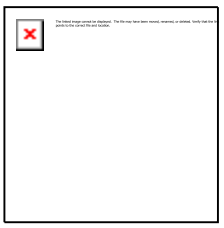
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DR. YAHIA FARES DEMEDEA

FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

**Département du Génie Électrique
et de l'Informatique**



Mémoire de Fin d'Études

**Présenté pour l'obtention du Diplôme
de Master en Électrotechnique**

Options: Commande et Electronique Industrielle
Et
Réseaux Electrique

THEME

Commande d'un filtre actif parallèle de puissance par contrôleur de logique floue type-2

Proposé et dirigé par,

Mr. MORSLI Abdelkader

Mr. Pr. TLEMÇANI Abdelhalim

Préparé et présenté par,

Melle. MOULESMARA Afaf

Melle. BECHERAIR Hadjira

Année universitaire 2014-2015

Remerciements

Nous remercions tout d'abord ***ALLAH*** *de nous avoir donné la force d'accomplir ce travail qui reflète nos efforts le long des années d'étude.*

Nous tenons à exprimer nos gratitudes et vifs remerciements à notre promoteurs, Mr. ***MORSLI Abdelkader et*** *Mr.* ***TLEMÇANI Abdelhalim*** *pour l'aide et le soutien qu'ils m'ont offert le long de notre étude de ce projet.*

Nos remerciements les plus sincères s'adressent également aux membres du jury, qui ont accepté de participer à la valorisation de ce travail.

Nous remercions également aussi tous les enseignants du département génie électrique et tous ceux qui ont contribué de près ou de loin, directement ou indirectement à l'élaboration de ce modeste travail.

Nous tenons à exprimer nos remerciements à tous les étudiants de ***C.E.I*** *et* ***R.E*** *promotion 2014/2015 pour leur esprit de groupe et leur solidarité.*

Afaf, Hdjira

Dédicace

Au nom d'Allah le Miséricordieux le très miséricordieux.

Je dédier ce modeste travail :

- A mes très chers parents : a ma chère mère ♥***Safia***♥*,*

pour sa bravoure et son amour sans cesse renouvelé, que ce présent soit le témoignage de ma reconnaissance et qu'il fasse l'objet de ma fierté, puisse dieu te permettre de jouir du produit de ton effort, je ne trouverai jamais les mots justes pour te remercier ; A mon père ***Mohamed*** *Que Dieu les préserve.*

*- A mes grands-mères. A mes chères sœurs {****Chemse-elhouda*** *et* ***Imane****}, et mes Chères frères {****Abdelrahime*** *et* ***Abdelhake*** *et* ***Abdelbaki****} ; Que je les aime beaucoup,*

sans oublier mes oncles et mes tantes et toute la famille

SALIHI *et* ***MOULESMARA***

- A les petits : {Abdelsamed, Loubna, Athir, Abdelbasset, Anes, Ramin, Yasser, Mouhamed Amine, Abdeladhime, Adem, Assil, riadh, Anssam et ma princesse ***Abrar}.***

- A mon binôme ***Hdjira*** *et sa famille (****BECHRAIR****)*

- A tous mes intimes : ***Imane, Sarah, Saliha, Nassiba , Amina ,Wassila, Walid, Saifeddine, Karim, Farouk, Zaki ,Mrizak*** *et* ***Yahia,*** *pour tous les moments vécus a leurs côtés… Merci ;)*

Et spécialement a ***Azeddine HADJERSSI.***

- A tous les enseignent et les étudiants de département de génie Electrique et informatique d'université « ***Dr. YAHIA Farés de Médéa*** *»*

et les étudiants de ***C.E.I*** *promotion* ***2015****,*

Et tous qui connaisse ***Afaf MOULESMARA.***

Dédicace

*Au nom d'**Allah** le Miséricordieux le très miséricordieux.*

Je dédier ce modeste travail :

- A mes très chers parents : a ma chère mère, pour sa bravoure et son amour sans cesse renouvelé, que ce présent soit le témoignage de ma reconnaissance et qu'il fasse l'objet de ma fierté, puisse dieu te permettre de jouir du produit de ton effort, je ne trouverai jamais les mots justes pour te remercier. Je dédier ce travail pour le pure esprit de mon père.

-A mes chères sœurs {Nour-et liela } et mes chères frères {Hichem et Mohamed et Alhadi} ; Que je les aime beaucoup sans oublier toute ma grande famille

*- A mon professeur Mr **Hwassin.H**.*

*- A mon binôme **Afaf** et sa famille (**Moulesmara**)*

- A tous mes intimes: - Nousou ,Mariem.M.H ,Amina ,wassila,Hdjer,Nour.el iman,Zola pour tous les moments vécus a leur cotés.

-A mes amies : Fahima,Khadidja,wiam ,Ahlem ,Nawal ,Imen,Fella, Soumia, Saliha,radjaa

*Et spécialement a mon mari « **Nedjraoui Hamza** »*

- A tous les enseignent et les étudiants d'université de Dr YAHIA Fares,

*et tous qui connaiss **Hadjira.Becherair**.*

ملخص

نظرا للانتشار الواسع لإلكترونيك الاستطاعة في الأنظمة الكهربائية الحديثة، وزيادة الاضطرابات التوافقيات في إمدادات شبكة التيار الكهربائي المتناوب ' أصبحت مصدر قلق كبير بسبب الآثار السلبية على جميع المعدات. يعرض هذا العمل تقنية جديدة للتحكم في مصفاة الاستطاعة الفعالة المتوازية للقضاء على التيارات التوافقية وتعويض استطاعة رد الفعل، انه المتحكم الضبابي نوع 2.

نتائج المحاكاة في Matlab/Simulink تمكننا من الحصول على فكرة أفضل حول جدوى هذه الطريقة بالمقارنة مع المتحكم الضبابي نوع 1 والمتحكم التناسبي التكاملي التقليدي (PI)، و أيضا التشويه التوافقي(THD) للمتحكم الضبابي نوع 2 أفضل من المتحكم الضبابي نوع 1 والمتحكم (PI).

الكلمات المفتاحية :

المتحكم الضبابي نوع 1، المتحكم الضبابي نوع 2، مصفاة فعالة متوازية' متحكم تناسبي تكاملي (PI)، والتشويه التوافقي.(THD)

Résumé

En raison de la large diffusion de matériel électronique de puissance dans les systèmes électriques modernes, l'augmentation de la perturbation des harmoniques dans le réseau d'alimentation alternatif est devenue une préoccupation majeure en raison des effets négatifs sur tous les équipements. Ce travail présente une nouvelle technique de commande pour le Filtre Actif Parallèle de Puissance à éliminer les courants harmoniques et de compenser la puissance réactive, c'est le contrôleur flou Type-2.

Les résultats de simulation sous Matlab/Simulink nous permettent d'obtenir une meilleure idée sur l'utilité de cette méthode en comparant avec celle du type-1 et la méthode traditionnelle PI. Ainsi les THD du régulateur type 2 est plus meilleurs que celles de type-1 et de contrôleur PI.

Les mots clés :

Contrôleur flou type-1, Contrôleur flou type-2, Filtre actif parallèle, Régulateur PI, Taux d'harmoniques de distorsion (THD).

Abstract

Because of the wide dissemination of electronic equipment of power in the modern electric power systems, the increase of the disturbance of harmonics in the supply network alternative has become a major concern because of the negative effects on all equipment.

This work presents a novel method of order for the Shunt Active Power Filter eliminate the harmonic currents and to compensate for the power reactivates, it is the fuzzy controller type-2.

The results of simulation under Matlab/Simulink enable us to obtain a better idea on the utility of this method while comparing with that of the Fuzzy logic type-1 and traditional method PI. Thus the THD of the regulator Fuzzy logic type-2 are better than those of Fuzzy logic type-1 and controller PI.

Keywords:

Fuzzy controller type-1, Fuzzy controller type-2, PI Controller, Shunt Active Filter, Total Harmonic Distortion (THD).

Table des matières

Table des matières

Chapitres — **Pages**

Liste des figures…….. I

Liste des tableaux…… IV

Liste des symboles……... V

Liste des abréviations…….. VI

Introduction générale…… 01

Chapitre I : Perturbation des réseaux électriques et principe de décompensation actif

I .1 Introduction…….. 03

I .2 Caractéristiques des perturbations électriques ……... 03

I .2.1 Harmoniques de courant (et/ou) de tension ……... 05

I.2.1.1 Sources des harmoniques et leurs effets 05

I.2.1.2 Réglementation……. 07

I.2.2 Déséquilibre du système de tension triphasé ……..…….. 08

I.2.2.1 Conséquences du déséquilibre du système triphasé……. 09

I.2.2.2 Normes standard- déséquilibre du système triphasé……... 09

I.2.3 Creux de tension……...…… 10

I.2.3.1 Conséquences des creux de tension …… 10

I.2.3.2 Réglementation …… 10

I.2.4 Surtension……. 11

I.2.4.1 Sources des surtensions …….. 11

I.2.4.2 Normes standard des surtensions …… 11

I.3 Solutions de dépollution des réseaux électriques …….. 12

I.3.1 Solutions traditionnelles de dépollution ……..... 12

I.3.1.1 Agir sur la structure de l'installation…….. 12

I.3.1.2 Surdimensionnement ou déclassement de l'installation électrique …… 12

I.3.1.3 Renforcement de la puissance de court-circuit……... 13

I.3.1.4 Rééquilibrage des courants du réseau électrique ……..... 13

I.3.1.5 Filtrage passif……..…… 13

I.3.2 Solutions modernes de dépollution …… 14

I.3.2.1 Le filtre actif parallèle……...……... 15

I.3.2.2 filtre actif série ……..…..……... 16

I.3.2.3 Combinaison parallèle-sérié actifs (UPQC) ……..…….. 16

I.3.2.4 Combinaison hybride active-passive ……..…….…….. 17

I.4 Discussion……..…….. 20

I.5. Filtrage interne des harmoniques…… 21

I.5.1. Utilisation d'un redresseur 6 impulsions…… 22
I.5.2. Utilisation du redresseur MLI…… 22
I.6- Conclusion …… 23

Chapitre II : Filtre actif parallèle à base d'un onduleur deux niveaux et cinq niveaux à structure NPC

II.1 Introduction…… 24
II.2 Principe du filtre actif parallèle …… 24
II.3 Structure d'un filtre actif parallèle…… 26
II.3.1 Structure tension …… 27
II.3.2 Structure courant …… 27
II.4 Avantages et inconvénients des filtres actifs parallèles..... 28
II.5. Techniques d'identification des harmoniques de références……. 29
II.5.1. Domaine fréquentiel…… 29
II.5.2. Domaine temporel…… 30
II.5.2.1. Méthode de la puissance instantanée……. 30
II.6. Généralité sur les onduleurs 34
II.6.1. Commande de l'onduleur…….. 34
II.6.1.1. Commande par hystérésis…….. 35
II.6.1.2. Commande par modulation de largeur d'impulsion……... 35
II.7. Convertisseur de tension à deux niveaux..... 36
II.7.1 Convertisseur de tension à deux niveaux à trois bras 36
II.7.2 Système de stockage d'énergie …….. 37
II.7.3 Filtre de sortie …… 38
II.7.3.1 Modélisation de filtre de sortie (L)……. 38
II.7.3.2 Estimation de L_f…….. 39
II.8. Modèle mathématique du FAP-Convertisseur de tension deux niveaux……... 39
II.9. Modélisation de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC ……... 42
II.9. 1. Structure de l'onduleur NPC à cinq niveaux……..... 42
II.9.2. Les différentes configurations d'un bras de l'onduleur NPC à cinq niveaux …..…….. 44
II.9.3. Modélisation en vue de la commande…… 45
II.9.4. Commandabilité des Convertisseurs Statiques…….. 46
II.9.5. Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à cinq niveaux……..…….. 47
II.9.6. Modélisation du filtre……...…….. 52
II.9.7 Pont de clamping (Circuits d'équilibrage inductifs)-Onduleur Triphasé à Cinq Niveaux à Structure NPC ……..... 52
II.9.7.1 Modélisation du circuit……... 53
II.10. Conclusion…… 54

Chapitre III : Méthodes de commande d'un filtre actif parallèle

III.1 Introduction…….. 55
III.2 Commande par Régulateur PI …… 55
III.2.1 Régulation de la tension d'alimentation du filtre actif parallèle …….. 55
III.2.2 Bilan des puissances…….. 55
III.2.3 Formulation du modèle de la boucle de régulation……... 57
III.2.4 Régulation de la tension d'alimentation du filtre actif par PI classique …….. 58
III.2.5Méthodes de Ziegler Nichols…… 59
III.2.5.1 Mesures sur la réponse en BO …….. 60
III.2.5.2 Mesure sur la réponse en BF…… 61
III.3 Commande par logique floue …….. 62
III.3.1 Introduction à la logique floue et à la commande floue…… 62
III.3.2 Commande par logique floue type-1……. 63
III.3.2.1 Description générale du fonctionnement d'un correcteur flou ……..... 63
III.3.2.2 Application à la commande d'un filtre actif parallèle …….. 70
III.3.3 Commande par logique floue type-2……. 74
III.3.3.1 Concept des ensembles flous de type-2 (EFT-2) …….. 74
III.3.3.2 Ensemble Flou Type-2 …….. 74
III.3.3.3 Contrôleur de Logique Floue Type-2 ……... 78
III.4 Conclusion …… 82

Chapitre IV : Résultats de simulation et interprétation

IV.1. Introduction …… 83
IV.2. employant les régulateurs PI et LFT-1…… 85
IV.2.1. Filtre Actif Parallèle deux niveaux……. 85
IV.2.1.1. Avec une source continue (E=650V)…… 85
IV.2.1.2. Avec un condensateur (C=1100 μF)……. 88
IV.2.2. Filtre Actif Parallèle cinq niveaux……. 90
IV.2.2.1. Avec une source continue (E=650V)…… 90
IV.2.2.2. Avec un condensateur (C=1100 μF)……. 93
IV.2.3. Comparaison du THD entre les méthodes de commande utilisées……..…… 95
IV.3. La commande par la logique floue type-2 …… 95
IV.3.1. Résultats de simulation avec LFT-2…...……. 96
IV.4. Conclusion …… 98
Conclusion générale…… 99

Annexe

Bibliographie

Liste des figures

LISTE DES FIGURES

FIGURES	TITRES	PAGES
Chapitre (I)		
Figure I.1	Diagramme de Fresnel des puissances …….....	07
Figure I.2	Engagement EMERAUDE sur les creux de tension …….....	10
Figure I.3	Filtre passif résonnant …….	14
Figure I.4	Filtre passif amorti ……..	14
Figure I.5	Filtre actif parallèle …….	15
Figure I.6	Filtre actif série …….....	16
Figure I.7	Conditionneur actif de puissance UPQC ……	17
Figure I.8	Filtre actif série en parallèle avec un filtre passif parallèle …….	18
Figure I.9	Filtre actif série en série avec un filtre passif parallèle ……...	18
Figure I.10	Filtre actif parallèle avec un filtre passif en parallèle …….	19
Figure I.11	Schéma de la stratégie de filtrage actif parallèle …….	20
Figure I.12	le principe du redresseur 6 impulsions……..	21
Figure I.13	Schéma de principe du redresseur MLI…….	22
Chapitre (II)		
Figure II.1	Schéma de principe du filtre actif parallèle ……..	24
Figure II.2	Schéma de principe de l'ensemble réseau électrique, charge polluante et filtre actif et formes d'ondes des courants respectifs ……	25
Figure II.3	Structure générale d'un filtre actif parallèle …….	26
Figure II.4	Structure tension …….....	27
Figure II.5	Structure courant …….....	28
Figure II.6	Diagramme de blocs de génération des courants harmoniques de référence selon la théorie PQ …….	33
Figure II.7	Principe de commande des courants par hystérésis.……	35
Figure II.8	Principe de commande des courants par MLI.……..	36
Figure II.9	Convertisseur à trois bras à structure tension utilisé dans un FAP relié à un réseau électrique à trois bras…….…….	37
Figure II.10	Connexion de l'onduleur à la source via un filtre de couplage…….	38
Figure II.11	Schéma équivalent harmonique d'un FAP raccordé à un réseau parfait	39
Figure II.12	FAP connecté au réseau d'alimentation…….	40
Figure II.13	Onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC …….....	42
Figure II.14	Interrupteur bidirectionnel équivalent du pair transistor – diode……...	43
Figure II.15	Structure d'un bras d'onduleur à cinq niveaux……...	43

Figure II.16	Différentes configurations pour un bras l'onduleur à cinq niveaux…..	45
Figure II.17	le filtre intermédiaire……..……	52
Figure II.18	Structure de pont de clamping (inductif)……	53

Chapitre (III)

Figure III.1	Régulation de la tension d'alimentation du filtre actif parallèle…….	58
Figure III.2	Boucle de régulation de la tension d'alimentation du filtre actif parallèle ……..….....	58
Figure III.3	Identification pour Ziegler Nichols ……	60
Figure III.4	Comparaison des correcteurs de Ziegler Nichols …….....	61
Figure III.5	Structure d'une commande floue …….....	63
Figure III.6	Exemple de partition floue …….	64
Figure III.7	Méthode de fuzzification pour une mesure exacte …….	66
Figure III.8	Méthode de fuzzification pour une mesure incertaine ……...	66
Figure III.9	Définition du sous-ensemble flou Y ……	68
Figure III.10	Défuzzification par principe du maximum ……...	68
Figure III.11	Défuzzification par moyenne des maxima …….....	69
Figure III.12	Défuzzification barycentrique ……	69
Figure III.13	Conception d'un contrôleur flou ……	70
Figure III.14	Modèle du correcteur flou établi sous Matlab-Simulink ……	71
Figure III.15	Partitions floues : (a) : Partition floue de e. (b) : Partition floue eΔe. (c) : Partition floue de cde ……..	72
Figure III.16	Fonction d'appartenance intervalle flou type-2 ……..	77
Figure III.17	Système d'inférence floue Type-2 …….	79

Chapitre (IV)

Figure IV.1	Allure de la tension de source triphasée V_s…….……	85
Figure IV.2	Allure du courant de charge i_{ca} ……..…..….....	85
Figure IV.3	Spectre harmonique de i_{ca}……	86
Figure IV.4	Allure de courant de source i_{sa} …….....	86
Figure IV.5	*Courant i_{sa} déphasé de la tension v_{sa}*.....	86
Figure IV.6	Courants de charge non-linéaire i_{ca}, de source i_{sa} et de filtre i_{fa}……..	87
Figure IV.7	Courant généré par le filtre actif i_{fa} et sa référence i_{fa_ref}…..……	87

Figure IV.8	Spectre harmonique de i_{sa} ……..	87
Figure IV.9	Allure de courant de source i_{sa} avec C ……	88
Figure IV.10	Spectre harmonique de i_{sa} avec C……	88
Figure IV.11	Allure du Tension V_{dc} alimentant le filtre actif …….....	88
Figure IV.12	Les tensions de source V_s …..……	90
Figure IV.13	Allure du courant de charge i_{ca}……	90
Figure IV.14	Spectre harmonique de i_{ca} ……..…	90
Figure IV.15	courant de source i_{sa} avec onduleur cinq niveaux…..……..	91
Figure IV.16	Spectre harmonique de i_{sa} avec onduleur cinq niveaux……..	91
Figure IV.17	Courant généré par le filtre actif i_{fa} et sa référence i_{fa_ref}. avec onduleur cinq niveaux……	91
Figure IV.18	Courants de charge non-linéaire i_{ca}, de source i_{sa} et de filtre i_{fa} pour onduleur cinq niveaux…….	92
Figure IV.19	Courant i_{sa} déphasé de la tension v_{sa} pour onduleur cinq niveaux**…**	92
Figure IV.20	courant de source i_{sa} pour onduleur cinq niveaux avec C…….	93
Figure IV.21	Spectre harmonique de i_{sa} pour onduleur cinq niveaux avec C…….	93
Figure IV.22	Allures des Tensions $u_{c1,2,3,4}$ alimentant le filtre actif pour onduleur cinq niveaux……	93
Figure IV.23	courant de source i_{sa} avec onduleurs deux et cinq niveaux…….	96
Figure IV.24	Spectre harmonique de i_{sa} avec onduleurs deux et cinq niveaux…….	96
Figure IV.25	Allure du Tension V_{dc} alimentant le filtre actif avec onduleurs deux et cinq niveaux…….	97

Liste des tableaux

LISTE DES TABLEAUX

TABLEAUX	TITRES	PAGES
Chapitre (I)		
Tableau I.1	Engagement EMERAUDE sur les harmoniques de tension (réseaux HTA)…….....	07
Tableau I.2	Engagement EMERAUDE sur les harmoniques de tension (réseaux HTB) ……....	08
Tableau I.3	Limitation EMERAUDE des courants harmoniques ……	08
Tableau I.4	Conséquences des creux de tension sur quelques équipements électriques sensibles ……..	11
Tableau I.5	Récapitulatif des méthodes de rejet des courants et des tensions harmoniques……..	19
Chapitre (II)		
Tableau II.1	Grandeurs électriques pour chacune des configurations d'un bras.....	45
Chapitre (III)		
Tableau III.1	Méthodes de Ziegler Nichols ……....	59
Tableau III.2	Réglage d'un correcteur P, PI ou PID selon Ziegler Nichols en BO...	60
Tableau III.3	Réglage d'un correcteur P, PI ou PID selon Ziegler Nichols avec les mesures en BF…….	61
Tableau III.4	Bases des règles ……..	73
Tableau III.5	Choix des opérateurs du mécanisme d'inférence ……...	74
Chapitre (IV)		
Tableau IV.1	Paramètres de simulation communs aux applications considérées.....	83
Tableau IV.2	Paramètres de simulation du FAP par le régulateur PI……	84
Tableau IV.3	Paramètres de simulation du FAP par le régulateur floue type-1……	84
Tableau IV.4	Valeurs de THD de quelques harmoniques de courant de charge i_{ca} contrôlé par les deux méthodes PI et floue type-1……..	95
Tableau IV.5	Valeurs de THD de quelques harmoniques de courant de source i_{sa} ..	95
Tableau IV.6	Valeurs de THD de quelques harmoniques sans puis avec FAP contrôlé par les trois méthodes de contrôle (PI, LFT-1 et LFT-2)…..	98

Liste des symboles

LISTE DES SYMBOLES

I	Le Courant de source	(A)
R	La résistance	
I_h	Courant harmonique	(A)
Ic	Valeur efficace du courant absorbé par la charge	(A)
$i_s(t)$	Courant instantané fourni par la source	(A)
S	Puissance apparente	(VA)
D	Puissance déformante	(VAD)
F.P	Facteur de puissance	
P	Puissance active	(W)
Q	Puissance réactive	(VAR)
ich(t)	Courant instantané absorbé par la charge	(A)
Vs_1, s_2,s_3	Les tensions aux points de raccordement	(V)
f_0	la fréquence de coupure du filtre	(HZ)
Cdc	Capacité du condensateur.	(F)
$V_{f1 \cdot f2 . f3}$	Tension simple en sortie du convertisseur du filtre actif parallèle	(V)
i_f	Courant efficace à la sortie du filtre actif parallèle.	(A)
THD	Taux de distorsion harmonique.	(%)
F(s)	Fréquence du réseau.	(HZ)
P(t)	Puissance réelle instantanée.	(W)
V_{dc}	tension continue de l'onduleur.	(V)
V_s	Valeur efficace du fondamental de la tension source.	(V)
$i_s(t)$	Courant instantané fourni par la source.	(A)
$P_c(t)$	Puissance injectée par le filtre série.	(W)
$P_s(t)$	Puissance fournie par la source à la charge.	(W)
e	L'erreur	
Δe	Variation de l'erreur	
cde	sortie du contrôleur flou	
x	sortie du système	
r_{max}	le nombre maximum de règles	
X_0, Y_0	sous-ensemble flou	
μ_{x0}	fonction d'appartenance	

Liste des abréviations

LISTE DES ABREVIATIONS

BT	Basse Tension
CLF	Contrôleur de Logique Floue
DSP	Digital Signal Processing
EF	Ensemble Flou
FA	Fonction d'Appartenance
FLC	Fuzzy Logic Controller
FOU	Footprint Of Uncertainty
GTO	Gate Turn-Off Thyristor
HTA	Haut Tension A
HTB	Haut Tension B
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
LF	Logique Floue
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
NF EN 50-160	Norme Français
SIF	Système d'Inférence Floue
T2I	Type-2 Intervalle
THD	Taux de distorsion harmonique.
TSK	Takagi Sugeno Kang

Introduction générale

Ces dernières années, l'utilisation croissante des dispositifs d'électronique de puissance dans les systèmes électriques a entraîné de plus en plus des problèmes liés aux perturbations ou distorsions harmoniques des réseaux électriques. Ce phénomène touche l'ensemble des secteurs industriels (utilisation de gradateurs, de redresseurs, de variateurs de vitesse,…etc.), tertiaire (informatique ou éclairage des bureaux, commerce,… etc.) et domestique (téléviseurs, appareils électroménagers grand public,… etc.) [ABD08].

La distorsion harmonique est générée par les charges non linéaires connectées au réseau et qui absorbent des courants non sinusoïdaux. Ces harmoniques de courant vont à leur tour générer des tensions harmoniques aux différents points de connexion au réseau. Pour les autres équipements électriques connectés en ces points, cette pollution harmonique a des effets nocifs. Parmi ces effets, on peut notamment citer la déformation de la tension réseau au point de raccordement alors que le distributeur d'énergie est tenu de fournir une tension propre. Cette pollution peut également conduire à l'échauffement des câbles et des équipements électriques ou bien encore à l'arrêt soudain de machines tournantes, voire la destruction totale de tous ces équipements.

Pour diminuer ou supprimer ces perturbations et ainsi améliorer la qualité de l'énergie distribuée, plusieurs solutions existent, Celles qui répondent le mieux aux contraintes industrielles d'aujourd'hui sont les filtres actifs parallèle, série et combinaison parallèle-série actifs (aussi appelés UPQC).

Le filtre actif parallèle peut être utilisé pour compenser les courants harmoniques et déséquilibrés de même que la puissance réactive. Le filtre actif série peut compenser à la fois les tensions harmoniques et déséquilibrées, et les creux de tension. L'UPQC correspond à une solution universelle de filtrage pour un, plusieurs ou tous les types de perturbation de courant et de tension que l'on observe sur le réseau.

Progressivement, et de manière à endiguer l'augmentation des problèmes de perturbation sur les réseaux électriques, des normes de qualité électrique de plus en plus contraignantes seront imposées aux fournisseurs et aux consommateurs industriels. Face à ces nouvelles réglementations mais aussi face à la demande de plus en plus spécifique des utilisateurs d'énergie électrique, les filtres actifs doivent s'adapter en rendant plus complexe leurs structures et leurs méthodes de régulation. D'autant plus que ces solutions doivent se soumettre aux limites physiques et technologiques inhérentes aux dispositifs de filtrage actif.

Le travail présenté dans ce mémoire est divisé en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présentons les perturbations des réseaux électriques connectés à des charges dites polluantes. Les origines de cette pollution harmonique, les conséquences et les normes inhérentes à ces perturbations sont examinées. Ensuite, les différentes solutions de filtrage possibles sont présentées : filtrage passif, actif et hybride,

Dans le deuxième chapitre, on se focalisera ensuite sur le filtrage actif parallèle, stratégie de commande de l'onduleur de ce filtre, et généralité sur les onduleurs à deux et à cinq niveaux, ainsi leurs commandes.

Dans le troisième chapitre de ce mémoire, nous traiterons le problème des perturbations en courant et leur compensation à partir d'une structure de filtre actif parallèle. On étudiera les méthodes de commande de filtre actif parallèle, nous ferons la méthode de régulateur PI, la méthode de régulateur flou type-1 et la méthode de régulateur flou type-2.

Dans le quatrième et dernier chapitre on va voir les résultats de simulation de filtrage sous l'environnement MATLAB/SIMULINK avec l'onduleur deux niveaux puis cinq niveaux, les performances de ces études seront conclure après avoir la comparaison entre elles.

De nouvelles approches de contrôle à base des intelligences Artificiels (Logique Floue Type-1 et Logique Floue Type-2) ont été développées et proposées pour les différents systèmes de filtrage actif étudiés à base des convertisseurs deux et cinq-niveaux à structure (NPC).

Les travaux de simulation ont été élaborés en utilisant le logiciel MATLAB/Simulink et le Toolbox SimPowerSystem dédié à l'étude des applications électrique de puissance intégrant dans le même modèle le circuit de puissance du filtre et les différents blocs de commande et de régulation.

Enfin, on termine ce travail par une conclusion générale.

Chapitre (I)

Perturbation des réseaux électriques et principe de compensation actif

I.1. Introduction

Comme tout générateur d'énergie électrique, un réseau fournit de l'énergie aux appareils utilisateurs par l'intermédiaire des tensions qu'il maintient à leurs bornes, il apparaît évident que la qualité de cette énergie dépend de celle de la tension au point de livraison. Cette tension subit généralement beaucoup de perturbations de deux origines distinctes [ALA02].

- ♣ 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.

La problématique des harmoniques, également appelée pollution harmonique, n'est pas un phénomène nouveau, elle est actuellement la préoccupation de plusieurs groupes de recherche activant dans le domaine de l'amélioration de la qualité d'énergie électrique à cause du nombre important de charges non-linéaires connecté au réseau électrique. Ces charges non-linéaires provoquent une distorsion dans le courant, et donc dans la tension, Ce qui peut entraîner un mauvais fonctionnement des dispositifs raccordés au réseau. D'où, l'intérêt d'éliminer ces harmoniques [AMA06], [OUL05], [EXT03].

I.2.Caractéristiques des perturbations électriques

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

- ♣ La fréquence ;
- ♣ L'amplitude des trois tensions ;
- ♣ La forme d'onde qui doit être la plus proche possible d'une sinusoïde ;
- ♣ La symétrie du système triphasé, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leur déphasage relatif.

La qualité de la tension peut être affectée, soit du fait de certains incidents inhérents à la nature physique et aux sujétions liées à l'exploitation du réseau, soit du fait de certains récepteurs. Ces défauts se manifestent sous forme de différentes perturbations affectant un ou plusieurs des quatre paramètres précédemment définis. On a donc quatre possibilités distinctes de perturbations :

- ♣ Les fluctuations de la fréquence à 50 Hz : elles sont rares et ne sont observées que lors de circonstances exceptionnelles, par exemple certains défauts graves du réseau, au niveau de la production ou du transport ;
- ♣ Les variations de l'amplitude : il ne s'agit pas des variations lentes de tension qui sont corrigées par les transformateurs de réglage en charge, mais de variations rapides de tension ou de creux de tension se présentant souvent sous forme d'à-coups brusques. Les creux de tension peuvent être soit isolés, soit plus ou moins répétitifs, de forme régulière ou non ;
- ♣ La modification de la forme d'onde de la tension : cette onde n'est alors plus sinusoïdale, et peut être considérée comme représentable par une onde fondamentale à 50 Hz, associée soit à des harmoniques de fréquence multiple entier de 50 Hz, soit même parfois à des ondes de fréquence quelconque ;
- ♣ La dissymétrie du système triphasé, que l'on appelle déséquilibre.

On peut, en plus, mentionner un type particulier de perturbations difficile à classer puisqu'il concerne tout à la fois l'amplitude et la forme d'onde : ce sont les variations transitoires d'amplitudes dont la durée est inférieure à 10 ms.

Afin de bien analyser les pollutions des réseaux électriques en basse tension et, par conséquent, de trouver les meilleures méthodes de dépollution, on va distinguer deux types de perturbations, à savoir les perturbations de courant et celles de tension.

Les courants perturbateurs comme les courants harmoniques, les courants déséquilibrés et la puissance réactive sont majoritairement émis par des charges non linéaires, à base d'électronique de puissance, et/ou déséquilibrées. La puissance réactive peut être aussi consommée par des charges linéaires inductives comme les moteurs asynchrones qui sont largement présents dans les sites industriels.

Les perturbations de tension comme les creux, les déséquilibres et les harmoniques de tension trouvent généralement leurs origines dans le réseau électrique lui-même mais parfois également dans les charges.

Ces types de perturbation ont des effets très néfastes sur les équipements électriques. Ces effets peuvent aller des échauffements ou de l'arrêt des machines tournantes jusqu'à la destruction totale de ces équipements [ALA02].

I.2.1. Harmoniques de courant (et/ou) de tension

I.2.1.1. Sources des harmoniques et leurs effets

La prolifération des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques a entraîné ces dernières années une augmentation sensible du niveau de pollution harmonique des réseaux électriques. Ces équipements électriques sont considérés comme des charges non-linéaires émettant des courants harmoniques dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale, ou parfois à des fréquences quelconques (les harmoniques les plus importants étant les harmoniques 5, 7, 11 et 13). Le passage de ces courants harmoniques dans les impédances du réseau électrique peut entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordement et alors polluer les utilisateurs alimentés par le même réseau électrique. La présence d'harmoniques de courant ou de tension conduit à des effets néfastes sur le réseau de distribution, comme par exemple : [ALA02], [ABD08], [OUL05].

L'échauffement : Les pertes totales par effet Joule sont la somme de celles du fondamental et des harmoniques :

$$I^2.R = \sum_{h=1}^{\infty} I_h^2 . R \qquad (I.1)$$

Avec I le courant total, I_h le courant harmonique de rang h qui représente le fondamental pour h=1, et R la résistance traversée par le courant I.

Les harmoniques augmentent aussi les pertes fer (pertes par courants de Foucault). Ils prennent de l'importance dans les matériels utilisant les circuits magnétiques (moteurs, transformateurs...).

Le vieillissement des isolants est souvent dû à une contrainte en tension consécutive à la présence de la tension harmonique, et donc à une augmentation locale du courant de fuite, ou encore à l'échauffement exagéré dans les conducteurs.

- L'interférence avec les réseaux de télécommunication : Le couplage électromagnétique entre les réseaux électriques et de télécommunication peut induire dans ces derniers des bruits importants. Dans le cas de résonances, une partie des réseaux de télécommunication peut être rendue inutilisable.
- Les défauts de fonctionnements de certains équipements électriques : En présence des harmoniques, la tension (ou le courant) peut changer plusieurs fois de signe dans une demi période ; par conséquent, tout appareil dont le fonctionnement est basé sur le passage par zéro des grandeurs électriques (appareils utilisant la tension comme référence) peut être perturbé.

- ♣ Le risque d'excitation de résonance : Les fréquences de résonance des circuits formés par des inductances du transformateur et des câbles sont normalement élevées. Ce n'est pas le cas lorsque des batteries de capacité sont raccordées au réseau pour relever le facteur de puissance ; les fréquences de résonance peuvent devenir assez faibles, et coïncider ainsi avec celles des harmoniques engendrés par les convertisseurs statiques. Dans ce cas, il y aura des phénomènes d'amplification d'harmoniques.

Différentes grandeurs sont définies pour chiffrer ces perturbations. Parmi celles-ci les plus utilisées sont :

- ✓ **Le taux harmonique de rang *h***

$$S_h = C_h/C_1 \qquad (\text{I.2})$$

Où C_h représente la composante harmonique de rang *h*, C_1 représente la composante fondamentale.

- ✓ **Le taux global de distorsion harmonique**

$$THD = \sqrt{\sum_2^\infty \frac{C_h^2}{C_1^2}} \qquad (\text{I.3})$$

En général, les harmoniques pris en compte dans un réseau électrique sont inférieurs à2500 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 grande 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 rangs2 à 50 [ALA02].

- ✓ **Le facteur de puissance**

Normalement, pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance est donné par le rapport entre la puissance active *P* et la puissance apparente *S*. Les générateurs, les transformateurs, les lignes de transport et les appareils de contrôle et de mesure sont dimensionnés pour la tension et le courant nominaux. Une faible valeur du facteur de puissance se traduit par une mauvaise utilisation de ces équipements.

Dans le cas où il y a des harmoniques, une puissance supplémentaire appelée la puissance déformante (*D*), donnée par la relation (I.4), apparaît comme le montre le diagramme de Fresnel de la Figure(I.1).

$$D = 3.V_1\sqrt{\sum_{h=2}^{50} I_h^2} \quad (I.4)$$

Le facteur de puissance (F.P.) devient :

$$F.P = \frac{P}{\sqrt{P^2+Q^2+D^2}} = \cos\varphi_1 . \cos\gamma \quad (I.5)$$

On voit bien que les harmoniques affectent aussi le facteur de puissance.

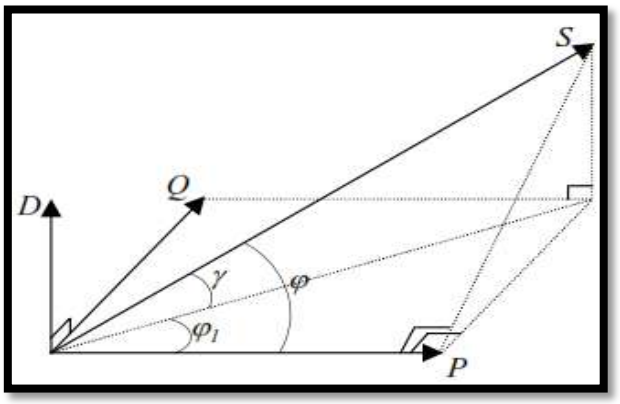


Figure I.1 : *Diagramme de Fresnel des puissances.*

I.2.1.2. Réglementation

D'après le contrat EMERAUDE de SONALGAZ, les deux parties (fournisseur et récepteur) doivent s'engager à respecter les normes limitant les perturbations harmoniques. De son côté, SONALGAZ s'engage à ce que les taux individuels de tension harmonique, exprimés en pour centrage de la tension fondamentale V_1 pour les réseaux HTA (1 à 50kV), ne dépassent pas les seuils donnés dans le tableau ci-dessous :

Tableau I.1 :*Engagement EMERAUDE sur les harmoniques de tension (réseaux HTA).*

Harmoniques impairs				**Harmoniques pairs**	
nonmultiplede3		***multiplede3***			
Rang	*Vh/V1(%)*	*Rang*	*Vh/V1(%)*	*Rang*	*Vh/V1(%)*
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15 et 21	0,5	6 à 24	0,5
13	3	*le THD global de tension ne dépassant pas 8 %.*			
17	2				
19, 23 et 25	1,5				

Concernant les réseaux HTB (plus de 50 kV), SONALGAZ s'engage à ne pas dépasser les seuils donnés dans le suivant :

Tableau I.2 : *Engagement EMERAUDE sur les harmoniques de tension (réseaux HTB).*

Harmoniques impairs				**Harmoniques pairs**	
nonmultiplede3		***multiplede3***			
Rang	*V_h/V_1(%)*	*Rang*	*V_h/V_1(%)*	*Rang*	*V_h/V_1(%)*
5 et 7	2	3	2	2	1,5
11 et 13	1,5	9	1	4	1
17 et 19	1	15 et 21	0,5	6 à 24	0,5
23 et 25	0,7	*le THD global de tension ne dépassant pas 3 %.*			

Les règles de limitation des courants harmoniques recommandées aux clients par SONALGAZ à travers le contrat EMERAUDE sont données dans le tableau ci-dessous :

Tableau I.3 : *Limitation EMERAUDE des courants harmoniques.*

Rangs impaires	***I_h/I_1(%)***	***Rangs paires***	***I_h/I_1(%)***
3	4	2	2
5 et 7	5	4	1
9	2	>4	0,5
11 et 13	3		
> 13	2		

Les limitations en tension harmonique que les clients de SONALGAZ doivent respecter sont :

- Pour un harmonique pair : $\frac{V_h}{V_1} \leq 6{,}0\%$;
- Pour un harmonique impair : $\frac{V_h}{V_1} \leq 1\%$;
- Pour le taux de distorsion global de tension : THD < 1,6 %.

Il est d'usage de dire que, dans les installations industrielles, les tensions harmoniques dont le THD est inférieur à 5% ne produisent pas d'effet notable. Entre 5% et 7% on commence à observer des effets, et pour plus de 10% les effets sont quasi certains [DEF98].

Concernant la puissance réactive, SONALGAZ autorise ses clients à en consommer, sans être facturé, jusqu'à 40% de la puissance active absorbée. Cela se traduit, pour des charges linéaires, par un facteur de puissance$\cos\varphi \geq 0.928$, ou par un angle de phase $\varphi \leq 21{,}8°$. [ALA02].

I.2.2.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 de déphasages des tensions de phases [HAM08],[MEK07], [VAN06].

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. Ce déséquilibre se manifeste par des perturbations dans les machines tournantes, des échauffements, …etc.

I.2.2.1.Conséquences du déséquilibre du système triphasé :

Le déséquilibre d'une installation triphasée peut entraîner un dysfonctionnement des appareils bas tensions connectés [ALA02].

- ♣ Mauvais fonctionnement d'un appareil monophasé alimenté par une tension très faible (lampe à incandescence qui fournit un mauvais éclairage) ;
- ♣ Destruction d'un appareil monophasé alimenté par une tension trop élevée, il peut être détruit (claquage d'un filament de lampe par surtension).

Concernant les dispositifs triphasés d'électronique de puissance, principalement les ponts redresseurs, le fonctionnement en présence de déséquilibre entraîne l'apparition de composantes harmoniques non caractéristiques, notamment des harmoniques de rang multiple de 3. L'apparition de ces courants harmoniques peut poser des problèmes, comme la génération d'une antirésonance lors du filtrage de l'harmonique de rang 5. Outre les effets classiques des harmoniques, ces fréquences non caractéristiques peuvent conduire, dans certains cas, au blocage de la commande. La conséquence des composantes inverses sur les machines tournantes est la création d'un champ tournant en sens inverse du sens de rotation normal, d'où un couple de freinage parasite et des pertes supplémentaires qui provoquent l'échauffement de la machine. Concernant l'effet du déséquilibre homopolaire, il faut signaler le risque d'échauffement du conducteur neutre dans un réseau BT qui, lorsque le conducteur est d'un diamètre trop faible, peut provoquer une rupture du conducteur ou un incendie [ALA02], [MEK07].

I.2.2.2.Normes standard- déséquilibre du système triphasé

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

$$\tau_v = \frac{V_i}{V_d} \qquad (I.5)$$

Une tension dont le taux de déséquilibre moyen τ_m ne dépasse pas 2% est acceptable [MEK06], [ALA02].

I.2.3.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 Un, 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 [OUL05]. La plupart des appareils électriques admettent une coupure totale d'alimentation d'une durée inférieure à 10 ms [ALA02].

I.2.3.1. Conséquences des creux de tension

Les creux de tension sont susceptibles de perturber le fonctionnement de certaines installations industrielles et tertiaires. En effet, ce type de perturbation peut causer des dégradations de fonctionnement des équipements électriques qui peuvent aller jusqu'à la destruction totale de ces équipements. Le tableau (I.4) résume les conséquences néfastes causées par les creux de tension sur quelques matériels industriels et tertiaires sensibles [MEY90].

I.2.3.2. Réglementation

L'engagement d'EDF, à travers le contrat EMERAUDE, se présente sous forme de seuils, les creux de tension étant caractérisés par leur profondeur et leur durée, avec des limites de 30% et de600 ms, comme le montre la figure(I.2).

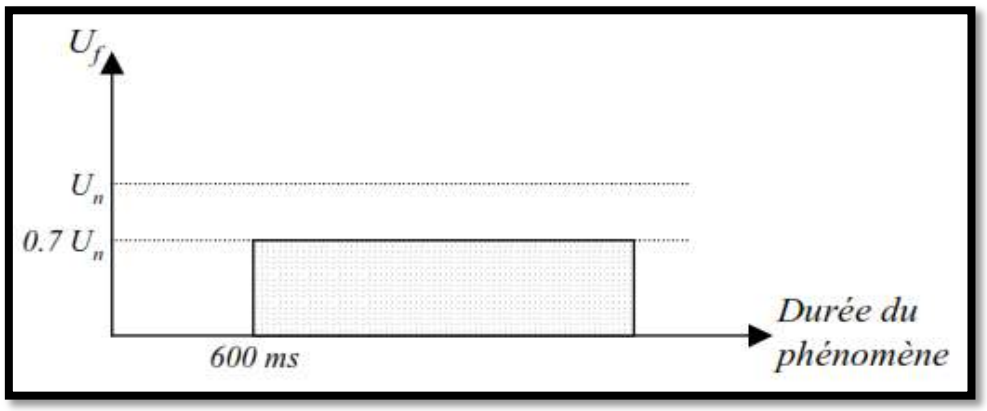


Figure I.2 : *Engagement EMERAUDE sur les creux de tension.*

Tableau I.4 : *Conséquences des creux de tension sur quelques équipements électriques sensibles.*

Types d'appareils	Conséquences néfastes
Eclairage	Moins de luminosité, extinction et rallumage (lampes à arc)
Systèmes à base d'électronique de puissance	Arrêt du dispositif
Dispositifs de protection	Ouverture des contacteurs
Moteurs asynchrones	Ralentissements, décrochage, sur intensité au retour de la Tension
Moteurs synchrones	Perte de synchronisme, décrochage et arrêt du moteur
Variateurs de vitesse pour un Moteur à courant continu	En mode onduleur : destruction des protections En mode redresseur : ralentissement de la machine
Variateurs de vitesse pour un moteur asynchrone	Ralentissement, décrochage, surintensité au retour de la tension, des tractions éventuelles de matériel au niveau du convertisseur

I.2.4. Surtension

I.2.4.1. Sources des surtensions

Les réseaux peuvent être le siège de surtensions impulsionnelles par rapport à la terre, dues entre autres, à des coups de foudre. Des surtensions impulsionnelles dues à des manœuvres d'appareils peuvent également se produire sur les réseaux de distribution ou sur les installations des utilisateurs. La protection contre les surtensions d'origine atmosphérique nécessite soit l'emploi de dispositifs de protection (parafoudres), soit l'adoption de dispositions constructives appropriées (distances d'isolement par exemple).

I.2.4.2. Normes standard des surtensions

La norme NF EN 50-160 ne fixe pas de valeurs maximales pour ces surtensions. A titre indicatif, les surtensions en BT ne dépassent pas généralement 6000 V crête. Le temps de montée peut varier de quelques microsecondes à plusieurs millisecondes. En HTA, les parafoudres actuellement utilisés sur le réseau de distribution permettent de limiter la valeur crête de la tension à leurs bornes à 80 kV, pour un courant de décharge de 5 kA. Pour un courant de décharge supérieur, des valeurs supérieures de surtension peuvent être rencontrées.

Pour une surtension temporaire à la fréquence du réseau qui peut apparaître lors d'un défaut sur le réseau de distribution ou dans l'installation de l'utilisateur, la norme NF EN 50-160 ne fixe pas de valeurs maximales pour ces surtensions. A titre indicatif, les surtensions en BT ne dépassent pas généralement la valeur efficace de 1500 V [AMA06], [ALA02], [DJE07], [ABD08], [KAR09].

I.3. Solutions de dépollution des réseaux électriques

On peut regrouper les solutions visant μa réduire les perturbations harmoniques en deux groupes : les solutions traditionnelles et les solutions modernes.

I.3.1. Solutions traditionnelles de dépollution

Ce sont des techniques qui doivent être connues par tous les électriciens. Elles 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.

I.3.1.1.Agir sur la structure de l'installation

Il est souhaitable d'alimenter un grand pollueur par un transformateur à part, afin de le séparer d'un récepteur sensible. Face μa un pollueur moyen il est préférable d'effectuer l'alimentation par des câbles distincts au lieu de les connecter en parallèle. Une distribution en étoile permet le découplage par les impédances naturelles et/ou additionnelles.

I.3.1.2.Surdimensionnement ou déclassement de l'installation électrique :

On procède généralement au surdimensionnement des équipements afin d'assurer leur tenue aux surcharges harmoniques. Cette solution n'agit pas sur les harmoniques qui ne subissent aucune action curative de la part de l'utilisateur. Par cette approche, les problèmes liés à la pollution harmonique sont résolus pendant une durée limitée.

Le déclassement des équipements de distribution électrique soumis aux harmoniques est utilisé dans le cas des installations existantes. Cette méthode cause un surcoût de production et ne tire pas profit du potentiel réel de l'installation.

I.3.1.3.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, et donc de diminuer le taux de distorsion harmonique en tension au point de raccordement. Cependant, les courants harmoniques ne sont pas atténués.

I.3.1.4.Rééquilibrage des courants du réseau électrique

C'est une solution qui permet de répartir les charges d'une manière identique sur les trois phases. En effet, les charges monophasées et biphasées mal réparties engendrent des courants déséquilibrés dans un réseau électrique basse tension.

I.3.1.5.Filtrage passif

Le principe du filtrage passif consiste µa insérer en amont de la charge, un ou plusieurs circuits accordés sur les harmoniques µa rejeter. Ainsi, pour filtrer un courant µa une fréquence particulière, un filtre résonnant série est placé en parallèle sur le réseau (figure I.3). Cependant, ce type de filtre est très sélectif. Pour atténuer toute une bande de fréquences, un filtre passif amorti du second ordre (figure I.4) est préférable. Le dimensionnement de ces filtres dépend des harmoniques à éliminer, des performances exigées, de la structure du réseau et de la nature des récepteurs. Par cette technique, il est en général plus aisé de rejeter les harmoniques de rang élevé que celles de rang faible.

Malgré sa large utilisation dans l'industrie, ce dispositif simple a tout de même certains inconvénients :

- ♣ une connaissance approfondie de la configuration du réseau électrique est nécessaire ;
- ♣ Les variations de l'impédance du réseau peuvent détériorer les performances du filtre ;
- ♣ Le réseau peut former un système résonnant avec le filtre et les fréquences voisines de la fréquence de résonnance sont amplifiées ;
- ♣ Equipements volumineux ;
- ♣ Inadaptabilité et perte d'efficacité lorsque les caractéristiques du réseau électrique évoluent [OUL05].

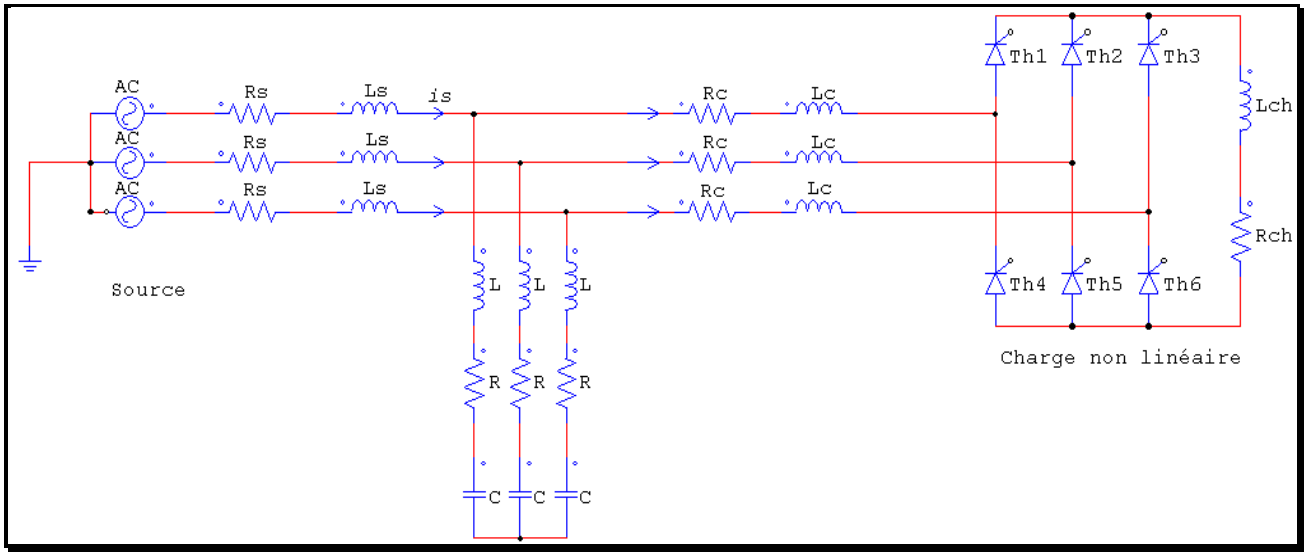


Figure I.3 : *Filtre passif résonnant.*

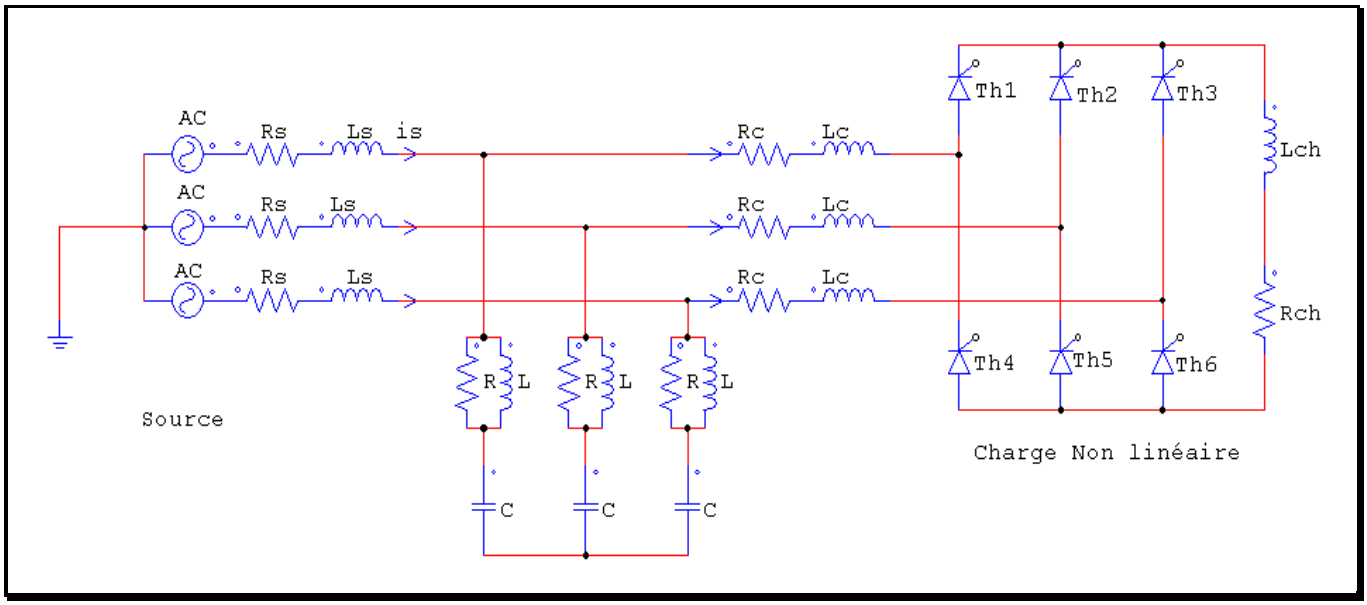


Figure I.4 : *Filtre passif amorti.*

I.3.2. Solutions modernes de dépollution

Deux raisons principales ont conduit à concevoir une nouvelle structure de filtrage moderne et efficace appelée filtre actif. La première raison est due aux inconvénients inhérents des solutions traditionnelles de dépollution qui ne répondent plus à l'évolution des charges et des réseaux électriques. La seconde raison fait suite à l'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors GTO et les transistors IGBT. Le but de ces filtres est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à compenser les perturbations responsables dela dégradation des performances des équipements et installations électriques.

Nous citerons quatre topologies possibles de filtres actifs :

- ♣ **Le filtre actif parallèle (FAP)** : conçu pour compenser toutes les perturbations de courant comme les harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive,
- ♣ **Le filtre actif série (FAS)** : conçu pour compenser toutes les perturbations de tension comme les harmoniques, les déséquilibres et les creux de tension,
- ♣ **La combinaison parallèle-série actifs** : solution universelle pour compenser toutes les perturbations en courant et en tension [OUL05].

I.3.2.1.Le filtre actif parallèle

Un 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 déformé fourni par la source d'énergie devient sinusoïdal. L'objectif du filtre actif parallèle (F.A.P) consiste à empêcher les courants perturbateurs (harmoniques, réactifs et déséquilibrés), produits par des charges polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif [ABD08], [MEK07], [TAD08], [AMA06]. Le schéma de principe d'un FAP est donné par la (figure I.5).

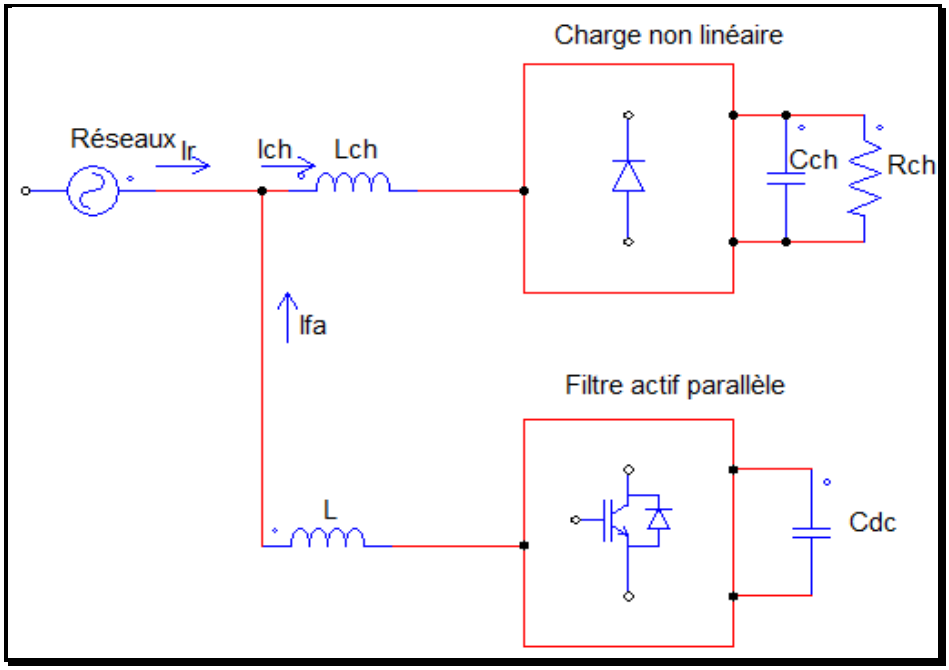


Figure I.5 :*Filtre actif parallèle.*

I.3.2.2. Filtre actif série

La solution moderne la plus flexible qui permet la dépollution des réseaux électriques des perturbations de tension est l'utilisation des filtres actifs séries. Ce filtre est connecté en série avec le réseau de distribution comme le montre la (Figure I.6), il se comporte comme une source de tension qui s'oppose aux tensions perturbatrices (harmoniques, creux, déséquilibre, …etc.) venant de la source et également à celle provoquée par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Ainsi la tension aux bornes de la charge (sensible) à protéger est purement sinusoïdale [ABD08], [MEK07], [TAD08], [AMA06].

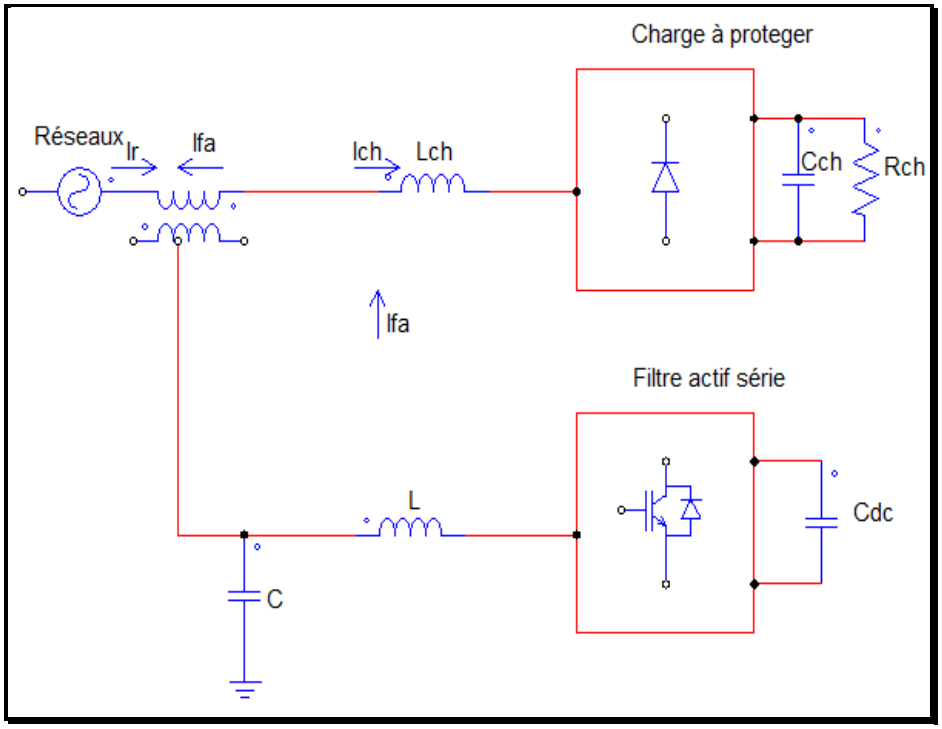


Figure I.6 : *Filtre actif série.*

I.3.2.3.Combinaison parallèle-sérié actifs (UPQC)

D'après ce qui précède, ni le FAP, ni le FAS de puissance ne sont capables d'effectuer un filtrage total, donnant une tension sinusoïdale du côté de la charge et un courant sans harmoniques du côté du réseau. Cet objectif peut être atteint en utilisant un conditionneur d'énergie électrique de puissance communément appelé (Unifield Power Quality Conditionner : UPQC) composé de ces deux filtres actifs de puissance comme le montre la (figure I.7), l'un connecté en série et l'autre en parallèle avec la charge. L'UPQC permet de réaliser simultanément l'isolation harmonique, tension ou courant, entre la source et la charge et la compensation des différents types de perturbations:

harmoniques de courant et de tension, creux tension, surtension et déséquilibre de tension [TAD08], [AMA06], [MEK07], [ALA02].

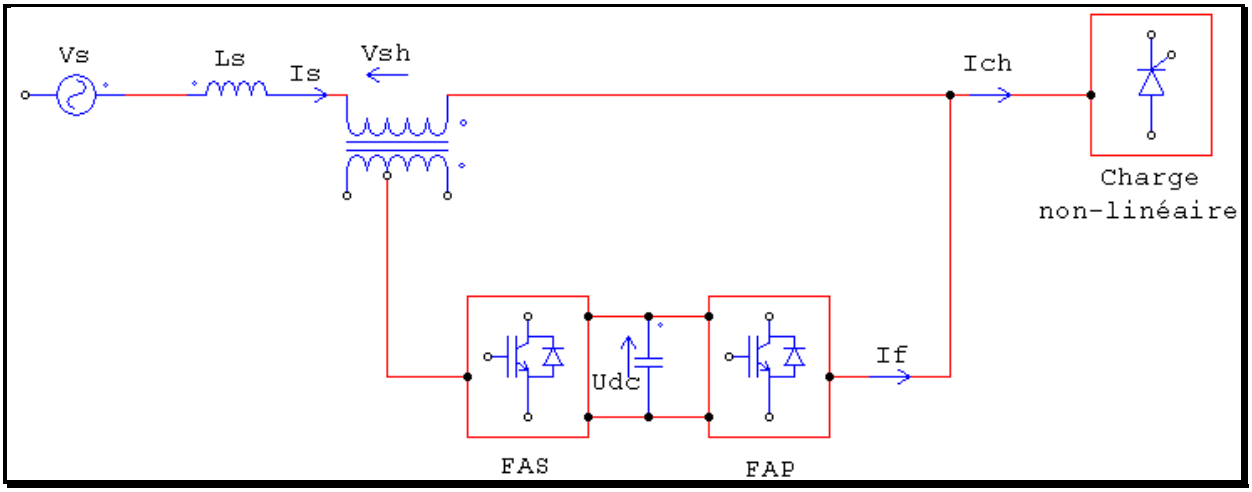


Figure I.7 : *Conditionneur actif de puissance UPQC.*

I.3.2.4.Combinaison hybride active-passive

Afin de contourner 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 de réduire le dimensionnement des filtres actifs, une nouvelle topologie de filtre commence à être de plus en plus utilisée, elle consiste en l'association de filtres actifs de faible puissance à des filtres passifs. Dans ce cas, les filtres passifs ont pour rôle d'éliminer les harmoniques prépondérants permettant de réduire le dimensionnement des filtres actifs qui ne compensent que le reste des perturbations.

a. Filtre actif série en parallèle avec un Filtre passif parallèle

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 I.8), [TAD08], [AMA06], [MEK07], [ALA02].

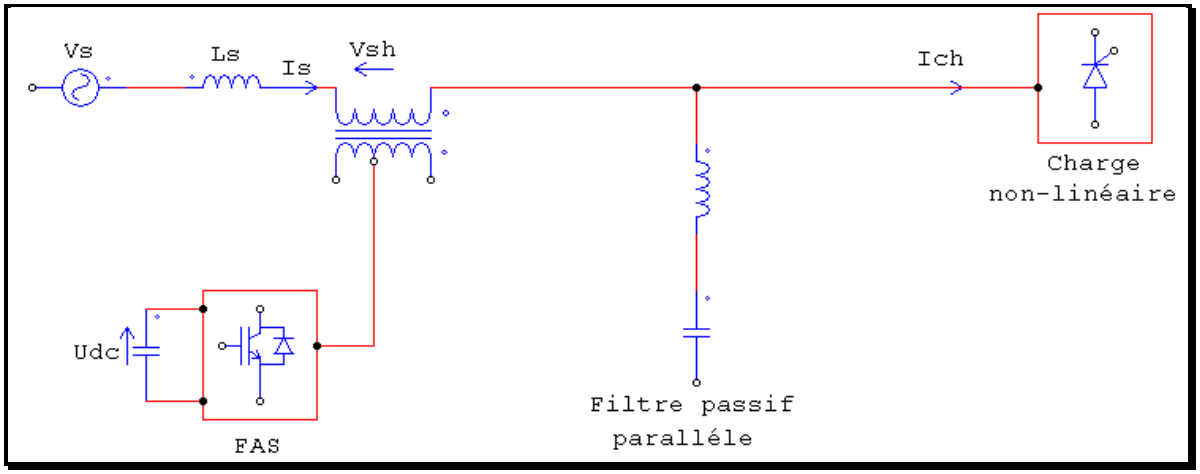


Figure I.8 : *Filtre actif série en parallèle avec un filtre passif parallèle.*

b. Filtre actif série en série avec un Filtre passif parallèle

Le schéma de principe de cette configuration est représenté par la (figure I.9), c'est pratiquement la même configuration que la précédente avec l'avantage de réduire encore le dimensionnement du filtre actif série car le courant qui le traverse est plus faible. De plus, le filtre actif série est à l'abri d'un éventuel court-circuit de la charge [TAD08], [AMA06], [MEK07], [ALA02].

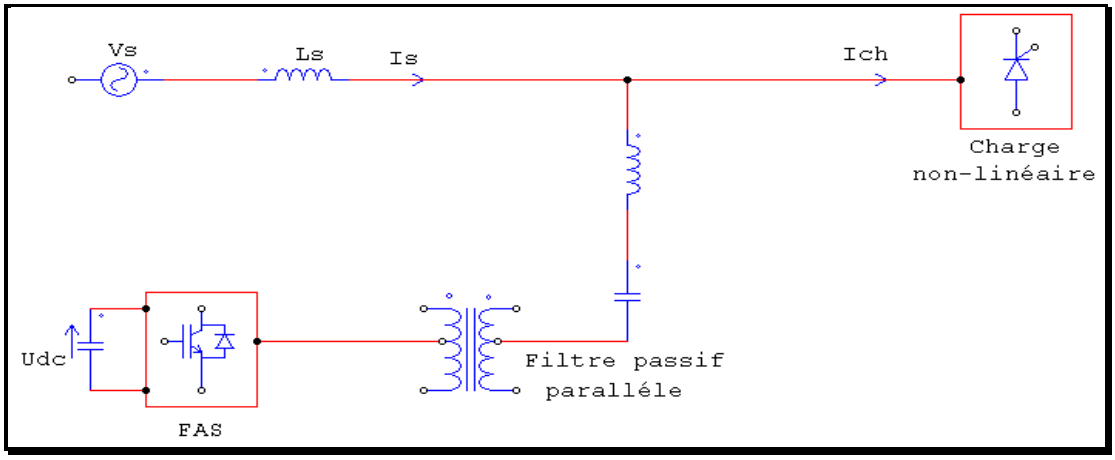


Figure I.9 : *Filtre actif série en série avec un filtre passif parallèle.*

c. Filtre actif parallèle avec un Filtre passif en parallèle

Le rôle du filtre actif parallèle dans cette configuration, montré en (figure I.10), 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 [TAD08], [AMA06], [MEK07], [ALA02].

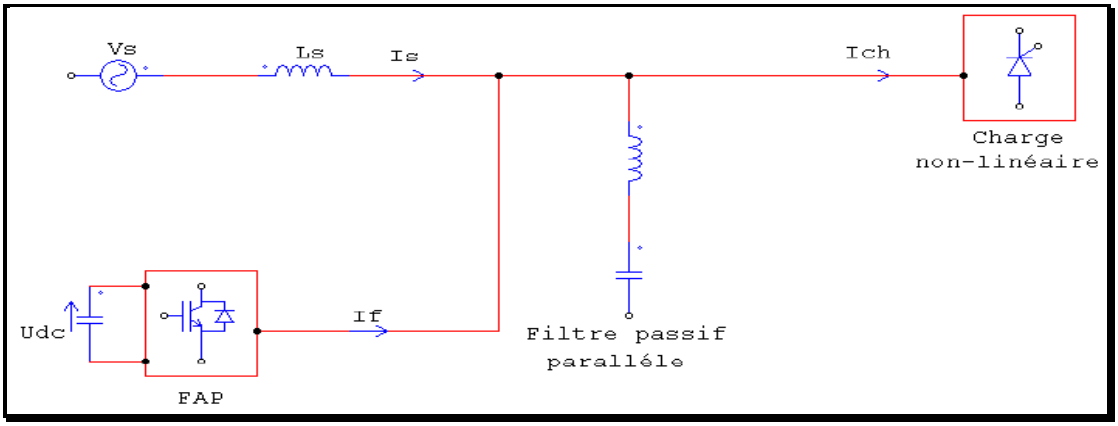


Figure I.10 : *Filtre actif parallèle avec un filtre passif en parallèle.*

Le tableau (I.5) résume les différentes techniques de filtrage passif et/ou actif permettant l'atténuation des tensions et des courants harmoniques [GOU97]. Le filtre actif parallèle compense les courants et donc les tensions harmoniques engendrées par une charge non-linéaire tout en s'adaptant aux évolutions du récepteur. Le filtre actif série compense uniquement les harmoniques de tension, l'UPQC est la solution universelle permettant la compensation des harmoniques courant et tension ainsi que la compensation de l'ensemble des perturbations liées à la tension.

Tableau I.5 : *Récapitulatif des méthodes de rejet des courants et des tensions harmoniques.*

Méthodes	Avantages	Inconvénients
Filtrage passif	▪ Amélioration du THD_i	▪ Risque de résonance ▪ Pas d'adaptabilité
Filtrage actif parallèle	▪ Amélioration du THD_i ▪ Adaptabilité aux variations De la charge et du réseau	▪ Pas d'amélioration de la forme de la tension
Filtrage actif série	▪ Amélioration du THD_u ▪ Adaptabilité aux variations De la charge et du réseau	▪ Pas d'amélioration de la forme du courant
Filtrage universel	▪ Amélioration du THD_i et du THD_u ▪ Adaptabilité aux variations De la charge et du réseau	▪ Réalisation difficile

I.4. Discussion

Depuis sa vulgarisation, le filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension, reste l'une des méthodes de compensation les plus étudiées et les plus développées. Cette méthode qui allie rapidité et efficacité, présente des avantages certains et un potentiel de développement important. La technologie utilisée dans les structures de filtre actif de type shunt (IGBT et DSP) permet, en se basant sur les mêmes structures, de développer de nouvelles stratégies de contrôle et de les comparer avec l'existantes.

Cependant, le FAP constitué de plusieurs blocs reste une stratégie complexe qui a besoin d'une étude approfondie et minutieuse pour qu'elle ait un bon rendement (figure I.11).

Chaque bloc remplit une tâche bien précise et dépend fortement des performances.

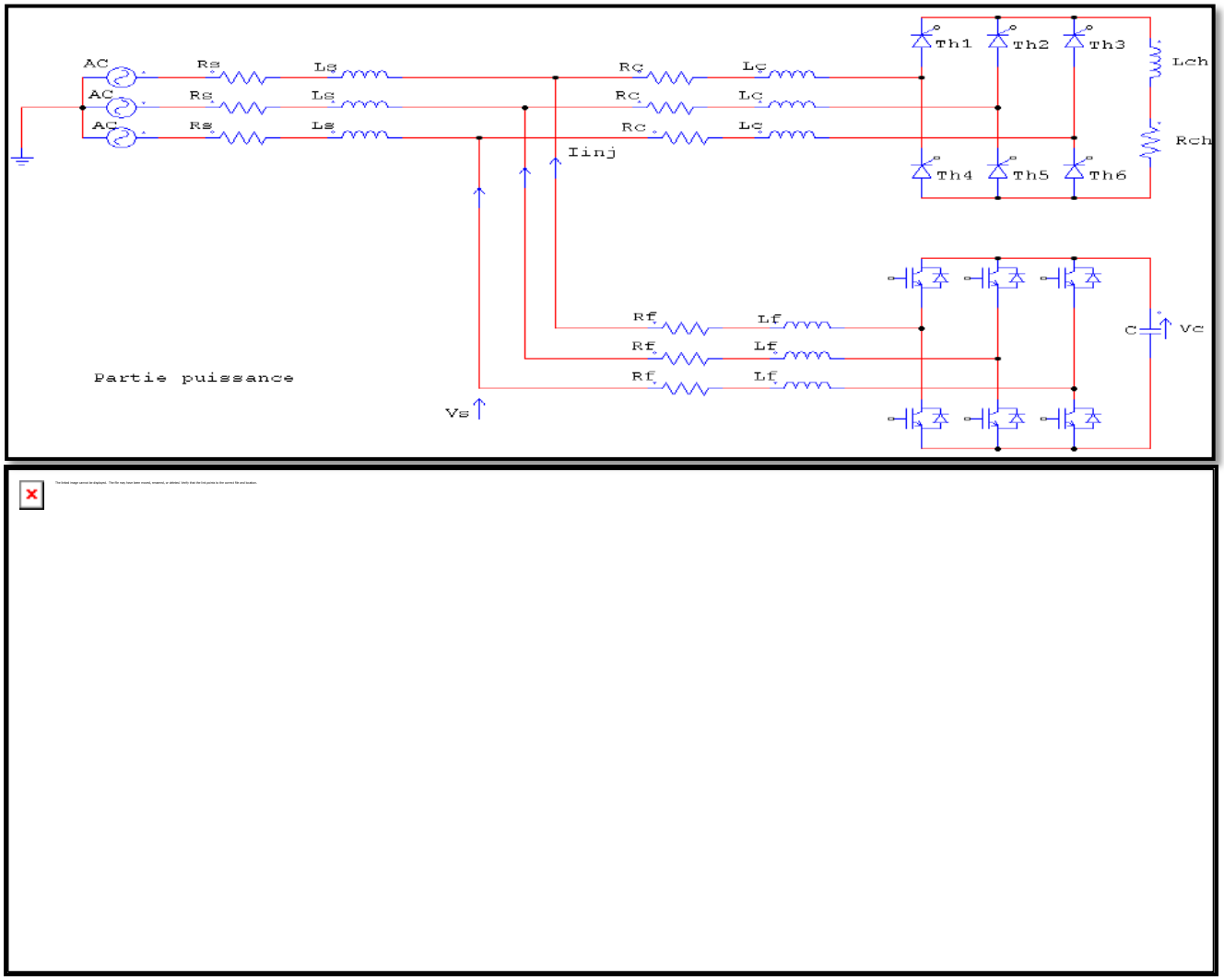


Figure I.11 : *Schéma de la stratégie de filtrage actif parallèle.*

Des autres blocs. Cette dépendance rend encore une fois la modélisation plus difficile et demande une sélection rigoureuse des techniques à utiliser.

I.5. Filtrage interne des harmoniques

Ce dernier consiste à modifier la structure de la charge polluante en renforçant l'alimentation, en utilisant un redresseur à 6 impulsions ou plus ou en employant un convertisseur contrôlé (redresseur MLI) [DJE 03].

I.5.1. Utilisation d'un redresseur 6 impulsions

Le redresseur 6 impulsions est réalisé en raccordant en parallèle deux redresseurs 3 impulsions pour alimenter un bus continu commun. Les redresseurs sont alimentés par un transformateur à trois enroulements ou par deux transformateurs à deux enroulements. Dans les deux cas, les secondaires des transformateurs sont déphasés de 0º. L'avantage de cette solution est que du côté réseau, certains harmoniques se trouvent en opposition de phase et donc supprimés. En théorie, la composante harmonique de plus faible fréquence vue côté primaire du transformateur est l'harmonique de rang 11. L'inconvénient majeur de cette solution est le recours à des transformateurs de conception spéciale et le surcoût par rapport à un redresseur 3 impulsions [HAM 10] .La figure I.12 montre le principe du redresseur 6 impulsions.

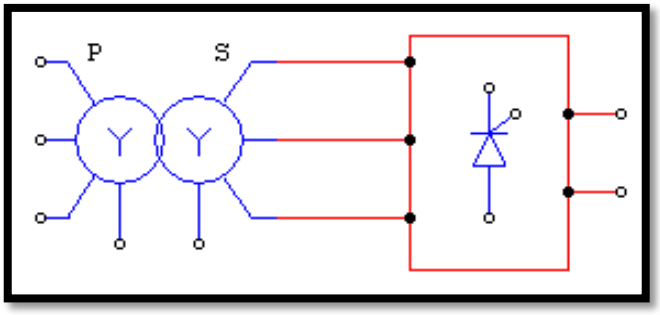


Figure I.12 : *le principe du redresseur 6 impulsions*

I.5.2. Utilisation du redresseur MLI

La technique employée consiste à modifier la structure interne du redresseur en remplaçant les thyristors par des interrupteurs entièrement commandables à l'ouverture et à la fermeture, transistors MOSFET pour les moyennes et petites puissances, transistors IGBT ou thyristors GTO pour les fortes puissances, en antiparallèle avec des diodes. Pour la commande, on utilise la technique de la modulation de largeur d'impulsion (voir plus loin), à échantillonnage naturel (intersection triangulaire-sinusoïdale) ou calculée. La Figure (I.13) montre la structure d'un redresseur MLI.

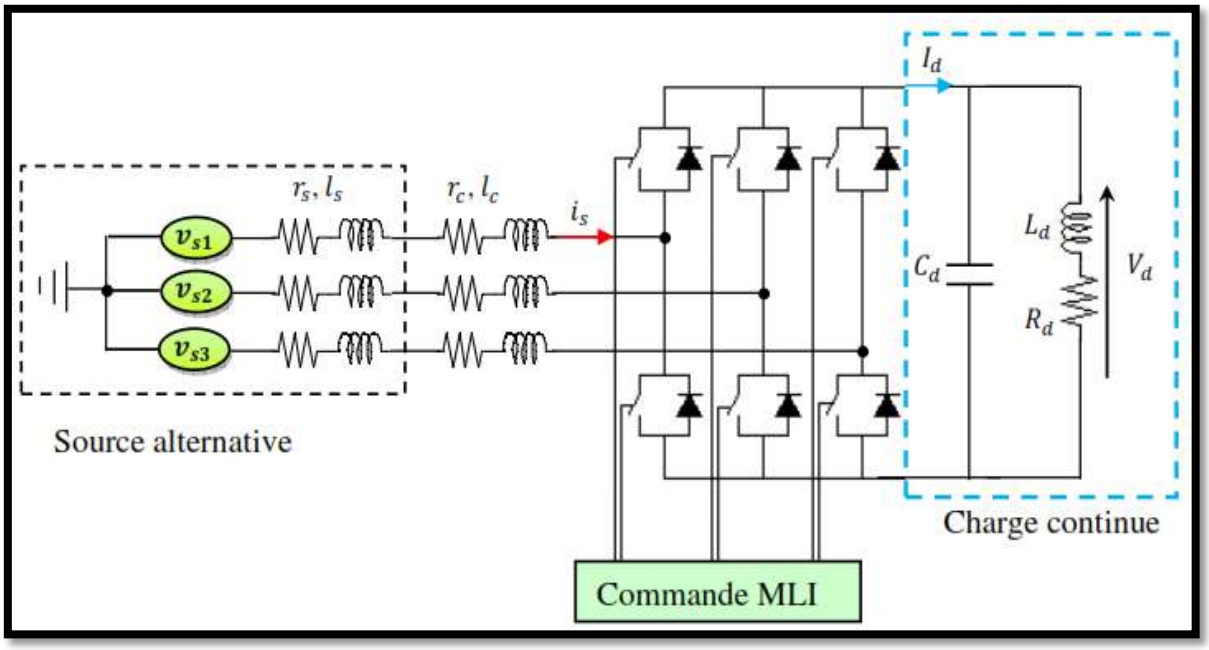


Figure I.13 : *Schéma de principe du redresseur MLI.*

Suivant le même principe, selon lequel l'onduleur peut fournir une tension sinusoïdale, le redresseur peut absorber un courant sinusoïdal de la source [NON 91]. Les redresseurs MLI ont un intérêt particulier et ils sont devenus attractifs notamment dans le domaine industriel, en raison des nombreux avantages qu'offre ce type de redresseur [LAK 07]:

Courant presque sinusoïdal à l'entrée avec un facteur de puissance unitaire

- Flux de puissance bidirectionnel
- Tension continue contrôlable
- Puissance réactive contrôlable
- Insensibilité aux variations de la tension d'alimentation due à la commande en boucle fermée de la tension continue

Néanmoins, elle demeure peu applicable dans l'industrie en raison des deux facteurs suivants :

- Sa structure est limitée en puissance par les caractéristiques actuelles des interrupteurs à commutation forcée.
- Elle est très coûteuse et complexe par rapport au redresseur à thyristors.

I.5. Conclusion

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

Le développement croissant des appareils générateurs d'harmoniques entraînera une hausse sensible des perturbations injectées par les clients. On s'attend à un dépassement de 50 % à 150 % des niveaux limités par les normes internationales d'ici quelques années si rien n'est réellement entrepris.

Afin de palier à ces problèmes, des réglementations imposent aux utilisateurs, tertiaires et domestiques de limiter la prolifération des harmoniques dans le réseau électrique. Ainsi et fin de répondre aux contraintes de l'évolution des charges polluantes, le développement des systèmes de compensation adaptatifs est favorisé. Nos travaux d'optimisation portent sur le filtre actif parallèle en tant que solution de dépollution, en raison de ses bonnes performances en compensation et de sa faisabilité expérimentale.

Chapitre (III)

Méthodes de commande d'un filtre actif parallèle

III.1.Introduction

La commande des filtres actifs parallèles peut réalisée par plusieurs méthodes, en effet dans se chapitre nous avons étudié trois méthodes pour cette commande :

- ♣ La première méthode on utilise le régulateur PI, nous avons cité les différentes tâches de réalisation par ce régulateur ;
- ♣ La deuxième méthode est réalisée par l'utilisation de contrôleur floue type-1 ;
- ♣ Et la dernière méthode par le contrôleur floue type-2.

III.2.Commande par Régulateur PI

III.2.1. Régulation de la tension d'alimentation du filtre actif parallèle

Avant d'entamer la régulation de la tension d'alimentation du filtre actif parallèle, on va commencer par établir un bilan de puissances [JOU94], à partir duquel on déduit la modélisation du système, relatif à l'échange de puissance active entre le réseau, la charge non-linéaire et le filtre actif.

III.2.2. Bilan des puissances

En supposant la puissance de court-circuit du réseau électrique infinie, les expressions des courants instantanés, et des tensions instantanées des trois phases du réseau, sont données par :

$$V_{si}(t) = \sqrt{2}V_s \sin\left[\omega t - {}^{2\pi}/_{3}\,(i-1)\right] \quad \text{(III.1)}$$

$$i_{si}(t) = \sum I_h = \sqrt{2}I \sin\left[\omega t - {}^{2\pi}/_{3}\,(i-1) - \varphi_h\right] \quad \text{(III.2)}$$

Avec :I=1, 2, 3

La puissance instantanée fournie par la source à la charge est :

$$P_s(t) = \sum_1^3 V_{si}(t)\,.\,i_{si}(t) \quad \text{(III.3)}$$

$P_s = 3V_s.\,i_s$: Composante continue de $P_s(t)$.

La puissance absorbée par la charge non-linéaire est :

$$P_c(t) = \sum_1^3 V_{si}(t)\,.\,i_{ci}(t) = P_c + \tilde{P}_c(t) \quad \text{(III.4)}$$

$P_c = 3V_s.I_{c1}\cos\phi_1$: Composante continue, relative à la puissance active consommée par la charge.

$\tilde{P}_c(t)$: Somme des puissances fluctuantes, créées par les composantes harmoniques des courants de charge.

$$\tilde{P}_c(t) = \sum_{h=1}^{\infty} P_{6h}\cos(6h\omega t - \varphi_{6h}) \quad \text{(III.5)}$$

$$P_{6h} = 3V_s.I_{kh} \quad \text{(III.6)}$$

$$I_{kh} = \sqrt{I_{c6h-1}^2 + I_{c6h+1}^2 - 2I_{c6h-1}^2.I_{c6h+1}^2\cos(\varphi_{6h+1} - \varphi_{6h-1})} \quad \text{(III.7)}$$

$$\tan\emptyset_{6h} = \frac{I_{c6h+1}\sin(\emptyset_{6h+1}) - I_{c6h-1}\sin(\emptyset_{6h-1})}{I_{c6h+1}\cos(\emptyset_{6h+1}) - I_{c6h-1}\cos(\emptyset_{6h-1})} \quad \text{(III.8)}$$

Avec :

$I_{c6h-1} = \frac{I_{c1}}{6h-1}$: Valeur efficace du courant harmonique de rang 6h-1 ;

$I_{c6h+1} = \frac{I_{c1}}{6h+1}$: Valeur efficace du courant harmonique de rang 6h+1 ;

$\emptyset_{6h+1}$,$\emptyset_{6h-1}$:Déphasage de courant harmonique de rang 6h+1 et 6h-1 respectivement.

La puissance instantanée$P_f(t)$ injectée par l'onduleur de tension est donnée par :

$$P_f(t) = P_c(t) - P_s = P_f - P_s + \tilde{P}_c(t) = P_f - \tilde{P}_f(t) \quad \text{(III.9)}$$

Donc :

$$P_f = P_c - P_s \quad \text{(III.10)}$$

$$\tilde{P}_f(t) = \tilde{P}_c(t) \quad \text{(III.11)}$$

L'équation (III.10) exprime l'échange de puissance active entre la charge polluante, le réseau et le filtre actif, lors du régime transitoire, suite à une variation de charge. Ce transfert de puissance se traduit par une variation de la tension continue, aux bornes du condensateur. L'équilibre de puissance sera rétabli avec rapidité, grâce à l'introduction du régulateur de tension.

La puissance harmonique $\tilde{P}_f(t)$ à la sortie du compensateur, sera ajoutée à la puissance harmonique de la charge$\tilde{P}_f(t)$. Cette puissance harmonique est échangée en régime transitoire et en

régime permanent, elle dépend du rang et de l'amplitude des courants harmoniques. Dans la capacité, cette puissance est sous forme d'ondulations de tension. La tension de la capacité peut se décomposer en deux parties, Continue et discrète :

$$V_c(t) = V_c + \bar{V}_c(t) \tag{III.12}$$

La puissance harmonique $\tilde{P}_f(t)$: générée, est égale à lapuissance du filtre actif coté continu :

$$\tilde{P}_f(t) = \tilde{P}_c(t) = V_c(t).i_{ond}(t) \tag{III.13}$$

On admet que la valeur de la capacité est suffisamment importante, pour négliger les ondulations de tension, devant la tension continue. On a alors :

$$i_{ond}(t) = \frac{\tilde{P}_c(t)}{V_c} \tag{III.14}$$

L'expression des ondulations de tension peut s'écrire en fonction du courant $i_{ond}(t)$:

$$\bar{V}_c(t) = {}^{1}/_{C_f} \int_0^t i_{ond}(t)dt \tag{III.15}$$

$$\text{Donc : } \bar{V}_c(t) = \left[{}^{1}/_{C_f V_c}\right] \sum \left(\frac{P_{6h}}{6h\omega}\right) \sin(6h\omega - \varphi_{6h}) \tag{III.16}$$

Le rang et l'amplitude des courants harmoniques influent sur l'amplitude des ondulations de tension, ainsi que sur l'importance du choix de la capacité C_f pour limiter ces ondulations.

III.2.3.Formulation du modèle de la boucle de régulation

Suite à une variation de charge positive, la tension du filtre actif, sera affectée par une fluctuation de tension $\Delta V_c(t) = V_c^* - V_c$ négative [SIN98]. A cette variation de tension correspond une différence d'énergie, pendant un tempst_0.

$$\Delta\omega_{DC} = \omega_{DC}^* - \omega_{DC} = {}^{1}/_{2}\, C_f(V_c^{2*} - V_c^2) \tag{III.17}$$

$$\Delta\omega_{DC} = (3.V_s I_0)t_0 \tag{III.18}$$

$I_0 = |I_{c1}\cos(\varphi_1) - I_s|$: Courant fondamental actif requis pour assurer l'équilibre des puissances actives, après une variation de charge.

La variation de tension correspond donc à une différence de puissance :

$$P_f = P_c - P_s = 3V_s(I_{c1}\cos(\varphi_1) - I_s) = \pm 3V_s I_0 \tag{III.19}$$

La régulation de la tension continue s'effectue en ajoutant à la puissance harmonique $\breve{P}_c$, une consigne de la puissance active P_f. Le schéma de régulation est donné par la figure (III.1)

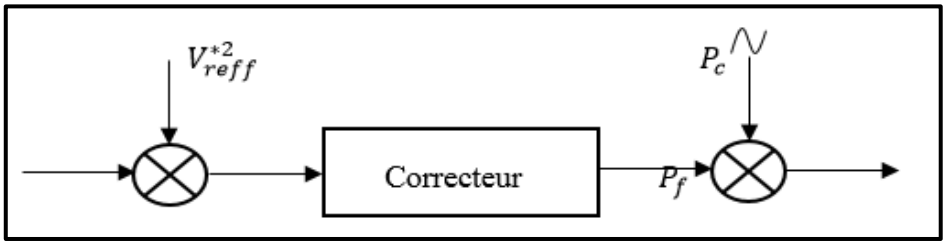


Figure III.1 : Régulation de la tension d'alimentation du filtre actif parallèle.

III.2.4. Régulation de la tension d'alimentation du filtre actif par PI classique [RIV-96]

La relation entre la puissance active absorbée par le condensateur, Et la tension aux bornes de celui-ci s'écrit :

$$P_f = \frac{d\omega_{DC}}{dt} = \frac{d}{dt}\left(1/2\, C_f . V_c^2\right) \quad \text{(III.20)}$$

Soit après la transformation de Laplace :

$$P_f(P) = \frac{d}{dt}\, 1/2\, C_f . V_c^2(P) \quad \text{(III.21)}$$

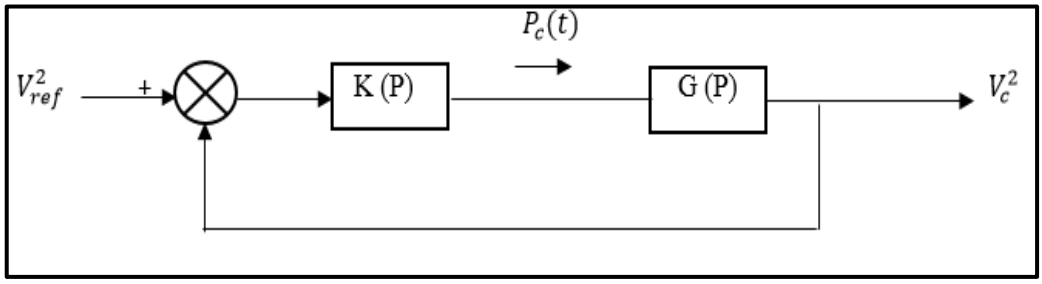


Figure III.2 : Boucle de régulation de la tension d'alimentation du filtre actif parallèle.

Le block G(P) s'identifie donc par :

$$G(P) = \frac{2}{C.P} \quad \text{(III.22)}$$

Le régulateur PI (Proportionnel-Intégrale) classique permet de minimiser l'erreur statique. Il est donné par la formule suivante :

$$C(P) = K_p + \frac{K_i}{P} \quad \text{(III.23)}$$

Ou par : $$C(P) = \frac{1+\tau.p}{\tau_1.p} \quad \text{(III.24)}$$

La fonction de transfert (régulateur plus système) en boucle fermée est :

$$F(P) = \frac{\omega_c(1+\tau.p)}{P^2+2.\xi\omega_c p+\omega_c^2} \quad \text{(III.25)}$$

Avec : $$\omega_c = \sqrt{\frac{2}{C.\tau_1}} \quad \text{(III.26)}$$

Et : $$\xi = \frac{\tau}{\sqrt{2.C.\tau_1}}\xi_c \quad \text{(III.27)}$$

Nous serons amené à établir un compromis, entre la minimisation du taux de distorsion des harmoniques de courantTHD_i , et la limitation des fluctuations de tension $V_c(t)$, ainsi que de minimiser le temps de cette fluctuation. On va choisir un amortissement $\xi_c$entre 0.4 et 0.8, soit $\xi_c = 0.7$.

La qualité de la régulation dépendra du choix de la fréquence de coupureω_c. Celle–ci doit être assez élevée pour assurer une bonne dynamique, lors des transitoires de charge. Les performances dynamiques du réglage de la tension continue $V_c(t)$, sont liées aux choix du régulateur. Afin de limiter les variations de la tension continue moyenne ΔV_c , ainsi que les ondulations de tension $V_c(t)$, nous allons utiliser en premier lieu un régulateur PI classique, puis va utiliser un régulateur PI adaptatif [BEN07].

III.2.5. Méthodes de Ziegler Nichols

C'est une méthode heuristique de réglage d'un régulateur PID. Elle a été développée par John G. Ziegler et Nathaniel B. Nichols. Elle se fait en réglant les gains *I* (action Intégrale) et *D* (action Dérivée) sur zéro. Le gain "P" (action Proportionnelle), K_p , est ensuite augmenté (depuis zéro) jusqu'à ce qu'il atteigne le gain maximal K_u auquel le signal à la sortie de la boucle de commande oscille avec une amplitude constante. $K_u$etla période d'oscillation T_u sont utilisés pour régler les gains P, I, et D dépendants du type de contrôleur utilisé [ZIE42] :

Tableau III.1 :*Méthodes de Ziegler Nichols.*

Type de contrôle	K_p	K_i	K_d
P	$K_u/2$		
PI	$K_u/2.2$	$K_p/T_u/1.2$	
PID classique	$0.60K_u$	$2\,K_p/T_u$	$K_p\,T_u/8$
Pas de dépassement	$0.2K_u$	$2\,K_p/T_u$	$K_p\,T_u/3$

III.2.5.1 Mesures sur la réponse en boucle ouverte

La réponse à un ´échelon d'amplitude *E*, sans oscillations, sera assimilée à celle d'un premier ordre avec retard. On devra mesurer la pente de la tangente au point d'inflexion à, la valeur finale *M* et le retard *r* (voir la figure III.3).

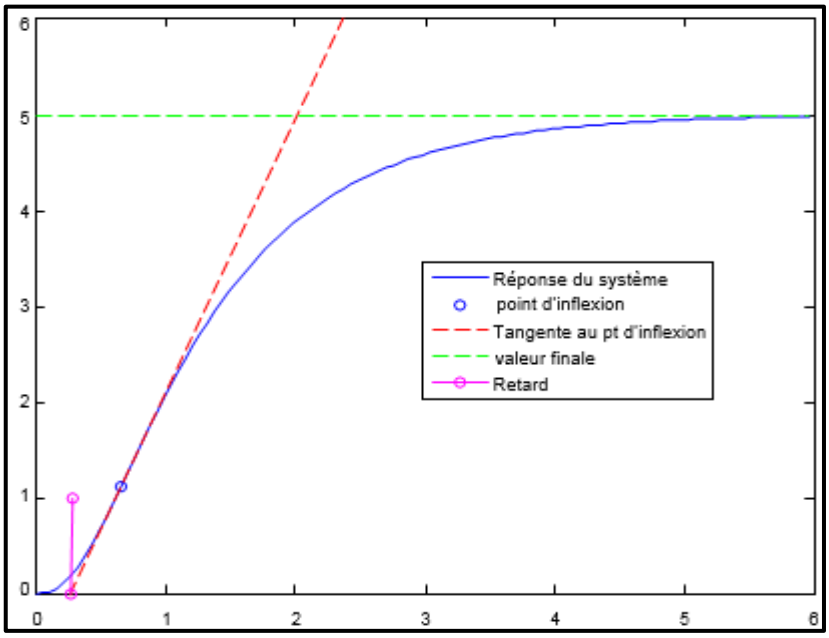


Figure III.3 :*Identification pour Ziegler Nichols.*

La tangente au point d'inflexion est assimilée à la tangente à l'origine du système du premier ordre sans retard. Si t est la constante de temps du premier ordre, on a : a =Ziegler Nichols propose des réglages de correcteur P, PI ou PID pour avoir une réponse en boucle fermée satisfaisante. Le critère utilisé pour savoir si une réponse est satisfaisante est que le rapport entre les deux premiers dépassements (positifs) est de 0,25. Un correcteur PID a comme fonction de transfert:

$$C_{(p)} = K_r.\left(1 + \frac{1}{\tau_i.p} + \tau_d.p\right) \qquad \text{(III.28)}$$

Tableau III.2:*Réglage d'un correcteur P, PI ou PID selon Ziegler Nichols en BO.*

Type de correcteur	$\boldsymbol{Gain\ K_r}$	$\boldsymbol{\tau_i}$	$\boldsymbol{\tau_d}$
P	$\frac{E_0}{a.r} = \frac{E_0.\tau}{M.r}$		
PI	$\frac{0.9\ E_0}{a.r} = \frac{0.9E_0.\tau}{M.r}$	$3.3\ r$	
PID	$\frac{1.2\ E_0}{a.r} = \frac{1.2\ E_0.\tau}{M.r}$	$2\ r$	$0.5\ r$

Pour l'exemple utilisé pour la figure 3, les réponses corrigées sont en figure 4. Dans cet exemple, on peut noter que le correcteur proportionnel laisse une erreur statique, que le correcteur PI est sans erreur statique mais est plus long à stabiliser. Le correcteur PID rend le système relativement stable et sans erreur statique.

III.2.5.2. Mesure sur la réponse en boucle fermée

Dans le cas où il est impossible d'ouvrir la boucle de régulation pour obtenir la réponse indicielle, une seconde méthode de Ziegler Nichols permet de régler un correcteur `à partir d'un essai en limite de pompage.

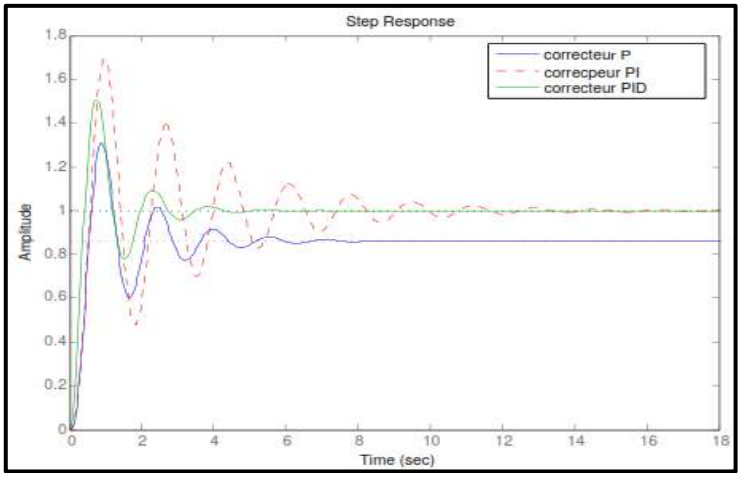


Figure III.4:*Comparaison des correcteurs de Ziegler Nichols.*

Pour obtenir la limite de pompage, on place un correcteur proportionnel dans la boucle fermée et on augmente doucement le gain de ce correcteur jusqu''a obtenir des oscillations auto-entretenues (phénomène de pompage).

On note le gain K_0qui a amené le système en limite de stabilité et lapériode T_0des oscillations obtenues. Les paramètres de régulation pour que la réponse du système boucle soit satisfaisante sont donnés par le tableau suivant :

Tableau III.3:*Réglage d'un correcteur P, PI ou PID selon Ziegler Nichols avec les mesures en BF.*

Type de correcteur	$\boldsymbol{Gain\ K_r}$	$\boldsymbol{\tau_i}$	$\boldsymbol{\tau_d}$
P	$0{,}5.K_0$		
PI	$0{,}45.K_0$	$0{,}83.T_0$	
PID	$0{,}6.K_0$	$0{,}5.T_0$	$0{,}125.T_0$

Pour l'exemple utilisé précédemment, les réponses du système corrigé sont très ressemblantes à celles obtenues par la méthode de Ziegler Nichols en BO.

III.3. Commande par logique floue

III.3.1. Introduction à la logique floue et à la commande floue

La logique floue a été introduite en 1965 par L. Zadeh comme une description mathématique ; bien que, le principe de cette idée a été connu plus tôt chez les philosophes et les logiciens. Cette approche fait partie des méthodologies intelligentes, elle est inspirée de la capacité de l'homme à prendre des discisions et agir de façon convenable malgré le flou (L'incertitude) des connaissances disponibles. Elle a été introduite dans le but d'approcher le raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate des connaissances telles que la base des règles et les fonctions d'appartenance, qui sont construites par l'introduction des informations linguistiques et numériques fournies par l'expert humain. Mais généralement ces informations sont entachées d'incertitudes qui peuvent parvenir de trois principales sources :

- ♣ Le sens des mots utilisés dans la construction des règles peut être incertain (un mot veut dire différentes choses pour différentes personnes) ;
- ♣ Les mesures qui activent les systèmes flous type-1 peuvent être bruitées, ce qui introduit une incertitude ;
- ♣ Les données utilisées pour ajuster les paramètres des systèmes flous type-1 peuvent être aussi bruitées.

Toutes ces incertitudes apparaissent au niveau des fonctions d'appartenance ce qui rend les systèmes flous type-1 incapables de prendre en charge ces incertitudes. Par conséquent, des systèmes flous type-2 (proposés toujours par L. Zadeh comme une extension des systèmes flous type-1) sont introduits, dans ces nouveaux systèmes le degré d'appartenance des antécédent et /ou des conséquents est représenté lui-même par un ensemble flou type-1. Cependant ; les ensembles flous type-2 sont très efficaces pour modéliser les incertitudes, minimiser leurs effets dans la base de règles, et trouver une fonction d'appartenance convenable quand la forme de cette dernière ou l'un de ces paramètres sont incertains. Malheureusement, ces ensembles flous type-2 sont plus difficiles à définir et à utiliser que les ensembles flous type-1. Mais, leur bonne manipulation d'incertitudes, non prises en charge par les ensembles flous type-1, justifié leur utilisation.

Actuellement, les SFT-2 ont été utilisés dans diverses applications, on cite : la prise de décision, la résolution des relations floues, la surveillance des processus, l'approximation des fonctions, le contrôle des robots mobiles et le traitement de donnés.

III.3.2.Commande par logique floue type-1

III.3.2.1.Description générale du fonctionnement d'un correcteur flou

a) Description d'un processus flou

La réalisation d'une commande floue ne nécessite pas forcément la connaissance d'un modèle du système tant que celui-ci est inclus implicitement dans les règles fournies par l'expert. La notion d'ensembles flous permet de définir une appartenance graduelle d'un élément à une classe, *c.-à-d.* appartenir plus ou moins fortement à cette classe. L'appartenance d'un élément à une classe est définie par un degré μ prenant des valeurs entre 0 et 1.

La structure d'une commande floue est montrée dans la figure (III.5).

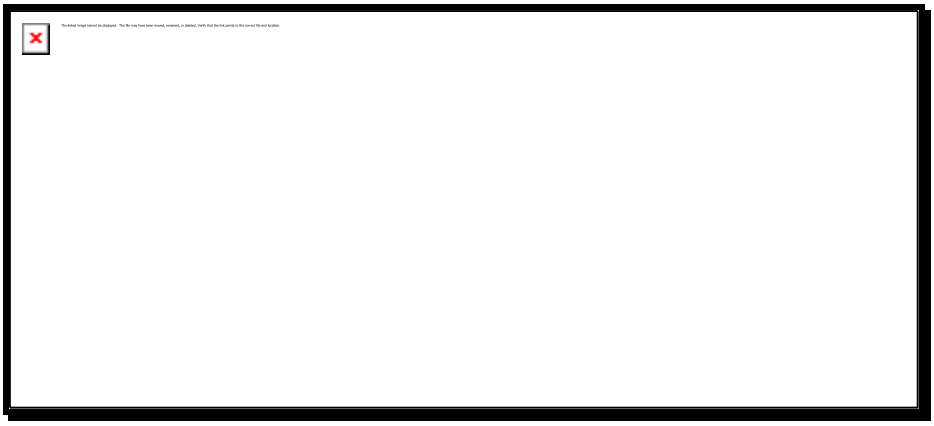


Figure III.5 :*Structure d'une commande floue.*

a.1. Base de règles et définitions

Dans ce bloc sont groupées l'ensemble des définitions utilisées dans la commande floue (univers de discours, partition floue, choix des opérateurs,…), base de règle, transcription sous forme de règles «Si, Alors » de la stratégie de commande. Pour avoir une idée générale sur la notion d'univers de discours, on peut prendre les deux exemples de l'âge d'une personne ou du degré de température. Quant à la partition floue, elle comprend la définition des sous-ensembles flous. Elle consiste, pour un univers de discours *U*, à définir *n* sous-ensembles flous $F_i$de façon à recouvrir *U*. C'est-à-dire que pour tout élément *x* de *U*, il faut assurer une appartenance minimale μ_{min} à l'union desF_i .

$$\bigcup_{i=1}^{n} F_i \supseteq U_\varepsilon = \{x \in U; \mu_{U\varepsilon}(x) = \mu_{min}\} \quad \text{(III. 29)}$$

L'expression (III.29) se traduit au niveau des classes d'appartenance par la condition :

$$\forall x \in U; \mu_{Fi}(x) \vee \ldots \vee \mu_{Fn}(x) \geq \mu_{min} \quad \text{(III. 30)}$$

Où *V* est un opérateur d'union.

Par exemple, si on considère l'univers de discours d'une température comme étant l'intervalle [0 °C, 60 °C], on peut designer trois sous-ensembles flous définissant cet univers : faible, moyenne et élevée, comme présenté dans la figure(III.6).

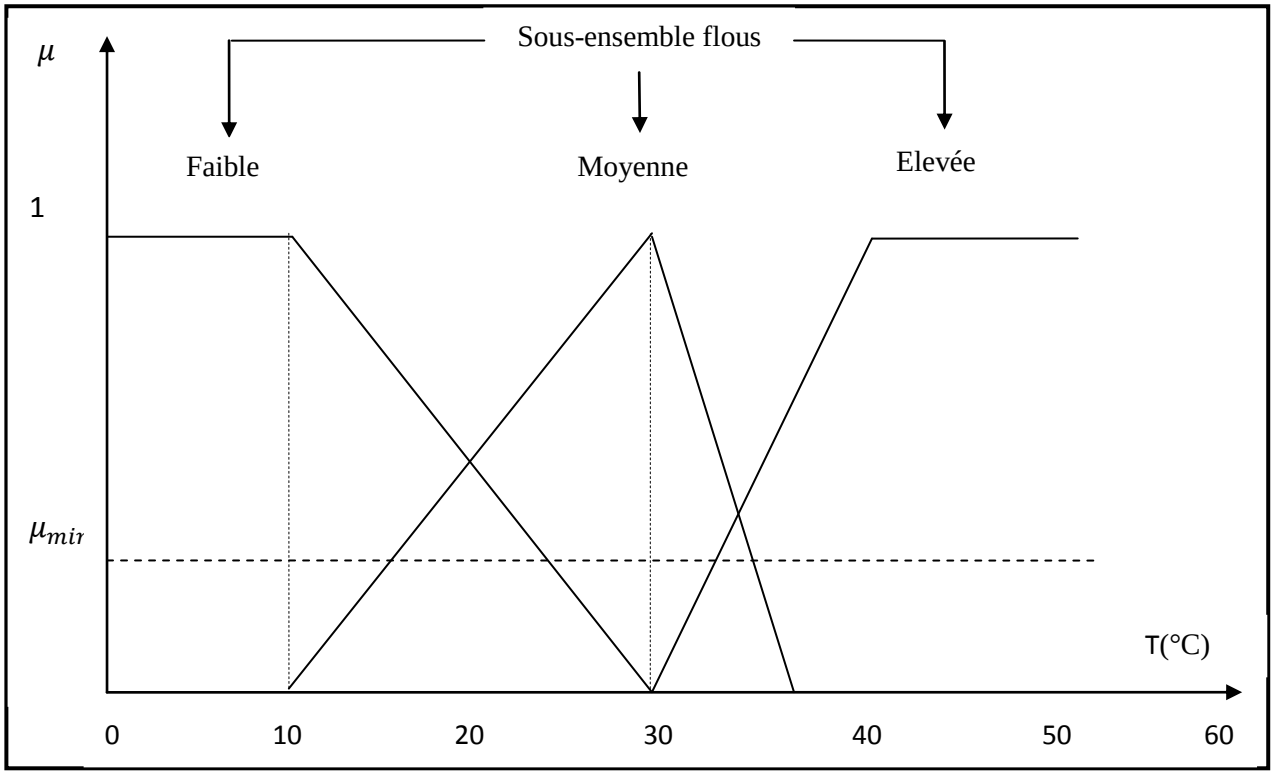


Figure III.6 :*Exemple de partition floue.*

Le nombre de sous-ensembles flous à définir dans une partition d'un univers de discours est fixé par l'expert. Plus ce nombre est important, plus on définit de classes d'appartenance sur cet univers. Ceci amène à l'augmentation de la sensibilité de la commande floue.

Une fois la partition floue de l'univers de discours réalisée, il est possible de définir la base de règles où les relations entre les classes d'événements possibles en entrées et les commandes correspondantes sont caractérisées. Par conséquent, si on considère *n* univers de discours *Ui* pour

les prémices des règles floues et si pour chaque univers *Ui* on définit une partition en m_i sous-ensembles flous, alors le nombre maximum de règles r_{max}est donné parl'expression suivante :

$$r_{max} = \prod_{i=1}^{n} m_i \qquad \text{(III. 31)}$$

Le nombre de règles définies par l'expert peut être inférieur àr_{max}. C'est le cas, en particulier, s'il existe des configurations de sous-ensembles impossibles à réaliser. Par exemple, dans le cas d'un freinage automatique d'un véhicule, la configuration «Vitesse importante Et Distance de l'obstacle nulle» n'est pas considérée.

En outre, le nombre de sous-ensembles flous n'est pas forcément égal au nombre de règles. Par exemple, les deux configurations «Vitesse petite Et Distance de l'obstacle faible» et «Vitesse moyenne Et Distance de l'obstacle importante» amènent à la même conclusion :

«Freinage faible». Donc, il suffit de considérer l'une des deux configurations.

a.2. Interface de fuzzification

Les opérateurs utilisés dans la commande floue agissent sur les sous-ensembles flous.

Ainsi, il est nécessaire de transformer les variables non floues provenant du monde extérieur en sous-ensembles flous. Ceci est faisable avec l'opérateur de fuzzification qui associe à une mesure de la variable x_0 une fonction d'appartenance particulière $\mu_{x0}(x)$. Le choix de l'opérateur dépend de la confiance que l'on accorde aux mesures effectuées.

- ***Cas où la mesure de la variable x_0 est exacte***

Dans ce cas, le sous-ensemble flou doit être représenté par un fait précis. Par conséquent, on utilise comme opérateur de fuzzification la transformation dite du singleton. La fonction d'appartenance de ce sous-ensemble flou est alors définie par :

$$\mu_{x0}(x) = \begin{cases} 1 & six = x_0 \\ 0 & six \neq x_0 \end{cases} \qquad \text{(III. 32)}$$

La figure(III.7) montre l'aspect de cette fonction d'appartenance. Le sous-ensemble flou réalisé par cette méthode ne contient ainsi que l'élément *x*.

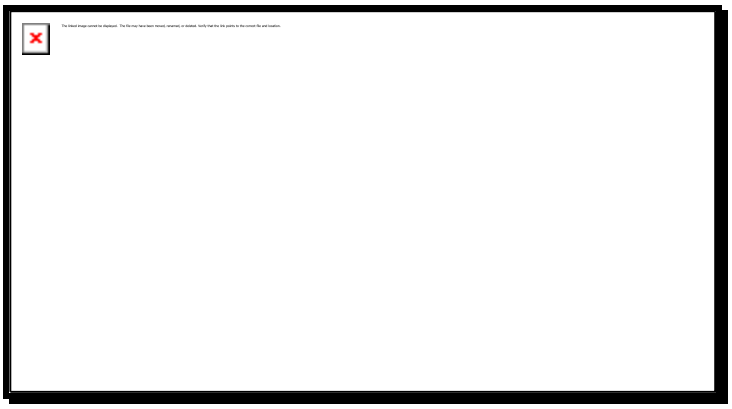


Figure III.7 : *Méthode de fuzzification pour une mesure exacte.*

- ***Cas où la mesure de la variable x0 est incertaine***

Dans ce cas, le sous-ensemble doit être représenté par un fait imprécis. On utilise alors une méthode de fuzzification qui associe à la variable mesurée x_0 une fonction d'appartenance telle que, par exemple :

$$\mu_{x_0}(x) = max\left\{0; 1 - \frac{|x - x_0|}{\mu_{min}}\right\} \qquad \text{(III. 33)}$$

Cette fonction d'appartenance est illustrée dans la Figure III.8. Le sous-ensemble flou comprend la mesure x_0 avec une appartenance unité ainsi que les valeurs voisines de x_0 avec une appartenance inversement proportionnelle à l'écart avecx_0 . La base du triangle (figure III.8) est fonction de l'importance des erreurs de mesure. En effet, plus les erreurs sont importantes, plus la mesure de la variable x_0 devient imprécise, et donc plus le triangle doit s'élargir.

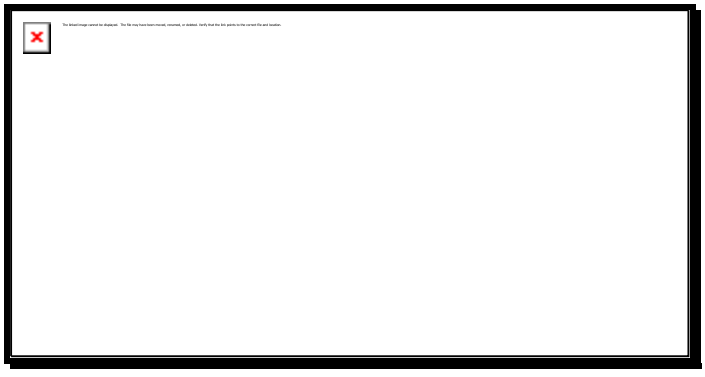


Figure III.8 : *Méthode de fuzzification pour une mesure incertaine.*

a.3. Mécanisme d'inférence

A partir de la base des règles (fournie par l'expert) et du sous-ensemble flou (X_0) correspondant à la fuzzification du système de mesure x_0, le mécanisme d'inférence calcule le sous-ensemble flou *Y* relatif à la commande du système.

On a une valeur réelle de *x* qui est X_0;

m Régler : R_i: $SI\ x_1\ est\ X_1^i ET x_n est\ X_1^i Alors\ y\ est\ Y_i$

On obtient la valeur de *y* qui est *Y*.

Dans cette écriture,$X_j^i, i = 1, \dots, m\ et\ j = 1, \dots, n$,est le sous-ensemble flou de la règle R_i sur l'univers de discours de la $j^{éme}$composante du vecteur de mesure x et $Y_i$est le sous-ensemble flou relatif à la commande à appliquer pour la règle R_i. En utilisant l'opérateur d'inférence surl'union des m règles floues, on obtient :

$$\mu_y(y) = \sup_x(\mu_{x0}(x) \otimes \mu_R(x,y)) ,$$
$$= \sup_x(\mu_{x0}(x) \otimes (\mu_{R_1}(x,y) \vee \dots \vee \mu_{R_n}(x,y))) \quad \text{(III.34)}$$

Avec :

$$\mu_{R_i} = (x,y) = (\mu_{x_i^1}(x_1) \wedge \dots \wedge \mu_{x_i^n}(x_n)) * \mu_{y_i}(y) \quad \text{(III.35)}$$

Tels que :

⊗: Désigne le produit cartésien,

∨ : correspond au «OU»,

∧ : correspond au «ET»,

* : est une implication floue.

A titre d'exemple, on peut prendre l'opérateur de la min pour ∧ , l'opérateur du max pour ∨ , la min à la fois pour ⊗ et *.

a.4. Interface de défuzzification

Le sous-ensemble flou *Y* de l'univers de discours *V* ayant été calculé par le mécanisme d'inférence, la défuzzification a pour tâche de transformer le sous-ensemble flou en une valeur réelle permettant ainsi la commande effective du système.

Afin de présenter les méthodes de défuzzifcation les plus utilisées, considérons le sous-ensemble flou *Y* de l'univers de discours *V* de la figure (III.9). La fonction d'appartenance de *Y* représente la pertinence de chaque action *y* envisageable.

♣ La première méthode de défuzzification consiste à utiliser le principe du *maximu*m telle que la sortie *y* correspond à une des valeurs possédant la plus grande appartenance au sous-ensemble flou *Y* :

$$\mu_Y(y_0) = \sup_y(\mu_Y(y)) \tag{III.36}$$

La sortie $y_0$obtenue par cette méthode de défuzzification est illustrée dans la figure (III.10).

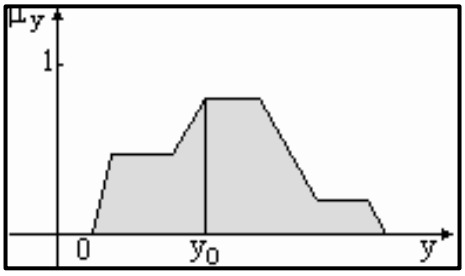


Figure III.9 : *Définition du sous-ensemble flou Y.*

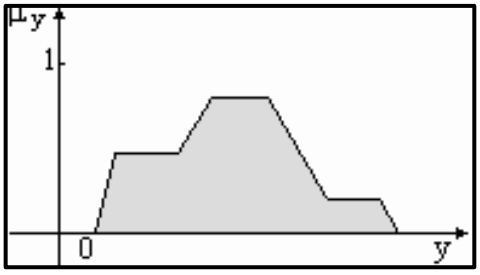


Figure III.10 : *Défuzzification par principe du maximum.*

Il se peut que la fonction d'appartenance possède plusieurs maxima comme dans le cas de la figure (III.10). Dans ce cas, on choisit comme opérateur de défuzzification une transformation qui effectue la moyenne de ces maxima, *c.-à-d.* la moyenne des actions les plus pertinentes.

$$y_0 = \int_S y\,dy \Big/ \int_S dy \tag{III. 37}$$

Avec :

$$S = \{y_i \in V; \mu_V(y_i) = \sup_y\{\mu_y(y)\}\} \tag{III.38}$$

La sortie de la commande floue dans ce cas est montrée dans la figure (III.11).

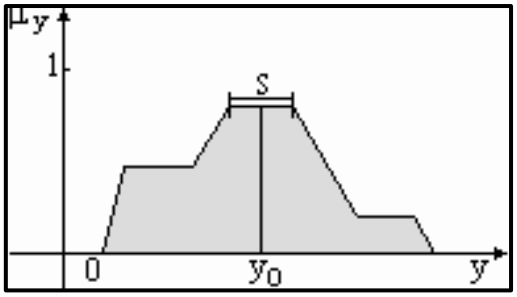


Figure III.11 :*Défuzzification par moyenne des maxima.*

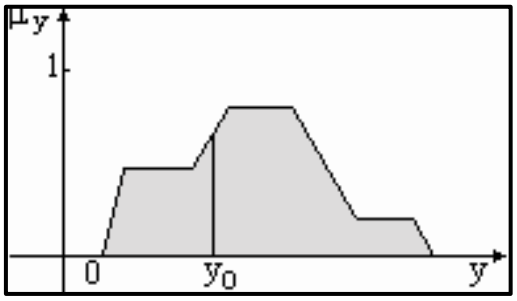


Figure III.12 :*Défuzzification barycentrique.*

♣ La deuxième méthode de défuzzification est celle du barycentre. Pour prendre en compte l'influence de l'ensemble des valeurs *y* proposées par la solution floue (*c.-à-d.* ayant une appartenance non nulle à ce sous-ensemble), on utilise une méthode de défuzzification dite barycentrique :

$$y_0 = \frac{\int_V y\,\mu_y(y)dy}{\int_V \mu_y(y)\,dy} \qquad \text{(III. 39)}$$

On remarque que cette méthode effectue la moyenne des actions *y* pondérées par leur appartenances $\mu_y(y)$.L'application de cette méthode au sous ensemble flou *Y* de la figure (III.9) donne la sortie illustré dans la figure (III.12).

b) Conception d'un correcteur flou

La conception d'un correcteur flou consiste à réaliser le digramme de blocs montré dans la figure (III.13). Les entrées du contrôleur flou sont l'erreur et sa dérivée, tandis que la sortie est la commande elle-même. Le processus peut être un *FPB* du 1^{er} ordre ou un régulateur *PI.*

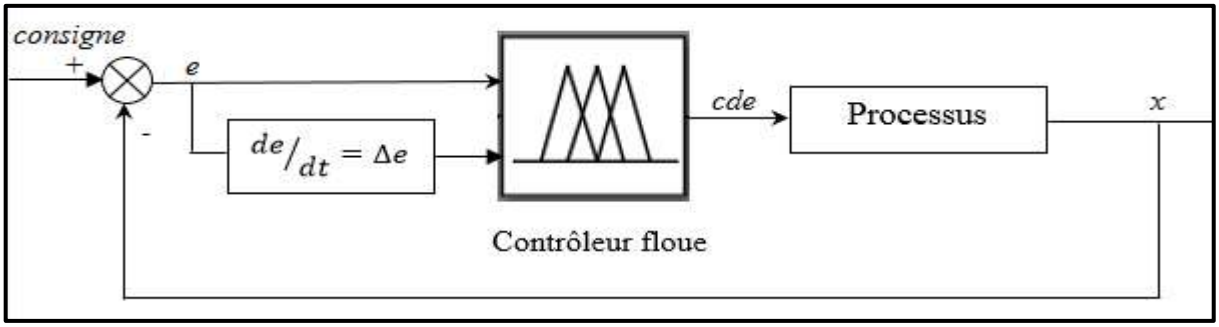


Figure III.13 : *Conception d'un contrôleur flou.*

Avec :

e : Erreur, telle que *e* = consigne – *x*,

Δ*e*: Variation de l'erreur, Δ*e* = e(t) – e(t -*T*), *T* est une constante.

cde : sortie du contrôleur flou,

x : sortie du système.

III.3.2.2. Application à la commande d'un filtre actif parallèle

a) Description générale du modèle filtre actif-correcteur flou

Considérons le système à filtre actif parallèle deux niveaux à IGBT, où on a adopté la méthode du filtre *coupe-bande* (*notch filter*) pour la détermination des courants harmoniques de référence et la MLI intersective à une seule porteuse triangulaire pour la génération des ordres de commutation [BEN06].

Le diagramme de blocs du correcteur flou considéré est le même que celui de la figure (III.13), tel que la consigne est représentée par la différence entre le courant harmonique de référence et le courant généré par le filtre actif.

Le modèle établi sous *Matlab-Simulink* de ce diagramme est montré dans la figure (III.14).

L'opération ici consiste à remplacer un régulateur *FPB* classique du 1 ordre par un correcteur flou tout en gardant celui classique comme indiqué dans la figure (III.14).

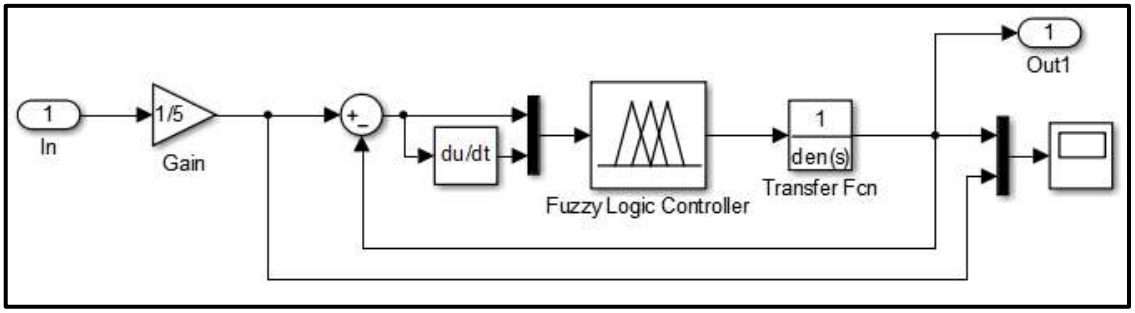


Figure III.14 : *Modèle du correcteur flou établi sous Matlab-Simulink.*

b) Construction de la commande floue

b.1. Univers de discours

Pour les entrées (*e* et Δ*e*) comme pour la sortie (*cde*), l'univers de discours est l'ensemble des nombres réels *P.*

b.2. Partitions floues

- Les deux entrées (*e* et Δ*e*) sont définies chacune par trois sous-ensembles : Négative 'N',Nulle 'ZE', Positive 'P', tels que les fonctions d'appartenance sont du type Gaussien ;
- La sortie (*cde*) est définie par cinq sous-ensembles : Grande Négative 'GN', Négative 'N', Nulle 'ZE', Positive 'P', Grande Positive 'GP', tels que les fonctions d'appartenance sont du type triangulaire.

Les partitions floues de cette commande sont représentées figure (III.15).

(a)

(b)

(c)

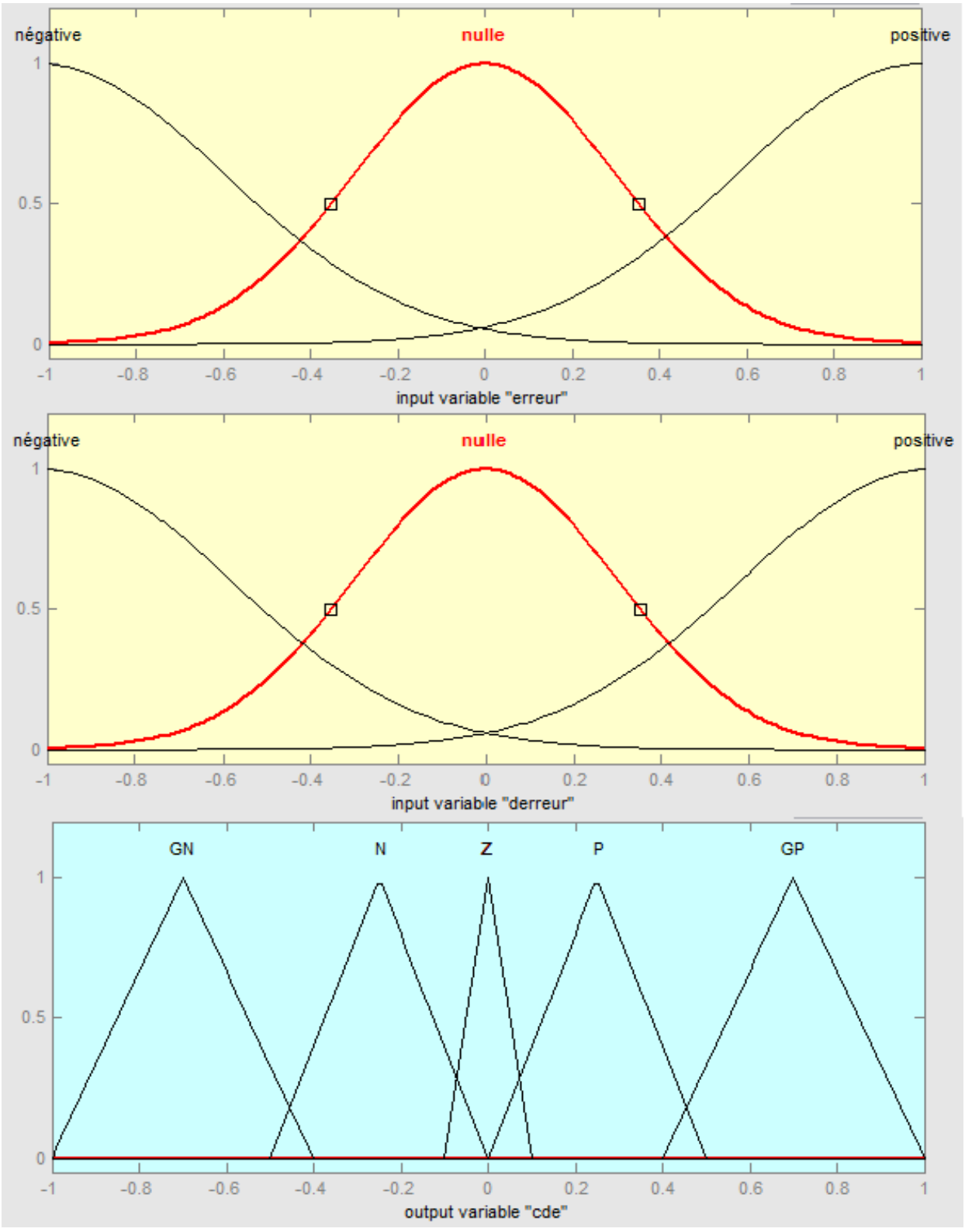


Figure III.15 : *Partitions floues :(a) :Partition floue dee.(b) :Partition floue deΔe.(c) Partition floue de cde.*

b.3. Base des règles

L'établissement des règles floues se base sur le sens de variation de l'erreur *e*, de son signe algébrique et de celui de sa dérivée Δ*e*. et sachant que :

- *e* est croissante si sa dérivée Δ*e* est positive,
- *e* est constante si sa dérivée Δ*e* est nulle,
- *e* est décroissante si sa dérivée Δ*e* est négative,
- *e* est positive si la consigne est supérieure à la sortie *x* (consigne >*x*),
- *e* est nulle si la consigne est égale à la sortie *x* (consigne = *x*),
- *e* est positive si la consigne est inférieure à la sortie *x* (consigne <*x*), Alors la commande *cde* sera :
- Nulle (ZE) si *e*est nulle (ZE),
- Grande positive (GP) si *e* est positive dans les deux situations de croissance et décroissance,
- Grande négative (GN) si *e* est négative dans les deux situations de croissance et décroissance,
- Négative (N) si *e* est croissante vers zéro,
- Positive (P) si *e* est décroissante vers zéro.

Ainsi, les règles floues seront définies comme suit :

- SI *e* est ZE, ALORS *cde* est ZE,
- SI *e* est P, ALORS *cde* est GP,
- SI *e* est N, ALORS *cde* est GN,
- SI *e* est ZE ET Δ*e* est P, ALORS *cde* est N,
- SI *e* est ZE ET Δ*e* est N, ALORS *cde* est P.

Tableau III.4 : *Bases des règles.*

e / *Δe*	**N**	**Z**	**P**
N	NG	P	PG
Z	NG	Z	PG
P	NG	N	PG

c) Fuzzification

Pour la fuzzification, on utilise l'opérateur du singleton.

d) Mécanisme d'inférence

Le choix des opérateurs du mécanisme d'inférence a été effectué comme résumé dans le Tableau (III.5).

Tableau III.5 : *Choix des opérateurs du mécanisme d'inférence.*

Opérateur	Choix
ET (ou intersection)	Min
OU (ou union)	Max
Produit cartésien	Max
Implication floue	Min

e) Défuzzification

Pour la défuzzification de la sortie floue, on a appliqué la méthode barycentrique [DJE07].

III.3.3. Commande par logique floue type-2

III.3.3.1 Concept des ensembles flous de type-2 (EFT-2)

Le concept des ensembles flous type-2 a été introduit par Zadeh comme extension du concept de l'ensemble flou ordinaire appelé ensemble flou type-1. Un ensemble flou type-2 est caractérisé par une fonction d'appartenance floue, c'est-à-dire, la valeur d'appartenance (degré d'appartenance) de chaque ensemble flou dans [0 1]. De tels ensembles, peuvent être utilisés dans les situations où nous avons de l'incertitude dans les valeurs d'appartenance elle-même. L'incertitude Peut être soit dans la forme de la fonction d'appartenance ou dans l'un de ses paramètres. Donc, les ensembles flous type-1 peuvent être considérés comme une approximation du premier ordre de l'incertitude, alors que les ensembles flous type-2 seront considérés comme approximation du deuxième ordre. Dans ce chapitre nous allons présenter les principes de base et le fondement théorique de la logique floue type-2[MEN02].

III.3.3.2. Ensemble Flou Type-2

Un ensemble flou Type-2 est une extension de l'ensemble flou Type-1. Il a des degrés d'appartenance qui sont eux-mêmes flous. À chaque valeur de la valeur primaire (e.g. pression,

température,...etc.), l'appartenance est une fonction et non pas une valeur, fonction d'appartenance secondaire, dont le domaine, appartenance primaire, est dans l'intervalle [0, 1] et dont la rangé, degrés secondaires, doit Etre aussi dans l'intervalle [0, 1]. La FA d'un ensemble flou Type-2 est donc tridimensionnel, et c'est cette nouvelle troisième dimension qui fournit de nouveaux degrés de liberté dans la conception pour traiter l'incertitude. Ces ensembles sont très utiles dans les situations où il est difficile de déterminer la FA exacte pour un ensemble flou. Afin de mieux illustrer l'utilité de cet ensemble, nous présentons un petit exemple dans ce qui suit.

Définition 1 : Un ensemble flou Type-2, dénoté par $\widetilde{A}$, est caractérisé par une FA Type-2 $\mu_{\tilde{A}}(x,u), o$ù $x \in X \; et \; u \in J_x \subseteq [0,1]$:

$$\tilde{A} = \{((x,u), \mu_{\tilde{A}}(x,u)) | \forall x \in J_x \subseteq [0,1]\} \quad \text{(III.40)}$$

Où $0 \leq \mu_{\bar{A}}(x,u) \leq 1$.

Cet ensemble peut être aussi exprimé par :

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \int_{u \in J_x} \mu_{\bar{A}}(x,u) \Big/ (x,u) \; J_x \subseteq [0,1] \quad \text{(III.41)}$$

Où $\int \int$ dénote l'union sur *x* et *u*.

Définition 2 : à chaque valeur de x, soit $x = \acute{x}$, le plan 2D dont les axes sont u et le plan 2D dont les axes sont u et $\mu_{\bar{A}}(x,u)$ est applé la partie verticale de$\mu_{\bar{A}}(x,u)$.

Une FA secondaire est une partie verticale de $\mu_{\bar{A}}(x,u)$. C'est $\mu_{\bar{A}}(x = \acute{x}, u)$ pour $\acute{x} \in X$ et $\forall u \in J_{\acute{x}} \subseteq [0,1]$.

$$\mu_{\bar{A}}(x = \acute{x}, u) = \mu_{\bar{A}}(\acute{x}) = \int_{u \in J_{\acute{x}}} f_{\acute{x}}(u) \Big/ u \; J_{\acute{x}} \subseteq [0,1] \quad \text{(III.42)}$$

Où $0 \leq f_{\acute{x}}(u) \leq 1$.Nous référons à $\mu_{\bar{A}}(x)$ comme une FA secondaire ; c'est un EF type-1 ensemble secondaire.

En se basant sur le concept des ensembles secondaires, on peut interpréter un EF

Type-2 comme l'union de tous les ensembles secondaires :

$$\tilde{A} = \{(x, \mu_{\bar{A}}(x)) | \forall x \in X\} \quad \text{(III.43)}$$

Ou :

$$\tilde{A} = \int_{x\in X} \mu_{\tilde{A}}(x)/x = \int_{x\in X} \left[\int_{u\in J_x} f_x(u)/u\right]/x \quad J_x \subseteq [0,1] \qquad \text{(III.44)}$$

Le domaine d'une FA secondaire est appel l'appartenance primaire de x. Dans (III.44), J_x est l'appartenance primaire de x, ou $J_x \subseteq [0,1] \forall x \in X$.

L'amplitude d'une FA secondaire est appelé un degré secondaire. Dans (III.44),

$f_x(u)$ est un degré secondaire.L'incertitude dans les appartenances primaires d'un EF Type-2, $\tilde{A}$, consiste enune région limité que nous appellerons l'empreinte de l'incertitude (Footprint Of Uncertainty (FOU)). C'est l'union de toutes les appartenances primaires :

$$FOU(\tilde{A}) = \cup_{x\in X} J_x \qquad \text{(III.45)}$$

a) Ensemble Flou Type-2 Intervalle

Quand $f_x(u) = 1, \forall u \in J_x \subseteq [0,1]$, les FAs secondaires sont des ensembles intervalles.

Si les FAs secondaires sont des ensembles intervalles pour $\forall x \in X$,une FA Type-2 intervalle (T2I) aura lieu.

Une FA secondaire intervalle reflète une incertitude uniforme aux appartenances primaires de x [MEN03], l'uniformité de l'ombre de la FOU sur la Figure (III.16) signifie que les poids ou les possibilités sont uniformes. Un ensemble flou Type-2 Intervalle est complément décrit par sa FOU.

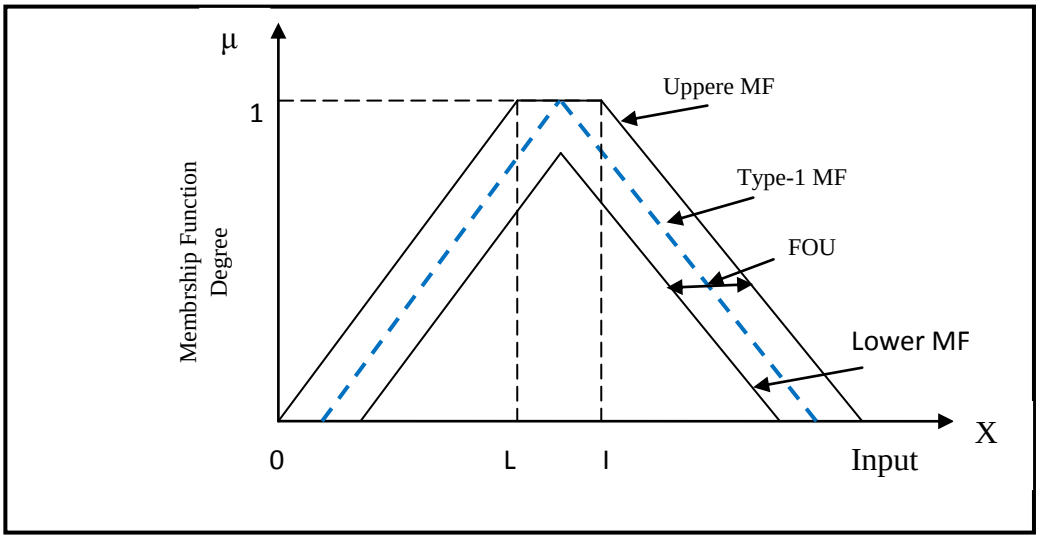


Figure III.16 : *Fonction d'appartenance intervalle flou type-2*

$$\tilde{A} = {}^{1}/_{FOU(\tilde{A})} \qquad \text{(III.46)}$$

La notation dans (III.46) signifie que le degré secondaire est égal à 1 pour tous les éléments du $FOU(\tilde{A})$.

La plupart des applications utilisent plutôt les ensembles flous IT2 que les Type-2 généraux, parce que le calcul des applications l'utilisant est nettement plus facile.

De plus, bien que les EFs Type-2 présentent plus de degré de liberté de traitement d'incertitudes que les EFs IT2, le choix de leurs FAs secondaires reste une question très délicate. L'extension des ensembles flous Type-1 se fait beaucoup plus à son congénère IT2 que Type-2.

b) Types d'ensembles flous type-2

Il existe différents types d'ensembles flous type-2 :

- **Ensemble flou type-2 gaussien :** Le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble flou type-1 gaussien dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle[1 , 0] ;
- **Ensemble flou type-2 triangulaire :** Le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble flou type-1 triangulaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle[1 , 0] ;
- **Ensemble flou type-2 intervalle :** Le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble ordinaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle [1, 0].

III.3.3.3. Contrôleur de Logique Floue Type-2

Les différentes sources d'incertitude dans un système d'inférence floue ont été évoquées par Mendel dans ses différents travaux [MEN01], [MEN03]. Les incertitudes aux niveaux des prémisses et des conclusions se traduisent par des fonctions d'appartenance incertaines qui représentent des ensembles flous Type-2.

Dans la logique floue, nous pouvons considérer le calcul de la sortie défuzzifiée d'un CLF Type-1 comme congénère à la moyenne d'une densité de probabilité. Tout comme la variance d'une densité de probabilité fournit une mesure de dispersion autour de la moyenne et est utilisée pour mieux saisir l'incertitude probabiliste dans les conceptions statistiques, un CLF a besoin d'une mesure de dispersion pour mieux saisir les incertitudes contenues dans les règles et que la sortie certaine d'un CLF Type-1 ne pourrait donner. La logique floue Type-2 fournit cette mesure de dispersion et semble être nécessaire pour concevoir les systèmes flous qui contiennent des règles incertaines.

Dans un système donné, on veut souvent avoir une sortie à valeur déterminée interprétable par l'utilisateur à partir d'une entrée certaine. On est alors astreint à ajouter à la LF, qui établit un ensemble flou en fonction d'un ensemble flou, deux processus à l'entrée et au sorite. Le premier processus est celui de fuzzification qui fait correspondre un ensemble flou à une valeur, le deuxième est le processus de sortie qui est constitué d'un processus de réduction de type suivi d'un processus de défuzzification. Ceci donne naissance à un CLF ou SIF Type-2.

Dans cette perspective, nous présentons dans cette section un aperçu sur le système d'inférence floue Type-2 tout en détaillant les différents blocs qui le constituent (figure III.17).

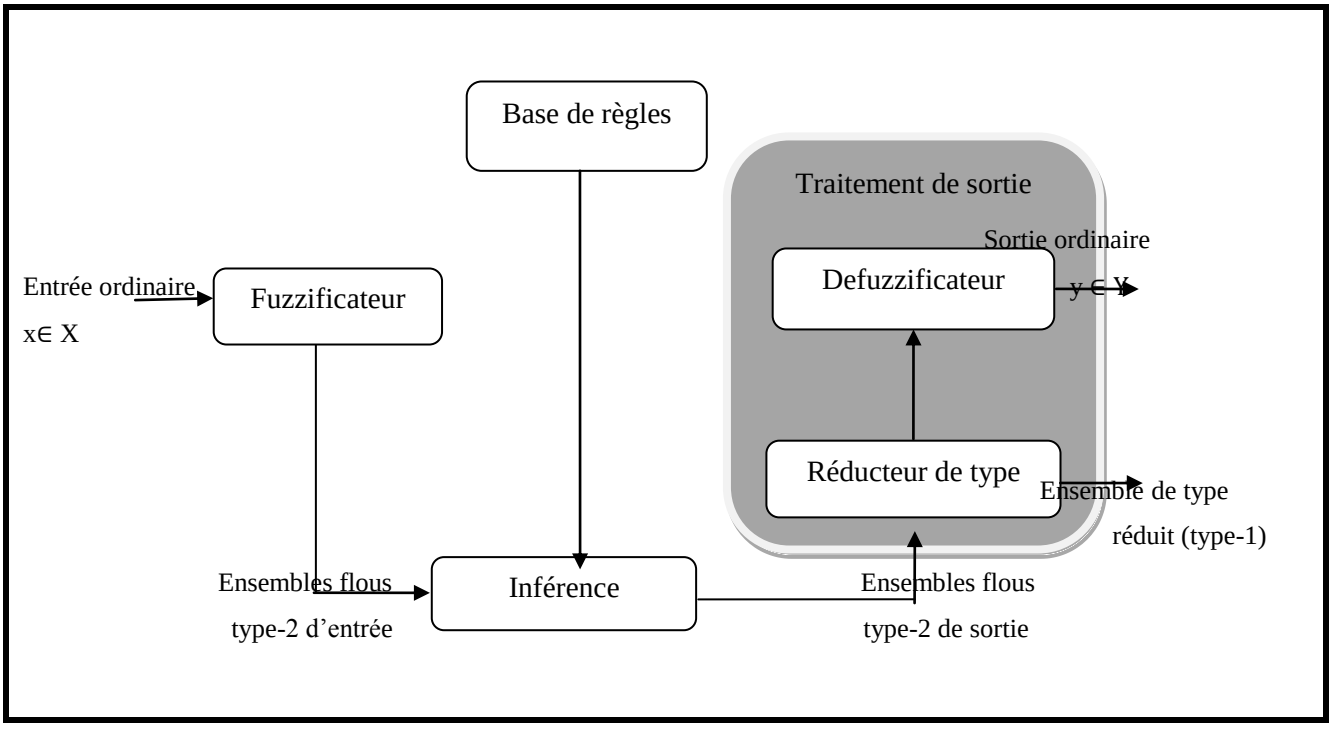


Figure III.17 : *Système d'inférence floue type-2.*

a) Base de Règles

Lorsque les règles sont recueillies en interrogeant des experts, si on interrogeait des experts sur les positions et les écarts type des ensembles flous associés aux prémisses et aux conclusions, il est très probable que nous obtiendrons des réponses différentes de chaque expert. Ceci conduirait à des incertitudes statistiques sur les positions et les écarts type des prémisses et conclusions des règles. Ces incertitudes peuvent être modalisées par des fonctions d'appartenance Type-2. En outre, les experts donnent souvent des réponses différentes à la même question pour une règle donnée, cela se traduit par des règles qui ont les mêmes prémisses mais des conclusions différentes.

Ceci se traduit par des incertitudes aux niveaux des conclusions qui peuvent être modélisées par des FAs Type-2.

La structure d'une règle floue est la même tant pour un CLF Type-1 que pour un CLF Type-2, la seule différence est que les ensembles flous associés aux prémisses et aux conclusions du premier sont tous des EFs Type-1 ou des nombres certains, alors qu'au moins un EF du deuxième système, qu'il soit associé à la prémisse ou à la conclusion, soit un EF de Type-2.

Soit un CLF Type-2 ayant p entrées $x_1 \in X_1, \dots, x_p \in X_p$ et une sortie $y \in Y$, avec une base de M règles, la léme règle est exprimée par :

$$R^l: SI\ x_1\ est\ \tilde{F}_1^l ET \dots ET x_p\ est \tilde{F}_p^l\ Alors\ y\ est\ G^l \qquad \text{(III.47)}$$

Où :$\tilde{F}_i^l = (i = 1,2, \dots ., p)$Sont les ensembles flous des prémisses de Type-2 et $\tilde{G}^l$est l'ensemble flou de la conclusion de Type-2 aussi, avec $l = 1, \dots \dots, M$.

Cette règle représente une relation floue Type-2 entre l'espace des entrées $X_1 \times \dots \times X_p$ et l'espace de sortie Y du FLC Type-2[BOU13].

b) Mécanisme d'inférence

Considérons un système flou type-2 ayant p entrées $x_1 \in X_1, x_2 \in X_2, \dots, x_p \in X_p$et une sortie $y \in Y$ Suppose qu'on a M règles où la règle a la forme :

$$R^l: SI\ x_1\ est\ F_1^l ET \dots ET x_p\ est F_p^l\ Alors\ y\ est\ \tilde{G}^l \qquad \text{(III.48)}$$

Cette règle représente une relation floue de type-2. Nous dénotons la fonction d'appartenance de cette relation floue type-2 par$\mu_{\tilde{F}_1^l \times \dots \times \tilde{F}_p^l \to \tilde{G}^1}(x, y)$ où

$x = \{x_1, x_2, \dots, x_p\}, et\ \tilde{F}_1^l \times \dots \times \tilde{F}_p^l$ dénote le produit cartésien de $\tilde{F}_1^l, \tilde{F}_2^l, \dots, \tilde{F}_p^l$.

Quand une entrée x' est appliquée, la composition de l'ensemble flou $\widetilde{A}$ à qui x' appartient, et la règle R^l est formée en utilisant une version étendue de la composition "sup star".

$$\mu_{\tilde{F}_1^l \times \dots \times \tilde{F}_p^l \to \tilde{G}^l}(y) = \cup_{x \in \widetilde{X'}} \left[\mu_{\tilde{X}}(x) \cap \mu_{\tilde{X}\tilde{F}_1^l \times \dots \times \tilde{F}_p^l \to \tilde{G}^l}(x, y)\right] \qquad \text{(III.49)}$$

Nous utilisons une fuzzification par singleton, c'est à dire que l'ensemble flou $\widetilde{X'}$a undegré d'appartenance égal à 1 pour $x = \tilde{x}$ et égal à zéro pour toutes les autres entrées ($x \neq x'$),

(Chacune des entrées est considérée comme une mesure parfaite), alors la relation (III.47) se réduit à :

$$\mu_{\tilde{x} \circ \tilde{F}_1^l \times \dots \times \tilde{F}_p^l \to \tilde{G}^l}(y) = \mu_{\tilde{X} \circ\ \tilde{F}_1^l \times \dots \times \tilde{F}_p^l \to \tilde{G}^l}(x', y) \qquad \text{(III.50)}$$

Nous désignons la relation $\mu_{\tilde{X}\tilde{F}_1^l \times \dots \times \tilde{F}_p^l \to \tilde{G}^l}$ par$\tilde{B}^l$, qui correspond à l'ensemble de sortie. Le second membre de (III.49) est calculé en utilisant l'implication minimum ou produit [WAN96]

(qui correspondra à l'opération *meet* sous le minimum ou le produit t-norme dans le cas du type-2), donc (III.49) peut être écrite comme :

$$\mu_{\tilde{B}^l}(y) = \mu_{\tilde{F}_1^l \times \ldots \times \tilde{F}_p^l}(x') \cap \mu_{\tilde{G}^l}(y)$$

La fonction d'appartenance du produit cartésien est obtenue en calculant le ''*meet*'' entre les ensembles individuels [ZAD75], et l'expression (III.50) peut être réécrite comme suit :

$$\begin{aligned} \mu_{\tilde{B}^l}(y) &= \mu_{\tilde{F}_1^l}(x_1) \cap \mu_{\tilde{F}_2^l}(x_2) \cap \ldots \cap \mu_{\tilde{F}_p^l}(x_p) \cap \mu_{\tilde{G}^l}(y) \\ &= \mu_{\tilde{G}^l}(y) \cap \left[\prod_{i=1}^{p} \mu_{\tilde{F}_i^l}(x_i)\right] \end{aligned} \quad \text{(III.51)}$$

c) Fuzzification

L'interface de fuzzification fait correspondre à l'entrée déterministe un ensemble flou qui peut être généralement un EFT l'interface de fuzzification fait correspondre à l'entrée déterministe un ensemble flou qui peut être généralement un EFT-2. Cependant, dans ce qui suit, nous utilisons seulement L'interface de fuzzification fait correspondre à l'entrée déterministe un ensemble flou 2. Cependant, dans ce qui suit, nous utilisons seulement une fuzzification par singleton pour laquelle l'ensemble flou d'entrée possède uniquement un seul degré d'appartenance non nul [GRA12].

d) Processus de sortie

Le Processus de sortie se compose de deux blocs, le réducteur de type et l'interface de défuzzification. Les méthodes de réduction de type donnent un EFT-1 à partir de l'EFT-2 obtenu à la sortie du mécanisme d'inférence. L'ensemble résultant obtenu par la réduction de type sera par la suite défuzzifié pour obtenir une sortie numérique (déterministe) [GRA12].

- ***Réduction de type***

Dans un système flou type-1, où les ensembles de sortie sont des ensembles flous type1, nous effectuons la défuzzification dans le but d'obtenir une valeur numérique (ensemble type-0) représentant la combinaison des ensembles de sortie.

Dans le cas du type-2, les ensembles de sortie sont des ensembles de type-2 ; donc nous devons utiliser des versions étendues des méthodes de déffuzification de type-1 appelées la réduction de type [KAR98]. Cette opération va transformer l'ensemble flou type-2 résultant en un

ensemble flou type-1 appelé ensemble type réduit, qui sera défuzzifié par la suite. Cet ensemble type réduit résultant prend en considération plus d'information au sujet des incertitudes des règles que la valeur défuzzifiée (un nombre).

Parmi les méthodes de réduction de type utilisées on cite :

- ♣ La réduction de type par le centre de gravité.
- ♣ La réduction de type par la hauteur.
- ♣ La réduction de type par le centre des ensembles.

➢ ***Défuzzification***

A la fin de l'étape de la réduction de type, on obtient un EFT-1, type réduit, et puisque les entrées du système à commander sont des valeurs précises, alors il est nécessaire de transformer l'ensemble type réduit en une valeur numérique bien déterminée [IOA96]. Parmi les méthodes utilisées pour la défuzzification, on cite la défuzzification par le centre de gravité.

La façon la plus naturelle de faire ceci est de trouver le centre de gravité de l'ensemble type réduit. Le calcul du centre de gravité est équivalent à trouver une moyenne pondérée des sorties de tous les ensemble flou type-1 imbriqués dans le système flou type-2, où les poids correspondent aux appartenances dans l'ensemble type réduit. Si l'ensemble type réduit *Y*, pour une entrée *x*, est discrétisé en *N* points, l'expression de son centre de gravité est [GRA12] :

$$C_Y(x) = \frac{\sum_{k=1}^{N} y_k \mu_Y(y_k)}{\sum_{k=1}^{N} \mu_Y(y_k)} \qquad \text{(III.52)}$$

III.4 Conclusion :

Dans ce chapitre on a analysé les trois différentes méthodes de contrôle du filtre actif parallèle que l'on trouve le régulateur PI et le contrôleur à logique floue type-1 et le contrôleur à logique floue type-2. Dans le chapitre suivant, on étudiera les résultats que nous montre ce qu'on a dit avec l'outil de simulation Matlab/Simulink.

Chapitre (IV)

Résultats de simulation et interprétation

IV.1. Introduction

Dans le chapitre précédent on a étudié les trois méthodes de contrôle classique et moderne de filtre actif parallèle. Le but de ce chapitre est voir les résultats de simulation des différentes méthodes de contrôle comme suit :

Dans la première partie de ce chapitre on donne les tableaux des Paramètres de simulation du filtre actif parallèle.

La seconde partie présente les résultats de simulation après le filtrage actif parallèle contrôlé par le régulateur classique PI.

Dans la troisième partie, on voit les résultats de simulation du filtre actif parallèle commandé par un contrôleur moderne, c'est le régulateur à base de la logique floue type-1

À la quatrième partie on fait les mêmes étapes que la précédente, mais avec la logique floue type-2.

Et enfin, la dernière partie de ce chapitre on fait la comparaison entre les résultats du THD du filtre actif parallèle en utilisant les trois méthodes de commande précédentes.

Auparavant, nous allons rassembler les paramètres communs aux différents modèles dans le tableau (IV.1) ci-dessous :

Tableau IV. 1 : *Paramètres de simulation communs aux applications considérées*

Paramètres		**Valeurs numériques**
Réseau d'alimentation	E_s-rms (efficace)	220 V
	Fréquence f	50 H
	Résistance de ligne R_s	0.25 mΩ
	Inductance de ligne L_s	19.4 µH
Charge non-linéaire (Pont à 6 thyristors)	Puissance apparente S	16.5 KVA
	Angle de retard à l'amorçage α	0°
Charge linéaire (en aval de la charge non-linéaire)	Résistance de charge DC R_{dc}	6.5 Ω
	Inductance de charge DC L_{dc}	20 mH
Filtre actif	Tension du filtre $\boldsymbol{V_c}$	650 V
	La capacité C	0.0011 F
	Fréquence de commutation (fréquence de la porteuse)	10 KHz
	Filtre de sortie L_{FA}	4 mH
Inductance de correction	Inductance en amont de la charge polluante L_f	2 µH
	Résistance de la charge polluante R_f	1 Ω

Les paramètres de la simulation sont groupés dans le tableau (IV.2).

Tableau IV. 2 : *Paramètres de simulation du FAP par le régulateur PI*

Paramètres	**valeurs numériques**
V_{dc}	650 V
L_f	2 mH
R_f	1 Ω
K_P	0.8
K_i	5
R_c	6.5 Ω
L_c	20 mH

Tableau IV. 3 :

Paramètres de simulation du FAP par le régulateur floue type-1

Paramètres	**valeurs numériques**
V_c	650 V
L_f	2 mH
Filtre Passe-bande 2nd ordre : fréquence de la coupure $f_{c,}$ et facteur d'amortissement ξ.	50 Hz, 0.707
R_c	6.5 Ω
L_c	20 mH

IV.2. Résultats de simulation employant les régulateurs PI et LFT-1

IV.2.1. Filtre Actif Parallèle deux niveaux

IV.2.1.1. Avec une source continue (E=650V)

Utilisation du régulateur PI	*Utilisation du régulateur flou type-1*

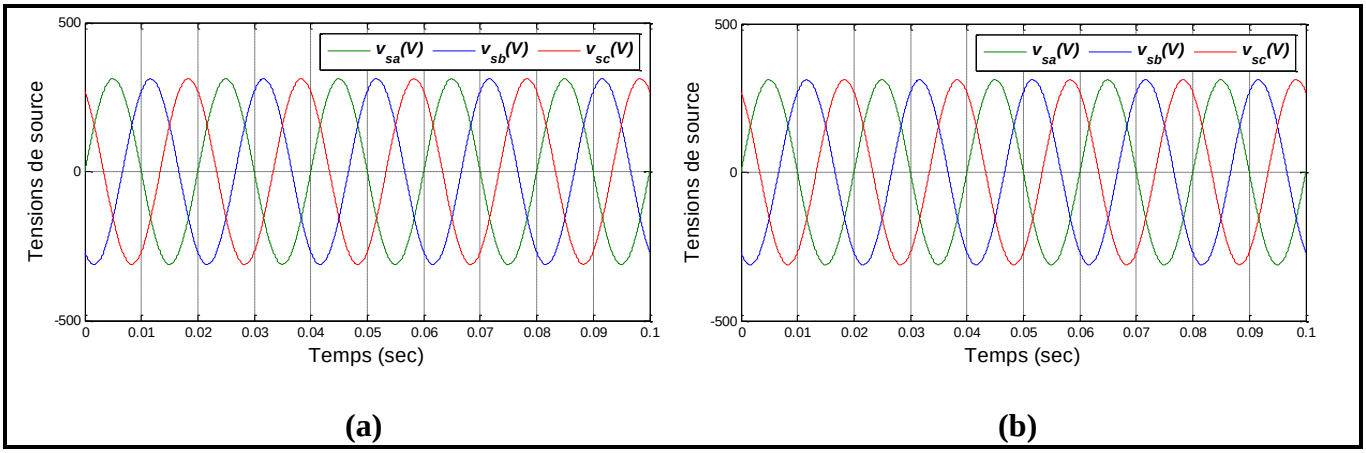


Figure IV.1 : *Allure de la tension de source triphasée* V_s

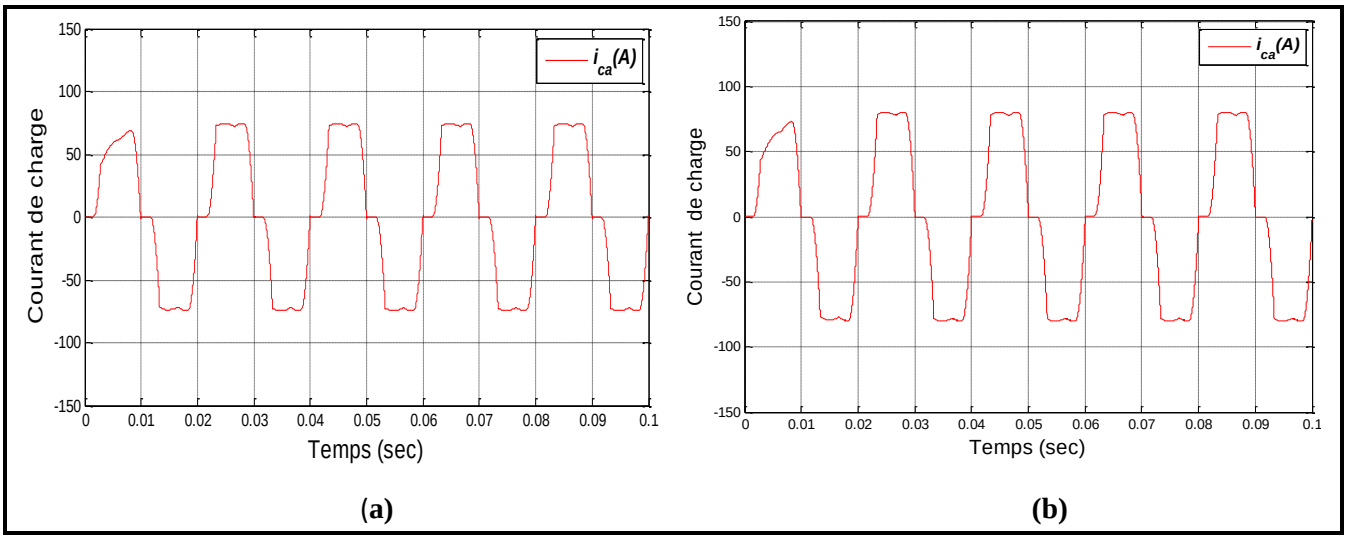


Figure IV.2*: Allure du courant de charge* i_{ca} .

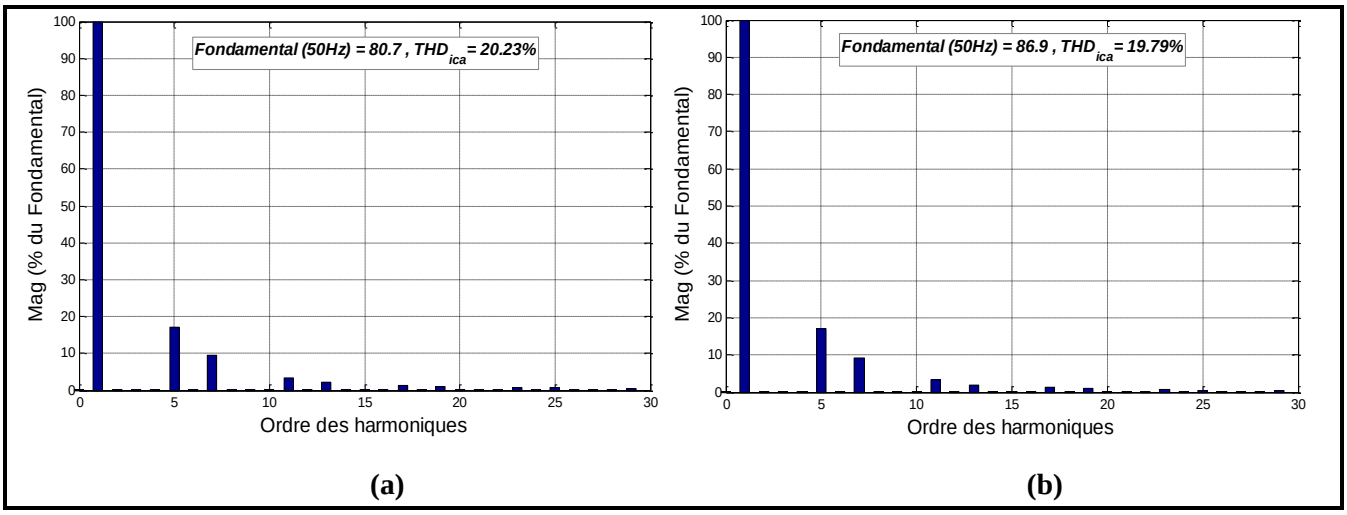


Figure IV.3 : *Spectre harmonique de i_{ca}.*

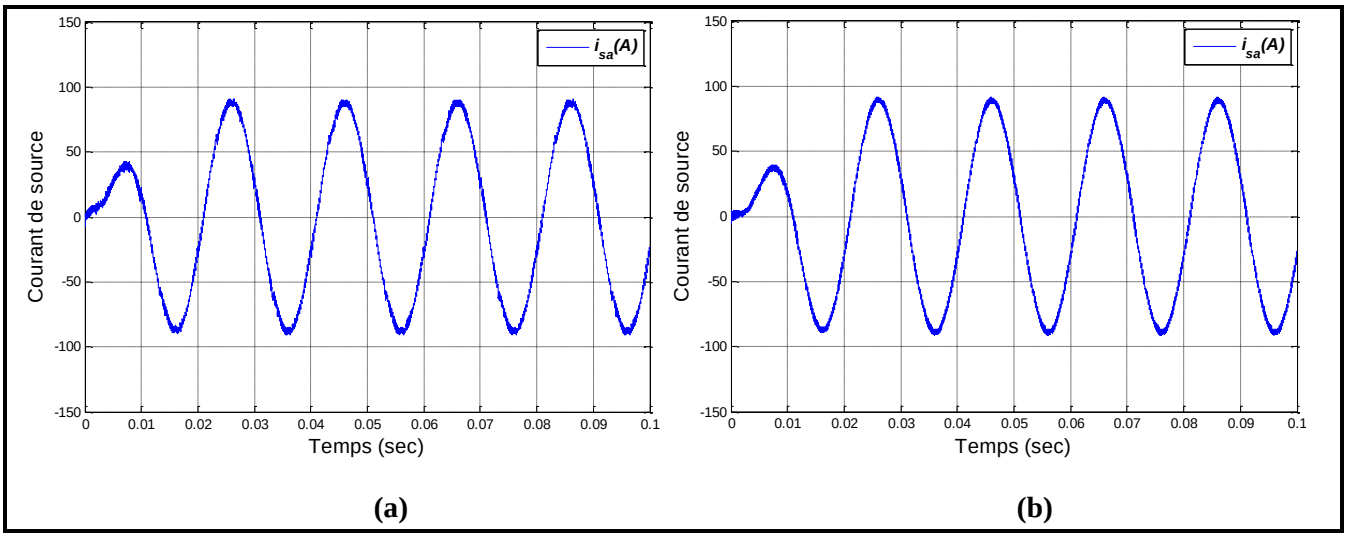


Figure IV.4 : *Allure de courant de source i_{sa}*

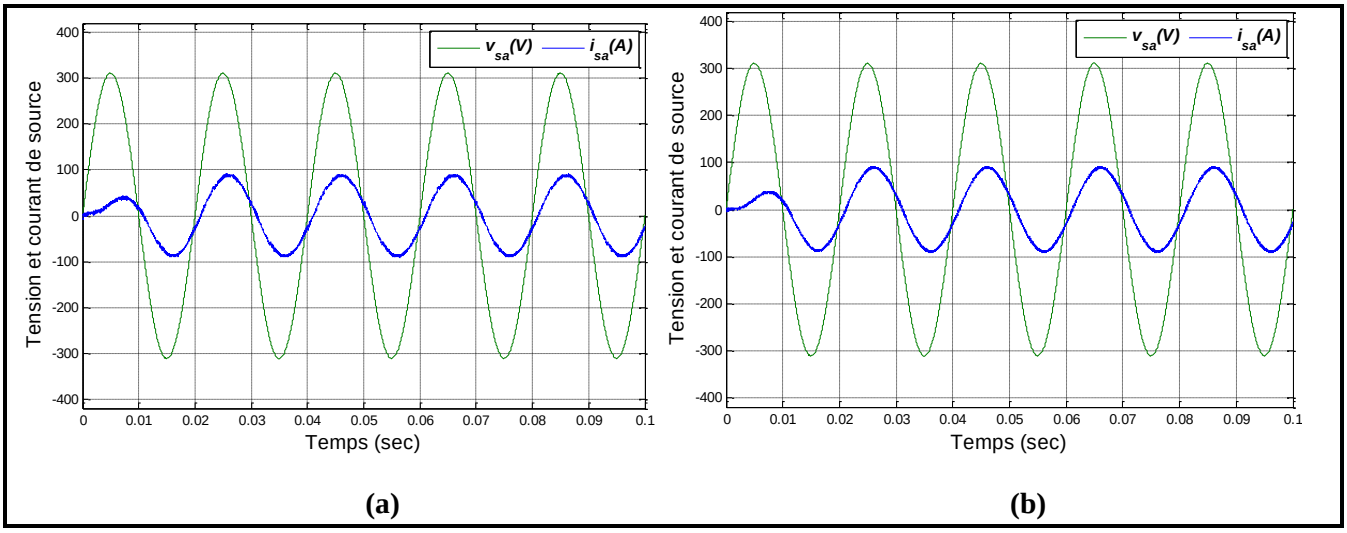


Figure IV.5 : *Courant i_{sa} déphasé de la tension v_{sa}.*

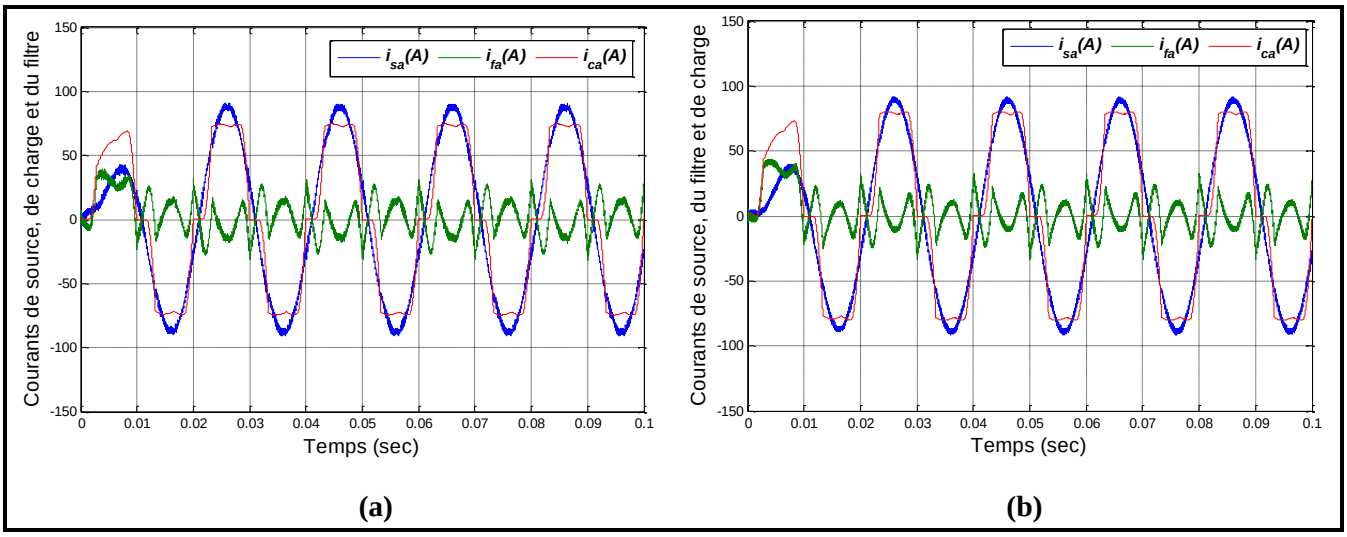


Figure IV.6 : *Courants de charge non-linéaire i_{ca}, de source i_{sa} et de filtre i_{fa}.*

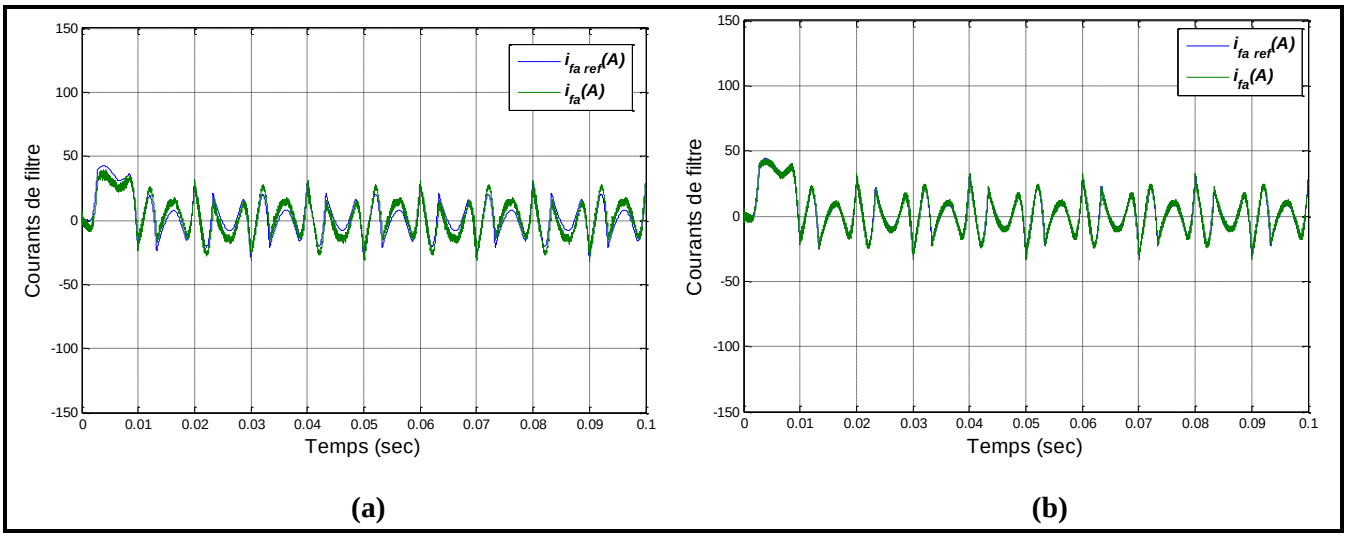


Figure IV.7 : *Courant généré par le filtre actif i_{fa} et sa référence i_{fa_ref}.*

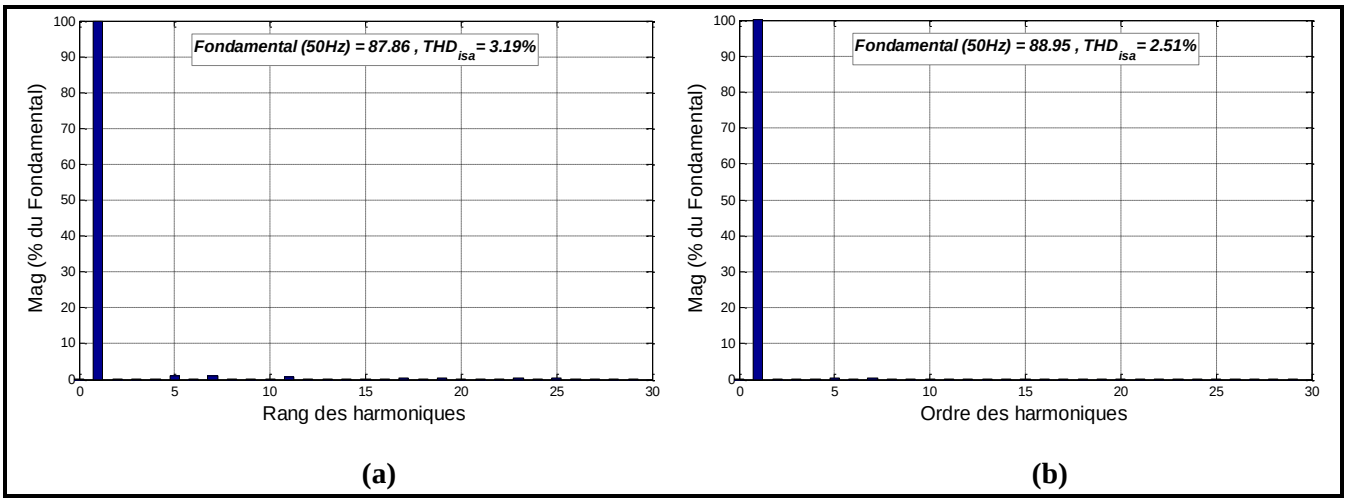


Figure IV.8 : *Spectre harmonique de i_{sa}*

IV.2.1.2. Avec un condensateur (C=1100 µF)

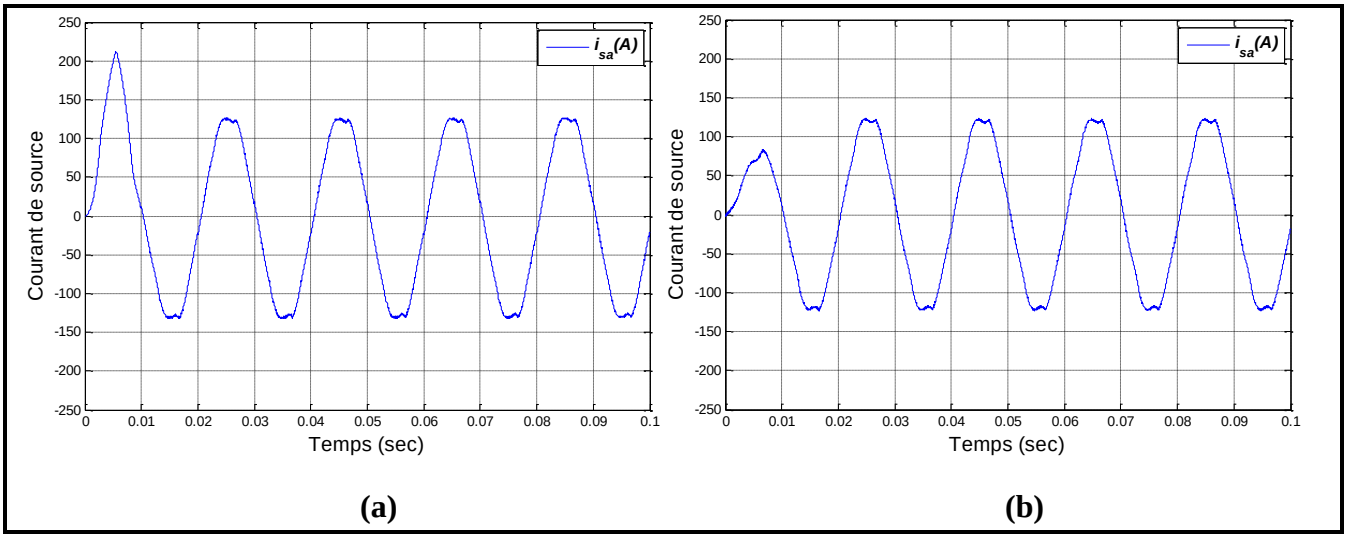


Figure IV.9 : *Allure de courant de source i_{sa} avec C*

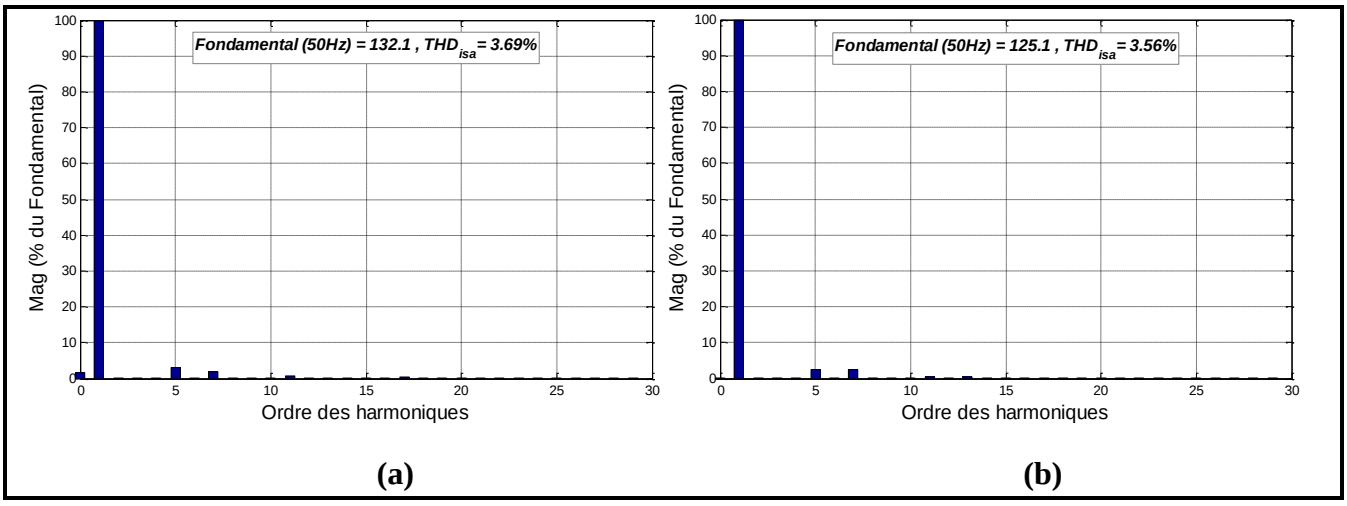


Figure IV.10 : *Spectre harmonique de i_{sa} avec C*

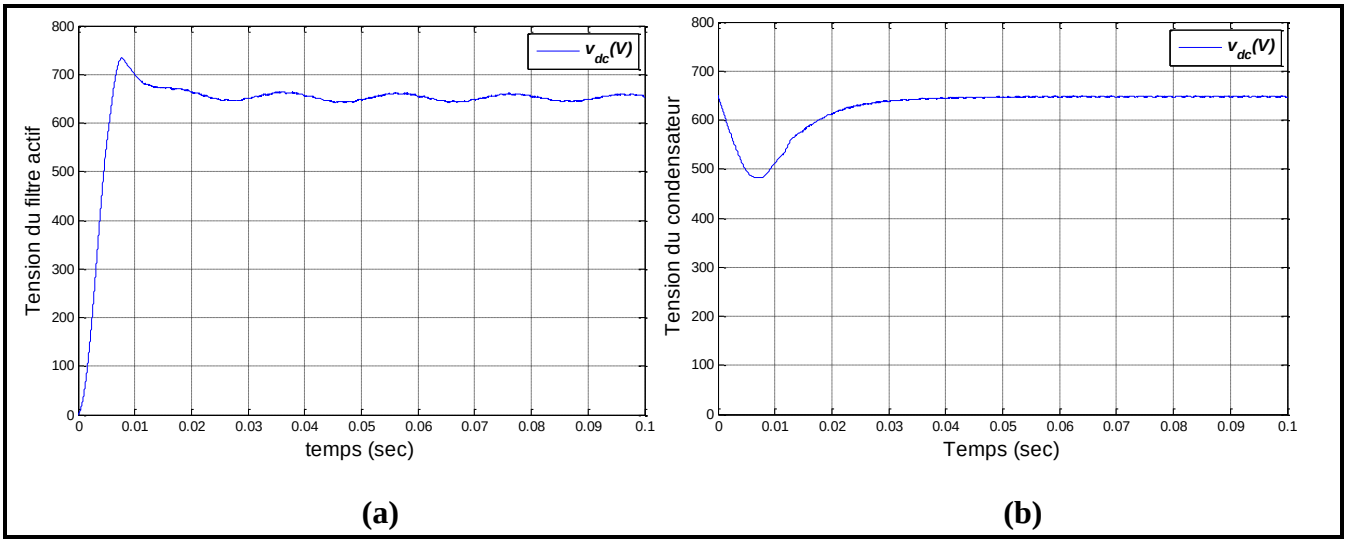


Figure IV.11 : *Allure du Tension V_{dc} alimentant le filtre actif*

- **Interprétation des résultats obtenus**

La figure (IV.1) illustre les tensions d'alimentation de la source de tension alternative des trois phases décalées l'une par rapport l'autre d'un tière de la période, c'est-à-dire 2π/3 pour les deux régulateurs PI (a) et Flou type-1 (b). A partir de l'analyse spectrale du courant de charge présenté sur les figures (IV.2 a et b) nous remarquons que ce dernier pollué avec un THD de 20.23% pour le régulateur PI (figure IV.3.a) et 19.79% pour le régulateur flou type-1 (figure IV.3.b).

Avec l'application du filtre actif parallèle contrôlé par les deux régulateurs PI et flou type -1 on a obtenu le courant de source i_{sa} montré dans les figures (IV.4 a et b). On constate que le courant de source a amélioré et prend une forme presque sinusoïdale. Le spectre harmonique du courant i_{sa} dans les figures (IV.8 a et b), indique un THD de 3.19 % pour le régulateur PI et 2.51% pour le régulateur flou type-1.

Sur les figures (IV.5 a et b) nus observons que le courant i_{sa} et la tension de source v_{sa} sont presque en phase, malgré le décalage engendré par L_f.

La figure (IV.6) présente les courants de charge non-linéaire i_{ca}, de source i_{sa} et du filtre actif i_{fa} avec les deux régulateurs PI (a) et floue type-1 (b).

En plus, la forme dans laquelle le courant généré par le filtre actif suit sa référence a subi elle aussi des améliorations, comme on l'observe dans la figure (IV.7)

La commande floue a généré un courant illustré dans la figure (IV.7.b), où on le voit poursuivre parfaitement sa référence par rapport la commande par régulateur PI figure (IV.7.a).

En remplaçant les sources de tension continue par celles fournies par le diviseur capacitif, le système garde sa stabilité. En effet, le courant de source montré dans la figure (IV.9) a une forme sinusoïdale ; en outre, son spectre est nettement dépollué, comme constaté dans la Figure (IV.10), avec un THD_{isa} de 3.69 % pour le régulateur PI (a) et 3.56% pour le régulateur flou type-1 (b).

Quant aux allures des tensions aux bornes de condensateur avec les régulateurs PI et flou type-1, elles sont présenté par les courbes V_{dc} de la figure (IV.11), on voit que la tension V_{dc} pour le régulateur Flou type-1 est plus stable sur la valeur 650 V durant le régime permanant.

IV.2.2. Filtre Actif Parallèle cinq niveaux

IV.2.2.1. Avec une source continue (E=650V)

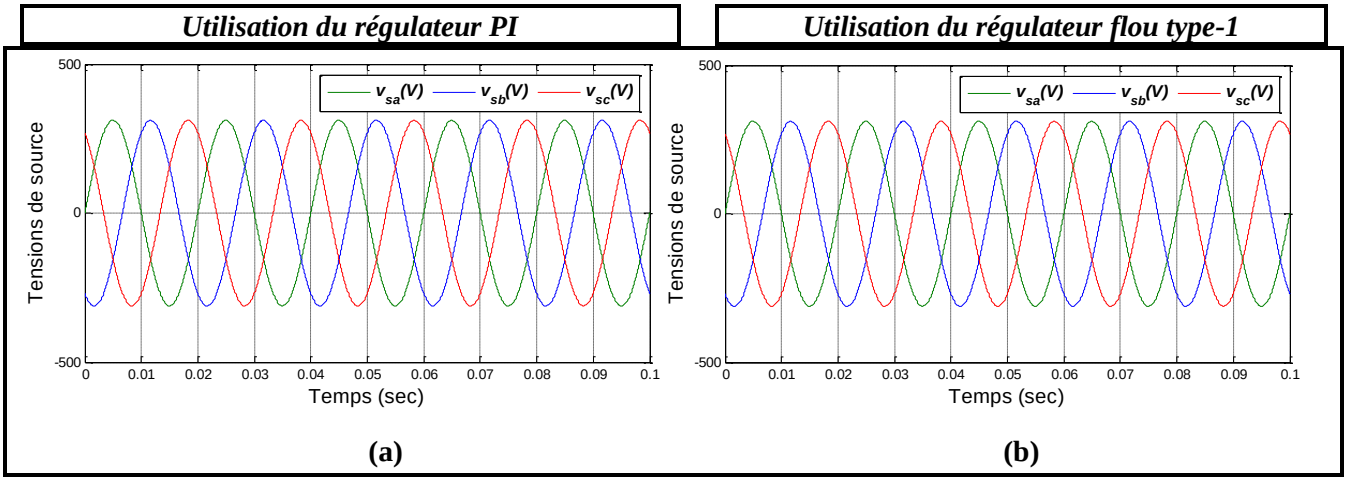


Figure IV.12 : *Les tensions de source V_s*

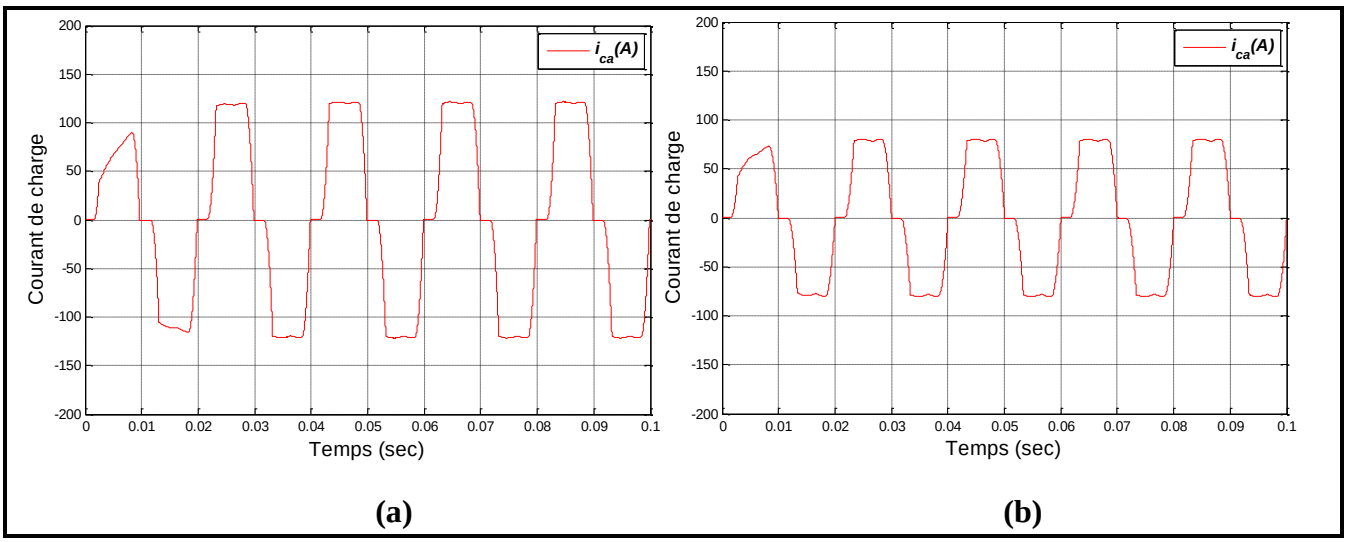


Figure IV.13 : *Allure du courant de charge i_{ca}*

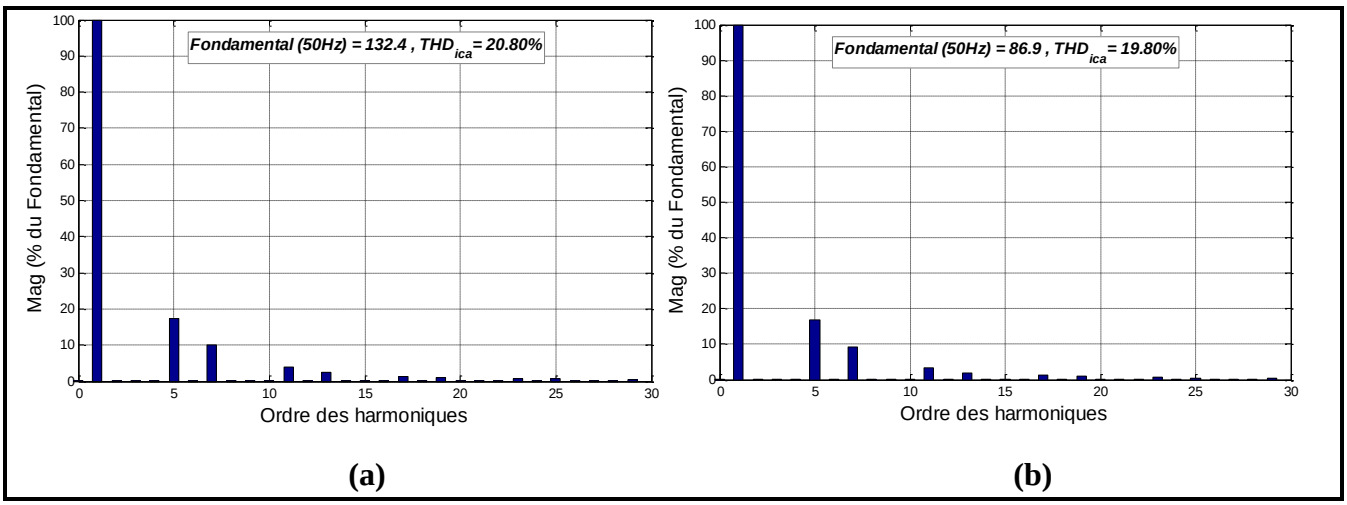


Figure IV.14 : *Spectre harmonique de i_{ca}*

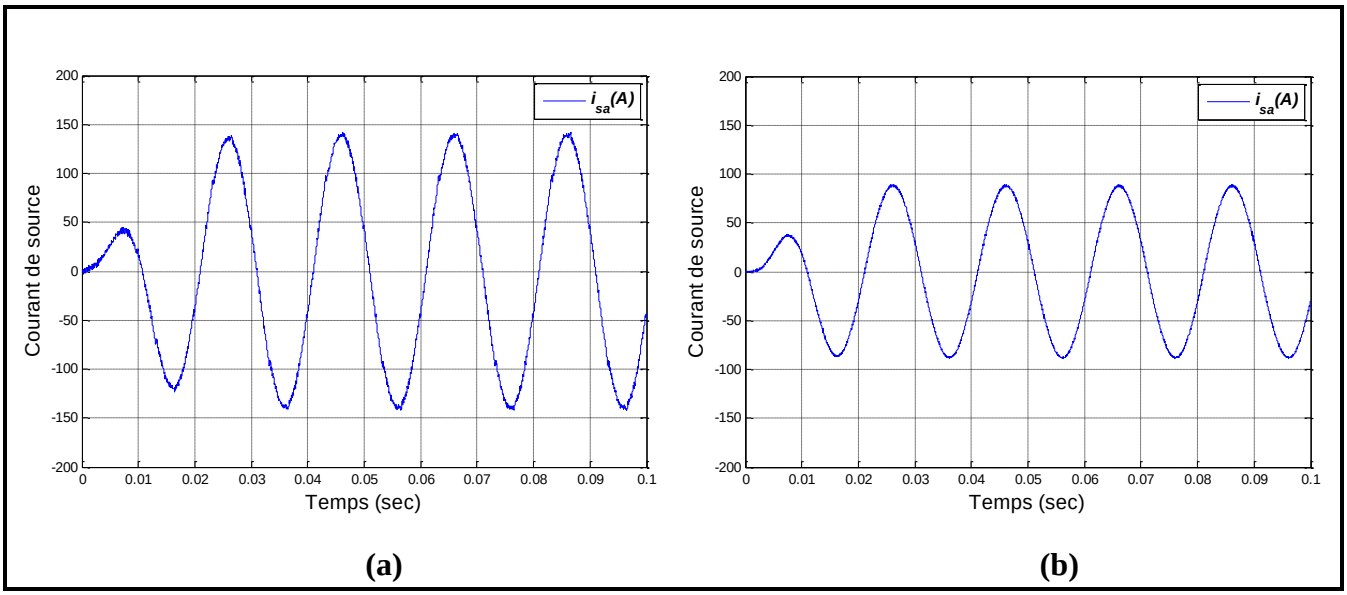


Figure IV.15 : *courant de source i_{sa} avec onduleur cinq niveaux.*

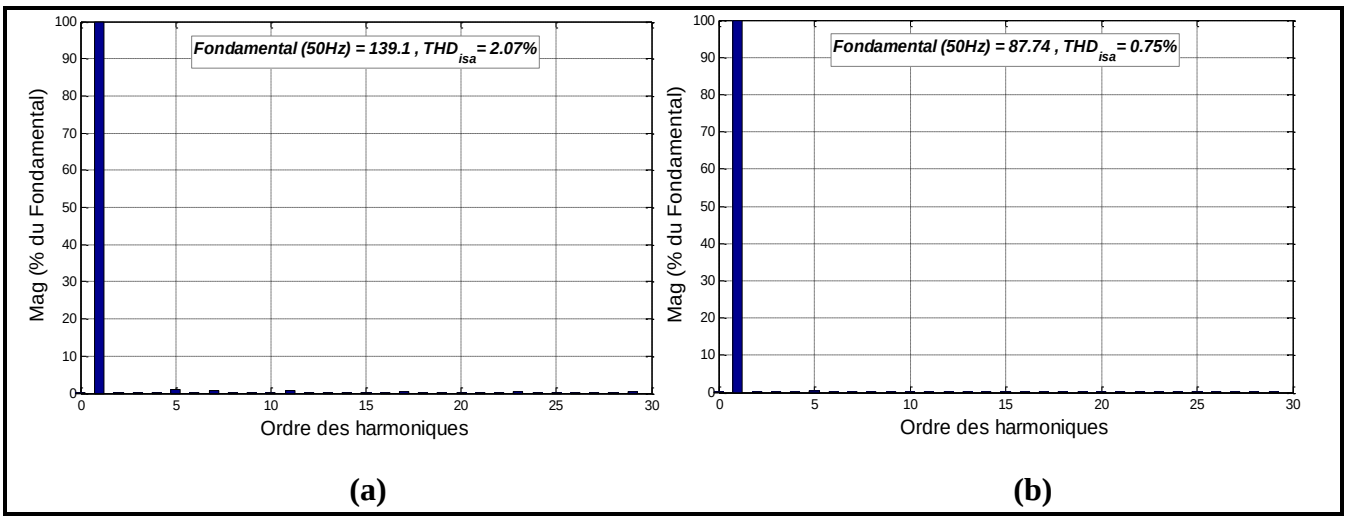


Figure IV.16 : *Spectre harmonique de i_{sa} avec onduleur cinq niveaux*

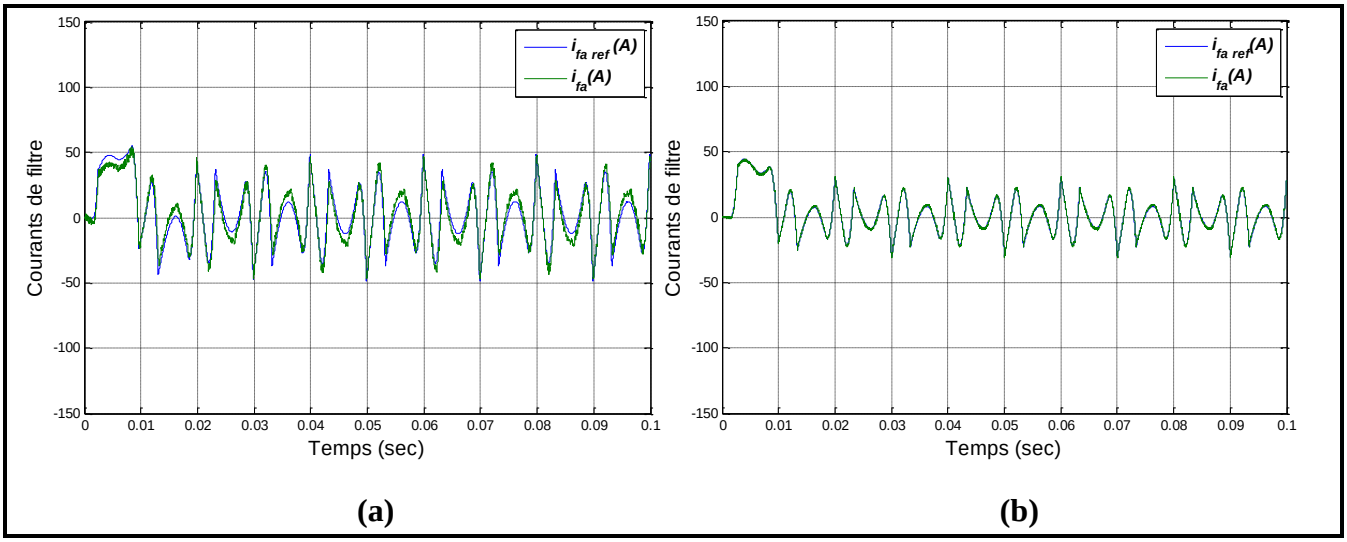


Figure IV.17 : *Courant généré par le filtre actif i_{fa} et sa référence i_{fa_ref}. avec onduleur cinq niveaux*

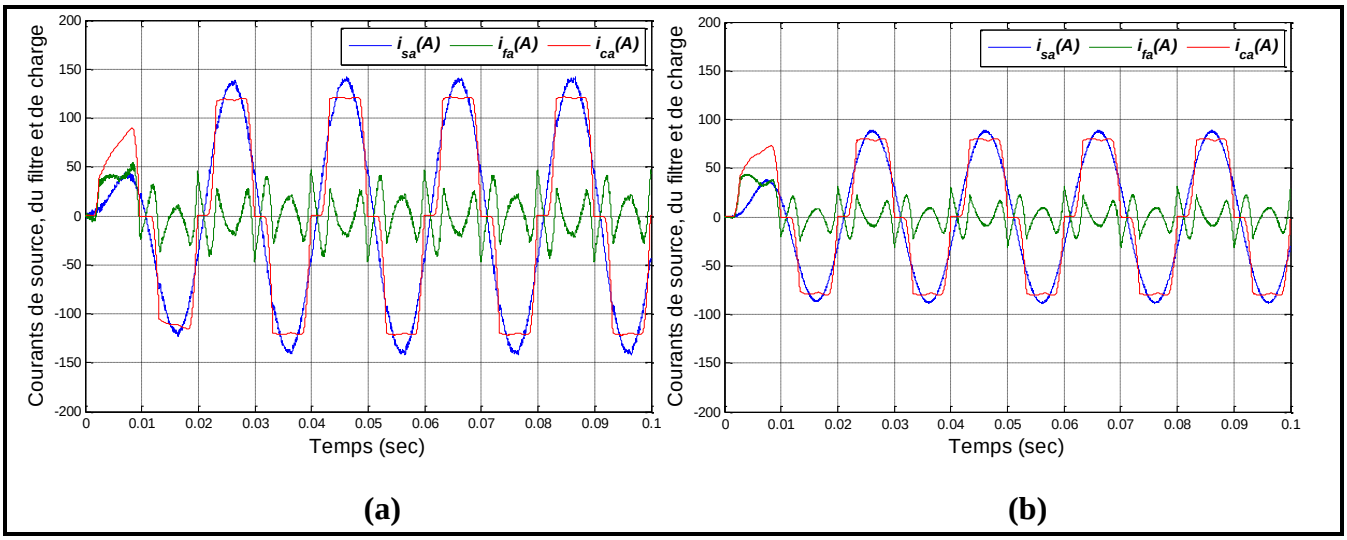


Figure IV.18 : *Courants de charge non-linéaire i_{ca}, de source i_{sa} et de filtre i_{fa} pour onduleur cinq niveaux.*

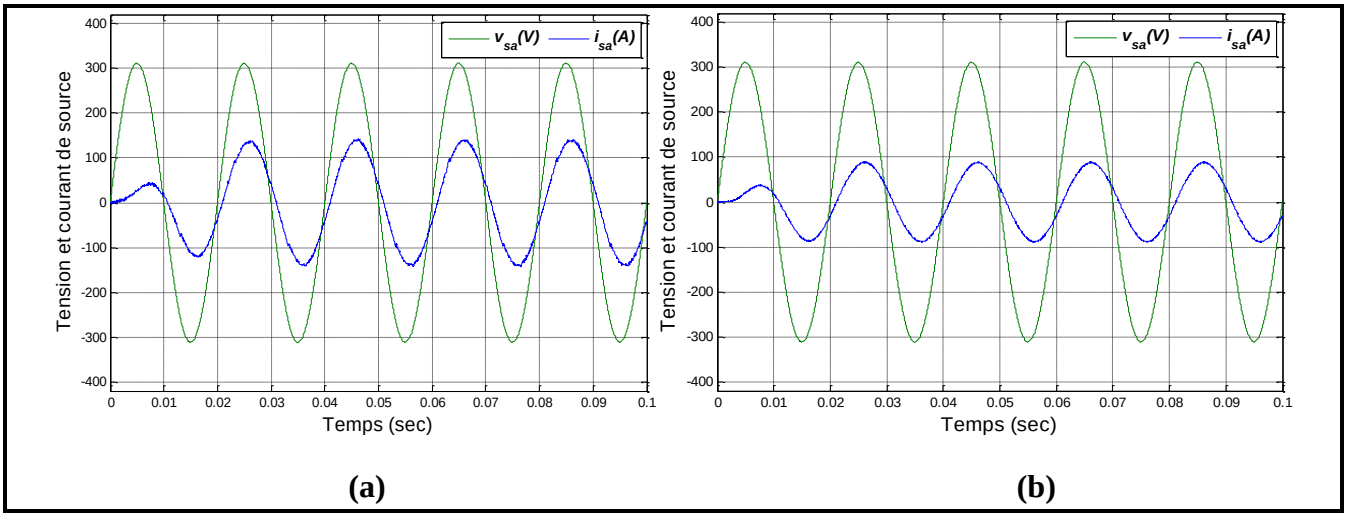


Figure IV.19 : *Courant i_{sa} déphasé de la tension v_{sa} pour onduleur cinq niveaux.*

IV.2.2.2. Avec un condensateur (C=1100 μF)

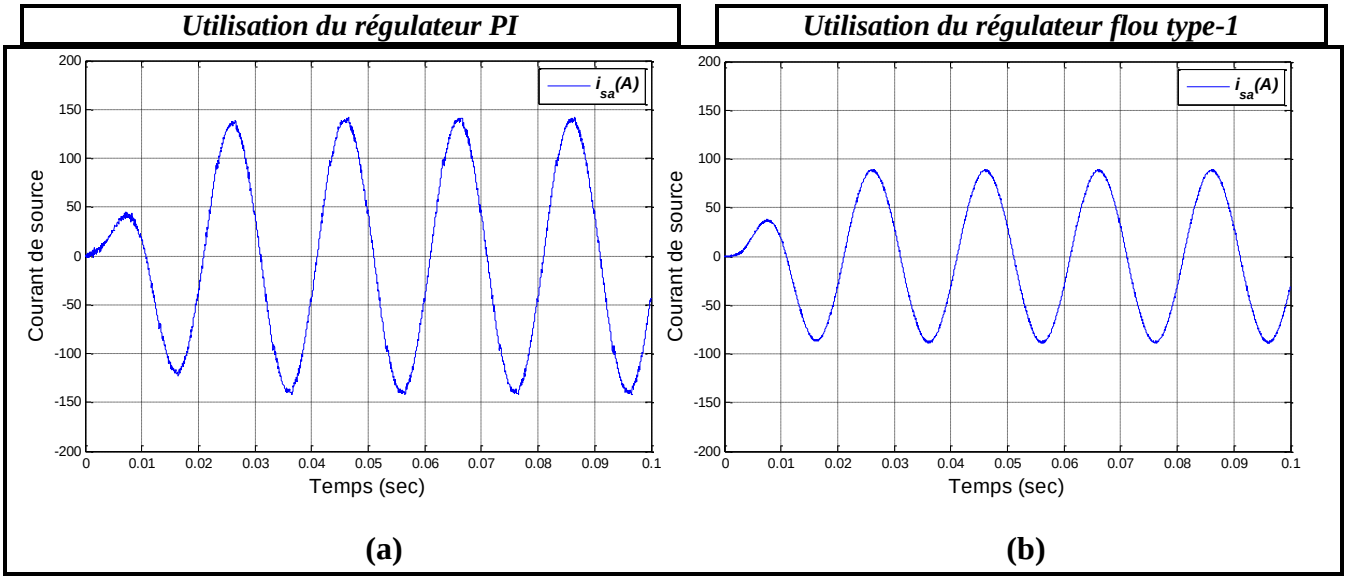


Figure IV.20 : *courant de source i_{sa} pour onduleur cinq niveaux avec C.*

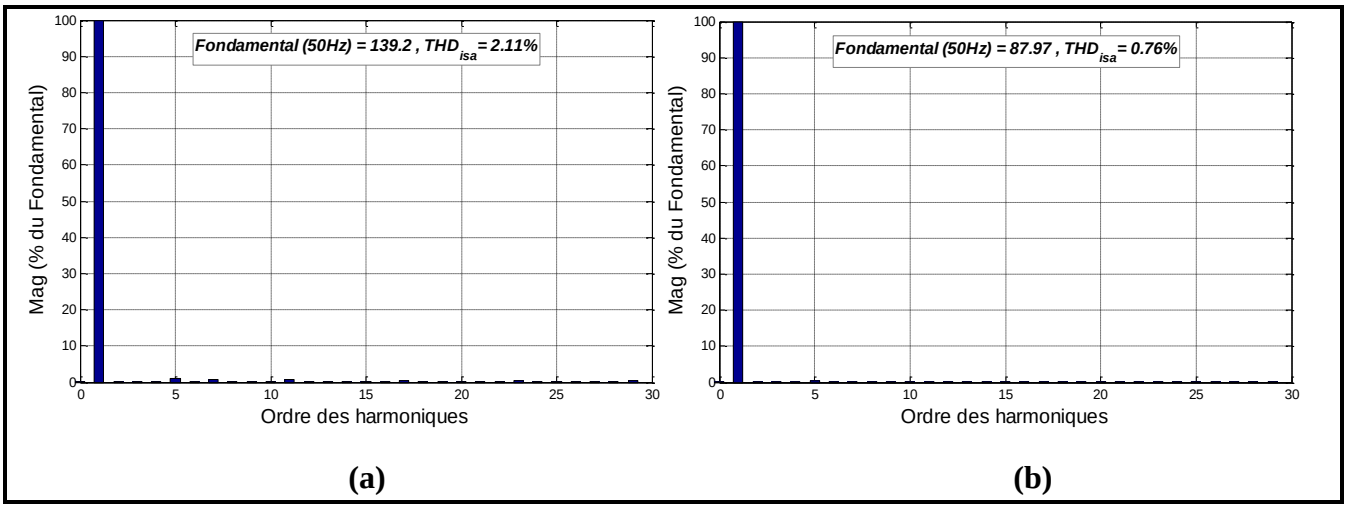


Figure IV.21 : *Spectre harmonique de i_{sa} pour onduleur cinq niveaux avec C*

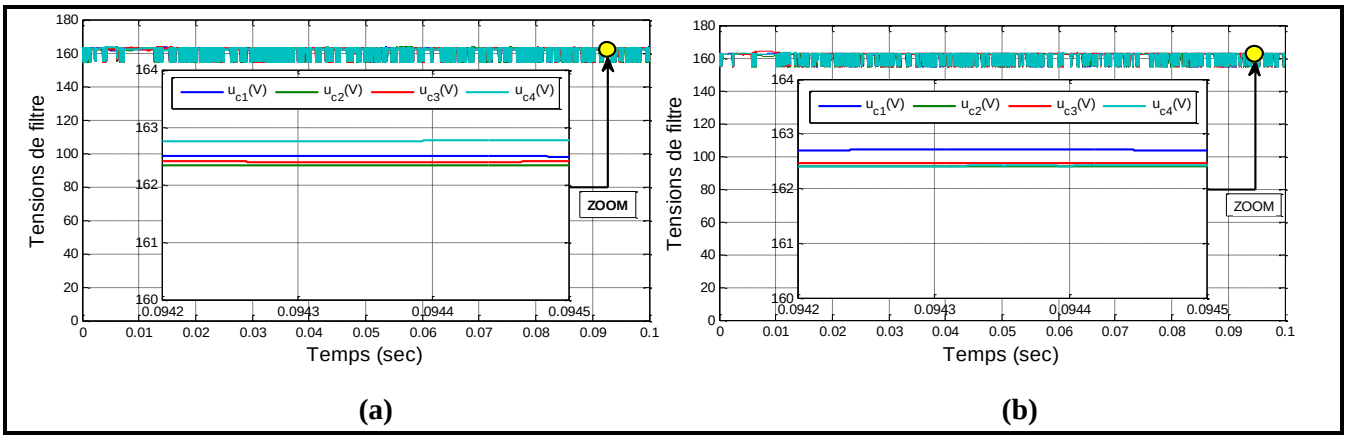


Figure IV.22 : *Allures des Tensions $u_{c1,2,3,4}$ alimentant le filtre actif pour onduleur cinq niveaux.*

- **Interprétation des résultats obtenus**

La figure (IV.12) illustre les tensions d'alimentation de la source de tension alternative des trois phases décalées l'une par rapport l'autre d'un tière de la période, c'est-à-dire 2π/3 pour les deux régulateurs PI (a) et Flou type-1 (b). A partir de l'analyse spectrale du courant de charge présenté sur les figures (IV.13 a et b) nous remarquons que ce dernier pollué avec un THD de 20.80% pour le régulateur PI (figure IV.14.a) et 19.80% pour le régulateur flou type-1 (figure IV.14.b).

Avec l'application du filtre actif parallèle contrôlé par les deux régulateurs PI et flou type -1 on a obtenu le courant de source i_{sa} montré dans les figures (IV.15 a et b). On constate que le courant de source a amélioré et prend une forme presque sinusoïdale. Le spectre harmonique du courant i_{sa} dans les figures (IV.16 a et b), indique un THD de 3.19 % pour le régulateur PI et 2.51% pour le régulateur flou type-1.

Sur les figures (IV.19 a et b) nus observons que le courant i_{sa} et la tension de source v_{sa} sont presque en phase, malgré le décalage engendré par L_f.

La figure (IV.18) présente les courants de charge non-linéaire i_{ca}, de source i_{sa} et du filtre actif i_{fa} avec les deux régulateurs PI (a) et floue type-1 (b).

En plus, la forme dans laquelle le courant généré par le filtre actif suit sa référence a subi elle aussi des améliorations, comme on l'observe dans la figure (IV.17)

La commande floue a généré un courant illustré dans la figure (IV.17.b), où on le voit poursuivre parfaitement sa référence par rapport la commande par régulateur PI figure (IV.17.a).

En remplaçant les sources de tension continue par celles fournies par le diviseur capacitif, le système garde sa stabilité. En effet, le courant de source montré dans la figure (IV.20) a une forme sinusoïdale ; en outre, son spectre est nettement dépollué, comme constaté dans la Figure (IV.21), avec un THD_{isa} de 2.07 % pour le régulateur PI (a) et 0.75% pour le régulateur flou type-1 (b).

Quant aux allures des tensions aux bornes des condensateurs avec les régulateurs PI et flou type-1, elles sont présenté par les courbes u_{c1}, u_{c2}, u_{c3} et u_{c4} de la figure (IV.22), on voit que ces tensions sont presque fixes aux valeurs alimentées les quatre tensions, alors elles stabilisent à la valeur 162.5 V, ce qui nous donnent que tous les tensions sont égales, alors $u_{c1} = u_{c2} = u_{c3} = u_{c4} = V_{dc}/4$ pour les deux régulateurs PI (a) et Flou type-1 (b) en utilisant le pont de Climping présenté sur le chapitre précédent.

On constate que les résultats obtenus ici sont meilleurs que ceux obtenus avec l'onduleur deux niveaux. La section ci après résume tous ce qu'on a expliqué.

IV.2.3. Comparaison du THD entre les méthodes de commande utilisées

Le tableau (IV.7) représente les valeurs des THD avec les onduleurs deux et cinq niveaux par deux méthodes de commande utilisées. Ce qui nous montre que les résultats obtenues par le régulateur moderne flou type-1pour l'onduleur cinq niveaux sont meilleurs que ceux obtenus avec la méthode classique PI.

Tableau IV. 4 : *Valeurs de THD de quelques harmoniques de courant de charge i_{ca} contrôlé par les deux méthodes PI et floue type-1*

	Onduleur deux niveaux		**Onduleur cinq niveaux**	
	E=650V	C=1100µF	E=650V	C=1100µF
Régulateur PI	3.19 %	3.69 %	2.07 %	2.11 %
Régulateur floue type-1	2.51 %	3.56 %	0.75 %	0.76 %

IV.3. La commande par la Logique Floue Type-2

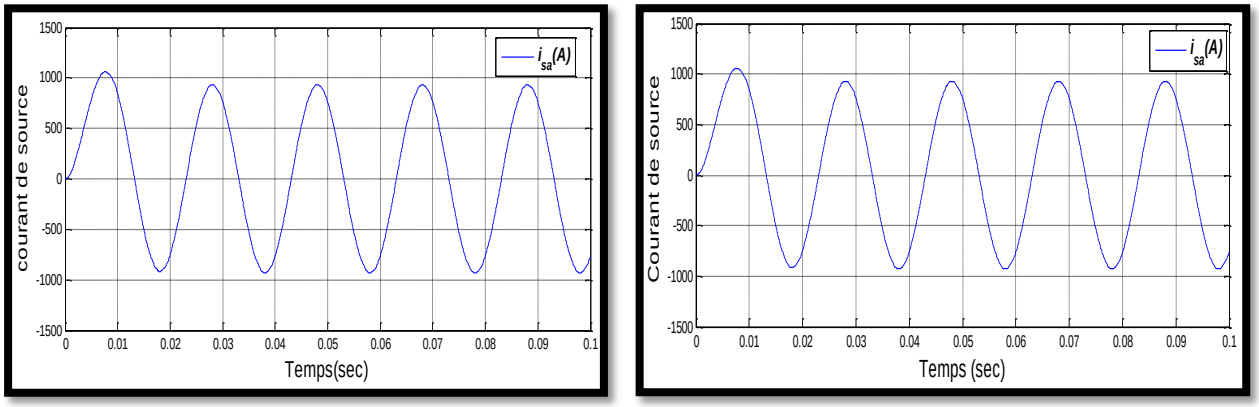
Le tableau suivant représenté les paramètres de la simulation de filtre actif parallèle avec contrôleur logique floue type -2 pour un onduleur à deux niveaux et cinq niveaux.

Tableau IV.5 : *Paramètres de simulation du FAP par le régulateur floue type-2.*

	Paramètres	**valeurs numériques**
Onduleur deux niveaux	V_c	650 V
	C	1.1 µF
	L_f	2 mH
	R_c	30 Ω
	L_c	15 µH
	L_{fa}	5 mH
	R_{fa}	0.1Ω
Onduleur cinq niveaux	$V_{C1,2,3,4}$	162.5 V
	$C_{1,2,3,4}$	1.1 µF
	R_L	1 Ω
	$Lc_{1,2}$	0.01 H

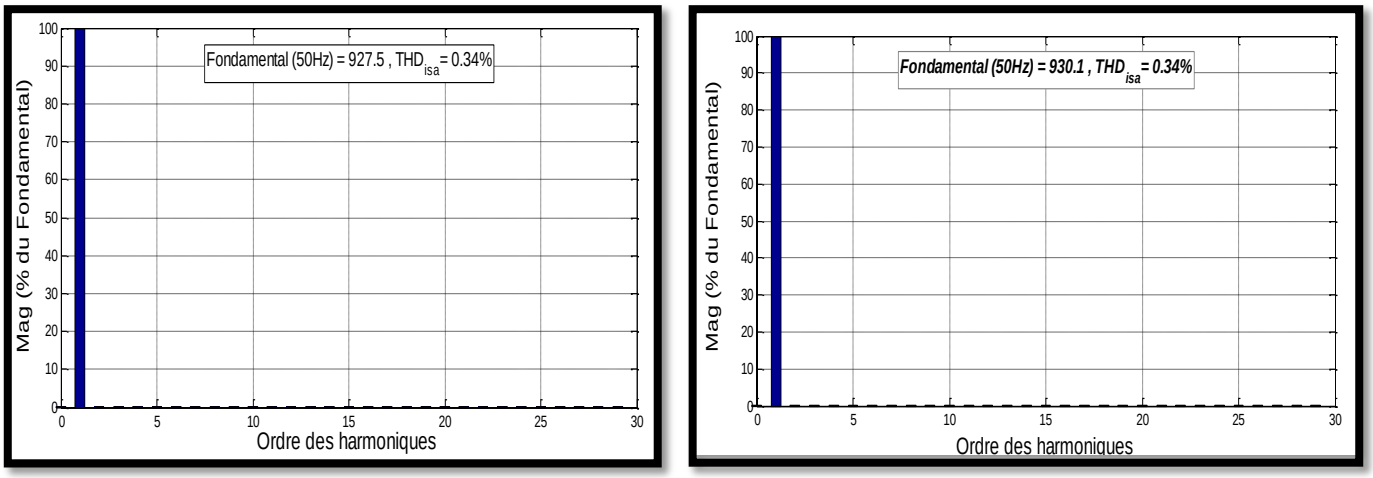
IV.3.1. Résultats de simulation avec LFT-2

Avec onduleur deux niveaux ***Avec onduleur cinq niveaux***



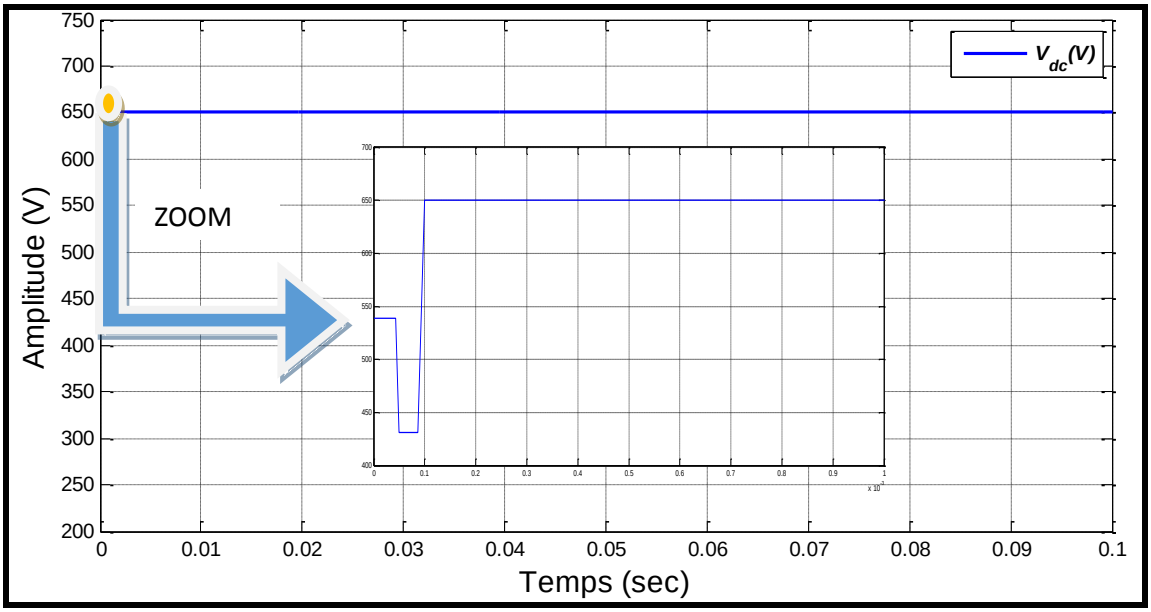
(a) **(b)**

Figure IV.23 : *courant de source i_{sa} avec onduleurs deux et cinq niveaux.*

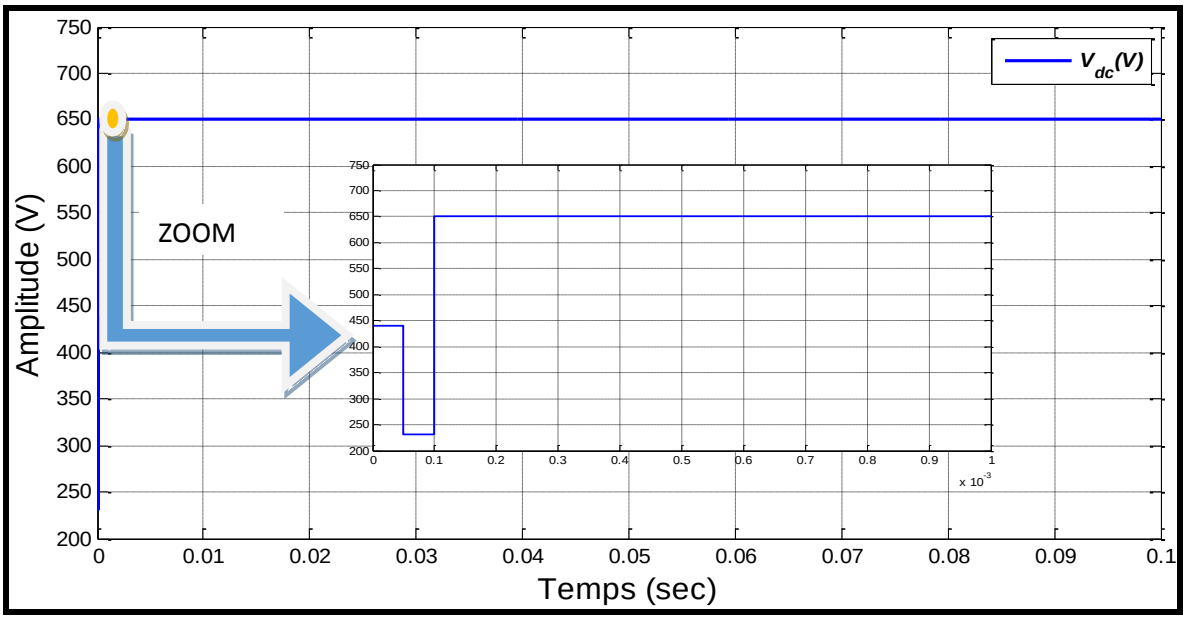


(a) **(b)**

Figure IV.24 : *Spectre harmonique de i_{sa} avec onduleurs deux et cinq niveaux.*



(a)



(b)

Figure IV.25 : *Allure du Tension V_{dc} alimentant le filtre actif avec onduleurs deux et cinq niveaux.*

- **Interprétation des résultats obtenus**

Avec l'application du filtre actif parallèle contrôlé par le régulateur floue type-2, on a obtenu les ondes du courant de source i_{sa} montré dans les figures (IV.23 a et b). Nous constatons que la forme du courant de source a amélioré et atteint presque sinusoïdale. Son spectre harmonique dans les figures (IV.24 a et b) indique un THD de 0.34 % pour le régulateur floue type-2 avec les deux onduleurs utilisés.

Le tableau (IV.6) résume les valeurs de THD des 30 premiers harmoniques en se basant sur les harmoniques de forme (6h±1) sans et avec application du FAP des trois méthodes de commande utilisées avec les deux types d'onduleurs.

Tableau IV.6 *: Valeurs de THD de quelques harmoniques sans puis avec FAP contrôlé par les trois méthodes de contrôle (PI, LFT-1 et LFT-2)*

THD (%) / Harmoniques	Avant filtrage	Après filtrage					
		PI		Floue type-1		Floue type-2	
		2 N	5 N	2 N	5N	2N	5N
5	15.45%	3.03 %	1.06 %	2.40 %	0.43	0.25 %	0.25 %
7	7.88 %	1.85 %	0.64 %	2.46 %	0.25	0.12 %	0.13 %
11	1.97 %	0.60 %	0.67 %	0.54 %	0.07	0.10 %	0.10 %
13	1.34 %	0.24 %	0.23 %	0.40 %	0.03	0.07 %	0.07 %
17	1.11 %	0.44 %	0.47 %	0.24 %	0.07	0.06 %	0.06 %
19	0.87 %	0.03 %	0.14 %	0.16 %	0.06	0.05 %	0.05 %
23	0.48 %	0.20 %	0.45 %	0.14 %	0.06	0.05 %	0.05 %
25	0.44 %	0.09 %	0.28 %	0.08 %	0.02	0.04 %	0.04 %
29	0.37 %	0.15 %	0.35 %	0.09 %	0.02	0.04 %	0.04 %

IV.4. conclusion

Dans ce chapitre, nous avons représenté les résultats de simulation du filtre commandé par le régulateur PI et par la Logique floue type-1. On a fait d'abord la simulation avec un onduleur à deux niveaux puis à cinq niveaux, on distingue que la simulation avec l'onduleur à cinq niveaux donne une bonne forme d'onde du courant de source sinusoïdale et les valeurs du THD pour PI est égale 2.11 % et 0.76 % pour le régulateur Floue Type-1.

En deuxième partie, nous avons présenté les résultats de simulation du régulateur par Logique Floue Type-2 avec les onduleurs à deux et à cinq niveaux, on remarque que la forme de courant de source sinusoïdale et net, et on distingue que la commande de filtrage par régulateur flou type-2 est meilleur par apport les deux méthodes précédentes (PI et floue type-1) parce que le spectre harmonique de régulateur flou type-2 THD (i_{sa}) =0.34% . Enfin on a fait une comparaison de THD des harmoniques (6h±1) entre les trois méthodes de commande utilisées.

On conclut que la dernière structure étudiée (contrôleur floue type-2), celle qui présente les meilleures performances pour être utilisée dans des charges non linaire.

Conclusion générale

Ce travail présente l'étude d'un système de compensation d'harmonique en utilisant un système de filtrage.

L'objectif de ce système qui se compose d'un filtre actif parallèle est de compenser les perturbations générées par les charges dites non linéaires.

Plusieurs solutions de dépollution ont été présentées le filtre passif, filtre hybride. Particulièrement, le filtre actif parallèle qui présente la meilleure solution pour la compensation de tous les types de perturbations susceptibles d'apparaître dans un réseau.

Dans le deuxième chapitre on a exposé l'état de l'art des filtres actifs de puissance. Modélisation de l'onduleur de ce filtre et quelque technique de commande.

Dans le troisième chapitre on a sélectionné trois méthodes de commande de filtre actif parallèle à simuler numériquement sous ***Matlab-Simulink*.** La méthode classique de commande d'un filtre c'est la méthode régulatrice PI a été placée avec l'algorithme d'identification des puissances instantanées PQ. La deuxième méthode de commande c'est la technique intelligente, basée sur la logique floue type-1, et la troisième méthode c'est la commande par la logique floue type-2.

Dans le quatrième chapitre, nous avons étudié plusieurs cas de simulation du système de compensation des harmoniques par filtre actif parallèle commandé par les trois méthodes de commande avec une charge non linéaire : compensation des harmoniques, de la puissance réactive, nous pensons que les résultats de simulation obtenus étaient satisfaisants et ont montré l'efficacité du système proposé à savoir :

Un facteur de puissance qui témoigne la bonne compensation de la puissance réactive. Une baisse très sensible des taux de distorsion dans tous les cas de simulation. Le courant de la ligne après compensation est un courant équilibré sinusoïdal presque dépourvu des harmoniques (THD de PI est égale 2.11 %, THD de Floue type-1 est égale 0.76 %, THD floue type-2 est égale 0.34% avec un condensateur).

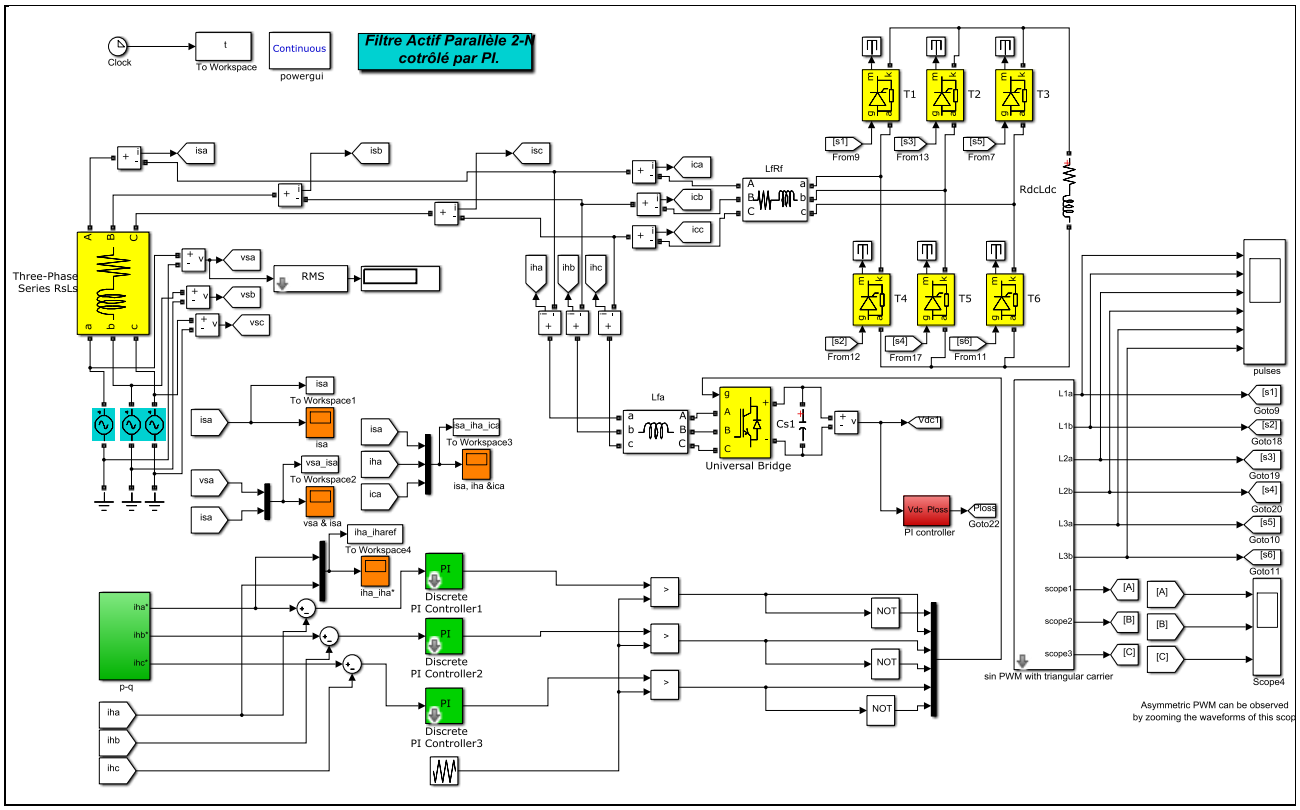
Comme perspectives, nous pouvons proposer :

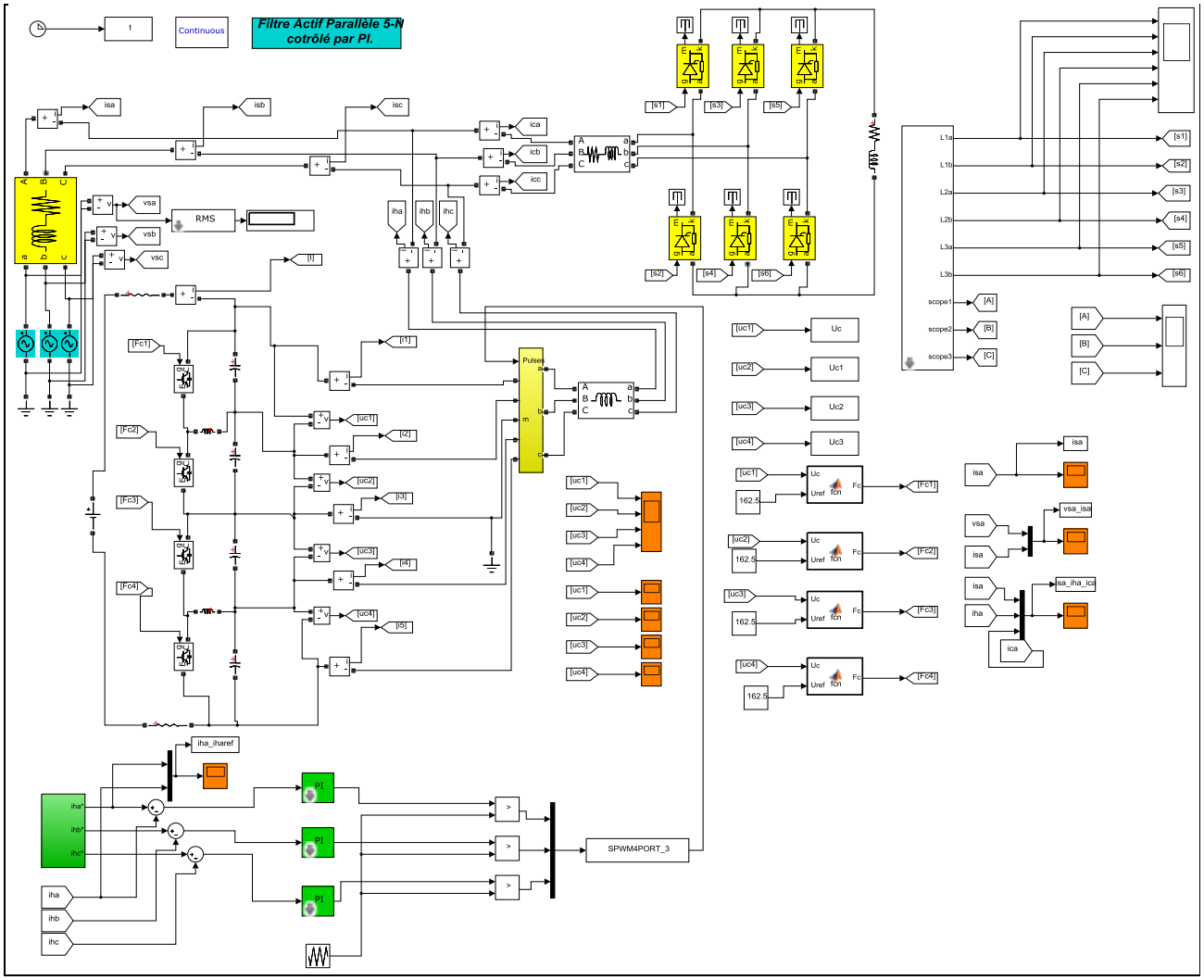
- Etude et modélisation de différents systèmes de filtrage actif (FAS et UPQC) à base des topologies de convertisseurs de tension deux et cinq-niveaux (NPC),
- Etude de plusieurs stratégies de contrôle permettant l'identification des courants de référence ou les tensions de compensation (paramètre déterminant dans la qualité de compensation) d'un système de filtrage moderne,
- Application des Techniques de l'Intelligence Artificielle (TIA) dans la commande des différents systèmes de filtrage étudiés.
- Une validation expérimentale des résultats théoriques obtenus.

ANNEXE

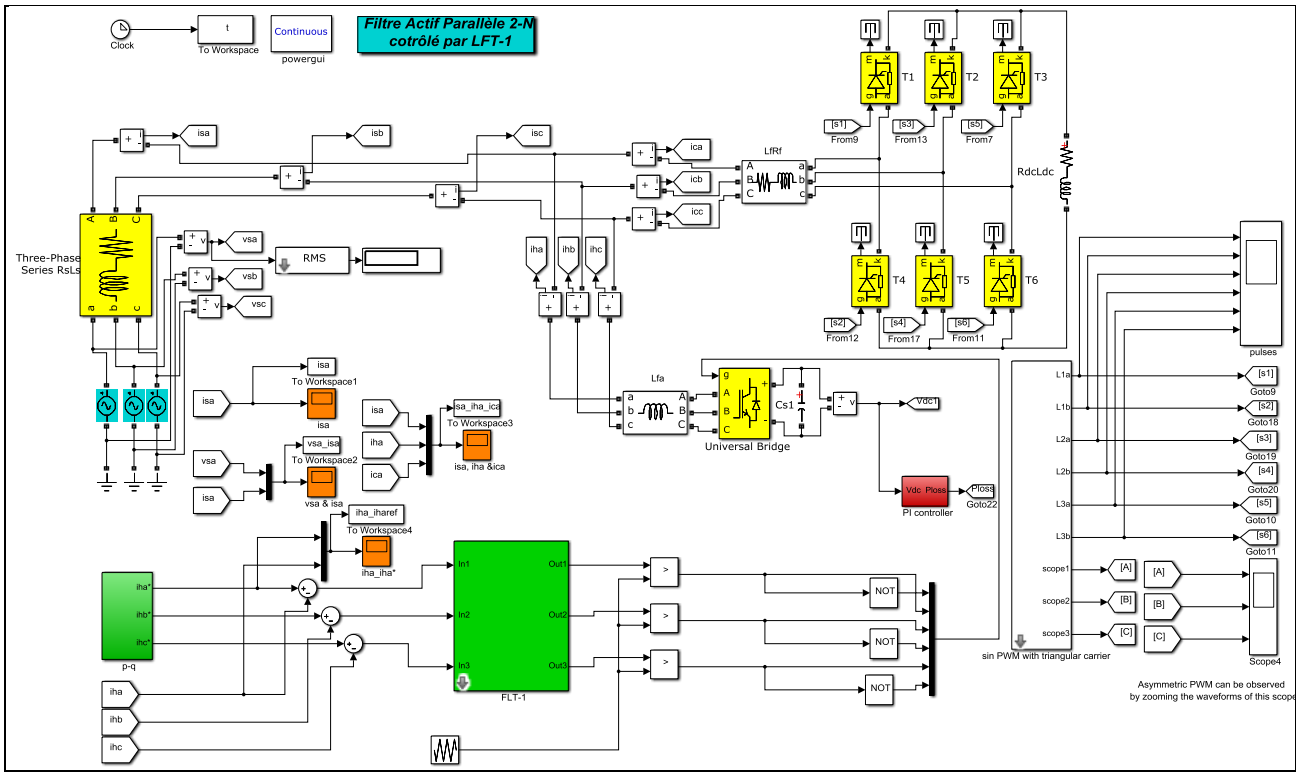
Blocs simulink des systèmes de filtrage utilisé

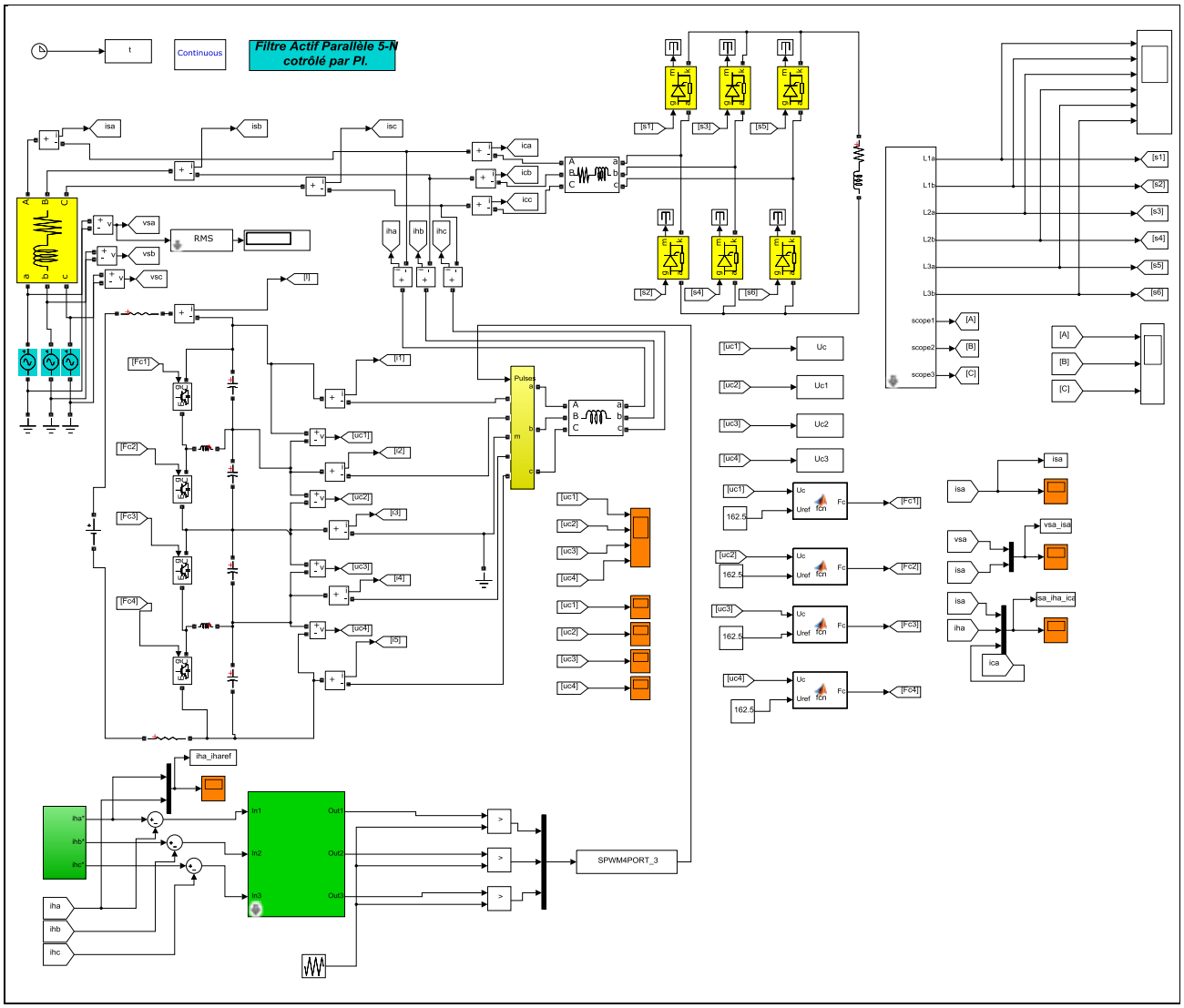
ANNEXE : Blocs simulink des systèmes de filtrage utilisés





ANNEXE : Blocs simulink des systèmes de filtrage utilisés





Bibliographie

BIBILIOGRAPHIE

[ABD08] : Abdusalem Mohamed Muftah, « Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales », Thèse de Doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré, (France) 2008.

[AKA05]: H. Akagi, «The State-of-the-Art of Active Filters for Power Conditioning», in Rec. European Conference on Power Electronics and Applications, Dresden, pp. 1 15, September 2005.

[AKA94]: H. Akagi, «Trends in active power line conditioners», IEEE Trans. Power Electron. vol9, No. 3, pp. 263–268, May 1994.

[ALA02] : Alali Mohamed Alaa Edin, « Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques », Thèse de Doctorat en génie électrique, Université Louis Pasteur ULP, (France) 2002.

[AMA06] : Amaia Lopez de Heredia Bermeo, « Commande avancées des systèmes dédies a 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.

[BEA 06] : S. Beaulieu, « Etude et mise au point d'un filtre actif d'harmoniques en vue d'améliorer la qualité de l'alimentation électrique », Mémoire Présente Comme Exigence Partielle De La Maîtrise En Ingénierie Université Du Québec A Chicoutimi Canada (2006).

[BEN04] : 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.

[BEN05]: Hocine Benalla et Hind Djeghloud, « Shunt Active Filter Controlled by Fuzzy Logic »,J. King Saud Univ. Vol. 18, Eng. Sci. (2), pp. 231-247, 2006.

[CHE10-1] : Chennai Salim, Benchouia M-T, Goléa.A, Zouzou S.E « Application des réseaux de neurones dans la commande d'un filtre actif parallèle en utilisant Matlab-Simulink », 6th International Conference on Electrical Engineering 2010, Batna, Alegria, 11- 13 October 2010.

[CON93]: A. Conor, Q. N Mohan, H. Mehta, « A Four-Wire, Current-Controlled Converter Provides Harmonic Neutralization in Three Phase, Four-Wire Systems », APEC'93, 1993, pp. 841-846.

[CZA04]: L. Czarnecki. «On some misinterpretations of the instantaneous reactive power p-q theory», IEEE Trans. on power electronics vol. 19, n° 3, pp: 828-836, 2004

BIBILIOGRAPHIE

[DEF98] : T. Deflandre, P. Mauras, « Les harmoniques sue les réseaux électriques », Edition Eyrolles, 1998

[DJE 03] : Djeghloud Hind, « Réduction des harmoniques utilisant un filtre actif parallèle trois niveaux commandés en MLI », Mémoire de magister de Constantine, (Algerie) 2003.

[DJE07] : Djeghloud Hind, « filtrage actif de puissance », Thèse de Doctorat en électrotechnique, Université de Constantine, (Algérie) 2007.

[ELH01] M. El-Habrouk, M. K. Darwish, « design and implementation of a modified Fourier analysis harmonic current computation technique for power active filters using DSPs, » IEE Proc.-Elertr. Power Appl., vol. 148, No. 1, pp. 21–28, January 2001.

[EXT03] : I. 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.

[GAR09]: P. García-González, A. García-Cerrada, and O. Pinzón-Ardila, « Control of a shunt active power filter based on a three-leg four-wire electronic converter »,

[GHO88] G. Choe, M. H. Park, « A new injection method for AC harmonic elimination by active power filter», IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 35, No. 1, pp. 141–147, February 1988.

[GOU97] : Gouraud Thierry, « Identification et rejet de perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique », Thèse de Doctorat en automatique et informatique appliquée, Université de Nantes, (France) 1997.

[HAM08] : 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.

[HAM10] : Hamouda Noureddine, « Etude Comparative des Techniques de Filtrage des Harmoniques de Courant », Mémoire de magister En Electrotechnique, Université de Setif, (Algerie) 2010.

HAMRAOUI Farid, MEKATI Abdelaziz, « Commande d'un Filtre Actif

BIBILIOGRAPHIE

[HAM12] : parallèle », Thèse de master en Commande et Electronique Industrielle université YAHIA Farés de Médéa, (Algérie) 2012.

[HSU 96] [HSU 96] C. Y. Hsu, H. Y. Wu, «A new single phase active power filter with reduced energy storage capacity», IEE Proc. Electr. Power Appl, vol. 143, No. 1, pp. 25–30, January 1996.

[KAR09] : Karim 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.

[LAK07] : B, Lakhdar «Commande Directe de Puissance Basée sur le Flux Virtuel d'un Convertisseur AC/DC Triphasé sans Capteur de Tension » Thèse de magister EMP, 2007.

[LAS06] C. Lascu, L. Asiminoaei, F. Blaabjerg, I. Boldea, « High performance current controller for selective harmonic compensation in active power filters», Proc. Of OPTIM'06, 2006, Vol.1, pp. 205-212.

[LIN02] B. R. Lin, B. R. Yang and H. Ru Tsai, « Analysis and operation of hybrid active filter for harmonic elimination ». Electric Power Systems Research, Vol. 62, pp. 191-200, (2002).

[MAD02] : C. Madtharad, S Premrudeepreechacharn, « Active power filter for three phase four wire Electric system using neural networks », Electric Power System Research, Vol.60, pp 179-192, 2002.

[MEK07] : Mekri Fatiha, « Commande robuste des conditionneurs actifs de puissance », Thèse de Doctorat en génie électrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, (France) 2007.

BIBILIOGRAPHIE

[MEY90] : P. Meynaud, « Qualité de la tension dans les réseaux électriques – creux de tension, flicker et harmoniques »Techniques de l'ingénieur, traité Génie électrique, D 4 260, pp. 1-25, 1990.

[NON91] : P. Nonnon, « Contribution à l'étude d'un Redresseur MLI à perturbations minimales du réseau », Thèse de Docteur Ingénieur de l'INPL de Nancy 1991.

[OME07] : OMEIRI AMAR, **«** Simulation d'un filtre actif parallèle de puissance pour la compensation des harmoniques de courant », Thèse de Doctorat en génie électrique, Université de BADJI MOKHTAR de Annaba, (Algérie) 2007.

[OUL05] : Ould Abdeslam 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, (France) 2005.

[PAR99] S. Park, J-h. Sung and K. Nam, « A New parallel hybrid filter configuration minimizing active filter size ». PESC, IEEE, Power Electronics Specialists Conference, Ann. Meeting Conf, Vol. 1, pp. 400-405, (1999).

[QUI94] C. A. Quinn, N Mohan, H. Mehta, « A four wire, current controlled converter provides harmonic neutralization in three-phase, four-wire systems», in Proc. IEEE APEC'93, pp. 841– 846, 1994.

[RAC09]: Rachmildha Tri Desmana, « La commande hybride prédictive d"un convertisseur quatre bras », Thèse de Doctorat en génie électrique, Université de Toulouse, (France), 2009.

[RAH03]: S. Rahmani and K. Al-Haddad, «A new indirect current control algorithm based on the instantaneous active current for reduced switch active filters». EPE ISBN 9075815-07-7, pp 1-10, Toulouse, 2003.

[SAH12] : Sahli Abdeslem, « Filtrage actif et contrôle de puissances : application aux systèmes photovoltaïques interconnectés au réseau », Thèse de magister en électronique, Université FERHAT Abbas de Setif, (Algérie), 2012

BIBILIOGRAPHIE

[SIN99] B. Singh, K. Al-Haddad and A.C. Chandra, « A Review of Active Filters for Power Quality Improvement », IEEE Trans. Industrial Electronics. Vol. 46, pp. 960-971, October 1999.

[TAD08] : Tadjer Sid Ahmed, « Etude d'un système de compensation des harmoniques en utilisant un générateur voltaïque GPV », Thèse de Magister en génie électrique, Université M'hamed Bougara de Boumerdès, (Algérie) 2008.

[UCA06]: M. Ucar, E. Ozdemir, « Control of a 3 phase 4-leg active power filter under non-ideal voltage condition », Elsevier, Electric power system research 78, pp. 58-73, 2006. International Conference Workshop, Compatibility and Power Electronics, pp. 292279, 2009.

[VAN06] : Vanya Ignatova, « Méthodes 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 fourrier, (France) 2006.

[ZEL04] : Zellouma Laid, « Etude et réalisation d'un onduleur monophasé utilisant la technique PWM à base MOSFET" », Mémoire d'ingénieur de l'Université de Biskra, 2004

[ZEL06] : ZELLOUMA Laid, « filtrage actif parallèle des harmonique du courant générés par un pont redresseur triphasé non commandé », thèse de magister en génie électrique, université Badji Mokhtar de Annaba (Algérie), 2006.

[ZOU06]: Abdelaziz Zouidi, Farhat Fnaich, Kamel Al-Haddad, « Voltage source inverter based three-phase shunt active power filter: Topology, Modeling and Control Strategies », IEEE, pp. 785-790, 2006.