [10] Etxeberria-Otadui, "Sur les Systèmes de l'Electronique de Puissance dédiés à la Distribution Electrique – Application à la Qualité de l'Energie", Thèse de Doctorat de l'Institut Nationale Polytechnique de Grenoble (France), 2003.

- [11] Ould Abdesalam Djaffar, “Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : Application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension”, Thèse de Doctorat en génie électrique, Université de Haute-Alsace.
- [12] Amaia Lopez de Heredia Bermeo, “Commandes avancées des systèmes dédiés à l’amélioration de la qualité de l’énergie: de la basse tension à la moyenne tension,” Thèse de doctorat en génie électrique, Institut National polytechnique de Grenoble, France, 2006.
- [13] M. C. Benhabib, “Contribution à l’étude des différentes topologies et commandes des filtres actifs parallèles à structure tension, Modélisation, simulation et validation expérimentale de la commande”. Thèse, Université Henri Poincaré, Nancy, (France) 2004.
- [14] M. Muljadi, R. Shiferl, T. A. Lipo, Induction machine phase balancing by un symmetrical thyristor voltage control, vol. Vol. IA-21, N° 4, PP.669–678 vols. 1985.
- [15] Rachmildha Tri Desmana, “La commande hybride prédictive d’un convertisseur quatre bras”, Thèse de Doctorat en génie électrique, Université de Toulouse, (France), 2009.
- [16] R. Tounsi, “Développement d’un contrôle commande pour un compensateur série de creux de tension. Validation par simulation du fonctionnement avec des charges industrielles,” Institut National polytechnique de Toulouse, 1999.
- [17] Bruant Nicolas, “Etude et commande généralisées de filtres actifs parallèles : Compensation globale ou sélective des harmoniques en régime équilibré”, Thèse de Doctorat en génie électrique, Université de Nantes, (France) 1999.
- [18] Duverger Laurent, “Etude de stratégies de commande d’un filtre actif de type parallèle en vue d’assurer la compensation des harmoniques et du déséquilibre,” Laboratoire d’électrotechnique et instrumentation Université catholique de Louvain, Juillet 2006.
- [19] Hamiche Larbi, “Amélioration des paramètres du filtre actif par l’utilisation d’un régulateur à logique flou,” UNIVERSITE BADJI MOKHTAR ANNABA, 2009.
- [20] O. D. S. F. N. G. G. e. C. F. SERGIO A, "Synchronous reference frame based controllers applied to shunt active filters in three-phase four-wire systems", International conference industrial technology(ICIT), pp 832-837, 2010.
- [21] H. AKAGI, “Modern active filters and traditional passive filters”, Bulletin of the Polish

- Academy of Sciences, Technical Sciences, Vol. 54, No. 3, 2006.
- [22] Youssef, F. B., Sbita, L. (2017). Sensors fault diagnosis and fault tolerant control for grid connected PV system. *International Journal of Hydrogen Energy*, 42(13), 8962- 8971.
- [23] Tri Desmana Rachmildhala" *Commande hybride predictive d'un convertisseur quatre bras*" Thèse de doctorat de l'université de Toulouse, 2009.
- [24] J.XU, "Filtrage actif parallèle des harmoniques des réseaux de distribution d'électricité," Institut National polytechnique de Lorraine, Nancy, 1994.
- [25] Karimi Shahram, "Continuité de service des convertisseurs triphasés de puissance et prototypage FPGA in the loop: Application au filtre actif parallèle," Thèse de doctorat en génie électrique, Université de Nancy, France, 2009.
- [26] Abdelhamid Hamadi" *Amélioration des performances du filtre actif: application du régulateur proportionnel intégral et du régulateur flou*" Université du Québec Montréal, 2004.
- [27] H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae, "Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits" *Proceeding 1983 International power electronics conference*, pp 1375-1386, Tokyo, Japan, 1983.
- [28] Mekri Fatiha, "Commande robuste des conditionneurs actifs de puissance," Thèse de doctorat en génie électrique, Ecole polytechnique de L'université de Nante, France, 2007.
- [29] M. S. L. M. J. D. V. Aburto, "An Active Power Filter implemented with a three level NPC voltage-source inverter" *Conference PESC 97*, Vol.2, pp 1121-1126, juin 1997.
- [30] J. Xu, « Filtrage actif parallèle des harmoniques des réseaux de distribution d'électricité" Thèse de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, 20 janvier 1994.
- [31] J. Holtz. "Pulsewidth Modulation-A Survey", *Transactions on Industrial Electronics*, Vol 92, N 5, pp 410-420, 1992.
- [32] R. Boukezzoula, *Commande floue d'une classe de systèmes non linéaires application au problème de suivi de trajectoire*, Université de Savoie, 2005.
- [33] S. Labiod, « Contribution à la commande adaptative décentralisée par systèmes floue d'une classe de systèmes non linéaires incertaines, » Ecole nationale polytechnique, May 2009.

- [34] A.Kaufmann, «Introduction à la logique floue,» Techniques de l'ingénieur, Aout 2001.
- [35] F. e. F.Boudjma, «Approche décentralisée pour la commande adaptative à structure variable: Application à un Quadrotor,» chez Conférence IEEE, Université Ouargla, décembre 2013.
- [36] B. K.J.Astrom, «Adaptive control,» chez Addison-Wesley, 1995.
- [37] L.Praly, «La commande adaptative des systèmes linéaires à temps discret,» chez Center Automatique, Mines Paristch, 2010.
- [38] Ouadi, A. A. Chihab, et F. Giri, « Electrical Power and Energy Systems Adaptive nonlinear control of three-phase shunt active power filters with magnetic saturation », Int. J.Electr. POWER ENERGY Syst., vol. 69, p. 104-115, 2015.
- [39] H. KOUARA, 'Contribution au Contrôle d'un Filtre Actif Parallèle Triphasé à Quatre fils dans un Milieu Perturbé', thèse de Doctorat en science del'Université Batna, Algérie, 2015
- [40] B. e. C.Masal, Logique floue: Principe, aide à la décision, Lavoisier: Edition Hermes sciences, 2003.
- [41] L.A.Zadeh, «The concept of a linguistic variable and its application to aproximate reasoning,» vol. 9, pp. pp 43-80, 1976.
- [42] J.Faucher, Les plans d'expériences pour le réglage de commande à base de logique floue, Institut National polytechnique de Toulouse, 2006.
- [43] M.N.Cistera, «Neural and Fuzzy logic control of drives and power systems,» chez Edition Elsevier-science, ISBN 07506 55585, 2002.
- [44] M. e. E.Ozdemir, «An adaptive Hysteresis band current controller for shunt active power filter,» 2005.
- [45] Aouiouat A. Faiza, Sebaa Morsli, Allaoui Tayeb, « Self-Tuning Filter Based Fuzzy Logic Controller for Active Power Filter », Journal Européen des Systèmes Automatisés, Vol. 53, No. 5, October, 2020, pp. 739-745
- [46] H.Kouara.A.Chaghi, «Three phase four wire shunt active power filter based Fuzzy Logic DC bus voltage control,» Acta Technica(ACTA), vol. 05, pp. pp 25-31, 2012.
- [47] A.Kaufmann, Introduction à la théorie des sous ensembles flous à l'usage des ingénieurs, Paris: Tome 1 Edition Masson, 1977.

- [48] Mohamed Muftah ABDUSALAM, (2008), «Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales», Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I.
- [49] Sana Othman, «Modélisation et Commande à base d'une représentation par Réseau de Pétri d'un Filtre Actif Parallèle avec un Onduleur Multicellulaire Série». Thèse de Doctorat en cotutelle, CY Cergy Paris Université; École nationale d'ingénieurs de Gabès (Tunisie), 2021.
- [50] Shahram Karimi, «Continuité de service des convertisseurs triphasés de puissance et prototypage" FPGA in the loop": application au filter actif parallèle». Thèse de Doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy-1, 2009.
- [51] Abdelhamid Hamadi, «Amélioration des performances du filter actif: application du régulateur proportionnel intégral et du régulateur flou». Université du Québec Montréal, 2004.
- [52] V.-P. Cheung, H.-H. Chung, K.-w. Wang et A.-L. Lo, «Paralleling Multiple Static Synchronous Series Compensators Using Daisy-Chained Transformers,» IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, n° 16, pp. 2764-2773, 2014.
- [53] U. Hager, K. Gorner et C. Rehtanz, «Hardware model of a Dynamic Power Flow Controller,» chez IEEE PowerTech, Trondheim, 2011.
- [54] A. Rajabi-Ghahnavieh, M. Fotuhi-Firuzabad et M. Othman, «Optimal unified power flow controller application to enhance total transfer capability,» IET Generation, Transmission & Distribution, vol. 9, n° 14, pp. 358-368, 2015.
- [55] A. Mishra et G. Nagesh Kumar, «Congestion management of power system with interline power flow controller using disparity line utilization factor and multi-objective differential evolution,» CSEE Journal of Power and Energy Systems, vol. 1, n° 13, pp. 76-85, 2015.
- [56] M. Jena et S. Samantaray, «Data-Mining-Based Intelligent Differential Relaying for transmission Lines Including UPFC and Wind Farms,» IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, vol. 27, n° 11, pp. 8-17, 2015.

- [57] W.-M. Lin, K.-H. Lu et T.-C. Ou, «Design of a novel intelligent damping controller for unified power flow controller in power system connected offshore power applications,» IET Generation, Transmission & Distribution, vol. 9, n° 113, pp. 1708 - 1717, 2015.
- [58] G. Rothwell et T. Gómez, Electricity Economics: Regulation and Deregulation, New York: Wiley-IEEE Press, 2003
- [59] S. Sen, S. Sengupta et A. Chakrabarti, Electricity Pricing: Regulated, Deregulated and Smart Grid Systems, New York: CRC Press, 2014.

Symboles et abréviations

FAP : Filtre actif parallèle.

FAS : Filtre actif série.

UPQC : United power quality combinaison.

GTO : (en anglais) Gate turn off thyristor.

IGBT : (en anglais) Insolated gate bipolar transistor.

P : Puissance active.

Q : Puissance réactive.

D : Puissance déformante.

THD : Taux de distorsion harmonique.

FP : Facteur de puissance.

h : rang d'harmonique.

PQ : Méthode des puissances active et réactive instantanées.

FMV : Filtre multi variable.

STF : Self tunning filter.

PI : Correcteur proportionnel intégral.

MLI : Modulation de la largeur d'impulsion.

FFT : Fast fourier transformer.

IRP :Instantaneous Reactive Power compensation.

DFT :Transformée de Fourier discrète.

SRF : Méthode du référentiel lié au synchronisme.

PLL: Phase looked loop.

FPB :filter passe bas.

FPH: filtre passe haut.

FLC: Fuzzy logic controller.

- I_s : Courant de la source.
- I_{ch} : Courant de la charge.
- I_{inj} : Courant injecté par le filtre.
- L_f : Inductance de découplage.
- V_{dc} : La tension aux bornes de condensateur.
- $(\alpha-\beta)$: Axe du plan stationnaire.
- $I_\alpha-I_\beta$: Courant du repère (α, β) .
- $V_\alpha-V_\beta$: Tension du repère (α, β) .
- V_{dc-ref} : Tension continue de référence.
- $V_{a,b,c}$: Tension des phases.
- P_c : Puissance de compensation.
- K_p : Coefficient du régulateur proportionnel.
- K_i : Coefficient du régulateur intégral.
- $I_{\alpha-ref}-I_{\beta-ref}$: Courant perturbateur de référence.
- ANN : Artificial Neural Network

ان تشوه شكل الموجة للجهد و التيار الكهربائي يعد المشكلة الرئيسية التي تسببها الاجهزة الغير خطية في انظمة الطاقة . مرشح الطاقة النشط هو احد الحلول الحديثة لحل هذه المشاكل. تقدم هذه الاطروحة طريقة محسنة لتحديد التيارات التوافقية المرجعية التي يجب ان يولدها المرشح النشط الموازي. باستخدام المرشح بالاشتراك مع وحدة التحكم الغامض من اجل ازالة تلوث تيارات الخطوط الكهربائية بشكل افضل . وقد أجري التحكم في مرشح النشط بواسطة منظم التباطؤ لإظهار الحدود التي يقدمها هذا النوع من الرقابة لمثل هذه التطبيقات. . وتم التحقق من صحة هذا الدراسات عن طريق المحاكاة وقد لوحظ الأداء الجيد للتحكم المقترح على نظام.

Matlab/Simulink

الكلمات المفتاحية مرشح نشاط موازي، التحكم التباطئي، التحكم الغامض –التباطئي ، التعويض التوافقي، الاجهزة الغير خطية.

Résumé

La distorsion de la forme d'onde de tension et de courant est le majeur problème causé par les dispositifs non linéaires dans les systèmes d'alimentation. Le filtre Active Power (APF) est l'une parmi les solutions modernes pour résoudre ces problèmes. Ce mémoire présente une méthode améliorée pour l'identification des courants harmoniques de référence que doit générer le filtre actif parallèle (FAP), en utilisant un filtre STF en association avec un contrôleur par logique floue (FLC) afin d'avoir une meilleure dépollution des courants des lignes électriques. La méthode classique par hystérésis a été employée pour contrôler les interrupteurs statiques de l'onduleur de tension du FAP. Les résultats de simulations obtenus, réalisés sous l'environnement MATLAB/Simulink sur un système alimentant une charge non linéaire, montrent de bonnes performances.

Mots Clés : Filtre Actif Parallèle, Filtre STF, Contrôleur logique floue, Commande hystérésis, charge non linéaire.

Abstract

This thesis presents the study and control a parallel active filter to improve the power quality of a grid. Reminders of the different types of network disturbances are reported, in particular on harmonic pollution. The control of active filter was conducted by a hysteresis regulator to show the limits presented by this type of control for such applications. The alternative proposed is to associate a fuzzy controller with hysteresis control, to ensure both a robust current control, and to consider the limitations related to the semiconductor switching frequency. The validation of these studies was conducted by simulation with Matlab / Simulink / power system and good performances were observed for the proposed control.

Key Words: Parallel Active Filter, hysteresis control, Fuzzy-Hysteresis controller, power quality, Harmonic compensation, Nonlinear load.