

Université 20 Août 1955-Skikda  
Faculté de Technologie  
Département : Génie Mécanique  
Ref : D012115010D



جامعة 20 أوت 1955 سكيكدة  
كلية : التكنولوجيا  
قسم : الهندسة الميكانيكية  
المرجع : D012115010D

Thèse présentée en vue de l'obtention  
du diplôme de  
**Doctorat en Sciences**

**Spécialité Electromécanique**

**Amélioration de la Qualité de l'Energie dans les Réseaux  
Electriques par le Biais d'un Filtre Actif Mixte  
Permettant la Réduction des Harmoniques**

Présentée par :

**Zoubir ZAHZOUH**

Soutenue publiquement le **15/06/2015**

**Devant le jury composé de :**

**Présidente** : **Rouainia Mounira**  
**Encadreur** : **Khochmane Lakhdar**  
**Examineurs :** **Bahi Tahar**  
**Kara Mohamed**  
**Soufi Youcef**  
**Metatla Abderrazak**

**Professeur**  
**Professeur**  
**Professeur**  
**MCA**  
**MCA**  
**MCA**

**Université de Skikda**  
**Université de Skikda**  
**Université de Annaba**  
**Université de Tébessa**  
**Université de Tébessa**  
**Université de Skikda**

*À mes parents*

*À ma femme : A. KALKOUL*

*À mes enfants*

*À mes frères*

*À mes sœurs*

*Je dédie affectueusement ma thèse*

## **REMERCIEMENTS**

Arrivant au terme de ce travail, je tiens à exprimer dans ces lignes ma reconnaissance à toutes les personnes qui ont participé d'une manière ou d'une autre à son aboutissement.

Je tiens à remercier mon directeur de thèse le professeur Lakhdar KHOCHNANE, à l'université de Skikda, de m'avoir confié ce sujet intéressant ainsi que pour ses conseils avisés.

Je remercie chaleureusement Madame Mounira ROUAINIA Professeur, à l'université de Skikda, qui ma fait l'honneur de s'intéresser à ce travail proposé, et de présider le jury.

Je voudrais aussi témoigner toute ma gratitude à. Messieurs Tahar BAHY, Professeur, à l'université Badji Mokhtar-ANNABA, ainsi que les Maîtres de conférences Mohamed KARA et Youcef SOUFI, à l'université de Tébessa et aussi Docteur Abderrazak METATLA, Maître de conférences, pour avoir accepté de juger mon travail.

Je n'oublie pas à remercier toutes les personnes de près ou de loin, qui ont contribué au bon déroulement de cette thèse. Je ne pourrai terminer cet espace sans remercier mes collègues et les thésards avec lesquels j'ai passé des moments agréables à l'Université 20 Aout 1955-SKIKDA.

## **RÉSUMÉ:**

La propagation de la pollution harmonique sur un réseau électrique de distribution comme les creux, les fluctuations de tension, les harmoniques, la puissance réactive et les déséquilibres de courant et de tension, émanant des charges non-linéaires, conduisent à un défaut sérieux qui dégrade la qualité de l'énergie électrique et qui ont des conséquences catastrophiques sur les performances de tous les récepteurs connectés aux réseaux électriques.

Il est donc nécessaire de chercher une solution bien adéquate permettant d'éliminer cette pollution harmonique ou du moins les atténuer au plus bas niveau. Alors il a fallu installer un système de filtrage connecté le plus près possible de la source perturbatrice pour rendre le courant et la tension sous forme purement sinusoïdale et en phase.

Dans cette thèse, nous avons élaboré différentes structures de filtres actifs à cinq niveaux parallèles (classiques et de phases autonomes), séries et mixtes pour compenser tous les types de perturbations et pollutions harmoniques susceptibles d'apparaître dans le réseau électrique de distribution.

Dans ce cadre, nous avons été amenés à développer et à appliquer les techniques intelligentes des méthodes d'asservissement avancées telle que le réseau de neurone et la logique floue, en les remettants conformes leurs contraintes normatives, afin d'améliorer tous les paramètres de la qualité de l'énergie électrique.

Finalement, l'opportunité de notre approche de conception dans l'élaboration du filtre actif mixte (parallèle et série) montre de bons résultats de simulation sous matlab/simulink, qui ont confirmé l'application de ce type de filtrage, à travers une bonne compensation simultanée des perturbations en courant et en tension d'où nous confirmons l'intérêt de cette nouvelle topologie dans la réduction du dimensionnement des éléments de stockage d'énergie. Les formes d'ondes du courant et de la tension sont de forme sinusoïdale avec un déphasage insignifiant, caractérisant un facteur de puissance proche de l'unité.

**Mots clés :** filtre actif, onduleur multiniveaux, harmoniques, contrôle par PDPWM, logique floue.

**Abstract:**

The propagation of the harmonic pollution on an electrical distribution network as hollow, voltage fluctuations, harmonics, reactive power and voltage and current imbalances, from non-linear loads, lead to a serious problem that degrades the quality electric power and create catastrophic consequences on the performance of all receivers connected to power grids.

It is therefore necessary to search for a proper solution well to eliminate the harmonic pollution or at least attenuated to the lowest level. So, we had to install a filtering system connected as close as possible to the disturbing source to make current and voltage under purely sinusoidal and in phase.

In this thesis, we have draw up different structures of parallel active filters in five levels (classical and autonomous phases), series and mixed to compensate all types of disturbances and harmonic pollutions that may appear in the electrical distribution network.

In this framework, we had to develop and apply the intelligent techniques of slaving-methods advanced such as neural network and fuzzy logic by making them conform to their normative constraints, to improve all the quality parameters of electrical energy.

Finally, the opportunity of our conception of approach in drawing up the mixed active filter (parallel and serial) shows good results of simulation in Matlab / Simulink, which confirmed the application of this type of filtering, through good simultaneous compensation of current and voltage disturbances where we confirm the interest of this new topology in reducing the sizing of the energy storage elements. The waveforms of the current and voltage are sinusoidal with an insignificant phase characterizing a power factor close to unity.

**Key words:** active filter, multilevel inverter, harmonics, PDPWM control, Fuzzy logic.

## ملخص :

إن انتشار التلوث التوافقي داخل شبكة توزيع الطاقة الكهربائية مثل التجويفات و التموجات المتغيرة للقيمة الفعالة للتوتر، و الاضطرابات التوافقية، و الاستطاعة الارتكاسية، الناتجة من الحمولة الغير خطية، يؤدي إلى عواقب كارثية على أداء جميع أجهزة الاستقبال المتصلة بشبكات الكهرباء.

و بالتالي فإنه من الضروري إيجاد حل جذري للقضاء على التلوث التوافقي أو على الأقل تخفيفها إلى أدنى مستوى. لذلك كان علينا وضع نظام الترشيح متصل إلى أقرب مصدر الاضطرابات لجعل التيار والتوتر على شكل جيبي بحت.

تحتوي هذه الأطروحة على مختلف هياكل المرشح النشط ذات خمس مستويات للتوتر بدءا بالتوازي، المتسلسل و المزدوج و ذلك للتخلص من جميع الاضطرابات التوافقية في شبكة التوزيع الكهربائية.

قمنا في هذا السياق، بتطوير وتطبيق تقنيات ذكية على هذا المرشح مثل الشبكة العصبية والمنطق الغامض و جعله يخضع للمعايير الدولية، لتحسين جميع الخصائص وجودة الطاقة الكهربائية.

وأخيرا، إن الفرصة المتاحة لتصميم و تحضير هذا المرشح المزدوج يظهر نتائج جيدة بواسطة المحاكاة في الماطلاب/السيمولينك، الذي أكد صلاحية تطبيق هذا النوع من الترشيح، من خلال التخلص الجيد من الاضطرابات التوافقية الموجودة في التيار و التوتر في وقت واحد. مما يؤكد صلاحية هذا الجهاز بالتركيبية الجديدة باستعمال عناصر تخزين الطاقة بقيمة أقل. أشكال الموجات للتيار و التوتر بصفة جيبيية بحتة و متزامنة.

كلمات المفاتيح : المرشح النشط، المحول المتعدد المستويات، التوافقات، التحكم PDPWM، المنطق الغامض.

## Table des matières

Liste des figures .....	I
Liste des tableaux.....	IV
Liste des abréviations.....	V
<b>Introduction Générale</b> .....	1
<b>Chapitre I :</b> <i>Qualité de l'énergie, origines, propagation, impact et normes standards</i>	
Introduction .....	4
<b>I. Qualité de l'énergie</b> .....	4
<b>I.1. Définition de la pollution harmonique</b> .....	4
<b>I.2. Types de la pollution harmonique</b> .....	5
<b>I.2.1. Creux de tension</b> .....	5
<b>I.2.2. Fluctuations de la valeur efficace</b> .....	6
<b>I.2.3. Fluctuations de la fréquence</b> .....	6
<b>I.2.4. Déséquilibre des systèmes triphasés</b> .....	7
<b>I.2.5. Harmoniques et inter-harmoniques</b> .....	7
<b>II. Origines de Pollutions harmoniques</b> .....	8
<b>III. Prolifération de pollution harmonique</b> .....	9
<b>IV. Effets de la pollution harmonique</b> .....	9
<b>IV.1. Effets instantanés</b> .....	9
<b>IV.2. Effets à terme</b> .....	10
<b>IV.3. Facteur de puissance</b> .....	11
<b>V. Normes standards</b> .....	13
<b>V.1. Analyse des systèmes électriques perturbés</b> .....	14
<b>V.2. Etude des systèmes électriques troublés</b> .....	16
<b>V.2.1. décomposition de la pollution harmonique</b> .....	17
<b>V.2.2. Théorie de la puissance active et réactive</b> .....	18
<b>Chapitre II :</b> <i>Identification harmoniques, Méthodes de Contrôle et de régulation</i>	
Introduction .....	21
<b>I. Méthodes d'identification des grandeurs harmoniques</b> .....	21
<b>I.1. Champ d'application fréquentiel</b> .....	21
<b>I.1.1. Art de l'analyse fréquentielle de la série de Fourier &amp; FFT</b> .....	21
<b>I.1.2. Méthode de la multiplication sinusoïdale</b> .....	22
<b>I.1.3. Technique des séries de Fourier modifiées</b> .....	22
<b>I.2. Champ d'application temporel</b> .....	22

<b>I.2.1.</b> Théorie p-q instantanée .....	23
<b>I.2.1.1.</b> Principe .....	23
<b>I.2.1.2.</b> Cas d'un filtre actif parallèle .....	24
<b>I.2.1.3.</b> Cas d'un filtre actif série .....	26
<b>I.2.1.4.</b> Effet du dimensionnement du FPB .....	28
<b>I.2.1.5.</b> Effet de la distorsion de la tension du réseau .....	29
<b>I.2.1.6.</b> Effet du déséquilibre de la tension du réseau .....	29
<b>I.2.2.</b> Technique référentiel synchrone .....	30
<b>I.2.3.</b> Procédé de la séquence positive du fondamental .....	32
<b>I.2.3.1.</b> Extraction de la composante fondamentale .....	33
<b>I.2.3.2.</b> Séquence positive de la composante fondamentale .....	33
<b>I.2.3.3.</b> Calcul de la puissance active $P_c$ de la charge .....	34
<b>I.2.4.</b> Technique du filtre coupe-bande (notch filter) .....	35
<b>II.</b> Techniques de contrôle .....	36
<b>II.1.</b> Echantillonnage par MLI .....	37
<b>II.2.</b> Technique de contrôle hystérésis .....	37
<b>II.3.</b> Porteuse triangulaire dans MLI .....	38
<b>III.</b> Régulation par logique floue .....	39
<b>III.1</b> Application d'un correcteur-flou à la commande du filtrage actif .....	39
<b>III.2.</b> Description d'un processus flou .....	39
<b>III.3.</b> Conception d'un correcteur flou .....	40
<b>Chapitre III :</b>	<i>Filtre actif parallèle, et série mixte</i>
<b>1.1. Filtre Actif Parallèle à cinq-niveaux classique</b>	
Introduction .....	43
<b>I.</b> Filtre Actif parallèle à Cinq Niveaux traditionnelle Type NPC .....	43
<b>II.</b> Modélisation du filtre actif à cinq niveaux NPC-5L .....	44
<b>III.</b> Commande MLI à quatre porteuses triangulaires bipolaires .....	45
<b>IV.</b> Commandabilité des interrupteurs .....	45
<b>V.</b> Identification par la méthode des courants diphasés et ANN .....	47
<b>VI.</b> Application à la commande du filtre NPC-5L .....	48
<b>1.2. Filtre Actif Parallèle à cinq-niveaux de phases autonomes</b>	
Introduction .....	51
<b>I.</b> Description Et Fonctionnement du Système .....	51

<b>II. Méthode d'Identification de Puissance Active et Réactive Instantanée</b> .....	52
<b>III. Stratégie de contrôle</b> .....	53
<b>IV. Application de Contrôleur Flou</b> .....	55
<b>V. Dimensionnement des condensateurs du bus DC</b> .....	56
<b>VI. Régulation de tension DC du filtre actif</b> .....	57

### **2. Filtre actif série à cinq niveaux**

Introduction .....	59
<b>I. Filtre actif série à cinq niveaux et structure générale</b> .....	59
<b>I.1. Circuit de puissance du filtre actif série</b> .....	60
<b>I.2. Onduleur de tension</b> .....	60
<b>I.3. Système de stockage d'énergie</b> .....	61
<b>I.4. Filtre de sortie</b> .....	62
<b>I.5. Transformateurs d'injection et protection du F.A.S</b> .....	64
<b>II. Partie contrôle-commande du filtre actif série</b> .....	64
<b>II.1 Commande de l'onduleur</b> .....	64
<b>II.2 Identification des tensions perturbatrices</b> .....	65
<b>II.3 Régulation de la tension du filtre actif série</b> .....	65
<b>III. Méthodes basées sur le calcul des perturbations dans le repère (d,q)</b> .....	65
<b>IV. Analyse des performances de la méthode d'identification étudiée</b> .....	66
<b>V. Méthode d'identification basée sur l'emploi d'un système à base de PLL</b> .....	67
<b>VI. Boucle de régulation de tension du F.A.S</b> .....	67
<b>VII. Objectifs généraux</b> .....	68
<b>VIII. Application du régulateur classique PID</b> .....	68
<b>IX. Régulateur PID pour l'asservissement de la tension du F.A.S</b> .....	68

### **3. Filtre actif mixte**

Introduction .....	71
<b>I. Association Parallèle-Série du Filtre Actif</b> .....	71
<b>II. Structure générale et emplacement du filtre actif mixte</b> .....	71
<b>III. Structure étudiée du filtre actif mixte (Série-Parallèle à cinq niveaux)</b> .....	72

## Chapitre IV : *Filtre actif parallèle, et série filtre actif mixte*

### *1.1. Filtre Actif Parallèle à Cinq Niveaux Traditionnel*

I. Paramètres de simulation .....	75
II. Résultats et discussion .....	75
II.1. Avant filtrage .....	75
II.2. Après filtrage .....	75
III. Conclusion .....	79

### *1.2. Filtre Actif Parallèle à Cinq Niveaux de phases autonomes*

I. Paramètres de simulation .....	83
II. Résultats avant filtrage .....	83
III. Résultats après filtrage .....	83
III.1. Résultats pour $f_s=100.f$ .....	84
III.2. Résultats pour $f_s=300.f$ .....	85
IV. Puissances active et réactive instantanées .....	88
V. Conclusion sur le filtre actif parallèle .....	88

### *2. Filtre Actif Série à Cinq Niveaux de phases autonomes*

I. Topologie et paramètres .....	90
II. Compensation des fluctuations et des creux de tension .....	91
II.1. Application de la compensation .....	91
II.2. Régulation de tension par contrôleur-flou .....	91
III. Conclusion sur le filtre actif série .....	94

### *3. Filtre Actif mixte à Cinq Niveaux*

I. Topologies combinées .....	96
II. Paramètres de simulation .....	96
III. Interprétation des résultats .....	97
IV. Conclusion sur le filtre actif mixte .....	98
<b>Conclusion générale</b> .....	99
<b>Références</b> .....	101

#### Annexe : publications internationales

- I. article publié en mars 2015 dans le journal international “**International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)**”. ISSN: 2088-8694.
- II. article publié en Février 2015 dans le journal international “**International Review on Modelling and Simulations (I.RE.MO.S.)**”, ISSN 1974-9821.

# TABLE DES FIGURES

## CHAPITRE I

<b>I.1</b>	Creux de tension .....	5
<b>I.2</b>	Fluctuation de la tension.....	6
<b>I.3</b>	Fluctuation de la fréquence.....	7
<b>I.4</b>	Déséquilibre des tensions triphasées.....	7
<b>I.5</b>	Courant absorbé par un redresseur à diode.....	8
<b>I.6</b>	Modélisation d'une charge non-linéaire.....	9
<b>I.7</b>	Division des harmoniques dans une bifurcation.....	9
<b>I.8</b>	Effet des harmoniques sur le facteur de puissance.....	12
<b>I.9</b>	Effet des harmoniques sur les pertes Joule.....	13
<b>I.10</b>	Décomposition en composantes harmoniques.....	15
<b>I.11</b>	Décomposition en composantes symétriques.....	16
<b>I.12</b>	Phaseurs des harmoniques 1, 5, 7 et 3.....	17
<b>I.13</b>	Représentation spatiale d'une composante harmonique.....	18

## CHAPITRE II

<b>II.1</b>	Diagramme de transformation du référentiel a-b-c au référentiel $\alpha$ - $\beta$ .....	23
<b>II.2</b>	Diagramme de blocs de génération des courants de référence de la théorie p-q ...	25
<b>II.3</b>	Opération du filtre passe-bas utilisé pour l'extraction des signaux AC de p-q...	26
<b>II.4</b>	Détermination de la tension de référence par la théorie de la puissance réactive..	27
<b>II.5</b>	Distorsion harmonique du courant de ligne en fonction de fréquence de coupure du FPB.....	28
<b>II.6</b>	Distorsion harmonique du courant de ligne en fonction de la distorsion harmonique des tensions de la source .....	28
<b>II.7</b>	Distorsion harmonique du courant de ligne en fonction du déséquilibre des tensions de la source .....	30
<b>II.8</b>	Diagramme de blocs de génération des courants de référence selon l'algorithme du référentiel synchrone.....	31
<b>II.9</b>	Diagramme de blocs d'une PLL.....	32
<b>II.10</b>	Génération des courants de référence par l'algorithme de la séquence positive du fondamental .....	33

<b>II.11</b>	Génération des courants de référence par l'algorithme du filtre coupe-bande.....	36
<b>II.12</b>	Modulateur MLI à échantillonnage périodique.....	37
<b>II.13</b>	Modulateur MLI à bande d'hystérésis. (a). Schéma global. (b). Principe.....	37
<b>II.14</b>	Modulateur MLI à porteuse triangulaire .....	38
<b>II.15</b>	Structure d'une commande floue. ....	40
<b>II.16</b>	Conception d'un contrôleur flou. ....	40

### **CHAPITRE III**

<b>III.1</b>	Structure du filtre actif parallèle traditionnelle. ....	44
<b>III.2</b>	Configurations possibles de tension polaire VKM.....	45
<b>III.3</b>	Identification synoptique des références par DQ et ANN. ....	48
<b>III.4</b>	Génération et réglage des signaux de commande par MLI. ....	49
<b>III.5</b>	Schéma de principe d'un contrôleur-flou. ....	49
<b>III.6</b>	5L-SFAP liée au réseau électrique.....	52
<b>III.7</b>	Modèle de modification pour une seule phase. ....	52
<b>III.8</b>	Algorithme pour l'extraction les courants de référence dans Matlab/Simulink...	54
<b>III.9</b>	MLI avec quatre transporteurs triangulaires identiques. ....	54
<b>III.10</b>	Algorithme de contrôle parallèle des signaux logiques. ....	56
<b>III.11</b>	Schéma bloc de Contrôleur flou. ....	56
<b>III.12</b>	Structure générale du filtre actif série. ....	59
<b>III.13</b>	Partie puissance du filtre actif série. ....	60
<b>III.14</b>	Schéma du filtre de sortie. ....	62
<b>III.15</b>	Diagramme représentant le gain du filtre de sortie. ....	63
<b>III.16</b>	Principe de commande de l'onduleur par MLI. ....	64
<b>III.17</b>	Méthode d'identification basée sur l'emploi d'un système à base de PLL. ....	67
<b>III.18</b>	Schéma de la régulation de la tension du F.A.S. ....	68
<b>III.19</b>	Schéma de la régulation de la tension du F.A.S par PID. ....	68
<b>III.20</b>	Structure générale du filtre actif mixte .....	71
<b>III.21</b>	Structure étudiée du filtre actif mixte .....	73

### **CHAPITRE IV**

<b>IV.1</b>	Courant de source isa avant filtrage. ....	76
<b>IV.2</b>	Spectre harmonique de isa avant filtrage. ....	76
<b>IV.3</b>	Courant de source isa après filtrage sans Lc. ....	77

<b>IV.4</b>	Spectre harmonique de isa après filtrage sans Lc. ....	77
<b>IV.5</b>	Allures du courant isa et de tension vsa après filtrage sans Lc. ....	77
<b>IV.6</b>	Allures des courants injecté ifa et de référence irefl sans Lc. ....	78
<b>IV.7</b>	Courant de source isa après filtrage avec Lc. ....	78
<b>IV.8</b>	Spectre harmonique de isa après filtrage avec Lc. ....	79
<b>IV.9</b>	Allures du courant isa et de tension vsa après filtrage avec Lc. ....	79
<b>IV.10</b>	Allures des courants injecté ifa et de référence irefl avec Lc. ....	79
<b>IV.11</b>	forme de tension de sortie (VAM) du filtre NPC-5L avec Lc. ....	80
<b>IV.12</b>	Formes des courants de source triphasés (Is) et tensions (Vs) après filtrage. ....	80
<b>IV.13</b>	Courant d'alimentation et formes d'ondes de tension et son spectre harmonique de courants avant filtrage. ....	83
<b>IV.14</b>	Tension de sortie forme d'onde Van. ....	84
<b>IV.15</b>	Courant de filtre actif pour basse fréquence de commutation.....	84
<b>IV.16</b>	Courant de source et son spectre harmonique après filtrage à basse fréquence (5KHz). ....	85
<b>IV.17</b>	courant de filtre actif avec fréquence de commutation élevée. ....	85
<b>IV.18</b>	Courant de source et son spectre harmonique après filtrage avec une fréquence de commutation élevée (15KHz). ....	86
<b>IV.19</b>	Facteur de Puissance. ....	86
<b>IV.20</b>	Formes d'ondes triphasées des courants d'alimentation après filtrage. ....	87
<b>IV.21</b>	Impulsions de commutation des Sw1 and Sw2. ....	87
<b>IV.22</b>	Impulsions de commutation des Sw3 and Sw4. ....	87
<b>IV.23</b>	profils des puissances active et réactive, (a) avant filtrage (b) après filtrage ....	88
<b>IV.24</b>	Structure générale du filtre actif série de phases libres sous Matlab/Simulink. ...	90
<b>IV.25</b>	Compensation des fluctuations et creux de tension par contrôleur-flou.....	92
<b>IV.26</b>	Tensions de référence et d'injection ainsi que leurs spectres. ....	93
<b>IV.27</b>	Structure étudiée du filtre actif mixte ....	96
<b>IV.28</b>	Analyse temporelle de fonctionnement du filtre actif mixte. ....	98

## **LISTE DES TABLEAUX**

<b>I.1</b>	limite des composantes harmoniques en courant (norme IEC 61000-3-2). .....	14
<b>I.2</b>	limite des distorsions harmoniques de tension (norme IEC 61000-2-2). .....	14
<b>III.1</b>	Tableau de Commutation des switches de système proposé .....	52
<b>IV.1</b>	Paramètres de simulation du filtre actif parallèle traditionnel. ....	75
<b>IV.2</b>	Paramètres de Simulation du filtre actif parallèle de phases autonomes. ....	83
<b>IV.3</b>	Paramètres de la structure étudiée du filtre actif série. ....	90
<b>IV.4</b>	Paramètres des éléments constituant la structure du filtre actif mixte. ....	96

## LISTE DES ABREVIATIONS

<i>MLI</i>	Modulation de largeur d'impulsion
<i>LVRC</i>	Line voltage regulator/conditioner
<i>FA</i>	Filtre actif
<i>TC</i>	Transformateur de courant
<i>AMP</i>	Amplificateur
<i>THD</i>	Total harmonic distorsion
<i>h</i>	Rang de l'harmonique
<i>I<sub>I</sub>, U<sub>I</sub></i>	Amplitudes des composantes fondamentales du courant et de la tension
<i>THD<sub>i</sub></i>	THD du courant
<i>THD<sub>u</sub></i>	THD de la tension
<i>APF</i>	Active power filter
<i>FFT</i>	Fast Fourier transform
<i>FPB</i>	Filtre passe-bas
<i>PLL</i>	Phase locked loop
<i>PI</i>	Proportional Integral
<i>GTO</i>	Gate turn off.
<i>MOSFET</i>	Metal oxyde semi-conductor field effect transistor
<i>IGBT</i>	Insolated gate bipolar transistor
<i>FTBO</i>	Fonction de transfert en boucle ouverte
<i>FTBF</i>	Fonction de transfert en boucle fermée
<i>PDPWM</i>	Phase Disposition Pulse Width Modulation

## *Introduction générale*

## **Introduction générale**

L'utilisation des systèmes commandés, notamment les redresseurs statiques de puissance à base des composants électroniques, entraînent des problèmes des courants perturbés au niveau des réseaux électriques. La circulation de ces courants perturbés provoque des dégradations de la qualité de l'énergie, émanant des charges non-linéaires. Ceux-ci se traduisent par une augmentation des taux d'harmonique et de déséquilibre des courants, ainsi qu'à une importante consommation de la puissance réactive. Les perturbations harmoniques ont des conséquences néfastes sur les performances des récepteurs liés aux réseaux électriques, ainsi que la source d'alimentation. Il est donc nécessaire de chercher une solution bien adéquate permettant d'éliminer ces perturbations (pollution harmonique) ou du moins les atténuées au plus bas niveau. Alors il a fallu installer un système de filtrage connecté le plus près possible de la source perturbatrice pour rendre le courant et la tension sous forme sinusoïdale et en phase.

La réduction de la pollution harmonique s'effectue généralement par filtrage actif qui a été proposé par H. sasaki et T. machida [1]. Cette proposition présente une solution bien adaptée aux problèmes posés [2]. Les filtres actifs ont connu un développement actualisé dès l'arrivée de nouveaux composants électroniques tels que les thyristors Gto et les transistors IGBT [3-4]. Plusieurs structures des filtres actifs peuvent être disposées, en parallèle, en série [5-7] ou hybride [8-9], dans le réseau. Actuellement, les filtres actifs multi-niveaux, répondent mieux aux contraintes industrielles, permettant de compenser à la fois les courants harmoniques, le déséquilibre et même la consommation de l'énergie réactive [10-11]. Les Filtres Actifs Parallèles (FAP) et Séries (FAS) sont utilisés pour améliorer la forme du courant et la forme de la tension respectivement. Les études actuelles sont basées sur la détermination de la commande, de la topologie du filtre et de l'application des différentes techniques de détection des perturbations issues du réseau. Les techniques de détection fréquentielle sont effectuées par la Transformée de Fourier Discrète (TFD), utilisée pour analyser les signaux non sinusoïdaux de la tension ou du courant. Les Transformées de Fourier Rapide (TFR) et Fourier Discrète Récursive (TFDR) [12-13] présentent des méthodes de calculs plus performantes, mais l'application directe de ces méthodes nécessite un temps de calcul important, ce qui augmente le temps de réponse de la commande du filtre. Par contre, ils existent d'autres techniques plus rapide [14], tels que la commande par le flux de base [15], le filtre coupe-bande [16], la technique par mode glissant [17] et la méthode des puissances

instantanées [18-19] qui est la plus utilisée. La technique de Réseau de Neurone Artificielle (RNA) [20-22] a été développée pour l'identification optimale des signaux harmoniques. La technique de la commande de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) et la régulation par contrôleur-flou [23-25] permettent de créer des signaux logiques émis vers les composantes électroniques de différentes topologies des filtres actifs [26-30].

L'objectif principal est de développer un système de filtrage plus adéquat, permettant de supprimer les harmoniques pour avoir une bonne qualité de l'énergie électrique avec un taux de distorsion harmonique (THD) très réduit conforme à la norme standard [31].

Une approche a été proposée dans la littérature [32], pour dimensionner les condensateurs qui alimentent le filtre actif. La boucle de régulation de la tension du bus continu du système proposé peut être améliorée en ajustant le taux de petite puissance active dans les condensateurs. Ainsi, il compense les pertes par conduction et la commutation [33], [34].

Cette thèse comporte quatre chapitres :

1. Nous exposerons dans le premier chapitre les différentes perturbations affectant la qualité de l'onde électrique sur le réseau de distribution, particulièrement les harmoniques de tension ou du courant pour lesquelles nous nous intéressons. Nous évoquons également leurs origines, leurs impacts matériels et leurs normes appropriées.
2. Le deuxième chapitre se compose en trois parties :
  - a. Dans la première, on évoquera plusieurs algorithmes d'identification des grandeurs harmoniques de référence de courant/tension, comme la technique des séries de Fourier modifiées, la théorie p-q instantanée, le référentiel synchrone et le filtre coupe-bande.
  - b. Dans la deuxième, on rappellera de nombreuses techniques de contrôle, comme l'échantillonnage par MLI, le contrôle hystérésis et la porteuse triangulaire dans MLI.
  - c. Dans La troisième, elle s'exposera l'application de la logique floue, dont le but de remplacer les correcteurs classiques des filtres passe-bas du 1er ordre ou les correcteurs PI/PID par des contrôleurs-flous ; afin d'aboutir à une commande plus souple et de consolider la dynamique du système.
3. Dans le 3ème chapitre, modélisations de trois types de filtrage seront élaborer, dont :

- a. Le premier est un filtre actif parallèle à cinq niveaux traditionnel type NPC, proposé pour éliminer les courants harmoniques.
  - b. Le deuxième est un nouveau modèle d'un filtre actif parallèle à cinq niveaux de phases autonomes, préconisé pour supprimer également les courants harmoniques.
  - c. Le troisième est un filtre actif série à cinq niveaux utilisé pour le filtrage des tensions harmoniques.
  - d. Enfin, l'ensemble des deux derniers types constituent une nouvelle topologie qui se nommera filtre actif mixte à cinq niveaux, ce qui engendre une contribution dans le domaine du filtrage actif.
4. Le quatrième chapitre présentera les résultats des simulations de filtrage actif parallèle (traditionnel et phases autonomes), série et mixte (filtre actif parallèle et série). Ceux-ci montrent les formes d'ondes des courants, des tensions, des spectres harmoniques, les profils de la puissance (active / réactive) instantanée et le facteur de puissance. Ils confirment que les modèles proposés, améliorent les performances de filtrage avec un THD conforme à la norme internationale. Les formes d'ondes du courant et de la tension sont de forme sinusoïdale avec un déphasage insignifiant, caractérisant un facteur de puissance proche de l'unité.

*Chapitre I*  
*Qualité de l'énergie, origines,*  
*propagation, impact et normes standards des*  
*harmoniques*

## **INTRODUCTION**

La satisfaction de la clientèle en énergie électrique est de leur assurer une alimentation continue, sous forme de tension sinusoïdale, avec des valeurs d'amplitude et de fréquence préconçues. L'idéal de cet objectif est difficilement réalisable, vu l'utilisation des équipements qui rendent le réseau électrique de plus en plus agressif, par conséquent, il doit répondre au différent types de perturbations qui peuvent être d'origine interne comme l'évolution et la complexité des charges liées au réseau, et externe répondant aux changements climatiques.

Pour éviter le dysfonctionnement des composants du réseau électrique ou des récepteurs finaux, il est indispensable de comprendre l'origine des perturbations et de chercher les solutions adéquates pour les éliminées.

Dans ce chapitre, nous exposerons les principales perturbations affectant la qualité de l'onde électrique, particulièrement les harmoniques pour lesquelles nous nous intéressons. Nous évoquons également leurs origines, leurs conséquences matérielles et leurs normes appropriées. Nous envisagerons des solutions pour pallier aux problèmes liés aux perturbations harmoniques, en particulier le filtrage actif de puissance parallèle et série.

### **I. Qualité de l'énergie**

Les principaux paramètres de la qualité de l'onde et de tension qui caractérisent l'énergie électrique sont :

- Forme d'onde purement sinusoïdale (absence de distorsions, de pics et de creux).
- Equilibre parfait des tensions de lignes en phases et en amplitudes.
- Tolérances limites en valeurs efficaces.
- Fréquence Stable.
- Facteur de puissance proche de l'unité.

#### **I.1. Définition de la pollution harmonique**

Les perturbations ou la pollution des harmoniques sont toutes des phénomènes internes ou externes d'une façon transitoire ou permanente en amplitude et/ou en forme de grandeurs électriques (courant, tension, fréquence) qui ont des impacts négatifs sur tout le réseau. Ces perturbations sont classées en deux critères ;

- la durée de persistance.
- le mode d'affectation (leurs impacts sur les grandeurs électriques).

Dans le premier critère, nous avons deux formes essentielles ;

- La première perturbation périodique (qui dure dans le temps), comme la chute de tension due à la puissance réactive dans le réseau, les distorsions harmoniques, et les déséquilibres.
- La deuxième perturbation aperiodiques ; comme nous le trouvons dans des phénomènes instables difficilement à prévoir comme les creux de tension ou surtension transitoires.

Trois modes essentiels sont prévus pour l'affectation des paramètres électriques :

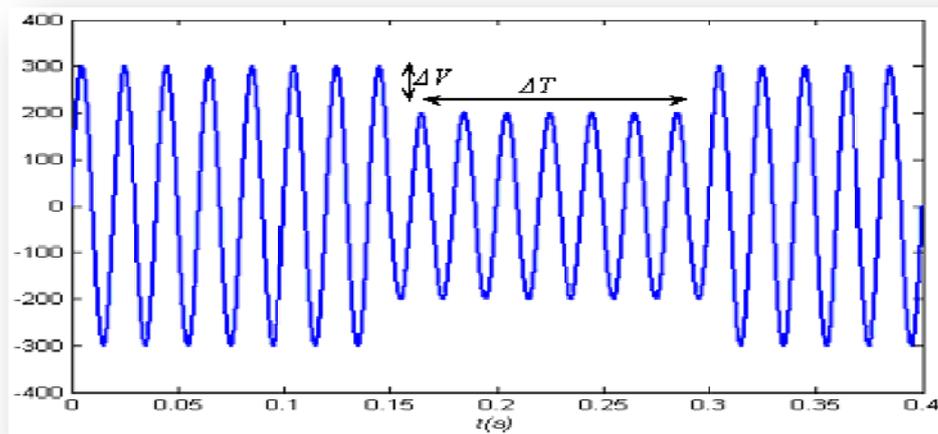
- Perturbations sur l'amplitude.
- Déséquilibre des systèmes triphasés.
- Distorsions harmoniques.

## **I.2. Types de la pollution harmonique**

Il existe cinq types de perturbations: les creux de tension, les fluctuations de la valeur efficace, les fluctuations de la fréquence, le déséquilibre des systèmes triphasés et les harmoniques et inter-harmoniques.

### **I.2.1. Creux de tension**

Le creux de tension (figure I.1) d'une durée allant de *10 ms* jusqu'à *1min* est caractérisé par la diminution de la tension d'une valeur située entre 1 et 90 %, de la tension nominale. Il est défini par sa profondeur  $\Delta V$  et sa durée  $\Delta T$  [35] [36].

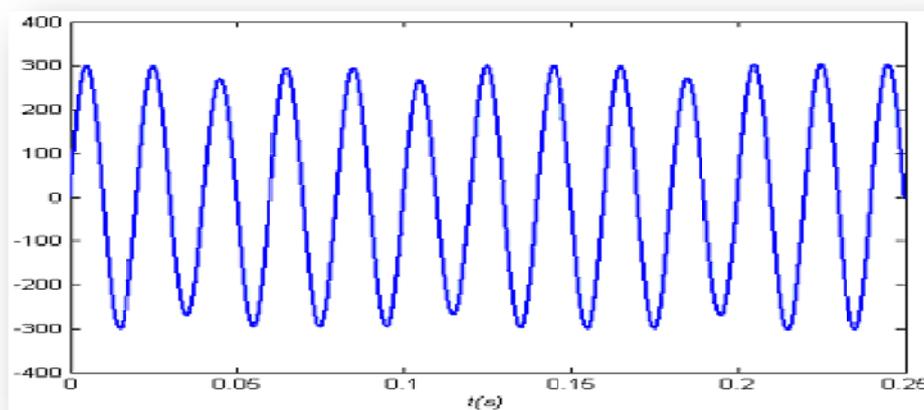


**Figure I.1** Creux de tension.

Les causes essentielles des perturbations des creux de tension sont dues à la mise sous tension de gros transformateurs, des courts circuits, des enclenchements des condensateurs, de simple démarrage de gros moteurs...etc. Celles-ci endommagent les couples des machines tournantes, et qui dépend du carré de la tension, perturbation d'appareillage électronique, pannes intempestive....etc.

### ***1.2.2. Fluctuations de la valeur efficace***

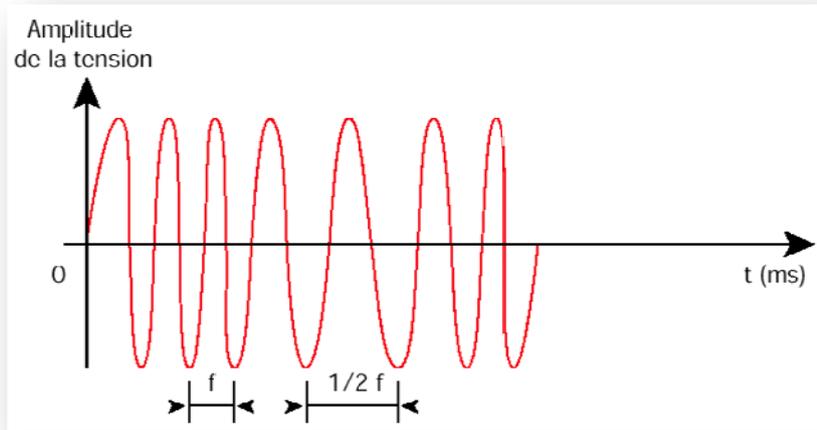
On appelle variations de basses fréquences de la valeur efficace de la tension des fluctuations de tensions (figure I.2). Celles-ci ont une amplitude modérée (généralement 10%) mais peuvent apparaître plusieurs fois par seconde et peuvent être aléatoires ou périodiques. Ce type de perturbation est causé par les grandes charges où la puissance absorbée peut subir une variation aléatoire comme les machines à souder ou les fours à arc, et elle se manifeste souvent par des perturbations sur les couples et les vitesses des machines tournantes et surtout par l'inconfort physiologique sur la vision suite au changement de luminosité de l'éclairage.



**Figure I.2** Fluctuation de la tension.

### ***1.2.3 Fluctuations de la fréquence***

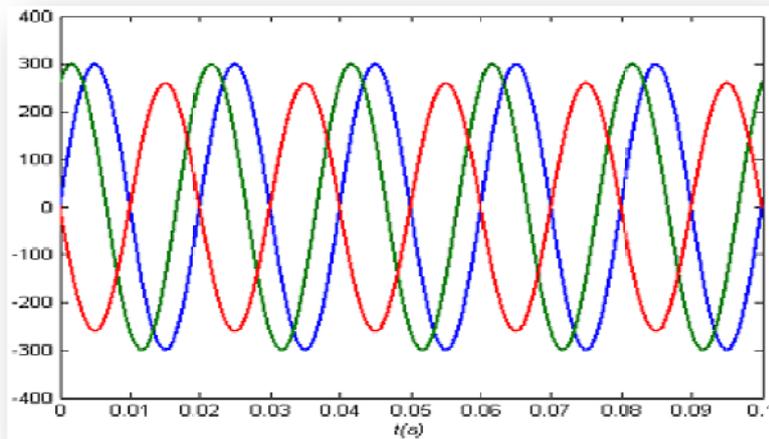
Les variations de la valeur nominale de la fréquence (50Hz) sont nommées des fluctuations de fréquence (figure I.3). Elles sont causées par des variations brusques de la vitesse des alternateurs suite à un déséquilibre entre charges et puissances mises en jeu par les centrales. Elles sont provoquées par des perturbations des vitesses et des couples dans les machines synchrones et asynchrones, et même par l'arrêt total des systèmes. Ce type de perturbation concerne en premier lieu le réseau de transport et de répartition d'énergie.



**Figure I.3** Fluctuation de la fréquence.

#### ***1.2.4 Déséquilibre des systèmes triphasés :***

On définit le déséquilibre dans un réseau l'asymétrie d'amplitudes et de déphasages des tensions en régime permanent. (Figure I.4). Ce type de perturbation est causé essentiellement par les dissymétries d'impédances des lignes du réseau ou des charges, et aussi par des courts-circuits électriques.



**Figure I.4** Déséquilibre des tensions triphasées.

#### ***1.2.5 Harmoniques et inter-harmoniques***

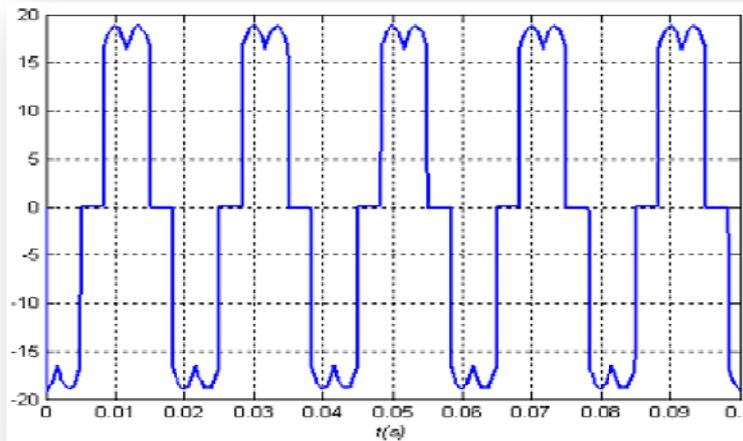
Les harmoniques sont des accumulations additionnées à l'onde fondamentale de fréquence 50Hz. Ceux-ci sont des ondes sinusoïdales mais de fréquences multiples de rang entier de la fondamentale [37]. L'utilisation de plus en plus d'équipements de l'électronique

de puissance à base de transistors comme les convertisseurs statiques, présentent les principales origines de la présence des harmoniques dans les réseaux électrique.

Les inter-harmoniques sont également additionner à l'onde fondamentale mais ne sont pas des multiples entiers de la fréquence de 50Hz. Leurs origines principales sont les cycloconvertisseurs, les variateurs de vitesse et d'autres équipements de contrôle-commande.

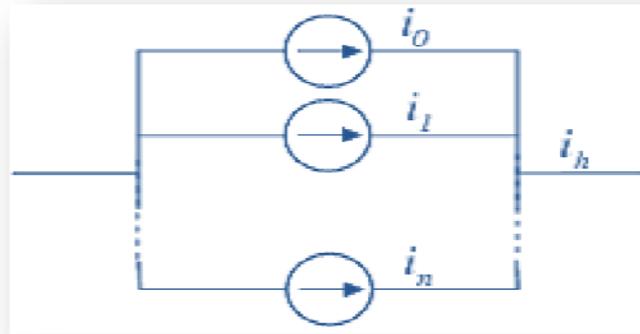
## II. Origines de Pollutions harmoniques

La pollution harmonique est à l'origine des systèmes électroniques de puissance dans les équipements industriels (redresseurs, variateurs de vitesse, ...), et dans la transmission et la compensation d'énergie (HDVC, STATCOM...) [38], et même dans les appareils domestiques. En effet la grande majorité des charges sont raccordées au réseau de distribution à travers ces systèmes. Ces charges sont connues sous le nom de charges non-linéaires, absorbant des courants non sinusoïdaux. La figure I.5 illustre l'allure du courant absorbé par un redresseur non commandé. La décomposition en séries de Fourier du courant absorbé par une charge non linéaire, peut modéliser cette dernière comme l'addition de plusieurs sources de courant mises en parallèle (figure I.6).



**Figure I.5** Courant absorbé par un redresseur à diode.

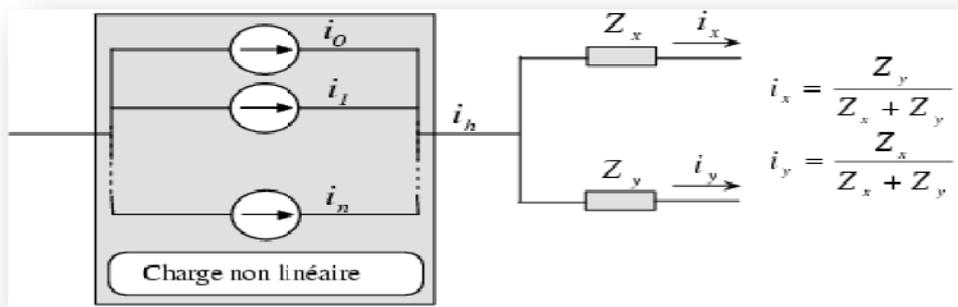
$$i_h(t) = i_0 + i_1 + \dots + i_n = I_0 + I_1 \cos(\omega t + \phi_1) + \dots + I_n \cos(\omega t + \phi_n) \quad (I.1)$$



**Figure I.6** Modélisation d'une charge non-linéaire.

### III. Prolifération de pollution harmonique :

Les harmoniques, une fois engendrés par les charges non-linéaires, se propagent à travers les branchements de réseau selon la loi des nœuds (figure I.7). Les harmoniques sont dans la plupart des cas d'origine de courant, mais



**Figure I.7** Division des harmoniques dans une branche.

L'effet des harmoniques de courant sur la tension peut être réduit en théorie. En vainquant, l'impédance du réseau malgré la réalisation difficile, car il nécessiterait une importante modification. Ainsi la méthode la plus favorisée est de faire des embranchements "pièges" aux harmoniques non désirés pour échapper leurs propagations.

Le Taux de Distorsion Harmonique (THD) est caractérisé par la formule suivante :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^N (X_h)^2}}{X_1} \times 100\% \quad (I.2)$$

$N$  : étant habituellement pris égal à 40 correspondant à l'harmonique de fréquence 2 kHz.

#### **IV. Effets de la pollution harmonique**

On distingue deux types d'effets ;

##### ***IV.1. Effets instantanés***

– Effets des systèmes électroniques et électromécaniques :

Les harmoniques peuvent provoquer des troubles des commutations des switches électroniques, lorsque les grandeurs harmoniques déplacent le passage à zéro de la tension et le déclenchement intempestif des relais de protection.

– Effets électrodynamiques : le couple mécanique parasite dus aux champs tournants harmoniques engendre des vibrations dans la machines tournante. L'existence des harmoniques provoquent des vibrations et des bruits dans les appareils électromagnétiques.

– Télécommunication : bruit dans les réseaux de télécommunication et nocivité à la qualité de l'image et du son (téléviseur).

##### ***IV.2. Effets à terme***

L'effet à terme de nature thermique est le plus important, causé par l'échauffement qui fatigue gravement le matériau et amène un déclassement des équipements.

– Echauffement des câbles et des équipements : Ces effets peuvent être à moyen terme (de quelques secondes à quelques heures) ou à long terme (de quelques heures à quelques années) et concernent les câbles qui peuvent être le siège du sur-échauffement du neutre et les matériels bobinés comme les transformateurs ou les moteurs.

– Echauffement des condensateurs : L'échauffement est causé par les pertes dues au phénomène d'hystérésis dans le diélectrique. Les condensateurs sont donc sensibles aux surcharges, qu'elles soient dues à une tension fondamentale trop élevée ou à la présence d'harmoniques. Ces échauffements peuvent conduire au claquage.

– Echauffements dus aux pertes supplémentaires des machines et des transformateurs  
– Echauffements causés par les pertes dans les stators des machines et principalement dans leurs circuits rotoriques (cages, amortisseurs, circuits magnétiques) à cause des différences importantes de vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor. Les harmoniques génèrent aussi des pertes supplémentaires dans les transformateurs, par effet Joule dans les enroulements, accentuées par l'effet de peau et des pertes par hystérésis et courants de Foucault dans les circuits magnétiques.

**IV.3. Facteur de puissance :**

Le facteur de puissance est éloigné de l'unité, en présence d'harmoniques [39]. Dans ce cas les tensions et les courants sont exprimés sous forme de séries de Fourier:

$$\begin{aligned} v(t) &= \sum_{h=1}^{\infty} V_h \sin(h\omega_0 t + \delta_h) \\ i(t) &= \sum_{h=1}^{\infty} I_h \sin(h\omega_0 t + \theta_h) \end{aligned} \quad (I.3)$$

Les valeurs efficaces de tension et de courant :

$$\begin{aligned} V_{eff} &= \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_{effh}^2} \\ I_{eff} &= \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_{effh}^2} \end{aligned} \quad (I.4)$$

La puissance moyenne :

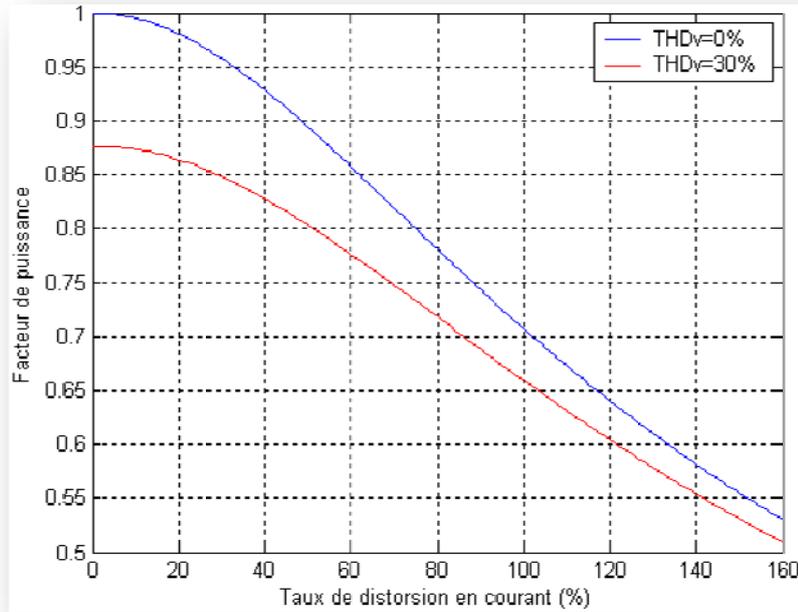
$$P_{moy} = \sum_{h=1}^{\infty} V_{effh} I_{effh} \cos(\delta_h + \phi_n) \quad (I.5)$$

Les taux de distorsions en tension et en courant :

$$\begin{aligned} THD_v &= \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_{effh}^2}}{V_{eff1}} \times 100\% \\ THD_i &= \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_{effh}^2}}{I_{eff1}} \times 100\% \end{aligned} \quad (I.6)$$

Par identification des équations (I.4) et (I.6) nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} V_{eff} &= V_{eff1} \sqrt{1 + (THD_v/100)^2} \\ I_{eff} &= I_{eff1} \sqrt{1 + (THD_i/100)^2} \end{aligned} \quad (I.7)$$



**Figure I.8** Effet des harmoniques sur le facteur de puissance.

L'expression du facteur de puissance est comme suit:

$$F_p = \frac{P_{moy}}{V_{eff1} \cdot I_{eff1}} \times \frac{1}{\sqrt{[1+(THD_v)/100]^2 \cdot [1+(THD_i)/100]^2}} \quad (I.8)$$

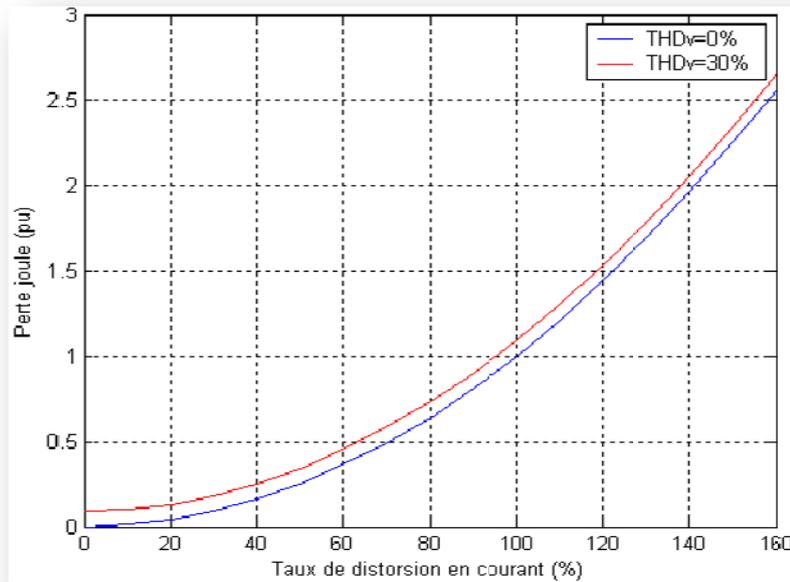
L'équation (I.8) montre que le facteur de puissance en présence d'harmonique. La figure I.8 illustre la dégradation du facteur de puissance en fonction du taux de distorsion en courant pour deux cas ; tension purement sinusoïdale, et tension perturbée. D'autre part, les pertes Joule sont définies comme suit :

$$p_j = RI_{eff}^2 = \frac{R(P^2+Q^2)}{V_{eff}^2} = \frac{RP^2}{V_{eff}^2} (1 + \tan^2 \phi) \quad (I.9)$$

Selon les équations (I.8) et (I.9), on peut apprécier les pertes Joule en fonction des taux de distorsion :

$$p_j \approx RI_{eff}^2 [1 + (THD_v)/100]^2 + (THD_i)/100]^2 \quad (I.10)$$

L'équation (I.10) est expliquée sur la figure I.9, où on peut effectivement remarquer que les harmoniques augmentent significativement les pertes Joules.



**Figure I.9** Effet des harmoniques sur les pertes Joule.

## V. Normes standards

Les dysfonctionnements occasionnés par les harmoniques sont limités par des normes standards et des règles. Les deux principaux organismes internationaux de normalisation dans ce domaine sont la CEI (Comité Electrotechnique International) et IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) [31]. Nous nous contentons de donner les normes CEI et en particulier les normes :

**IEC 61000-3-2** : cette norme représentée sur le tableau I.1 fixe la limitation des courants injectés dans le réseau public pour des équipements dont le courant par phase est inférieur à 16 A. Il s'agit là des appareils du domaine domestique.

**IEC 61000-2-2** : elle établit les niveaux de compatibilité de tensions harmoniques sur les réseaux publics de basse tension. Elle est représentée sur le tableau I.2. Cette norme vise à protéger les équipements raccordés sur un réseau de basse tension déformé.

Tableau I.1 Limite des composantes harmoniques en courant (norme IEC 61000-3-2).

Harmoniques impairs	Courant maximal admissible (A)
3	2.30
5	1.14
7	0.77
9	0.40
11	0.33
13	0.21
$15 \leq h \leq 39$	$0.15 \times 15/h$
Harmoniques pairs	Courant maximale admissible (A)
2	1.08
4	0.43
6	0.30
$8 \leq h \leq 40$	$0.23 \times 8/h$

Tableau I.2 – Limite des distorsions harmoniques de tension (norme IEC 61000-2-2) \*

*100kV > V > 30kV (avec THD < 3%). \*\* 30kV > V > 1kV (avec THD < 8%).*

Harmoniques impairs non multiple de 3	Taux admissible*	Taux admissible**
5	2%	6%
7	2%	5%
11	1.5%	3.5%
13	1.5%	3%
17	1.0%	2%
19	1.0%	1.5%
23	0.7%	1.5%
25	0.7%	1.5%
> 25	$0.2 + (12.5/h)\%$	$0.2 + (1.3 \times 25/h)\%$
Harmoniques impairs multiple de 3	Taux admissible*	Taux admissible**
3	2%	5%
9	1%	1.5%
15	0.3%	0.3%
21	0.2%	0.2%
> 21	0.2%	0.2%
Harmoniques pairs	Taux admissible*	Taux admissible**
2	1.5%	2%
4	1%	1%
6	0.5%	0.5%
8	0.2%	0.5%
10	0.2%	0.5%
12	0.2%	0.2%
> 12	0.2%	0.2%

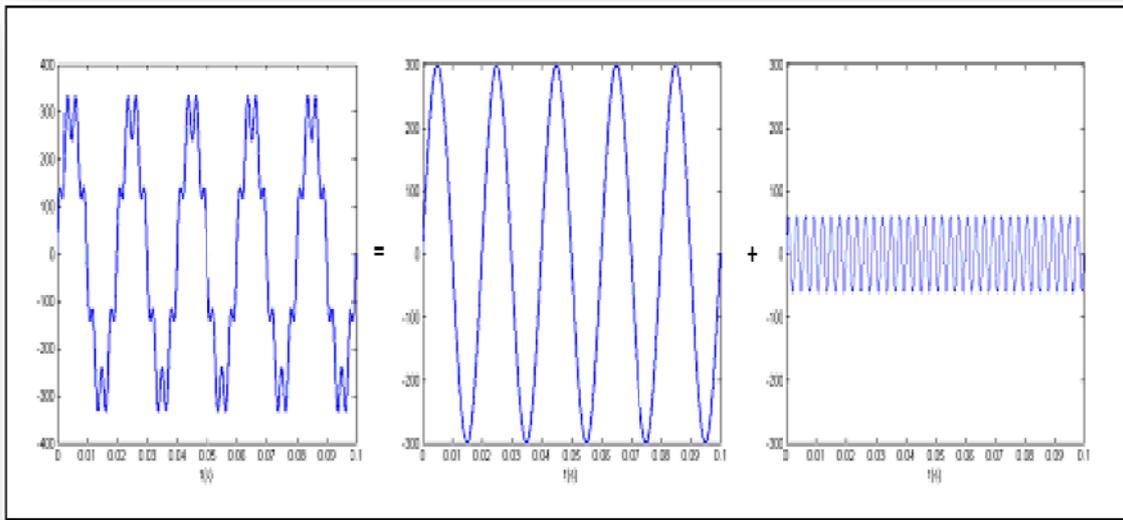
### V.1. Analyse des systèmes électriques perturbés

La théorie classique de l'énergie électrique ne tient compte que des systèmes électriques basés sur des signaux sinusoïdaux et équilibrés. Cependant les signaux électriques présents sur les réseaux et en particulier les courants sont souvent perturbés et ils ne sont pas parfaitement sinusoïdaux ni équilibrés.

L'analyse des signaux non sinusoïdaux et déséquilibrés est basée sur deux concepts mathématiques qui sont les harmoniques et les composantes symétriques, qui permettent la décomposition des signaux électriques perturbés (non sinusoïdaux et déséquilibrés) en composantes idéales et perturbations.

Le concept d'harmonique a été introduit par Joseph Fourier, en démontrant que tout signal périodique non sinusoïdal peut être représenté par une somme ou série des sinusoïdes de fréquences discrètes. La composante zéro est dite composante continue, tandis que la première composante est appelée composante fondamentale. Dans le cas des systèmes raccordés au réseau, celle-ci est une composante à la fréquence nominale du réseau (50Hz). Le reste des composantes de la série sont appelés harmoniques et sont multiples de la fréquence fondamentale.

Le concept d'harmonique a été introduit par Joseph Fourier, en démontrant que tout signal périodique non sinusoïdal peut être représenté par une somme ou série des sinusoïdes de fréquences discrètes. La composante zéro est dite composante continue, tandis que la première composante est appelée composante fondamentale. Dans le cas des systèmes raccordés au réseau, celle-ci est une composante à la fréquence nominale du réseau (50Hz). Le reste des composantes de la série sont appelés harmoniques et sont multiples de la fréquence fondamentale.



**Figure I.10** Décomposition en composantes harmoniques.

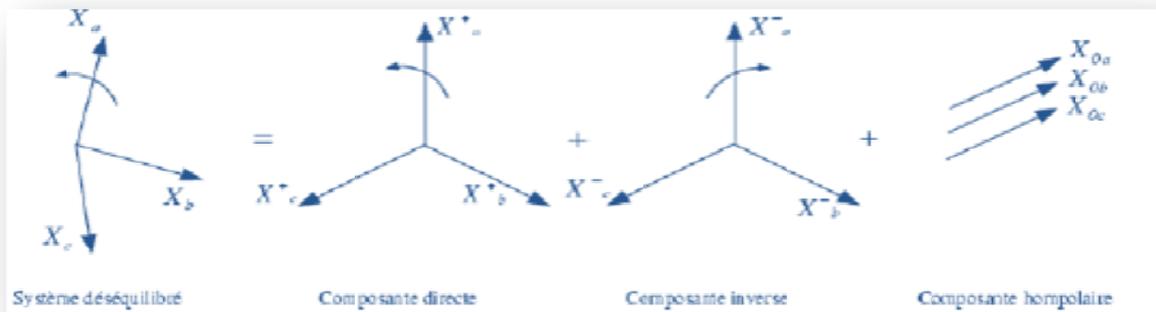
$$X(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{h=0}^{\infty} \left( a_h \cos\left(h\pi \frac{t}{T}\right) + b_h \sin\left(h\pi \frac{t}{T}\right) \right) \quad (I.11)$$

Avec :

$$\begin{cases} a_h = \frac{1}{T} \int_0^T \cos\left(h\pi \frac{t}{T}\right) dt \\ b_h = \frac{1}{T} \int_0^T \sin\left(h\pi \frac{t}{T}\right) dt \end{cases} \quad (I.12)$$

La figure I.10 illustre l'exemple d'un signal perturbé qui peut être décomposé en une composante fondamentale et une composante harmonique. L'outil principal pour étudier les déséquilibres a été introduit par Charles Fortescue [38], qui stipule que tout système déséquilibré peut être décomposé en trois composantes équilibrées : composante directe, composante inverse, et composante homopolaire.

$$\begin{bmatrix} X_a^+ \\ X_b^+ \\ X_c^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad \text{avec } a = e^{j2\pi/3} \quad (I.13)$$



**Figure I.11** Décomposition en composantes symétriques.

## V.2. Etude des systèmes électriques troublés

### V.2.1. décomposition de la pollution harmonique

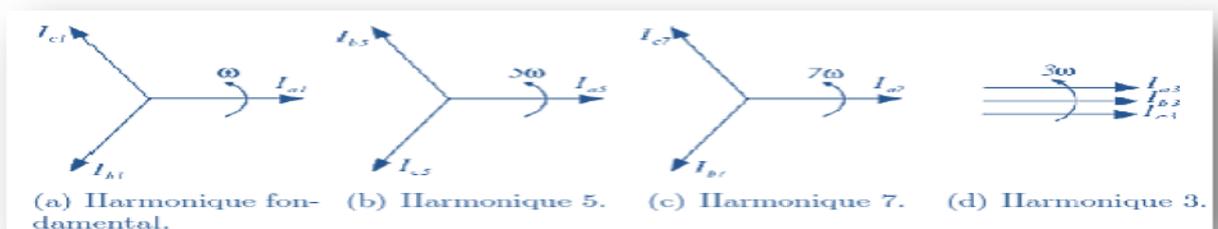
Le système mathématiques ci-dessous présente les courants des lignes a, b, c d'une charge non-linéaire triphasée qui se décompose comme suit:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_a(t) = I_0 + I_1 \cos(\omega t + \phi_1) + I_3 \cos(3\omega t + \phi_3) + I_5 \cos(5\omega t + \phi_5) \\ + I_7 \cos(7\omega t + \phi_7) + \dots + I_n \cos(\omega t + \phi_n) \\ i_b(t) = I_0 + I_1 \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) + I_3 \cos\left[3\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \phi_3\right] \\ + I_5 \cos\left[5\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \phi_5\right] + I_7 \cos\left[7\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \phi_7\right] \\ + \dots + I_n \cos\left[n\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \phi_n\right] \\ i_c(t) = I_0 + I_1 \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) + I_3 \cos\left[3\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \phi_3\right] \\ + I_5 \cos\left[5\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \phi_5\right] + I_7 \cos\left[7\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \phi_7\right] \\ + \dots + I_n \cos\left[n\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \phi_n\right] \end{array} \right. \quad (I.14)$$

Ce qui revient à écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_a(t) = I_0 + I_1 \cos(\omega t + \phi_1) + I_3 \cos(3\omega t + \phi_3) + I_5 \cos(5\omega t + \phi_5) \\ + I_7 \cos(7\omega t + \phi_7) + \dots + I_n \cos(\omega t + \phi_n) \\ i_b(t) = I_0 + I_1 \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) + I_3 \cos[3\omega t + \phi_3] \\ + I_5 \cos\left(5\omega t - 5\frac{2\pi}{3} + \phi_5\right) + I_7 \cos\left(7\omega t - 7\frac{2\pi}{3} + \phi_7\right) \\ + \dots + I_n \cos\left(n\omega t - n\frac{2\pi}{3} + \phi_n\right) \\ i_c(t) = I_0 + I_1 \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_1\right) + I_3 \cos[3\omega t + \phi_3] \\ + I_5 \cos\left(5\omega t + 5\frac{2\pi}{3} + \phi_5\right) + I_7 \cos\left(7\omega t + 7\frac{2\pi}{3} + \phi_7\right) \\ + \dots + I_n \cos\left(n\omega t + n\frac{2\pi}{3} + \phi_n\right) \end{array} \right. \quad (I.15)$$

Le système d'équation (I.15) montre bien que les composantes fondamentales des courants forment un système direct (figure I.12(a)), tout comme les composantes d'ordre 7, 13, 19, ..., par contre Les harmoniques d'ordre 5, 11, 17, ... forment des systèmes inverses (figure I.12(b)), et enfin les harmoniques d'ordre multiple de 3 c'est à dire 3, 9, 15, ..., forment des systèmes homopolaires (figure I.12(d)). D'une façon générale, les harmoniques d'ordre  $6n+1$  constituent des systèmes directs, les harmoniques d'ordre  $6n-1$  des systèmes inverses, et les harmoniques  $6n+3$  des systèmes homopolaires.



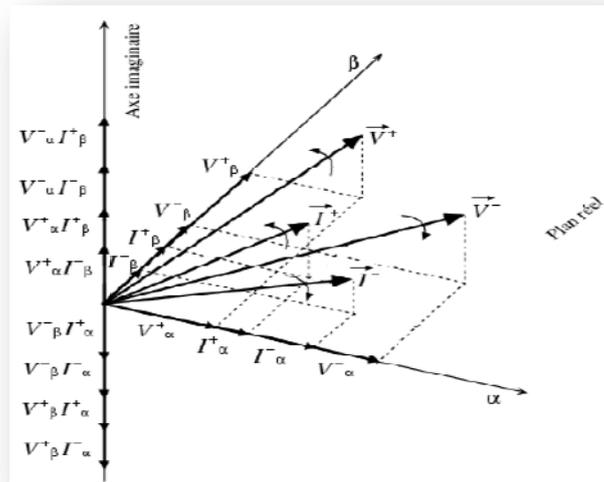
**Figure I.12** Phaseurs des harmoniques 1, 5, 7 et 3.

**V.2.2. Théorie de la puissance active et réactive**

La théorie énergétique généralisée est pris en considération les distorsions harmoniques et même le déséquilibre des phases. Ainsi que, définitions des puissances électriques subirent des distorsions harmoniques ont été présentées dans la littérature [40].

Trois types de puissances existent dans un système électrique triphasé :

- La puissance réelle instantanée  $p(t)$ , qui est la composante réelle de la puissance transmise par les composantes tournantes (directe et inverse) de tous les harmoniques y compris le fondamental.
- La puissance imaginaire  $q(t)$  qui est la composante imaginaire de la puissance transmise par les composantes tournantes (directe et inverse) de tous les harmoniques y compris le fondamental.
- La puissance homopolaire  $p_0(t)$  qui est la puissance transmise par les composantes homopolaires.



**Figure I.13** Représentation spatiale d'une composante harmonique.

Ces puissances sont définies dans l'espace de coordonnées  $(0, \alpha, \beta)$ :

$$\begin{bmatrix} p_0(t) \\ p(t) \\ q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0(t) & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha(t) & v_\beta(t) \\ 0 & -v_\beta(t) & v_\alpha(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0(t) \\ i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} \tag{I.16}$$

Avec  $v_0(t)$ ,  $v_\alpha(t)$ ,  $v_\beta(t)$  et  $i_0(t)$ ,  $i_\alpha(t)$ ,  $i_\beta(t)$  sont les transformations de  $v_a(t)$ ,  $v_b(t)$ ,  $v_c(t)$  et  $i_a(t)$ ,  $i_b(t)$ ,  $i_c(t)$  dans le système de coordonnées  $(0, \alpha, \beta)$ .

Ces puissances contiennent une partie continue et une partie oscillatoire, résultant du produit entre harmoniques et séquence de diverses caractéristiques. Dans le cas de puissance réelle instantanée, la partie continue correspond à la partie réelle du produit entre harmoniques de même fréquence et de même séquence.

$$\bar{p} = \sum_{n=1}^{\infty} 3V_n^+ I_n^+ \cos(\phi_{V_n^+} - \phi_{I_n^+}) + \sum_{n=1}^{\infty} 3V_n^- I_n^- \cos(\phi_{V_n^-} - \phi_{I_n^-}) \quad (I.17)$$

La partie oscillatoire  $e_p(t)$  correspond à la partie réelle du produit entre harmoniques de natures différentes, on distingue alors ;

- Des harmoniques de même fréquence et de séquences différentes, la pulsation résultante est le double de celle des harmoniques.
- Des harmoniques de même séquence et de fréquences différentes, la pulsation est égale à la différence de pulsations entre deux harmoniques.
- Des harmoniques de fréquences et de séquences différentes, la pulsation résultante est la somme des deux pulsations.

$$- \left\{ \begin{array}{l} \sum_{n=1}^{\infty} -3V_n^+ I_n^+ \cos(2\omega_n t + \phi_{V_n^+} - \phi_{I_n^+}) \\ + \sum_{n=1}^{\infty} -3V_n^+ I_n^+ \cos(2\omega_n t + \phi_{V_n^+} - \phi_{I_n^+}) \\ + \sum_{m=1, m \neq n}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} 3V_m^+ I_n^+ \cos((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{V_n^+} - \phi_{I_n^+})] \\ + \sum_{m=1, m \neq n}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} 3V_m^- I_n^- \cos((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{V_n^-} - \phi_{I_n^-})] \\ + \sum_{m=1, m \neq n}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} -3V_m^+ I_n^- \cos((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{V_n^+} - \phi_{I_n^-})] \\ + \sum_{m=1, m \neq n}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} -3V_m^- I_n^+ \cos((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{V_n^-} - \phi_{I_n^+})] \end{array} \right. \quad (I.18)$$

La même analyse est applicable pour la puissance imaginaire instantanée  $q(t)$ . Ainsi sa partie continue sera :

$$\bar{q} = \sum_{n=1}^{\infty} -3V_n^+ I_n^+ \sin(\phi_{V_n^+} - \phi_{I_n^+}) + \sum_{n=1}^{\infty} 3V_n^- I_n^- \sin(\phi_{V_n^-} - \phi_{I_n^-}) \quad (I.19)$$

La partie oscillatoire aura comme expression :

$$\tilde{q}(t) \left\{ \begin{array}{l} \sum_{n=1}^{\infty} 3V_n^+ I_n^- \sin(2\omega_n t + \phi_{V_n^+} - \phi_{I_n^-}) \\ + \sum_{n=1}^{\infty} -3V_n^- I_n^+ \sin(2\omega_n t + \phi_{V_n^-} + \phi_{I_n^+}) \\ + \sum_{m=1, m \neq n}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} -3V_m^+ I_n^+ \sin((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{V_n^+} - \phi_{I_n^+})] \\ + \sum_{m=1, m \neq n}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} 3V_m^- I_n^- \sin((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{V_n^-} - \phi_{I_n^-})] \\ + \sum_{m=1, m \neq n}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} 3V_m^+ I_n^- \sin((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{V_n^+} - \phi_{I_n^-})] \\ + \sum_{m=1, m \neq n}^{\infty} [\sum_{n=1}^{\infty} -3V_m^- I_n^+ \cos((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{V_n^-} - \phi_{I_n^+})] \end{array} \right. \quad (I.20)$$

Pour la puissance homopolaire, il n'y a pas de différence de séquence entre harmoniques, mais tout simplement une différence de fréquence. Ainsi pour la partie continue  $\bar{P}_0$

$$\bar{p}_0 = \sum_{n=1}^{\infty} 3V_n^0 I_n^0 \cos(\phi_{V_n^0} - \phi_{I_n^0}) \quad (I.21)$$

Et la partie oscillatoire continue  $\tilde{p}_0(t)$  :

$$\tilde{p}_0(t) \left\{ \begin{array}{l} \sum_{n=1}^{\infty} -3V_n^0 I_n^0 \cos(2\omega_n t + \phi_{V_n^0} - \phi_{I_n^0}) \\ + \sum_{m=1, m \neq n}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} 3V_m^+ I_n^+ \cos((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{V_n^0} - \phi_{I_n^0}) \right] \\ + \sum_{m=1, m \neq n}^{\infty} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} -3V_m^0 I_n^0 \cos((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{V_n^0} - \phi_{I_n^0}) \right] \end{array} \right. \quad (I.22)$$

***Chapitre II***  
***Identification des harmoniques,***  
***techniques de contrôle & régulation***

## INTRODUCTION

Le filtre actif est essentiellement constitué d'un onduleur de tension ou de courant, mono ou polyphasé, deux ou multi niveaux. Le choix de la méthode d'identification des grandeurs de référence de courant dans le cas filtre actif parallèle, tension de référence dans le cas d'un filtre actif série. La technique de commande, sont primordial afin que le filtre actif puisse remplir les tâches pour lesquelles il est destiné. En outre, l'utilisation de feedback provoque des erreurs statiques pouvant affecter les grandeurs de sortie, ce qui nécessite l'adjonction de circuits de régulation propres à ces grandeurs.

Dans ce chapitre, on évoquera plusieurs algorithmes d'identification des grandeurs harmoniques de référence et de nombreuses techniques de commande et de régulation ont été développées depuis la disposition de premier filtre actif.

### **I. Méthodes d'identification des grandeurs harmoniques**

Dans le champ de calcul, les algorithmes d'identification des grandeurs harmoniques sont classés dans deux domaines, fréquentiel et temporel [41,42].

#### ***1.1. Champ d'application fréquentiel***

Les algorithmes appartenant à ce domaine sont basés sur l'analyse de Fourier appliquée aux grandeurs distordues (courants ou tensions) afin d'en extraire les signaux de compensation. En utilisant la transformée de Fourier, les composantes harmoniques de compensation sont d'abord séparées des signaux harmoniques polluants et sont ensuite combinées pour générer les consignes. La fréquence de commutation des semi-conducteurs du filtre actif est généralement maintenue plus grande que deux fois la plus élevée des fréquences harmoniques dans l'objectif d'avoir une compensation effective [6]. L'application de la transformée de Fourier (système d'équations non linéaires) est un calcul encombrant ; il en résulte un temps de réponse relativement lent. Parmi les algorithmes appartenant à cette classe, on peut citer:

##### ***1.1.1. Art de l'analyse fréquentielle de la série de Fourier & FFT***

En utilisant la transformée rapide de Fourier (*Fast Fourier Transform FFT*), la composante harmonique du signal peut être reconstituée en éliminant la composante fondamentale du signal transformé. Après, la FFT inverse est appliquée pour l'obtention du signal final dans le domaine temporel [44]. L'inconvénient majeur de cette technique est le retard de réponse

engendré. En effet, le système a besoin de prendre des échantillons d'une période complète afin de générer les coefficients de Fourier. Par conséquent, cet algorithme ne convient qu'aux systèmes à variation lente dans le temps.

### ***1.1.2. Méthode de la multiplication sinusoïdale***

Cette méthode consiste à multiplier le signal par une onde sinusoïdale d'une fréquence fondamentale puis on passe à l'intégration du résultat de la multiplication. Par conséquent, tous les harmoniques de rangs élevés peuvent être éliminés par l'utilisation d'un simple filtre passe-bas. Cependant, là aussi, la performance est encore lente (plus d'un cycle complet) [45].

### ***1.1.3. Technique des séries de Fourier modifiées***

Le principe de cette méthode est que seulement la composante fondamentale du signal est calculée et utilisée pour la séparation du signal harmonique total de l'onde échantillonnée du courant/tension de charge [46]. L'implantation pratique de cette technique consiste à modifier les équations principales des Séries de Fourier pour produire une formule récursive avec une fenêtre glissante [47]. Donc, il faut utiliser deux matrices circulaires différentes afin de stocker les composantes des coefficients sinus et cosinus calculées durant chaque pas d'échantillonnage. Les nouvelles valeurs calculées des coefficients désirés sont stockées à la place des anciennes valeurs et l'ensemble des sommes des coefficients sinus et cosinus sont continuellement mises à jour. Le temps de calcul est plus réduit en comparant avec les autres techniques employées surtout dans les applications monophasées. L'avantage de cet algorithme est son applicabilité aux systèmes monophasés comme aux systèmes triphasés.

Une autre technique des séries de Fourier modifiées, convenant aux applications triphasées, a été développée; elle repose sur la décomposition du signal triphasé en deux composantes, directe et quadrature [6].

## ***1.2. Champ d'application temporel***

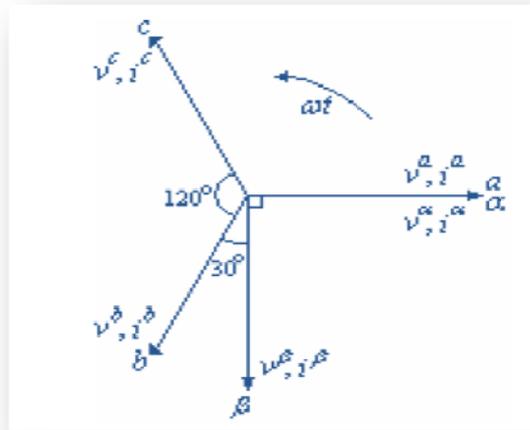
Les algorithmes de compensation dans le domaine temporel sont basés sur la détermination instantanée des grandeurs de compensation des courants/tensions harmoniques. Généralement, les courants de référence sont requis non seulement pour la compensation des courants harmoniques mais également pour remplacer les déficits de la puissance réactive et les fluctuations du bus continu du filtre actif. Fondamentalement, les différents schémas proposés essayent d'inclure la composante réactive afin d'éliminer les courants harmoniques

et de corriger le facteur de puissance. Beaucoup d'algorithmes entrent dans cette catégorie [34], notamment :

### I.2.1. Théorie p-q instantanée

#### I.2.1.1. Principe

Le concept de cette théorie est très commun pour l'extraction des courants/tensions de référence d'un filtre actif. Elle consiste en une transformation variable, dans le référentiel  $\alpha$ - $\beta$ , des puissances, courants et tensions instantanés à partir du référentiel  $a$ - $b$ - $c$ . Les équations transformées du 1er plan triphasé au second à coordonnées diphasées, sont dérivées du diagramme de phase représenté Figure II.1 [43].



**Figure II.1.** Diagramme de transformation du référentiel  $a$ - $b$ - $c$  au référentiel  $\alpha$ - $\beta$ .

Les valeurs instantanées des courants et tensions triphasés peuvent être obtenues dans le plan  $\alpha$ - $\beta$  par les équations suivantes:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = [C_{32}] \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = [C_{32}] \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

Avec  $C_{32}$  la matrice de transformation développée par Concordia [48] selon la représentation de la Figure II.1 et dont l'expression est donnée par:

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

Cette transformation n'est valide que si les tensions sont équilibrées et sinusoïdales. Les puissances instantanées active et réactive dans ce repère sont calculées par:

$$\begin{aligned} p(t) &= v_{\alpha}(t) \cdot i_{\alpha}(t) + v_{\beta}(t) \cdot i_{\beta}(t) \\ q(t) &= -v_{\alpha}(t) \cdot i_{\beta}(t) + v_{\beta}(t) \cdot i_{\alpha}(t) \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

Il est évident que  $p(t)$  est identique à son expression conventionnelle dans le repère  $a-b-c$ .

Cependant, afin de définir la puissance réactive instantanée, Akagi a introduit une nouvelle expression dans l'espace vectoriel donnée par:

$$\vec{q} = \vec{v}_{\alpha} \times \vec{i}_{\beta} + \vec{v}_{\beta} \times \vec{i}_{\alpha} \quad (\text{II.4})$$

Le vecteur  $\vec{q}$  est perpendiculaire au plan  $\alpha$ - $\beta$ . Pour rester en conformité avec la règle de la main droite,  $\vec{v}_{\alpha}$  est perpendiculaire à  $\vec{i}_{\beta}$ , et  $\vec{v}_{\beta}$  est perpendiculaire à  $\vec{i}_{\alpha}$ . Le sens physique du vecteur  $\vec{q}$  n'est pas une puissance instantanée à cause du produit de la tension dans une phase et du courant dans une autre phase. Au contraire,  $\vec{v}_{\alpha} \times \vec{i}_{\alpha}$  et  $\vec{v}_{\beta} \times \vec{i}_{\beta}$  signifient clairement une puissance instantanée, à cause du produit de la tension dans une phase et du courant dans la même phase. Akagi a attribué à cette nouvelle grandeur électrique, définie par l'équation (II.5), l'appellation puissance instantanée imaginaire, représentée par le produit des valeurs instantanées du courant et de la tension, mais qui ne peut être traitée comme une grandeur conventionnelle. A partir des équations (II.3) et (II.4),  $p$  et  $q$  peuvent être exprimées en composantes AC et DC, telles que:  $p = \bar{p} + \tilde{p}$  et  $q = \bar{q} + \tilde{q}$ .

Avec:

$\bar{p}$  : Composante DC de  $p$  liée au courant actif fondamental conventionnel

$\tilde{p}$  : Composante AC de  $p$ , dépourvue de valeur moyenne et liée aux courants harmoniques causés par les composantes AC de la puissance instantanée réelle

$\bar{q}$  : Composante DC de  $q$  liée à la puissance réactive générée par les composantes fondamentales des courants et des tensions

$\tilde{q}$ : Composante AC de  $q$  et liée aux courants harmoniques causés par les composantes AC de la puissance instantanée réactive.

1.2.1.2. Cas d'un filtre actif parallèle

Ici, il s'agit de l'extraction des courants de référence. L'expression des courants en fonction des puissances instantanées dans le plan  $\alpha$ - $\beta$  est donnée par:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \right\} = \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (II.5)$$

Maintenant, si on souhaite également compenser la puissance réactive (c.-à-d. le déplacement du facteur de puissance), ainsi que les courants harmoniques générés par les charges non linéaires, le signal de référence du filtre actif parallèle doit inclure,  $\tilde{p}$ ,  $\tilde{q}$ , et  $\tilde{q}$ . Dans ce cas, les courants de référence sont calculés par:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (II.6)$$

Les courants de compensation finaux dans le repère  $a$ - $b$ - $c$ , incluant la composante de séquence zéro, sont donnés par:

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -i_0 \\ i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} \quad (II.7)$$

Le diagramme de blocs permettant de générer les courants de référence de l'équation (II.7) est représenté Figure II.2, tel que FPB est un filtre passe-bas du second ordre, dont le principe de fonctionnement est illustré dans la Figure II.3.

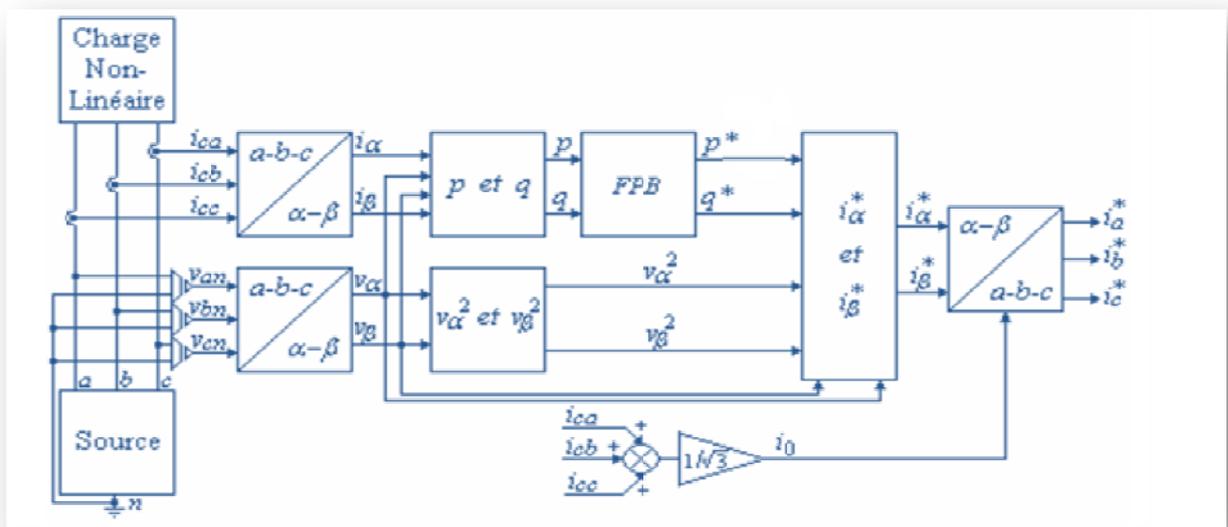
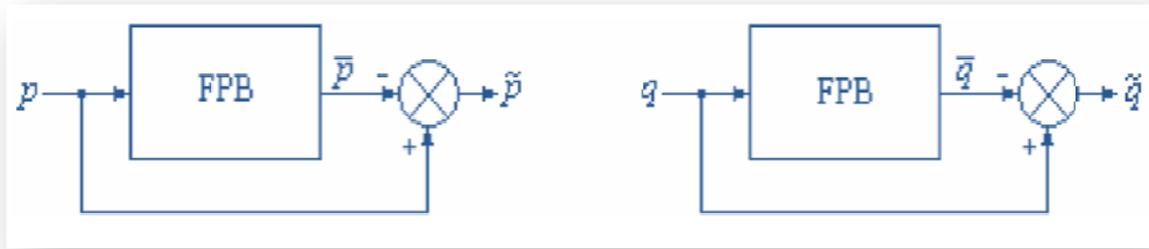


Figure II.2. Diagramme de blocs de génération des courants de référence selon la théorie  $p$ - $q$ .



**Figure II.3.** Opération du filtre passe-bas utilisé pour l'extraction des signaux AC de  $p-q$ .

La fonction de transfert FT du FPB est donnée par l'équation (II.8):

$$FT = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2 \cdot \xi_0 \cdot \omega_0 \cdot s + \omega_0^2} \quad (\text{II.8})$$

Avec:

$\omega_0$  :  $2 \cdot \pi \cdot f_0$ ,  $f_0$  est la fréquence de coupure du filtre,

$s$ : variable de Laplace,

$\xi_0$  : coefficient d'amortissement.

L'avantage de la théorie de la puissance instantanée réactive est que les puissances active et réactive associées aux composantes fondamentales sont des quantités continues. Ces quantités sont extraites à l'aide d'un filtre passe-bas. Puisque le signal est extrait en DC, le filtrage de ce dernier dans le plan  $\alpha$ - $\beta$  est insensible aux erreurs de déphasage introduites par le filtre passe-bas, améliorant ainsi les caractéristiques de compensation du filtre actif.

### 1.2.1.3. Cas d'un filtre actif série

Dans ce cas, il s'agit d'extraire les tensions de référence du filtre série [49,50]. Dans chaque phase, la tension de référence est définie comme étant la différence entre les composantes harmoniques contenues dans la tension de source et celles de la charge non-linéaire. Les composantes harmoniques de la tension de source peuvent être modélisées par le produit des composantes harmoniques du courant de source et d'un gain. Maintenant, pour obtenir à la fois les composantes harmoniques du courant de source et celles de la tension de charge, on retranche du signal instantané (courant de source/tension de charge) la composante fondamentale. Soit  $x(t)$  un signal instantané. La composante harmonique  $x_h$  de  $x$  est définie par:

$$x_h = x - x_f \quad (\text{II.9})$$

avec :

$$\begin{bmatrix} x_{fa} \\ x_{fb} \\ x_{fc} \end{bmatrix} = C_{32}^{-1} \cdot C_{pq}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \bar{x}_p \\ \bar{x}_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Avec:  $C_{32}^{-1}$ , la matrice inverse (ou transposée) de  $C_{32}$  donnée par la formule (II.2),  $C_{pq}^{-1}$  matrice inverse (ou transposée) de  $C_{pq}$  représentant la matrice circulaire permettant le passage du plan  $\alpha$ - $\beta$  vers la plan  $p$ - $q$  [56] et ayant pour expression:

et :

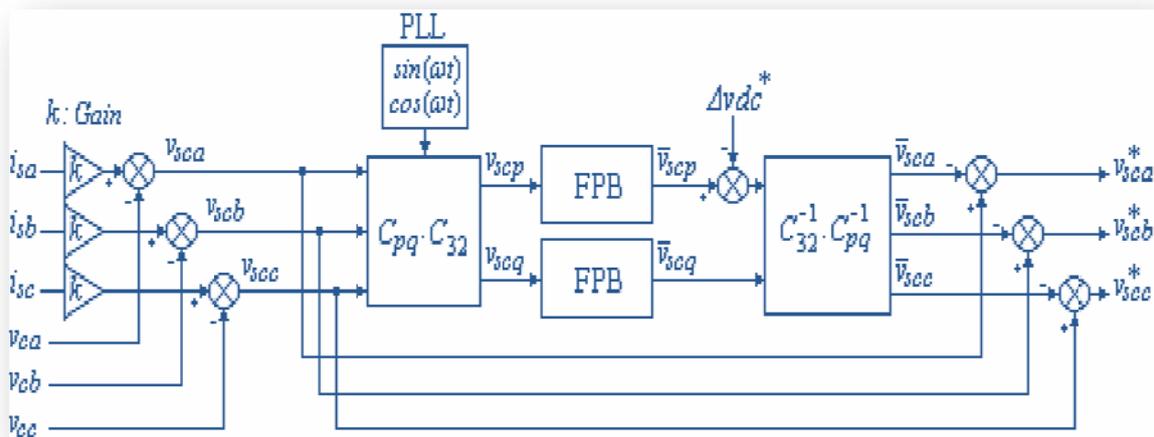
$$C_{pq} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & -\cos(\omega t) \\ -\cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

$$\begin{cases} \bar{x}_p = x_p - \tilde{x}_p \\ \bar{x}_q = x_q - \tilde{x}_q \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

tels que:  $\bar{x}_p$ ,  $x_p$  et  $\tilde{x}_p$  sont respectivement les composantes continues et alternatives de  $x_p$ ,  $x_q$   
Soit:

$$\begin{bmatrix} x_p \\ x_q \end{bmatrix} = C_{pq} \cdot C_{32} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

$\bar{x}_p$ ,  $\bar{x}_q$  sont simplement obtenues en faisant passer  $x_p$ ,  $x_q$  par un FPB semblable à  $p,q$  dans la Figure II.3. Le diagramme représentatif de la théorie de la puissance réactive appliqué à un filtre actif série est illustré dans la Figure II.4 [DJEGH – 68].



**Figure II.4.** Détermination de la tension de référence par la théorie de la puissance réactive.

### I.2.1.4. Effet du dimensionnement du FPB sur la qualité de compensation

Un filtre Butterworth est normalement utilisé grâce à sa réponse adéquate. Un filtre du second ordre offre une relation appropriée entre la réponse transitoire et les caractéristiques d'atténuation requises. Les filtres d'ordre plus élevés offrent de meilleures caractéristiques de filtrage mais le temps de résolution est relativement grand.

Comme le FPB est incapable d'éliminer complètement les fréquences harmoniques basses contenues dans les puissances  $p$  et  $q$ , le filtre actif parallèle ne peut compenser toutes les fréquences harmoniques faibles contenues dans le courant de charge. Normalement, la fréquence de coupure est 127Hz pour un facteur d'atténuation de 15dB pour la 1<sup>ère</sup> composante AC à éliminer, ce qui signifie une atténuation de 82.2% des 5<sup>ème</sup> et 7<sup>ème</sup> composantes harmoniques [55]. L'expression qui relie à la fois le THDi du courant de ligne, la fréquence de coupure du FPB et le facteur de puissance de la charge est donnée par [55]:

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{1}{h^{-6k} (f_h/f_0)^{4+1}} \cdot [(h^2+1)/(h^2-1) \cdot \cos(2\varphi)]}}{\cos(\varphi)} \quad (II.14)$$

où  $h$ , rang de l'harmonique;  $k = 1, 2, 3, \dots$ ;  $f_h$ , fréquence de l'harmonique d'ordre  $h$ , et  $f_0$ , la fréquence de coupure du FPB. La Figure II.5 montre le THDi des courants de ligne, introduit par les caractéristiques d'un filtre Butterworth du second ordre, en fonction de la fréquence de coupure et considérant un réseau alternatif de 50 Hz. Le THDi du courant compensé dépend de la valeur du facteur de puissance de la charge, comme indiqué dans l'équation (II.14). Si la fréquence de coupure change, la performance de compensation du filtre actif est affectée ainsi que la réponse transitoire du circuit de commande.

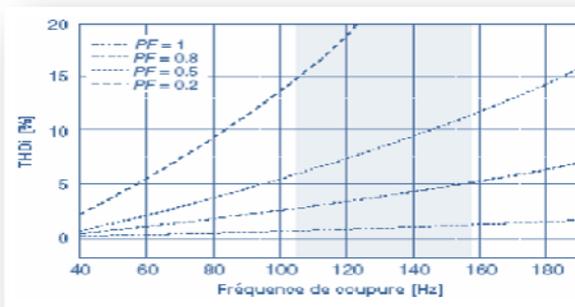


Figure II.5. Distorsion harmonique du courant de ligne en fonction de la fréquence de coupure du FPB.

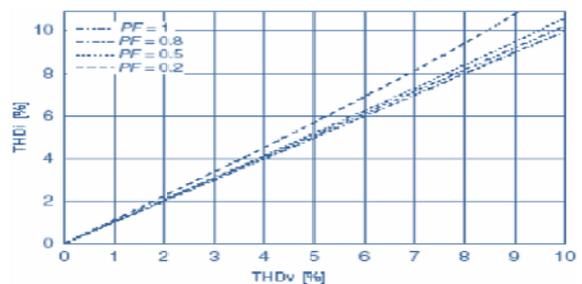


Figure II.6. Distorsion harmonique du courant de ligne en fonction de la distorsion harmonique des tensions de la source.

### 1.2.1.5. Effet de la distorsion de la tension du réseau sur les performances de filtrage

L'une des caractéristiques les plus importantes du concept de la puissance instantanée imaginaire est que pour obtenir le signal de référence nécessaire à la compensation des composantes harmoniques et réactives du courant, le système des tensions simples du réseau d'alimentation est utilisé. Généralement, des tensions purement sinusoïdales sont considérées dans l'analyse présentée précédemment. Dans le cas d'une tension purement sinusoïdale, les composantes DC de  $p$  et  $q$  dans le plan  $\alpha$ - $\beta$  sont liées aux composantes fondamentales du système réel  $a$ - $b$ - $c$ . Ce n'est pas le cas lorsque les tensions sont distordues ou déséquilibrées, comme il sera démontré dans ce qui va suivre [55]. Il est supposé que les tensions de source ont des distorsions harmoniques induisant les expressions ci-dessous:

$$\begin{aligned} v_a(t) &= v_1 \cos(\omega t) + V_h \cos[h(\omega t - \delta_h)] \\ v_b(t) &= v_1 \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + V_h \cos\left[h\left(\omega t - \delta_h - \frac{2\pi}{3}\right)\right] \\ v_c(t) &= v_1 \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + V_h \cos\left[h\left(\omega t - \delta_h + \frac{2\pi}{3}\right)\right] \end{aligned} \quad (\text{II.15})$$

avec:  $V_1$ ,  $V_h$ , amplitudes des composantes fondamentale et harmonique respectivement et  $\delta_h$ , déphasage de la composante harmonique par rapport à l'origine des tensions. Comme les harmoniques de tension introduisent une composante DC dans  $p$  et  $q$ , la performance de compensation du filtre actif parallèle est réduite, comme illustré Figure II.6.

### 1.2.1.6. Effet du déséquilibre de la tension du réseau sur les performances de filtrage

Le déséquilibre de tension affecte lui aussi la performance de compensation du filtre actif. Dans cette analyse, les tensions phase-neutre du réseau AC sont données par [55]:

$$\begin{aligned} v_a(t) &= V_1 \cos(\omega t) \\ v_b(t) &= V_1 (1 + m) \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_c(t) &= V_1 \cos(1 - m) \left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{II.16})$$

Avec :  $0 < m < 1$ .

Si le FPB est considéré parfait et que le courant du filtre actif poursuit exactement sa référence, alors le courant compensé est comme suit (phase  $a$ ):

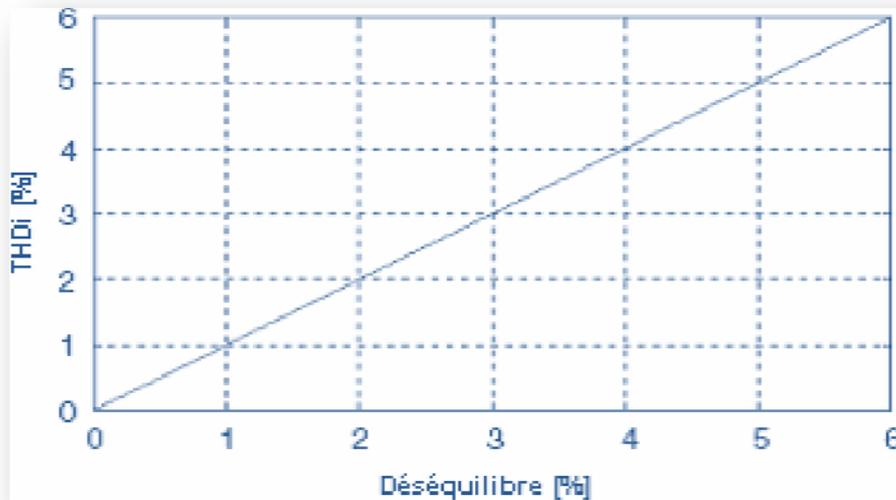
$$i_{sa} = I_1 \cos(\varphi) \cos(\omega t) + \frac{\sqrt{3}}{3} m [I_1 \sin(\varphi) \cos(3\omega t) + I_1 \cos(3\omega t - \varphi)] \quad (\text{II.17})$$

Dans ce cas, le filtre actif n'est pas apte à compenser entièrement le courant de source dans la mesure où la performance de filtrage dépend de l'amplitude du déséquilibre de tension. Si le

déséquilibre est défini comme une fonction des séquences positive et négative, par le système d'équations (II.18):

$$\begin{cases} v_{a1} = \frac{1}{3}[v_a + a^2 \cdot v_b + a \cdot v_c] \\ v_{a2} = \frac{1}{3}[v_a + a \cdot v_b + a^2 \cdot v_c] \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Alors, le THDi du courant de source est défini par  $\text{Amplitude THDi} = \text{Amplitude déséquilibré} = \sqrt{v_{a1}} / \sqrt{v_{a2}}$  et le THDi variera linéairement en fonction du déséquilibre de tension comme indiqué par la Figure II.7.

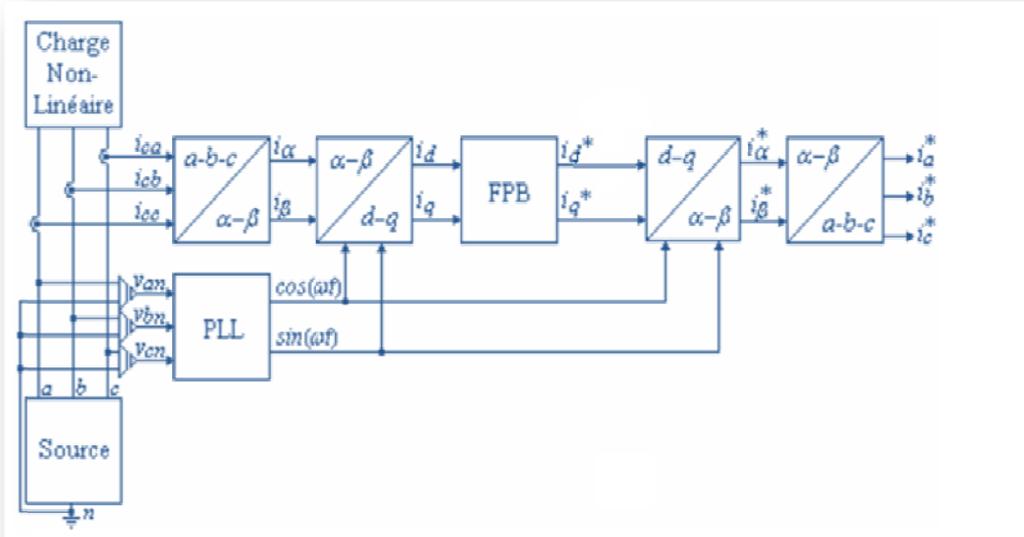


**Figure II.7.** Distorsion harmonique du courant de ligne en fonction du déséquilibre des tensions de la source.

### 1.2.2. Technique référentiel synchrone

Le diagramme de blocs d'un générateur de courants de référence utilisant l'algorithme du référentiel synchrone est présenté dans la Figure II.8 [52].

Les courants réels sont transformés dans un référentiel synchrone  $d-q$ . Ce dernier étant synchronisé avec les tensions de source, et tournant à la même fréquence. Cette transformation est définie par l'équation (II.19)



**Figure II.8.** Génération des courants de référence selon l'algorithme du référentiel synchrone.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Comme pour la théorie de la puissance réactive instantanée, les termes  $d$  et  $q$  sont constitués d'une composante  $DC$  et d'un multiple de composantes  $AC$ , tels que:

$$\begin{cases} i_d = i_{ddc} + i_{dac} \\ i_q = i_{qdc} + i_{qac} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Les signaux de compensation dans ce référentiel s'expriment par:

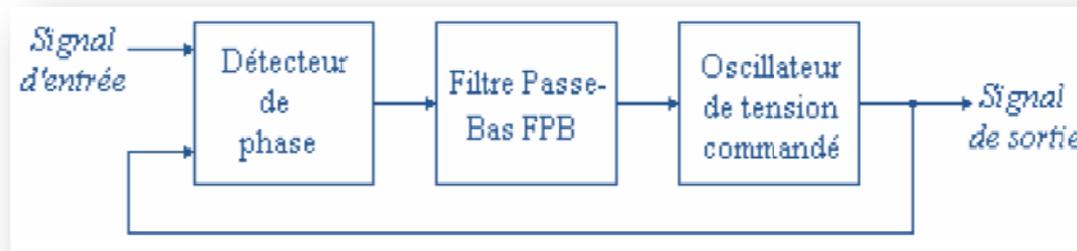
$$\begin{aligned} i_{dref} &= -i_{dac} \\ i_{qref} &= -i_{qdc} - i_{qac} \end{aligned} \quad (\text{II.21})$$

Enfin, les courants de référence sont générés dans le plan triphasé  $a-b-c$  via:

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ 0 & \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_0 \\ i_{dref} \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Dans ce procédé des caractéristiques importantes des courants de référence sont directement obtenus à partir des courants de la charge polluante, sans introduire les tensions du réseau. Ceci est un avantage important puisque la génération des courants de compensation ne sera affectée ni par les distorsions, ni par les déséquilibres présents dans les tensions de source, consolidant ainsi la robustesse et la performance de la compensation. Cependant, la

transformation du plan  $\alpha\beta$  vers le référentiel  $d-q$  des signaux en sinus et cosinus, synchronisés avec les tensions simples du réseau, est indispensable. Ces derniers sont créés en utilisant, dans chaque phase, une boucle à verrouillage de phase nommée PLL (*Phase Locked Loop*) [51]. Le diagramme de fonctionnement d'une PLL est présenté dans la Figure II.9.



**Figure II.9.** Diagramme de blocs d'une PLL.

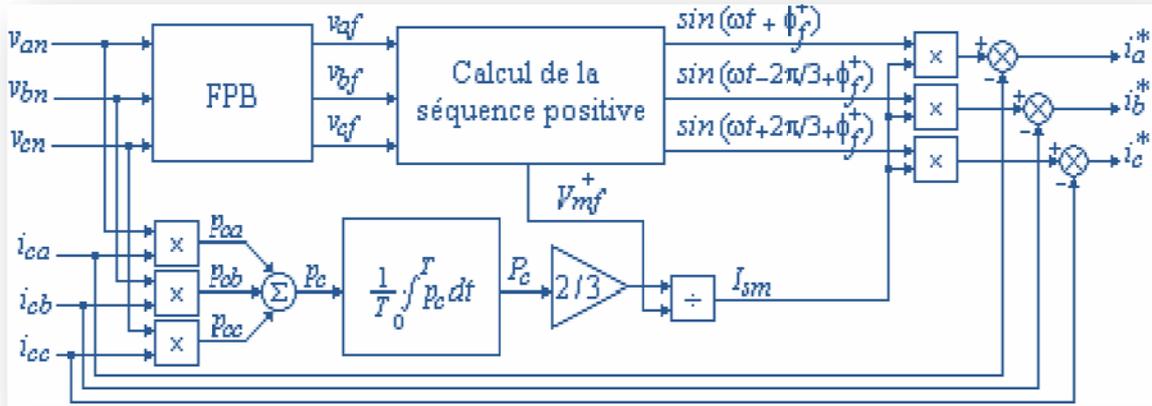
Comme l'algorithme de génération des courants harmoniques présente des similitudes avec la procédure mathématique appliquée à l'algorithme précédent, les effets introduits par le filtre passe-bas sont les mêmes que ceux affectant la théorie de la puissance instantanée réactive.

### ***1.2.3. Procédé de la séquence positive du fondamental***

Le principe de cet algorithme est illustré dans la Figure II.10. C'est une technique récente proposée en 2003 par W. G. Chang & T.-C. Shee [53]. Elle est basée sur le besoin d'avoir un courant de source qui soit équilibré, non distordu et en phase avec la séquence positive de la tension de source. En conséquence, le filtre actif sera capable de réaliser:

- Un facteur de puissance unitaire à la séquence positive de la fréquence fondamentale
- Une puissance active minimale absorbée ou fournie par le filtre actif
- Une compensation des courants harmoniques et de la puissance réactive
- Une compensation du courant du neutre.

Afin d'atteindre ces objectifs, les courants triphasés désirés côté source doivent être en phase avec la séquence positive de la composante fondamentale de la tension de source. Ces derniers seront alors donnés par l'équation (II.23).



**Figure II.10.** Génération des courants de référence par l’algorithme de la séquence positive du fondamental.

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} - I_{sm} \cdot \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \phi_f^+) \\ \sin(\omega t + \phi_f^+ - 2\pi/3) \\ \sin(\omega t + \phi_f^+ + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (II.23)$$

Avec :

$I_{sm}$ : Amplitude (valeur max) du courant de source,

$\phi_f^+$ : Argument de la séquence positive obtenue à partir de la transformation de Fortescue [56] de la composante fondamentale de la tension de source. Pour l’obtention de  $I_{sm}$ , on doit suivre les étapes suivantes:

**I.2.3.1. Extraction de la composante fondamentale de la tension de source  $v_f$**

Chacune des tensions de source par un filtre passe-bande réglé à la fréquence 50Hz (Figure II.12). Ainsi, à la sortie du filtre, on obtient une composante fondamentale sinusoïdale.

**I.2.3.2. Séquence positive de la composante fondamentale de la tension de source  $v_f^+$**

Dès que les composantes fondamentales des tensions de source obtenues, on les fait passer par la transformation de Fortescue afin d’extraire la composante de séquence positive. La transformation de Fortescue est exprimée par la matrice  $[F]$  ci-dessous.

Sachant que les grandeurs instantanées doivent être converties en vecteurs ou en grandeurs complexes avant de passer par la matrice  $[F]$ .

$$[F] = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

Les séquences positive, négative et homopolaire sont alors données par:

$$\begin{bmatrix} v_f^+ \\ v_f^- \\ v_f^0 \end{bmatrix} = [F] \cdot \begin{bmatrix} v_{af} \\ v_{af} \\ v_{af} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

### I.2.3.3. Calcul de la puissance active $P_c$ de la charge

La puissance active  $P_c$  est la valeur moyenne de la puissance instantanée. Ainsi, la puissance active absorbée par la charge est exprimé comme suit:

$$P_c = \frac{1}{T} \int_0^T P_c(t) dt \quad (\text{II.26})$$

Telle que:

$$P_c = v_{an} \cdot i_{ca} + v_{bn} \cdot i_{cb} + v_{cn} \cdot i_{cc} \quad (\text{II.27})$$

En supposant que le filtre actif consomme zéro puissance active  $P_f$ , les puissances actives côté source  $P_s$  et côté charge  $P_c$  seront alors identiques. La puissance active côté source est donnée par:

$$P_s = \frac{1}{T} \int_0^T P_s(t) dt \quad (\text{II.28})$$

telle que:

$$P_s = P_{sf}^+ + P_{sf}^- + P_{sf}^0 + P_{sh}^+ + P_{sh}^- + P_{sh}^0 \quad (\text{II.29})$$

avec:

$$\begin{cases} P_{sf}^+ = v_{af}^+ \cdot i_{sa} + v_{bf}^+ \cdot i_{sb} + v_{cf}^+ \cdot i_{sc} \\ P_{sf}^- = v_{af}^- \cdot i_{sa} + v_{bf}^- \cdot i_{sb} + v_{cf}^- \cdot i_{sc} \\ P_{sf}^0 = v_{af}^0 \cdot i_{sa} + v_{bf}^0 \cdot i_{sb} + v_{cf}^0 \cdot i_{sc} \\ P_{sh}^+ = \sum_{h=2}^{\infty} \{ v_{ah}^+ \cdot i_{sa} + v_{bh}^+ \cdot i_{sb} + v_{ch}^+ \cdot i_{sc} \} \\ P_{sh}^- = \sum_{h=2}^{\infty} \{ v_{ah}^- \cdot i_{sa} + v_{bh}^- \cdot i_{sb} + v_{ch}^- \cdot i_{sc} \} \\ P_{sh}^0 = \sum_{h=2}^{\infty} \{ v_{ah}^0 \cdot i_{sa} + v_{bh}^0 \cdot i_{sb} + v_{ch}^0 \cdot i_{sc} \} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

et:

$$\begin{bmatrix} v_{af}^+ \\ v_{bf}^+ \\ v_{cf}^+ \end{bmatrix} = V_{mf}^+ \cdot \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \phi_f^+) \\ \sin(\omega t + \phi_f^+ - 2\pi/3) \\ \sin(\omega t + \phi_f^+ + 2\pi/3) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{af}^- \\ v_{bf}^- \\ v_{cf}^0 \end{bmatrix} = V_{mf}^- \cdot \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \phi_f^-) \\ \sin(\omega t + \phi_f^- - 2\pi/3) \\ \sin(\omega t + \phi_f^- + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

$$v_{af}^0 = v_{bf}^0 = v_{cf}^0 = V_{mf}^0 \cdot \sin(\omega t + \phi_f^0) \quad (\text{II.32})$$

$$\begin{bmatrix} v_{ah}^+ \\ v_{bh}^+ \\ v_{ch}^+ \end{bmatrix} = V_{mh}^+ \cdot \begin{bmatrix} \sin(h\omega t + \phi_h^+) \\ \sin(h\omega t - 2\pi/3 + \phi_h^+) \\ \sin(h\omega t + 2\pi/3 + \phi_h^+) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{ah}^- \\ v_{bh}^- \\ v_{ch}^- \end{bmatrix} = V_{mh}^- \cdot \begin{bmatrix} \sin(h\omega t + \phi_h^-) \\ \sin(h\omega t - 2\pi/3 + \phi_h^-) \\ \sin(h\omega t + 2\pi/3 + \phi_h^-) \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

$$v_{ah}^0 = v_{bh}^0 = v_{ch}^0 = V_{mh}^0 \cdot \sin(h\omega t + \phi_h^0) \quad (\text{II.34})$$

Tout calcul fait, on obtient:

$$P_{sf}^- = P_{sf}^0 = P_{sh}^+ = P_{sh}^- = P_{sh}^0 = 0 \quad (\text{II.35})$$

Il reste:

$$P_s = \frac{1}{T} \int_0^T P_{sf}^+(t) dt \quad (\text{II.36})$$

Maintenant, en utilisant les transformations trigonométriques suivantes:

$$\begin{cases} \sin^2(x) = (1/2) \cdot (1 - \cos(2x)) \\ \sin(x) \cdot \sin(y) = (1/2) \cdot [(\cos(x - y)) - \cos(x + y)] \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

on aboutit à:

$$P_c = P_s = \left(\frac{3}{2}\right) \cdot V_{mf}^+ \cdot I_{sm1} \quad (\text{II.38})$$

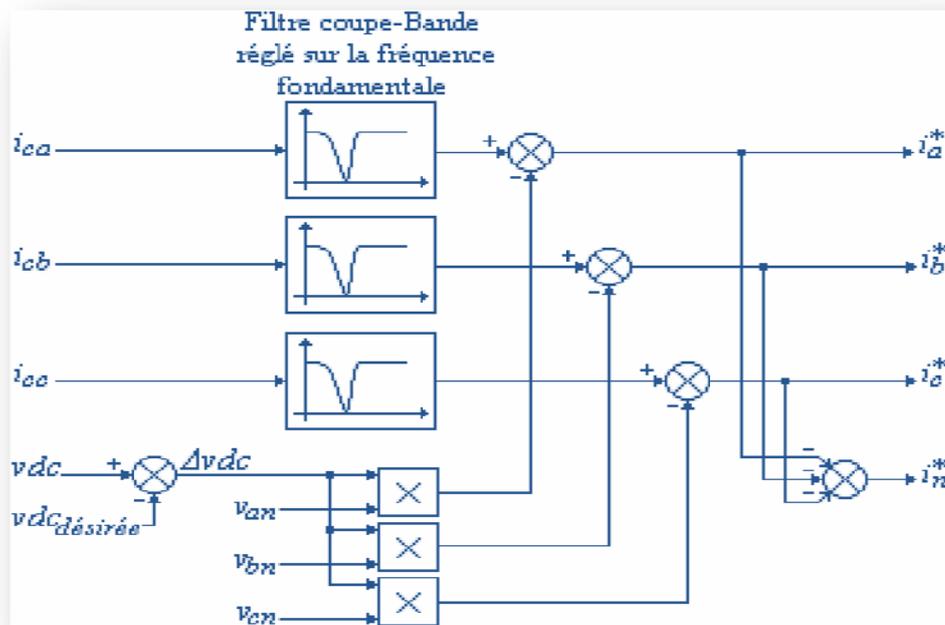
d'où finalement,

$$I_{sm} = \frac{2}{3} \cdot \frac{P_c}{V_{mf}^+} \quad (\text{II.39})$$

#### ***1.2.4. Technique du filtre coupe-bande (notch filter)***

Cet algorithme est plus simple pour calculer les courants de référence, comme représenté dans la Figure II.11 [17], ceci est destiné pour générer les courants de consigne

d'un système à 04 fils (muni du fil du neutre) et à réguler la tension continue du filtre actif. Cette opération est très facile, il suffit de faire passer chacun des courants triphasés de charge par un filtre coupe bande réglé sur la fréquence fondamentale à éliminer. En sortie, on obtient les courants harmoniques de référence de chaque fil y compris le conducteur neutre, étant la somme négative des références des trois phases. Ensuite, les tensions de source vont intervenir afin de fournir seulement la composante fondamentale du courant nécessaire à la charge. Ainsi, le courant du neutre se trouvera dépourvu de composantes harmoniques. Idéalement, le filtre actif n'est censé fournir que de la puissance réactive. La valeur moyenne du courant du côté continu est donc nulle. Cependant, les pertes dans un filtre actif non idéal peuvent engendrer la décharge de l'élément de stockage d'énergie. Ceci peut être évité en ajoutant aux courants de référence calculés, des composantes fondamentales dont l'amplitude peut être déterminée en comparant la valeur actuelle de la tension  $v_{dc}$  par la valeur désirée  $V_{dc}$  désirée (Fig. II.11).



**Figure II.11.** Génération des courants de référence par l'algorithme du filtre coupe-bande.

## II. Techniques de contrôle

La majorité des techniques de commande appliquées aux filtres actifs sont basées sur les stratégies MLI (*Modulation de Largeur d'Impulsion*) [54-56].

### II.1. Echantillonnage par MLI

La méthode d'échantillonnage périodique permet au semi-conducteur constituant le filtre actif de commuter durant les transitions d'une horloge à onde carrée et à fréquence fixe (fréquence d'échantillonnage). Comme illustré Figure II.12, ce type de commande est très simple à implanter dans la mesure où il ne nécessite qu'un comparateur et une bascule D type flip-flop par phase. L'avantage principal de cette méthode est que le temps minimal entre les commutations est limité par la période d'échantillonnage de l'horloge. Cependant, la fréquence de commutation actuelle n'est pas clairement définie.

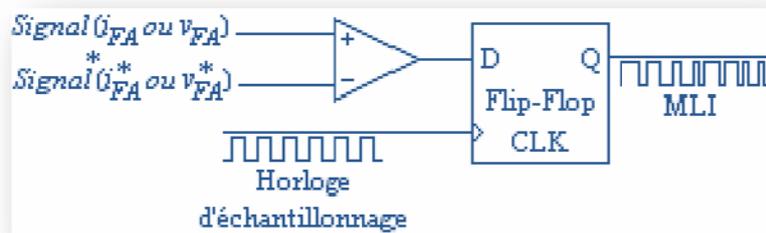


Figure II.12. Modulateur MLI à échantillonnage périodique.

### II.2. Technique de contrôle hystérésis

La méthode de la bande d'hystérésis permet la commutation des interrupteurs du filtre actif lorsque l'erreur entre le signal (courant ou tension) et sa consigne excède une amplitude fixée. Cette amplitude est communément appelée fourchette ou bande d'hystérésis. Comme illustré Figure II.13.a, cette technique ne demande qu'un comparateur à hystérésis par phase. Dans ce cas, la fréquence de commutation ne peut être déterminée mais plutôt estimée.

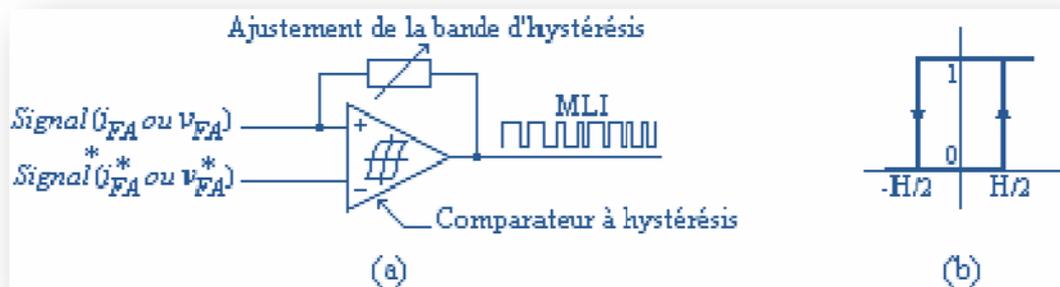


Figure II.13. Modulateur MLI à bande d'hystérésis. (a). Schéma global. (b). Principe.

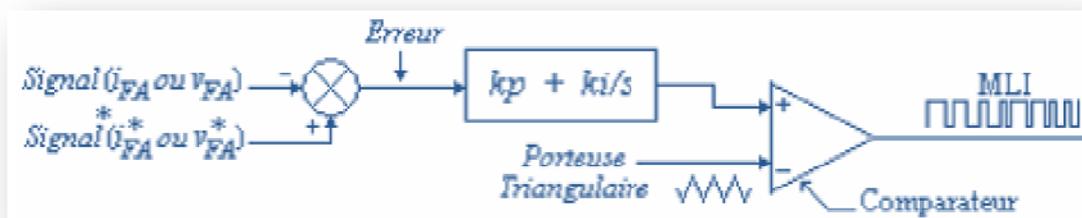
Le comparateur à hystérésis marche suivant le principe expliqué dans la Figure II.13.b. Cette stratégie de commande est excellente dans la mesure où les comparateurs à hystérésis ont une inertie et un retard négligeables qui assure un bon temps de réponse de l'onduleur vis-à-vis des commutations rapides des signaux de référence.

### II.3. Porteuse triangulaire dans MLI

La méthode de la MLI à porteuse triangulaire, montrée dans la Figure II.14, compare l'erreur entre le signal (courant ou tension) et sa consigne avec une onde triangulaire (porteuse) d'une fréquence et d'une amplitude fixées. L'erreur de signal de référence passe par un correcteur si l'élément régulateur est un proportionnel-Intégral  $PI$ , cette étape est réalisée avant d'être comparée avec la porteuse triangulaire. En réalité, cette technique est un peu plus complexe que les deux précédentes. En effet, ce sont les deux coefficients  $k_p$  et  $k_i$  du correcteur  $PI$  qui permettent de déterminer la réponse transitoire et l'erreur du régime permanent de cette méthode à porteuse triangulaire. Il a été empiriquement montré que les  $k_p$  et  $k_i$  calculés par les équations (II.40) et (II.41) donnent une bonne performance dynamique indifféremment sous des conditions transitoires ou permanentes [55].

$$k_p = L \cdot \frac{\omega_c}{2V_{dc}} \quad (\text{II.40})$$

$$k_i = \omega_c \cdot k_p \quad (\text{II.41})$$



**Figure II.14.** Modulateur MLI à porteuse triangulaire.

Avec: l'inductance totale série vue par le filtre actif ;  $\omega_c$  fréquence de la porteuse triangulaire ayant une amplitude de  $IV$  crête à crête, et  $V_{dc}$  est la valeur moyenne de la tension du bus continu du filtre actif.

### **III. Régulation par logique floue**

Cette partie consistera une application de la logique floue au filtrage actif; plus précisément, dont l'objectif de remplacer les correcteurs classiques des filtres passe-bas du 1er ordre ou correcteurs PI par des correcteurs flous afin d'aboutir à une commande plus souple et de consolider la dynamique du système ;

#### ***III.1. Application d'un correcteur-flou à la commande du filtrage actif***

La logique floue sert à représenter des connaissances incertaines et imprécises. La commande floue, quant à elle, sert à prendre une décision même si on ne peut estimer les entrées/sorties qu'à partir de prédicats vagues ou lorsque ces entrées/sorties sont entachées d'erreurs que l'on ne peut évaluer que grossièrement [57].

L'approche floue trouve parfaitement sa place dans la régulation et l'asservissement des processus industriels, pour lesquels les informations disponibles sont souvent incomplètes.

L'intérêt de la commande floue est de « faire entrer » l'expert dans le processus. Les prémices de l'approche floue sont apparues bien avant les années 1940, grâce à des chercheurs américains. Mais il a fallu attendre 1965 pour que le concept de sous-ensemble flou soit employé par L.A. Zadeh, professeur automatique à l'université de Berkeley en Californie. Cet éminent chercheur a participé à la modélisation de phénomènes sous forme floue, pour objectif de pallier aux inconvénients liés aux limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équations différentielles. En 1974, M. Mamdani expérimentait les énoncés théoriques de Zadeh sur une chaudière à vapeur, introduisant ainsi la commande floue dans la régulation d'un processus industriel. Depuis, de nombreuses applications ont vu le jour en Europe, telles que la régulation des fours de cimenteries. Citons aussi le chercheur japonais M. Sugeno qui introduisit la logique floue pour la première fois au Japon en 1985. Subséquemment, les industriels ne tardèrent pas à comprendre l'avantage à la fois technique et commercial de la commande floue que nous pouvons résumer ainsi:

- Facilité d'implémentation,
- Solution de problèmes multi variables complexes,
- Robustesse vis-à-vis des incertitudes.

#### ***III.2. 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  $\mu$  prenant des valeurs entre 0 et 1. La structure d'une commande floue est montrée dans la Figure II.15 pour laquelle la structure est bâtie autour de 04 blocs distincts:

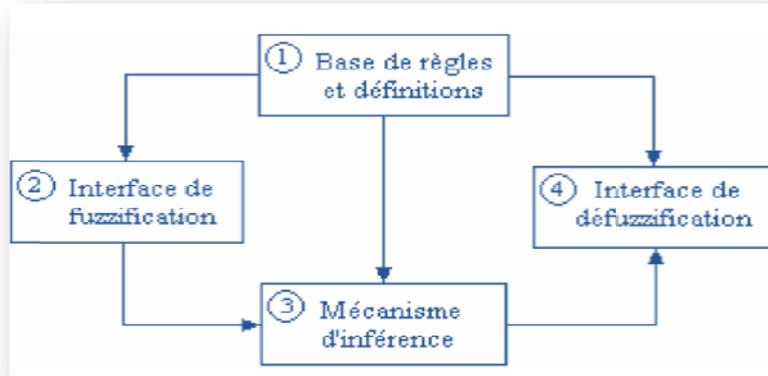


Figure II .15. Structure d'une commande floue.

### III.3. Conception d'un correcteur flou

Le principe de diagramme des blocs du correcteur flou considéré est le même, tel que la consigne est représentée par la différence entre le courant harmonique de référence et le courant généré par le filtre actif. L'opération ici consiste à remplacer un régulateur *PI* par un correcteur flou tout en gardant celui classique. La conception d'un correcteur flou consiste à réaliser le digramme de blocs montré dans la Figure II.16, les entrées du contrôleur flou sont l'erreur et sa dérivée, tandis que la sortie est la commande elle-même. Le processus peut être un FPB du 1er ordre ou un régulateur *PI*.

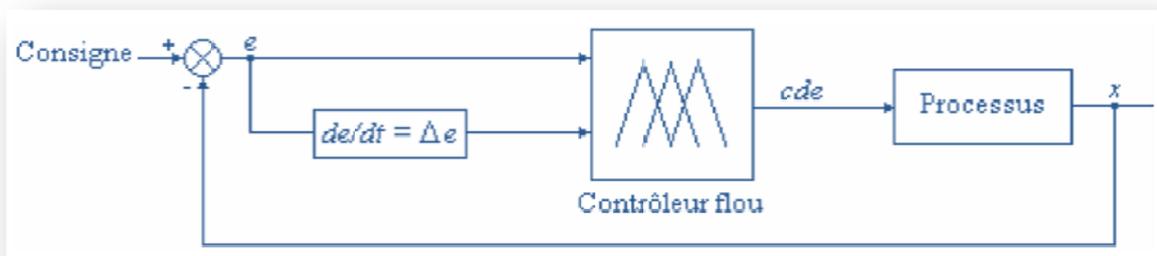


Figure II.16. Conception d'un contrôleur flou.

Avec:

$e$ : erreur, telle que  $e = \text{consigne} - x$ ,

$\Delta e$ : variation de l'erreur,  $\Delta e = e(t) - e(t - T)$ ,  $T$  est une constante.

$C_{de}$ : sortie du contrôleur flou,

$x$ : sortie du système.

La méthode du filtre coupe-bande (notch filter) utilisée pour la détermination des courants harmoniques de référence et la MLI intersectives de phases disposées à une/plusieurs porteuses triangulaires pour la génération des ordres de commutation des switches IGBT ou GTO d'un filtre actif série ou parallèle à deux ou multiniveaux.

*Chapitre III*  
*Filtre actif*  
*à cinq niveaux*  
*parallèle, série et mixte*

***1.1. Filtre actif  
Parallèle à cinq niveaux  
Traditionnel***

## INTRODUCTION

Le but visé dans ce chapitre est de contribuer à l'amélioration des performances de la structure des filtres actifs et de la suppression des pollutions harmoniques circulant sur les réseaux électriques en courant et en tension à partir des structures de filtre actif à base d'onduleur à cinq niveaux parallèle (traditionnelle et nouveau modèle), série et mixte.

La boucle de régulation de tension du filtre actif sera étudiée dans le but d'éliminer tout les rangs harmoniques de tension ou de courant. L'application de régulateur PID ou de Contrôleur-Flou permet d'améliorer la robustesse de filtrage. Les principes du régulateur amélioré par le Contrôleur-flou, sont proposés pour la régulation du courant du *filtre actif parallèle et série*. L'emploi des simulations du filtre actif parallèle, série et mixte les méthodes de régulation, analysera les paramètres de performance de point de vue robustesse, rapidité et qualité de compensation.

La dernière partie de ce chapitre sera stipulé au développement du filtre actif mixte installé afin de perfectionner l'amélioration et de compenser tout type de perturbation pouvant apparaître dans un réseau électrique. L'objectif atteint, du filtre actif mixte va profiter de tous les développements déjà réalisés lors de l'étude des filtres actifs parallèle et série.

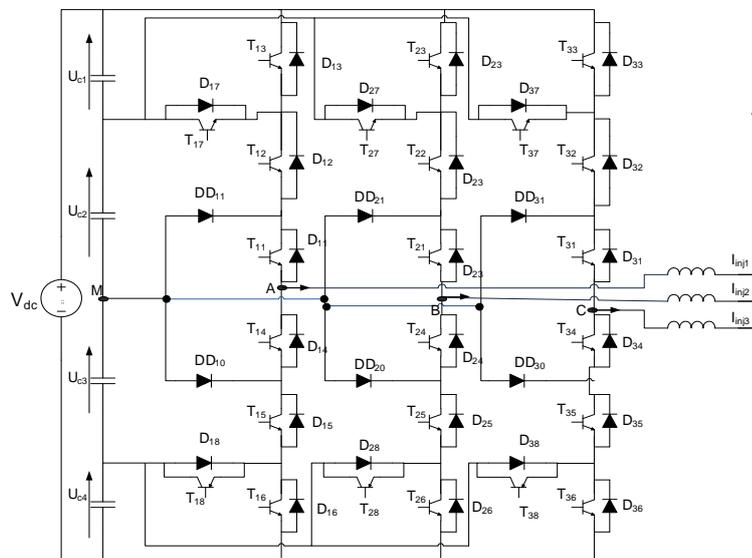
Les résultats de simulation, effectués sous MATLAB/Simulink, évalueront la qualité de compensation du filtre actif mixte.

### I. Filtre Actif parallèle à Cinq Niveaux traditionnelle Type NPC

L'objectif principal de ce travail est de développer un système de filtrage plus performant permettant d'éliminer les harmoniques et d'obtenir une bonne qualité de l'énergie électrique. Donc, on a proposé un filtre NPC-5L constitué de semi-conducteurs IGBT avec des caractéristiques spécifiques proches à la réalité, dont le but d'injecter les courants harmoniques et de compenser l'énergie réactive du réseau. L'approche se fait en deux étapes. La première en identifiant les courants harmoniques à l'aide de la technique du réseau de neurone artificiel (RNA) type Adaline. La deuxième en injectant les courants harmoniques dans le réseau électrique, par la technique MLI de quatre porteuses triangulaires, alternées et intersectées avec les courants identifiés. La correction d'erreur entre le signal identifié et le signal injecté s'effectue par le contrôleur-flou. Pour améliorer la forme des allures du courant et de la tension, on a introduit une inductance de charge  $L_c$  en série à l'entrée de la charge polluante. Dans cette partie le modèle de simulation est implanté sous le système Matlab/Simulink/Simpowersystems.

## II. Modélisation du filtre actif à cinq niveaux NPC-5L

Le filtre NPC-5L (Figure III.1) est à base d'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC (neural-point-clamped), comprend trois bras symétriques constitué chacun de six commutateurs monté en série et deux autres en parallèles, avec deux diodes qui permettent d'obtenir le zéro de la tension. Chaque commutateur est composé d'un transistor IGBT et d'une diode montée en tête bêche. Le milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue des tensions ( $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$ ,  $U_{c3}$  et  $U_{c4}$ ) aux bornes des capacités  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  et  $C_4$  respectivement. La tension  $V_{dc}$  liée aux bornes des capacités est considérée comme source d'alimentation continue et constante.



**Figure III.1** : Structure du filtre actif parallèle traditionnelle.

Les trois bras sont symétriques, donc il suffit de modéliser un seul bras où chaque commutateur est substitué par un interrupteur bidirectionnel (Figure III.2) ayant les caractéristiques suivantes:

- courant positif  $i > 0$  et tension positive de valeur très faibles  $v > 0$ .
- tension positive  $v > 0$  et courant positif de valeur très faibles  $i > 0$ .
- courant négatif  $i < 0$  et tension négative de valeur très faibles  $v < 0$ .
- tension négative  $v < 0$  et courant négatif de valeur très faibles  $i > 0$ .

Un bras du filtre définit huit configurations possibles et chacune donne la valeur de la tension polaire ( $V_{kM}$ ) entre le milieu du bras  $K$  et le point fictif  $M$ .

### III. Commande MLI à quatre porteuses triangulaires bipolaires

La base de cette stratégie est d'utiliser les intersections d'une onde de référence ( $V_{refi}$ ) des courants harmoniques avec quatre porteuses ( $Up1, Up2, Up3$  et  $Up4$ ) triangulaires alternées intersectées. Ces quatre porteuses sont identiques et intercalées d'un quart de période ( $T_p/4$ ).

### IV. Commandabilité des interrupteurs

Les fonctions de connexion des interrupteurs sont déterminées par l'état (ouvert ou fermé) correspond à chaque interrupteur, défini par la fonction associée  $T_{ik}$ . Afin d'éviter les risques de court-circuit ou la surtension, il est impératif d'installer la commande complémentaire défini par:  $T_{i1} = \bar{T}_{i5}, T_{i2} = \bar{T}_{i4}, T_{i3} = \bar{T}_{i6}$ .

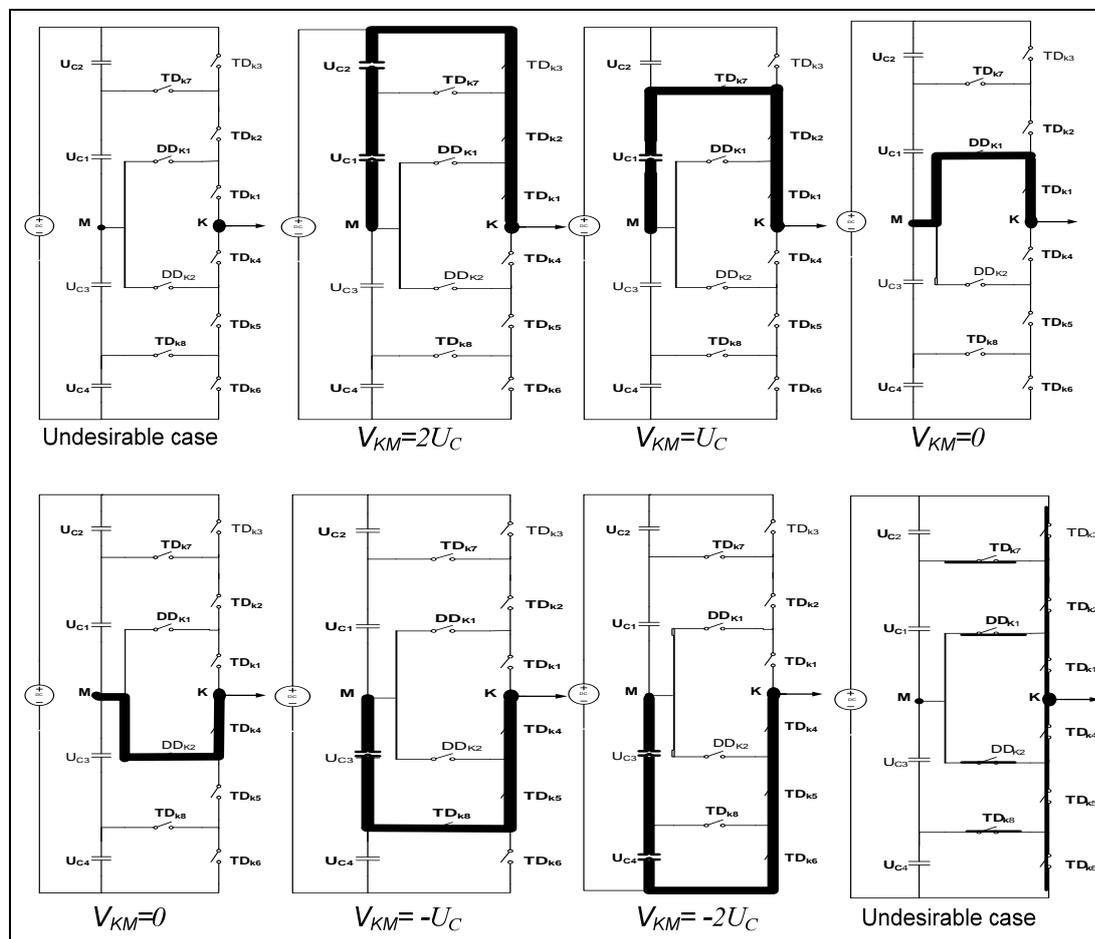


Figure III.2: Configurations possibles de tension polaire  $V_{KM}$ .

La fonction de connexion de demi-bras est notée par  $T_{im}^b$  où:  $i=1, 2$  ou  $3$  selon le numéro du bras utilisé. Le demi-bras du haut est donné par:  $T_{i1}^b = T_{i1}T_{i2}T_{i3}$ . Le demi-bras du bas est donné par:  $T_{i0}^b = T_{i4}T_{i5}T_{i6}$ . Les interrupteurs séries peuvent être exprimées comme suivant :

$T_{i7} = T_{i1}T_{i2}(1-T_{i3})$  et  $T_{i8} = T_{i4}T_{i5}(1-T_{i6})$ . Les valeurs instantanées des potentiels entre les bornes  $A$ ,  $B$  et  $C$  par rapport au point  $M$  sont notés par  $V_{AM}$ ,  $V_{BM}$  et  $V_{CM}$  nommées tensions polaires avec  $V_{AM} + V_{BM} + V_{CM} \neq 0$ . La tension entre le point neutre de la charge et le point milieu de l'alimentation continu du filtre actif est noté  $V_{NM}$ .

Les potentiels des nœuds  $A$ ,  $B$  et  $C$  du filtre NPC-5L par rapport au point milieu  $M$  sont donnés par les équations ci-dessous.

$$\begin{cases} V_{AM} = T_{11}T_{12}(1-T_{13})U_{c1} + T_{11}T_{12}T_{13}(U_{c1} + U_{c2}) - T_{14}T_{15}(1-T_{16})U_{c3} - T_{14}T_{15}T_{16}(U_{c3} + U_{c4}) \\ V_{BM} = T_{21}T_{22}(1-T_{23})U_{c1} + T_{21}T_{22}T_{23}(U_{c1} + U_{c2}) - T_{24}T_{25}(1-T_{26})U_{c3} - T_{24}T_{25}T_{26}(U_{c3} + U_{c4}) \\ V_{CM} = T_{31}T_{32}(1-T_{33})U_{c1} + T_{31}T_{32}T_{33}(U_{c1} + U_{c2}) - T_{34}T_{35}(1-T_{36})U_{c3} - T_{34}T_{35}T_{36}(U_{c3} + U_{c4}) \end{cases} \quad (III.1)$$

Remplaçant  $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$ ,  $U_{c3}$  et  $U_{c4}$  par  $U_c$ , on obtient les tensions polaires (Eq. III.2).

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{17} + 2T_{11}^b - T_{18} - 2T_{10}^b \\ T_{27} + 2T_{21}^b - T_{28} - 2T_{20}^b \\ T_{37} + 2T_{31}^b - T_{38} - 2T_{30}^b \end{bmatrix} U_c \quad (III.2)$$

Les calculs des mailles entre le point fictif  $M$ , la phase et le neutre  $N$  valent par l'équation suivante :  $V_{NM} = (1/3)(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM})$ .

Les tensions simples à la sortie du filtre NPC-5L sont données par :

$$\begin{cases} V_A = (1/3)(2V_{AM} - V_{BM} - V_{CM}) \\ V_B = (1/3)(-V_{AM} + 2V_{BM} - V_{CM}) \\ V_C = (1/3)(-V_{AM} - V_{BM} + 2V_{CM}) \end{cases} \quad (III.3)$$

La commande du filtre actif NPC-5L est décrite par l'algorithme (III.4):

$$\begin{cases} \left\{ \begin{array}{l} V_{refi} \geq U_{p4} \Rightarrow V_{i1} = 2 \\ V_{refi} < U_{p4} \Rightarrow V_{i1} = 1 \end{array} \right. & \left\{ \begin{array}{l} V_{refi} \geq U_{p3} \Rightarrow V_{i2} = 1 \\ V_{refi} < U_{p3} \Rightarrow V_{i2} = 0 \end{array} \right. \\ \left\{ \begin{array}{l} V_{refi} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{i3} = 0 \\ V_{refi} < U_{p2} \Rightarrow V_{i3} = -1 \end{array} \right. & \left\{ \begin{array}{l} V_{refi} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{i4} = -1 \\ V_{refi} < U_{p1} \Rightarrow V_{i4} = -2 \end{array} \right. \end{cases} \quad (III.4)$$

Où  $(V_{i1}, V_{i2}, V_{i3}, V_{i4})$  sont les tensions intermédiaires déterminées par l'algorithme de la commande du filtre actif, avec  $i$  correspond le numéro du bras. La commande des signaux logiques émis vers chaque interrupteur sont déterminés par la formule  $V_{in} = V_{i1} + V_{i2} + V_{i3} + V_{i4}$ . Si  $V_{in} = 2, 1, 0, -1$  ou  $-2$  ; Alors,  $V_{KM} = 2U_c, U_c, 0, -U_c, -2U_c$  respectivement.

### V. Identification par la méthode des courants diphasés et ANN

La méthode des courants diphasés dans l'espace DQ est choisie pour simplifier les calculs. La décomposition des courants harmoniques en série de Fourier prend la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} = I_1 \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \alpha_1) \\ \cos(\omega t - \alpha_1 - (2\pi/3)) \\ \cos(\omega t - \alpha_1 - (4\pi/3)) \end{bmatrix} + \sum_{n=2}^N I_n \begin{bmatrix} \cos(n\omega t - \alpha_n) \\ \cos(n\omega t - \alpha_n - (2\pi/3)) \\ \cos(n\omega t - \alpha_n - (4\pi/3)) \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

La première matrice représente les courants fondamentaux des phases  $A$ ,  $B$  et  $C$ . Alors que la seconde représente les courants harmoniques.

Après l'application de la transformation de Concordia avec la matrice transposée  $T_{32}^T$ , ces courants peuvent être exprimés dans l'espace  $\alpha \beta$  (Eq. III.6). Appliquant la transformation de park avec un angle  $\theta = -\omega t$ , les courants seront représentés dans le repère DQ suivant la formule (III.7).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = T_{32}^T \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \alpha_1) \\ \sin(\omega t - \alpha_1) \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \sum_{n=2}^N I_n \begin{bmatrix} \cos(n\omega t - \alpha_n) \\ \sin(n\omega t - \alpha_n) \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

$$\begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \begin{bmatrix} \cos(\alpha_1) \\ \sin(\alpha_1) \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \sum_{n=2}^N I_n \begin{bmatrix} \cos((n-1)\omega t - \alpha_n) \\ \sin((n-1)\omega t - \alpha_n) \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

La technique de réseau de neurone d'Adaline permet de séparer les courants continus (Eq. III.8) et les courants harmoniques (Eq. III.9) [58].

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_D \\ \bar{i}_Q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \begin{bmatrix} \cos(\alpha_1) \\ \sin(\alpha_1) \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_D \\ \tilde{i}_Q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \sum_{n=2}^N I_n \begin{bmatrix} \cos((n-1)\omega t - \alpha_n) \\ \sin((n-1)\omega t - \alpha_n) \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

Pour extraire les courants harmoniques dans le repère DQ, l'application de l'ANN d' Adaline est nécessaire [59]. Les courants dans le repère DQ peuvent s'écrire par l'équation (III.10).

$$\begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_D^T X_D(t) \\ W_Q^T X_Q(t) \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

$X_D(t)$  et  $X_Q(t)$  sont les vecteurs d'entrées des deux Adalines (Eq. III.10).  $W_D^T$ ,  $W_Q^T$ , représentent les poids adaptatifs des Adalines (Eq. III.11) estimés par le processus d'apprentissage. Pour un

redresseur de pont de graetz, le courant fondamental sera pollué par les harmoniques de rang:  $n=5,7,\dots,(6k-1), (6k+1)$ . Avec,  $k$  est un nombre entier positif.

$$\begin{cases} W_D^T = \sqrt{3/2} [ I_1 \cos(\alpha_1) I_5 \cos(\alpha_5) I_5 \sin(\alpha_5) \dots I_n \sin(\alpha_n) ] \\ W_Q^T = \sqrt{3/2} [ -I_1 \sin(\alpha_1) I_5 \cos(\alpha_5) - I_5 \sin(\alpha_5) \dots I_n \cos(\alpha_n) - I_n \sin(\alpha_n) ] \end{cases} \quad (III.11)$$

$$\begin{cases} X_D(t) = [1 \cos(4\omega t) \sin(4\omega t) \dots \cos((n-1)\omega t) \sin((n-1)\omega t)] \\ X_Q(t) = [1 \sin(4\omega t) \cos(4\omega t) \dots \sin((n-1)\omega t) \cos((n-1)\omega t)] \end{cases} \quad (III.12)$$

Les composantes des courants diphasés harmoniques sont données par:  $\tilde{i}_D = i_D - \bar{i}_D$  et  $\tilde{i}_Q = i_Q - \bar{i}_Q$ . Avec  $\bar{i}_D$  et  $\bar{i}_Q$  sont le premier et le second Adaline respectivement estimés par le poids  $W_O(k)$ . Afin d'obtenir les courants de références au repère  $(i_{ref1}, i_{ref2}$  et  $i_{ref3})$  triphasé, on applique les transformations de Park pour un angle  $\theta = \omega t$  et celle de Concordia avec la matrice  $T_{32}$ . La topologie d'identification des courants harmoniques diphasés est représentée par la Figure III.3.

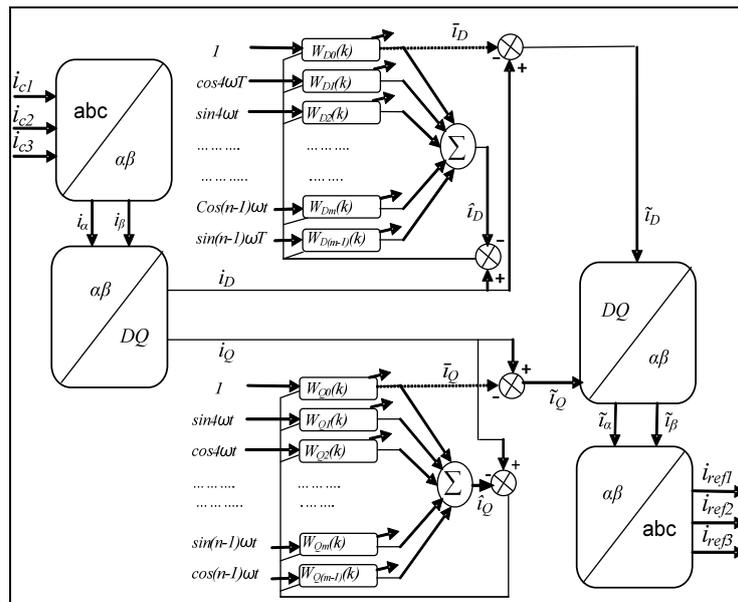
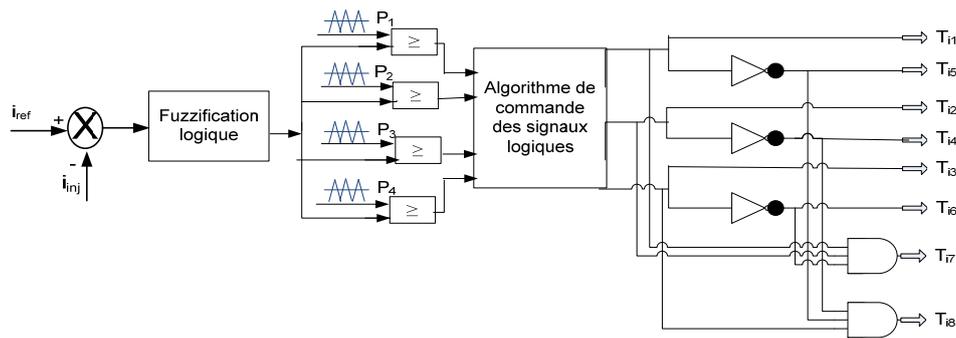


Figure III.3: Identification synoptique des références par DQ et ANN.

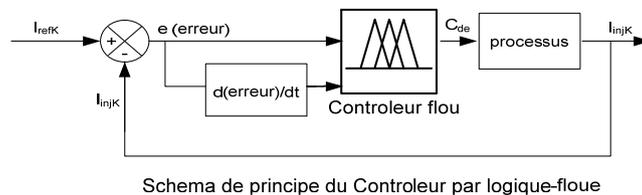
### VI. Application à la commande du filtre NPC-5L

Les courants de références interviennent dans la commande MLI seront par la suite intersectés avec les quatre porteuses triangulaires pour la génération des ordres de commutations vers les interrupteurs IGBT du modèle proposé (Figure III.4).



**Figure III.4:** Génération et réglage des signaux de commande par MLI.

Le schéma synoptique de la Figure III.5 représente le contrôleur-flou qui porte deux signaux d'entrées et un signal de sortie ( $C_{de}$ ). L'erreur et sa dérivée temporelle sont définies par trois sous ensembles négative  $N$ , zéro  $ZE$  et positive  $P$ , sachant que fonctions d'appartenance sont de type Gaussienne. Le signal de sortie est la commande  $C_{de}$  dépend des états des entrées définie par cinq sous ensembles ; grande négative  $GN$ , négative  $N$ , zéro  $ZE$ , positive  $P$  et grand positive  $GP$ . Dans ce cas, les fonctions d'appartenance sont de type triangulaire. La commande floue doit suivre les étapes de la fuzzification qui utilise l'opérateur "minimum" et du Mécanisme D'inférence qui contient cinq règles. Finalement et à l'aide de la défuzzification de la sortie floue, on applique la méthode barycentrique [9]. Les règles floues se basent sur le sens de variation de l'erreur ( $e$ ), de signe algébrique ainsi que sa dérivée " $de$ ".



**Figure III.5:** Schéma de principe d'un contrôleur-flou.

Alors, la commande ( $C_{de}$ ) sera donnée selon les conditions d'états suivants:

1. Si  $e$  est  $ZE$ , alors  $C_{de}$  est  $ZE$ .
2. Si  $e$  est  $P$ , alors  $C_{de}$  est  $GP$
3. Si  $e$  est  $N$ , alors  $C_{de}$  est  $GN$
4. Si  $e$  est  $ZE$  et " $de$ " est  $P$ , alors  $C_{de}$  est  $N$
5. Si  $e$  est  $ZE$  et " $de$ " est  $N$ , alors  $C_{de}$  est  $P$

***1.2. Filtre Actif  
Parallèle à cinq-niveaux  
de phases autonomes***

## INTRODUCTION

Dans ce chapitre, une nouvelle topologie d'onduleur à cinq niveaux utilisant deux transistors IGBT en série de sens opposé méticuleusement contrôlé par un algorithme de commande parallèle, est proposé comme un shunt filtre active de puissance (SAPF). Cette topologie présente un petit nombre d'interrupteurs de puissance (six transistors IGBT + zéro Diodes pour point neutre serrées) capable de générer cinq niveaux de tension de sortie, par contre les systèmes classiques de l'onduleur NPC exigent huit commutateurs de puissance (huit transistors IGBT + six Diodes pour point neutre). Il peut améliorer les performances de filtrage et de mieux répondre aux exigences industrielles [27] - [30]. Il peut également réduire au minimum les pertes de puissance dans l'onduleur par un nombre réduit d'impulsions de commutation. Ce filtre permet de maintenir les caractéristiques de commutation en réduisant la tension inverse appliquée aux semi-conducteurs. L'identification de ces courants harmoniques est réalisée avec la méthode de la puissance active et réactive instantanée. Ces techniques permettent le courant d'alimentation sous la forme d'onde sinusoïdale avec un facteur de puissance proche de l'unité. La commande des interrupteurs de filtre est faite par un PDPWM (phase de disposition Pulse Width Modulation) fonctionnant avec quatre porteuses triangulaires de basse fréquence de commutation égale à 5000 Hz dans un premier temps et l'égale à 15 000 Hz en second temps afin d'éliminer les ondulations figurant sur la forme du courant (de distorsions à haute fréquence). Nous nous sommes également, intéressé à réguler le courant injecté utilisant la technique contrôleur flou. La simulation numérique est développée et réalisée en utilisant Matlab / Simulink. Les résultats obtenus montrent que le projet de 5L-SAPF avec deux interrupteurs en série de sens opposé améliore les performances de filtrage. Cette amélioration dans la première ou dans la deuxième fois (5000 et 15000 Hz) présente une réduction de l'ensemble des distorsions harmoniques des courants ( $THD < 5\%$ ) conforme aux limites autorisées conformément aux normes IEEE [31]. Les allures du courant et de la tension sont de forme sinusoïdale avec un déphasage insignifiant, caractérisant un facteur de puissance proche de l'unité.

### I. Description Et Fonctionnement du Système

Les figures 3.6 et 3.7 montre la nouvelle topologie du convertisseur à plusieurs niveaux connecté au réseau électrique triphasé. Il est composé de trois structures identiques qui fonctionnent indépendamment à chaque phase.

Dans une phase unique chaque structure est composée de deux capacités C1 et C2 et bipolaire six commutateurs SW1, SW2, SW3, SW4 Sw5 et Sw6. Les deux premiers sont

minutieusement contrôlés, connectés en anti-série entre les points O (centre de la C1 et C2) et n (neutre). Ils génèrent des niveaux de tension  $V_{dc} / 2, 0, -V_{dc} / 2$  et assurent la bidirectionnel pour le courant et la tension à travers le neutre et le centre du bus continu. Pour générer les cinq niveaux de la tension de sortie  $-V_{dc}, -V_{dc} / 2, 0, +V_{dc} / 2, +V_{dc}$ , nous avons choisi de disposer deux condensateurs (C1, C2), qui assurent une alimentation continu du bus DC, chacun a une amplitude égale à  $V_{dc} / 2$ .

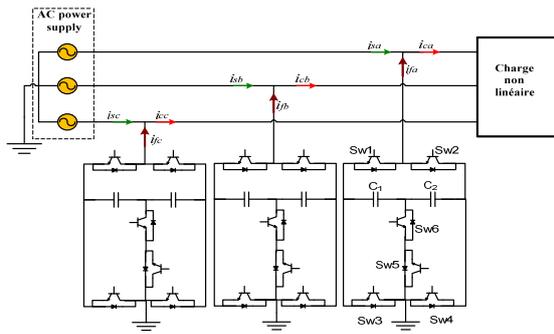


Figure III.6. 5L-SSAPF liée au réseau électrique.

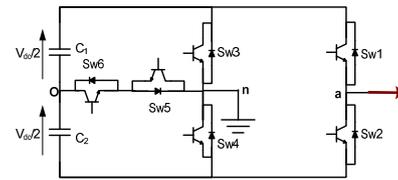


Figure III.7. Modèle de modification pour une seule phase.

Les états d'ouverture et de fermeture pour tous les commutateurs de SAPF de cette nouvelle topologie sont résumés au tableau III.1.

Tableau III.1 Commutation des switches de système proposé

Sw1	Sw2	Sw3	Sw4	Sw5=Sw6	van
1	0	0	1	0	$V_{dc}$
1	0	0	0	1	$V_{dc}/2$
1	0	1	0	0	0
0	1	0	0	1	$-V_{dc}/2$
0	1	1	0	0	$-V_{dc}$

## II. Méthode d'Identification de Puissance Active et Réactive Instantanée

Les tensions et courants triphasés en valeurs instantanées dans l'espace  $\alpha$ - $\beta$  peuvent être exprimées par:

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

$$\begin{bmatrix} I_0 \\ I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ca} \\ I_{cb} \\ I_{cc} \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

Les puissances actives et réactives instantanées dans cet espace sont calculées par:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p} + \tilde{p} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

De l'expression (14), on a:

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} + \tilde{p} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

Pour extraire l'expression de courants de référence en fonction de la puissance instantanée dans l'espace  $\alpha$ - $\beta$ , est donnée par:

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

Pour compenser la puissance réactive et les courants harmoniques générés par la charge non linéaire en même temps, les courants de référence doivent inclure  $\tilde{p}$ ,  $\bar{q}$  et  $\tilde{q}$  comme suite:

$$\begin{bmatrix} \tilde{I}_\alpha \\ \tilde{I}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$

Les courants de références dans l'espace a-b-c sont données par:

$$\begin{bmatrix} I_{ref1} \\ I_{ref2} \\ I_{ref3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{I}_\alpha \\ \tilde{I}_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{III.19})$$

Le modèle de la méthode des puissances instantanées a été mis en œuvre dans Matlab / Simulink pour extraire les courants de référence de l'équation (III.19) présenté par la Figure III.8.

### III. Stratégie de contrôle

Le courant harmonique injecté par SAPF de phases autonomes est obtenu par la commande des interrupteurs IGBT. Ce résultat est tenu par MLI de phase disposé (PDPWM), cette technique est principalement basée sur la comparaison entre le signal de référence de courant ( $I_{ref}$ ) et les quatre porteuses triangulaires identiques ( $Up1$ ,  $Up2$ ,  $Up3$ ,  $Up4$ ), comme illustré dans la Figure III.9. Celui-ci envoie six signaux logiques en même temps, égal à 0 ou 1 pour chacun d'eux; transmet aux commutateurs (SW1, SW2, SW3, SW4, SW5 et SW6).

Les deux porteuses  $Up1$  et  $Up2$  permettent de générer les niveaux  $V_{dc}$  et respectivement  $V_{dc}/2$ . Par symétrie, les niveaux  $-V_{dc} / 2$  et  $-V_{dc}$  sont créés par les porteuses  $Up3$  et  $Up4$  respectivement. Le niveau  $V_{dc} = 0$  est obtenu lorsque le signal de référence est situé entre les porteuses  $Up2$  et  $Up3$ .

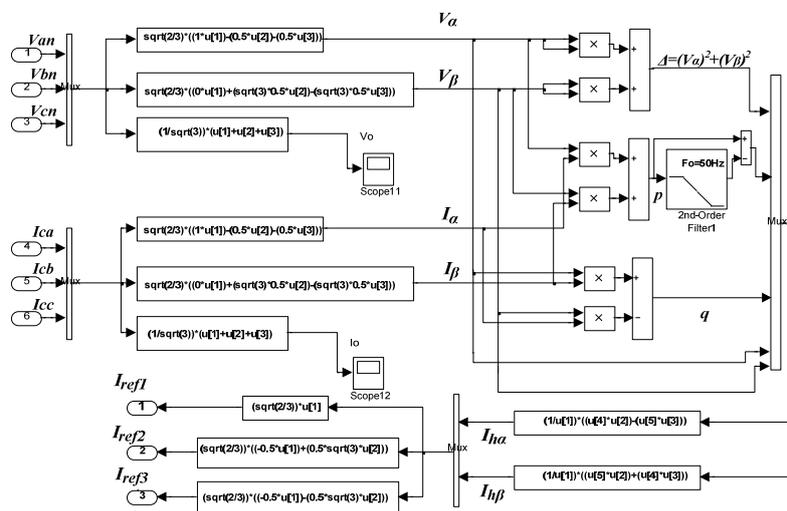


Figure III.8. Algorithme pour l'extraction des courants de référence dans Matlab/Simulink.

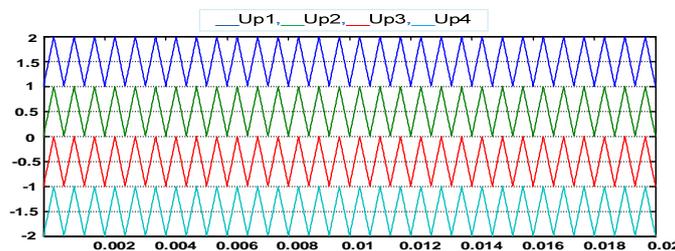


Figure III.9. MLI avec quatre porteuses triangulaires identiques.

Le modèle de simulation explique en détail le contrôle des commutateurs (Figure III.10), le nouveau algorithme parallèle permet simultanément la comparaison entre  $I_{ref}$  avec quatre porteuses, et cette méthode peut générer rapidement les signaux envoyés aux commutateurs du modèle proposé au bon moment.

5 niveaux de tension de sortie de SAPF (Van) respectent cinq conditions effectuées simultanément (en parallèle) comme suit:

- a.  $If I_{ref} \geq U_{p1}, Sw1=1, Sw2=0, Sw3=0, Sw4=1, Sw5=0, Sw6=0 \& v_{an}=v_{dc}.$
- b.  $If U_{p1} > I_{ref} \geq U_{p2}, Sw1=1, Sw2=0, Sw3=0, Sw4=0, Sw5=1, Sw6=1 \& v_{an}=v_{dc}/2.$
- c.  $If U_{p2} > I_{ref} \geq U_{p3}, Sw1=1, Sw2=0, Sw3=1, Sw4=0, Sw5=0, Sw6=0 \& v_{an}=0.$
- d.  $If U_{p3} > I_{ref} \geq U_{p4}, Sw1=0, Sw2=1, Sw3=0, Sw4=0, Sw5=1, Sw6=1 \& v_{an}=-v_{dc}/2.$
- e.  $If U_{p4} > I_{ref}, Sw1=0, Sw2=1, Sw3=1, Sw4=0, Sw5=0, Sw6=0 \& v_{an}=v_{dc}.$

#### IV. Application de Contrôleur-Flou

Pour injecter un courant harmonique optimal par le modèle proposé, le contrôleur de la logique floue a été choisi pour réguler les signaux de commande des interrupteurs par l'algorithme de contrôle parallèle. Dans ce travail, un modèle établi dans Matlab / Simulink est illustré à la Figure III.11. L'opération consiste ici est de remplacer le régulateur PI classique par un contrôleur flou. Cette technique permet la correction de l'erreur entre le courant de référence ( $I_{ref}$ ) et le courant injecté ( $I_{inj}$ ). L'erreur et sa dérivée sont définis par trois sous-ensembles: N négative, zéro ZE et positive P, sachant que les fonctions d'appartenance sont de type gaussien. Le signal de sortie Cde dépend des états d'entrées définies par cinq sous-ensembles, grand LN négative, négative, nulle ZE N, P positif et grande LP positive. Dans ce cas, les fonctions d'appartenance sont de type triangulaire. Le contrôleur flou devrait suivre les étapes de fuzzification qui utilisent l'opérateur «minimum», et le mécanisme d'inférence qui contient cinq règles. Enfin à l'aide de la défuzzification de la sortie floue, la méthode barycentrique est appliquée. Les règles floues sont basés sur le sens de variation de l'erreur (e), le signe, ainsi que sa dérivée "d(e)/dt". Ainsi, le contrôleur  $C_{de}$ , sera donné en fonction des conditions d'état suivantes:

Si e est ZE puis Cde est ZE

Si e est P, alors Cde est LP

Si E est N, alors Cde est LN

Si e est ZE et «de / dt" est P, alors Cde est N

Si e est ZE et "de / dt" est N, alors P est Cde

Après avoir le signal corrigé ( $C_{de}$ ) à la sortie du bloc du régulateur à logique floue, on a recoupé avec les quatre supports triangulaires pour produire des signaux logiques envoyés aux commutateurs IGBT du modèle proposé.

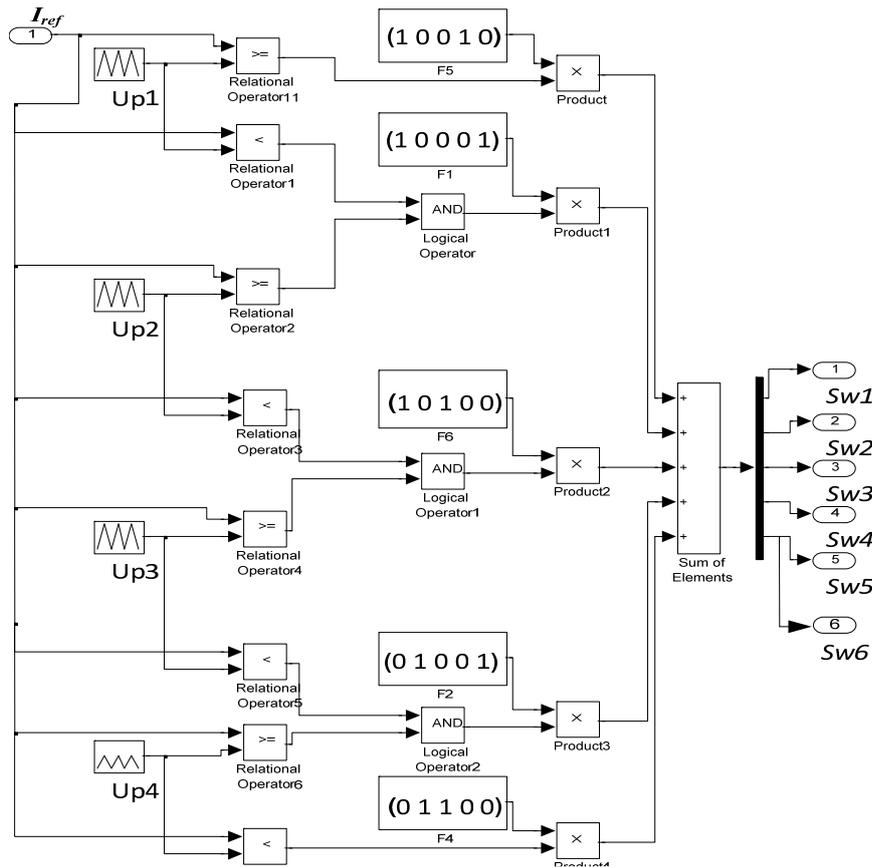


Figure III.10. Algorithme de contrôle parallèle des signaux logiques.

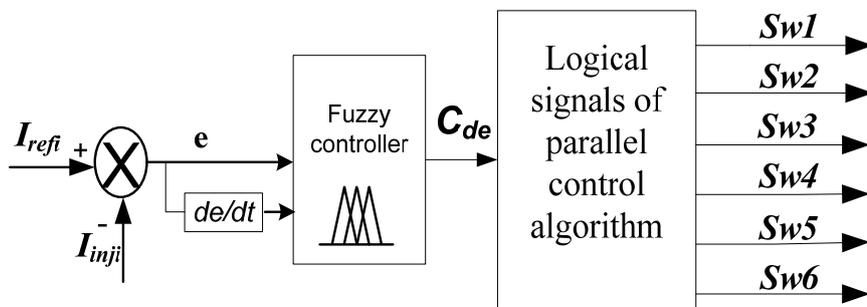


Figure III.11. Schéma bloc de Contrôleur flou.

### V. Dimensionnement des condensateurs du bus DC

Une approche a été proposée dans la littérature [32], pour dimensionner les condensateurs qui alimentent le filtre actif. Les variations transitoires de la puissance instantanée absorbée par la charge engendrent des fluctuations de la tension  $V_{dc}$  à travers les condensateurs. L'amplitude de ces fluctuations peut être contrôlée par un choix judicieux de la valeur de capacité équivalente  $C$  qui est exprimée par  $C = (12 \cdot I_{FA}) / (\Delta V_{dc} \cdot \pi \cdot \omega_s)$ .  $I_{FA}$  est l'amplitude maximale du courant injecté.  $\Delta V_{dc}$  la fluctuation est égale à 5% de  $V_{dc}$ .  $f_s$  est la

fréquence de commutation des supports ( $\omega_s = 2.\pi.f_s$ ). Dans ce cas,  $I_{FA} = 40$  A avec  $I_{FA}$  (présenté dans les résultats),  $V_{dc} = 1000$  V,  $\Delta V_{dc} = 5\%$ .  $V_{dc}$ ,  $f_s = 15$  kHz, C sera égal à 32,42 pF; alors:  $C1 = C2 = 2.C = 64.84\mu F$ , parce que C1 et C2 sont connectés en série.

## VI. Régulation de tension DC du filtre actif

Régulation de la tension du bus continu du système proposé peut être améliorée en ajustant le taux de petite puissance active dans les condensateurs. Ainsi, il compense les pertes par conduction et la commutation [33], [34]. La boucle de régulation de la tension est désigné pour être plus petite que la boucle de courant. Le circuit de régulation de la tension continue doit être rapide et que répondre que pour les conditions d'état stationnaire. Les variations transitoires de la tension DC ne sont pas autorisées et sont pris en considération lors de la sélection de la valeur appropriée du condensateur. De l'état d'équilibre, la composante fondamentale n'est pas incluse dans le courant de référence. Pour cela, un régulateur d'un filtre du premier ordre passe-bas est nécessaire pour maintenir une tension continue ( $V_{dc}$ ) plus proche de la référence de tension continue ( $V_{dc-ref}$ ), la fonction de transfert peut s'écrire comme suit:

$$G_c(s) = \frac{K_c}{1+\tau_c.s} \quad (III.20)$$

Avec:  $K_c$ , le gain  $\tau_c$  et la constante de temps du filtre passe-bas.

La boucle de régulation de la tension continue est exprimée par la fonction de transfert suivante:

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc-ref}} = \frac{K_c}{\tau_c.C.V_{dc-ref}.s^2 + C.V_{dc-ref}.s + K_c} \quad (III.21)$$

## *2. Filtre Actif série à cinq-niveaux*

## INTRODUCTION

Dans cette partie, nous exposerons une nouvelle topologie du filtre actif série à cinq niveaux. Puis, nous classifions les méthodes d'identification des tensions perturbatrices dans l'objectif de montrer les avantages et les limites d'application des unes et des autres. Cela nous conduira à utiliser la méthode d'identification basée sur un système à base de PLL déjà incorporé dans la méthode d'identification des courants perturbateurs. Cette méthode résoudra les problèmes d'adaptabilité de calcul. La précision et la robustesse de cette nouvelle méthode d'identification sera analysée à travers plusieurs simulations effectuées sous MATLAB/Simulink.

### I. Filtre actif série à cinq niveaux et structure générale

La protection des équipements électriques s'applique par le *filtre actif série* contre les perturbations de la tension du réseau. Il se place entre le réseau perturbé et la charge à protéger par l'intermédiaire d'un transformateur d'injection de tension.

Plusieurs structures de *filtre actif série* ont été proposées [60, 61]. La plus utilisée, est présentée sur la Figure III.12, est constituée d'un circuit de commande et d'un circuit de puissance.

La partie de commande comporte l'identification des tensions perturbatrices, la régulation des tensions injectées et la commande des interrupteurs de l'onduleur, souvent en MLI, comme le montre la Figure III.12.

La partie de puissance est constituée d'un onduleur multiniveaux de tension triphasé à commande MLI, d'éléments de stockage d'énergie avec un système d'alimentation de bus DC, d'un filtre de sortie, et de trois transformateurs identiques monophasés pour l'injection de tension. Le filtre actif série est protégé contre un court-circuit en aval côté charge par un système by-pass.

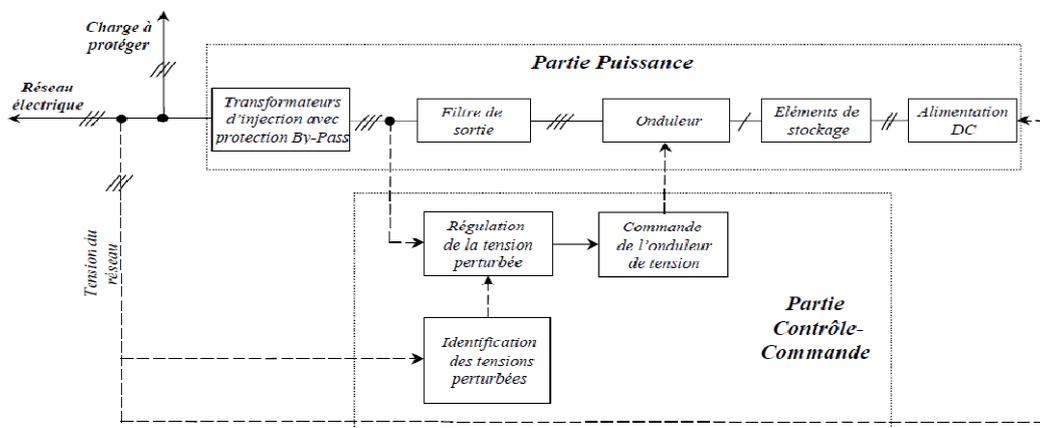


Figure III.12 : Structure générale du filtre actif série

Afin d'éclaircir cette structure, les circuits de puissance et de commande vont être décortiqués.

### I.1. Circuit de puissance du filtre actif série

Ce travail consiste à décortiquer les éléments constitutifs de cette topologie. Nous commencerons par l'étude de l'onduleur à cinq niveaux en passant par le filtre de sortie et en terminant par les transformateurs pour la compensation des harmoniques de tension et la protection contre les défauts de la charge.

### I.2. Onduleur de tension

L'onduleur de tension fait l'interface entre deux types de source : une source de courant côté alternatif et une source de tension côté continu. La présence de ces deux sources implique de respecter, certaines règles de fonctionnement :

1. Il faut éviter le court-circuit aux bornes de l'onduleur, c'est-à-d les interrupteurs d'un même bras ont deux commandes complémentaires,
2. Il faut éviter le court-ouvert, le courant circulant doit avoir un chemin libre d'où la nécessité de placer des diodes en antiparallèle avec les transistors IGBT.

Chaque phase du réseau de distribution est connecté à un onduleur de tension à cinq niveaux avec six interrupteurs à la fermeture et à l'ouverture placé en symétrie par paire avec des diodes en antiparallèle, adaptable aux variations de réseau électrique (Figure III.13).

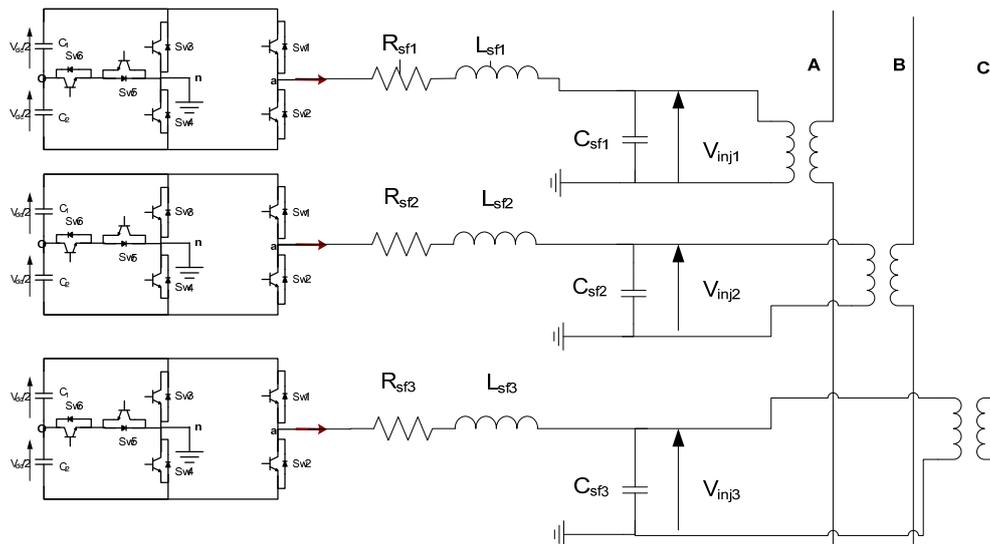


Figure III.13 : Partie puissance du filtre actif série

### I.3 Système de stockage d'énergie

Le choix d'un système de stockage à deux condensateurs avec un point milieu ( $C_{dc1}, C_{dc2}$ ), comme le montre la Figure III.13, donne la possibilité de mesurer, aux bornes des condensateurs, une tension continue  $V_{dc}$  sans fluctuation. Cela permet aussi d'avoir trois phases indépendantes du *filtre actif série* fonctionnant comme un demi-pont. Par contre, ce choix dans le cas du *filtre actif parallèle* aurait dégradé la dynamique de ce dernier, lequel dépendait, entre autre, de la tension continue  $V_{dc}$ . En effet, un système de stockage sans point milieu permet à l'onduleur d'avoir une tension de sortie dont la valeur maximale est de  $V_f = 2/3.V_{dc}$ , au lieu d'une valeur maximale de  $V_{dc}/2$  dans le cas d'une structure avec un point milieu.

Afin d'assurer que l'onduleur dispose d'une tension maximale à sa sortie, il faut que les deux tensions continues ( $-V_{dc}/2$ ) soient maintenues dans une plage bien spécifiée. En effet, la valeur minimale des tensions continues détermine directement l'amplitude de la tension de sortie que le *filtre actif série* est capable de générer. Pour cela plusieurs solutions sont envisageables :

- une alimentation  $DC$  à base d'un pont redresseur à diodes, triphasé [62] ou monophasé [63], inclus dans la structure, le pont redresseur étant alimenté par le réseau électrique, chaque condensateur aura la valeur crête de la tension simple du réseau. Ce montage prévoit des valeurs élevées des capacités de stockage pour assurer, dans le cas d'un réseau perturbé, un faible taux d'ondulation aux bornes des condensateurs [64]. Il faut également s'assurer, dans ce cas, du dimensionnement en courant des diodes du pont redresseur,
- un système  $DC$  indépendant à base des batteries alimentant les condensateurs de stockage d'énergie [61]. Cette solution assure au *filtre actif série* une durée d'autonomie assez large avec une tension de sortie relativement stable pendant la décharge,
- pour les cas des filtres actifs de puissance élevée et de tension continue relativement basse, l'utilisation des super-condensateurs peut être considérée.

Dans le premier cas proposé, la chute de tension du condensateur pendant la période de décharge ne doit pas influencer la qualité de compensation du *filtre actif série*. Cela est possible si la différence entre la tension nominale ( $V_{dc-n}$ ) et celle à la fin de la période de décharge ( $V_{dc-f}$ ) est assez petite.

Dans cet esprit et afin de compenser les creux de tension polyphasés de profondeur  $x\%$  et de durée  $\Delta t$ , le filtre actif série doit fournir, à travers ces condensateurs de stockage, l'énergie donnée par l'expression suivante [64] :

$$\Delta W = \frac{i \cdot P}{3} \cdot \frac{x}{100} \cdot \Delta t \tag{III.22}$$

avec  $P$ , la puissance active de la charge à protéger et  $i$  le nombre des phases perturbées.

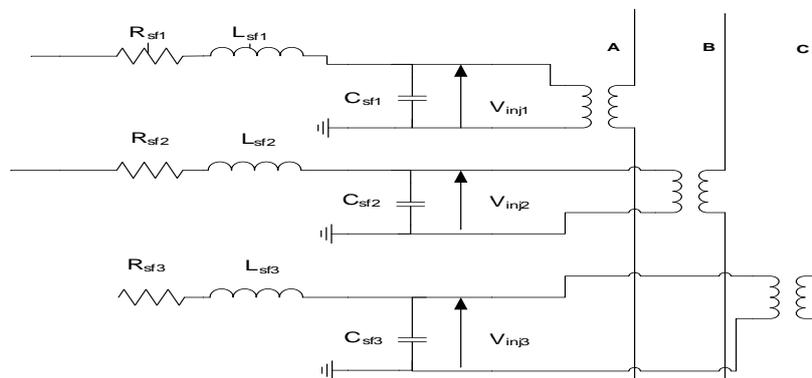
La variation d'énergie dans un condensateur pendant la compensation du creux de tension est égale à :

$$\frac{1}{2} \cdot C_{dc} \cdot (V_{dc-n}^2 - V_{dc-f}^2) \tag{III.23}$$

La chute de tension aux bornes de chaque condensateur pendant la période de décharge, nous permet de dimensionner la valeur de la capacité. Donc, pour pouvoir compenser un creux de tension de profondeur  $x\%$ , la chute de tension aux bornes de chaque condensateur doit rester inférieure à  $(1-x)\%$ . Cela revient à dire qu'il faut assurer que la tension continue aux bornes du condensateur soit supérieure à la tension de référence (tensions perturbatrices identifiées).

**1.4. Filtre de sortie**

Le filtre de sortie d'un filtre actif série est généralement un filtre passif du deuxième ordre ( $L_{sf}$ ,  $R_{sf}$ ,  $C_{sf}$ ), comme le montre la Figure III.14. L'ensemble onduleur et filtre de sortie se comportant comme une source de tension, le filtre de sortie sert d'une part à atténuer les composantes dues aux commutations de l'onduleur, d'autre part à connecter le filtre actif au réseau électrique.



**Figure III.14 : Schéma du filtre de sortie**

A partir de la Figure III.14, avec  $V_{sf}$  la tension de sortie de l'onduleur,  $V_{inj}$  la tension aux bornes du condensateur  $C_{sf}$ , et  $I_L$  le courant de la charge à protéger, les équations qui modélisent le filtre de sortie sont :

$$V_{inj}(s) = \frac{B_1(s)}{A(s)} V_{sf}(s) + \frac{B_2(s)}{A(s)} I_L(s) \quad (\text{III.24})$$

$$\begin{cases} A(s) = a_1 s^2 + a_2 s + a_3 \\ B_1(s) = b_0 \\ B_2(s) = (b_{21}s + b_{22}) \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

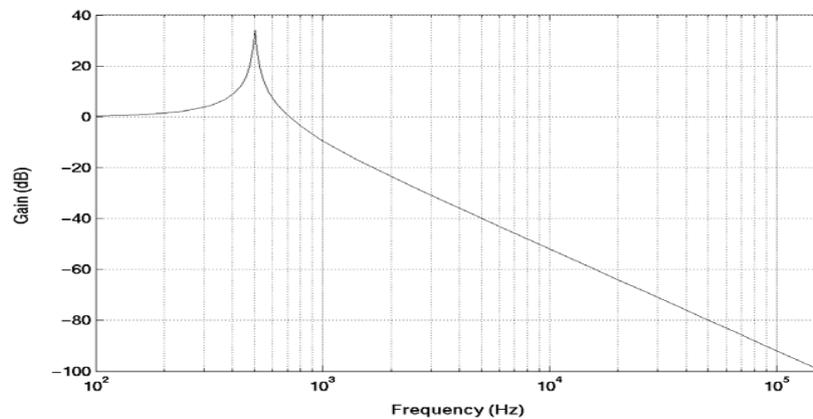
Et :

$$\begin{cases} a_1 = L_{sf} \cdot C_{sf} \\ a_2 = R_{sf} \cdot C_{sf} \\ a_3 = 1 \end{cases} \quad \begin{cases} b_0 = 1 \\ b_{21} = L_{sf} \\ b_{22} = R_{sf} \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

$(B1/A)$  représente la fonction de transfert du filtre de sortie correspondant au système d'origine, et  $(B2/A)$  la fonction de transfert correspondant au modèle de perturbation. Ces perturbations sont causées par le passage du courant de la charge à protéger  $I_L$ . La fréquence de résonance  $f_{cs}$  du système d'origine est donnée par la relation (6) :

$$f_{cs} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{sf} \cdot C_{sf}}} \quad (\text{III.27})$$

Le filtre de sortie du deuxième ordre est dimensionné pour rejeter les composantes dues à la fréquence de commutation de l'onduleur qui vaut  $12 \text{ kHz}$  dans ce travail. Pour cela un rejet de  $-55 \text{ dB}$ , permettant de négliger les composantes hautes fréquences passant du côté réseau électrique, est obtenu pour une fréquence de  $500 \text{ Hz}$ , comme le montre la Figure III.15.



**Figure III.15 :** Diagramme représentant le gain du filtre de sortie

La résistance d'amortissement  $R_{sf}$  est choisie pour que le facteur de qualité  $Q$ , donné par l'équation (7), soit  $Q=50$ .

$$Q = \frac{1}{R_{sf}} \cdot \sqrt{\frac{L_{sf}}{C_{sf}}} \quad (\text{III.28})$$

### I.5. Transformateurs d'injection et protection du F.A.S

Dans ce travail, trois transformateurs d'injection de tension seront employés et dimensionnés pour supporter le courant de la charge à protéger et la tension maximale injectée au réseau électrique. Le taux de transformation sera unitaire.

Le filtre série est protégé contre un court-circuit en aval côté charge par un système by-pass, constitué par une impédance variante, par deux thyristors en antiparallèle en série avec une petite résistance, et par des transformateurs à circuit magnétique saturable [65].

## II. Partie contrôle-commande du filtre actif série

Dans ce paragraphe nous présenterons les trois principaux éléments de la partie contrôle commande du *filtre actif série* : la commande de l'onduleur de tension, l'identification des tensions perturbatrices et la régulation des tensions injectées au réseau électrique.

### II.1. Commande de l'onduleur

L'onduleur de tension est commandé par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion). Le signal d'entrée  $V_{entrée}$  (modulatrice) est comparé avec des porteuses à quatre signaux triangulaires  $V_{pi}$  ont de même fréquences et Amplitudes, comme le montre sur la Figure III.16.

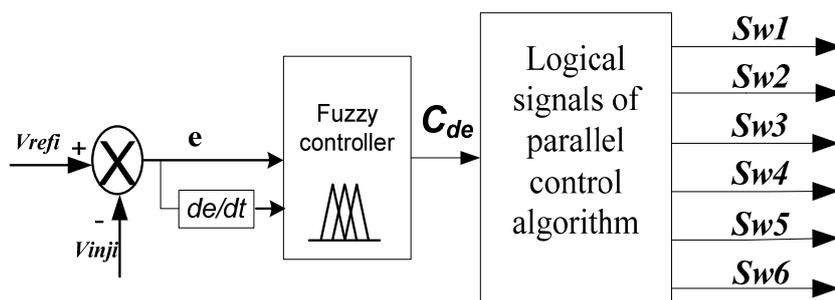


Figure III.16 : Principe de commande de l'onduleur par MLI

La tension de sortie de l'onduleur  $V_{sf}$  est égale à :

$$\begin{cases} V_{sf} = K.V_{entrée} \\ K = \frac{V_{dc}}{2.\hat{V}_p} \end{cases} \quad \text{(III.29)}$$

avec  $\hat{V}_p$  la valeur crête de la tension de la porteuse, et  $V_{dc}$  la tension côté continu de l'onduleur.

### II.2. Identification des tensions perturbatrices

La méthode d'identification sert à calculer les tensions perturbatrices qui sont injectées par l'onduleur, en opposition de phase, pour dépolluer la tension aux bornes de la charge à protéger. Ces tensions perturbatrices représentent les tensions déséquilibrées et harmoniques, et les creux de tension.

Plusieurs méthodes d'identification ont déjà été proposées dans la littérature. La plupart des méthodes sont basées sur le calcul des composantes symétriques dans le repère de Park ( $d,q$ ), nécessitant une bonne connaissance du réseau électrique en présence d'harmoniques de tension.

D'autre part, la complexité de ces calculs rend plus difficile leur implantation. C'est pour ces raisons que nous proposons une nouvelle méthode d'identification des tensions perturbatrices basée sur l'utilisation du système à base de PLL déjà utilisé dans l'identification des courants perturbateurs.

### II.3 Régulation de la tension du filtre actif série

Après avoir identifié les tensions perturbatrices et afin d'assurer une injection rapide, précise et robuste de ces tensions, plusieurs méthodes de régulation de la tension de sortie de l'onduleur ont été proposées dans la littérature.

Dans ce chapitre, et afin de réaliser les objectifs de régulations détaillées prochainement, deux régulateurs PID, contrôleur-flou ont été étudiés. Les problèmes ainsi que les limites de ces deux régulateurs ont été analysés.

## III. Méthodes basées sur le calcul des perturbations dans le repère ( $d,q$ )

Ces méthodes utilisent la décomposition des tensions perturbatrices en séquences positive ( $V_p$ ), négative ( $V_n$ ), et homopolaire ( $V_o$ ). En passant par la transformation de Park nous obtenons pour chaque composante symétrique des valeurs constantes ( $V_p d,q\text{-mes}, V_n d,q\text{-mes}, V_o$

$d,q\text{-mes}$ ) [TO-99, SAN-2000]. En fixant nos composantes désirées dans le repère direct et en quadrature aux grandeurs ( $V_p d\text{-des}, V_p q\text{-des}$ ) pour la composante positive, aux grandeurs ( $V_n$

$d$ -des,  $V_n$   $q$ -des) pour la composante négative, et aux grandeurs ( $V_o$   $d$ -des,  $V_o$   $q$ -des) pour la composante homopolaire, les tensions de référence dans le repère de Park sont déterminées de la façon suivante :

$$\begin{cases} V_{d-ref}^p = V_{d-des}^p - V_{d-mes}^p \\ V_{q-ref}^p = V_{q-des}^p - V_{q-mes}^p \end{cases} \quad \begin{cases} V_{d-ref}^n = V_{d-des}^n - V_{d-mes}^n \\ V_{q-ref}^n = V_{q-des}^n - V_{q-mes}^n \end{cases} \quad (III.30)$$

$$\begin{cases} V_{d-ref}^o = V_{d-des}^o - V_{d-mes}^o \\ V_{q-ref}^o = V_{q-des}^o - V_{q-mes}^o \end{cases}$$

Les tensions perturbatrices (tensions de référence) triphasées sont ensuite calculées grâce à la transformation suivante :

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} V_{ref1} \\ V_{ref2} \\ V_{ref3} \end{pmatrix} = \begin{cases} C_{23} \cdot P(\omega, t) \cdot \begin{pmatrix} V_{d-ref}^p \\ V_{q-ref}^p \end{pmatrix} + C_{23} \cdot P(-\omega, t) \cdot \begin{pmatrix} V_{d-ref}^n \\ V_{q-ref}^n \end{pmatrix} \\ + [I \quad 1 \quad 1] \cdot (\cos \omega t \cdot V_{d-ref}^o + \sin \omega t \cdot V_{q-ref}^o) \end{cases} \\ \text{avec : } P(\omega, t) = \begin{pmatrix} \cos \omega t & -\sin \omega t \\ \sin \omega t & \cos \omega t \end{pmatrix} \end{cases} \quad (III.31)$$

avec  $C_{23}$  la transformation de Concordia inverse.

Ces méthodes se compliquent en présence des composantes harmoniques, car il faut appliquer la transformation de Park directe et inverse pour chaque fréquence et procéder au filtrage des signaux à fréquence autre que celle de la transformation de Park. A cela nous ajoutons le fait que ces méthodes ont besoin d'une très bonne connaissance de la tension du réseau et qu'elles pourraient occasionner un surdimensionnement du *filtre actif série*, s'il n'y avait pas de conservation de l'angle de la composante directe de tension lors de la régulation de la tension de la charge.

#### IV. Analyse des performances de la méthode d'identification étudiée

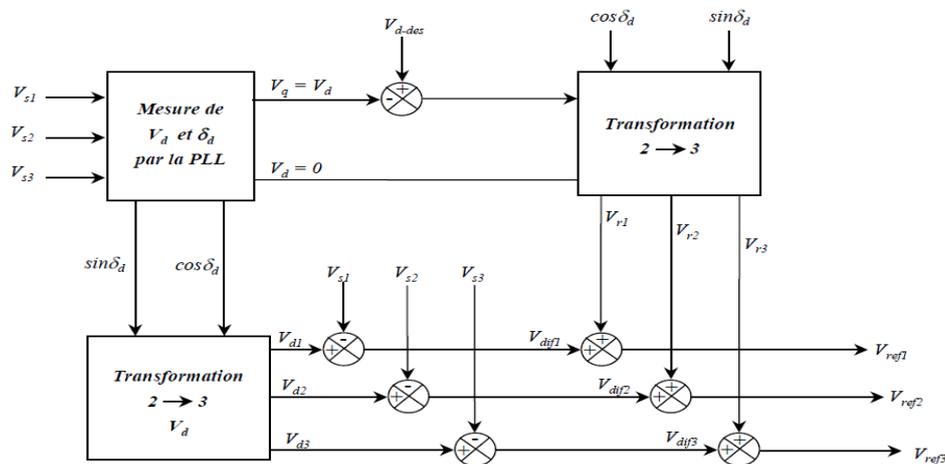
Les méthodes d'identifications étudiées sont généralement mises en œuvre pour compenser les creux et les déséquilibres de tension. La présence dans la tension du réseau électrique des composantes harmoniques complique la réalisation de ces méthodes qui deviennent dans ce cas dépendantes du spectre harmonique de la tension du réseau.

Afin de surmonter les problèmes introduits par ces méthodes d'identification, ce mémoire propose une nouvelle méthode d'identification basée sur l'emploi d'un système à base de PLL.

### V. Méthode d'identification basée sur l'emploi d'un système à base de PLL

Le système à base de PLL, introduit pour l'identification des courants perturbateurs, est utilisé dans cette méthode pour la compensation de toutes les perturbations en tension. Le système à base de PLL est employé pour extraire l'amplitude et la phase de la composante positive de la tension à la fréquence fondamentale ( $V_{d1,2,3}$ ). Cette composante est soustraite de la tension perturbée du réseau ( $V_{s1,2,3}$ ) pour déterminer les composantes perturbatrices inverse et homopolaire de la tension ( $V_{dif1,2,3}$ ). Afin de réguler la tension de la charge, la différence entre la composante continue de la tension désirée ( $V_{d-des}$ ) et la composante continue fournie par la PLL ( $V_d$ ) est introduite dans un bloc de transformation inverse de Park ayant un angle de rotation  $\_d$ . Les tensions de sortie de ce bloc ( $V_{r1,2,3}$ ) sont ajoutées aux composantes perturbatrices ( $V_{dif1,2,3}$ ) pour former les références de la tension ( $V_{ref1,2,3}$ ) [66, 67].

Cette méthode, montrée sur la Figure III.17 [ALA – 69], diminue considérablement le nombre de calculs par rapport aux méthodes déjà introduites et ne nécessite pas une connaissance très précise du réseau perturbé. A cela s'ajoute une optimisation de la puissance apparente du *filtre actif série* grâce à la conservation de l'angle de la composante directe de tension.

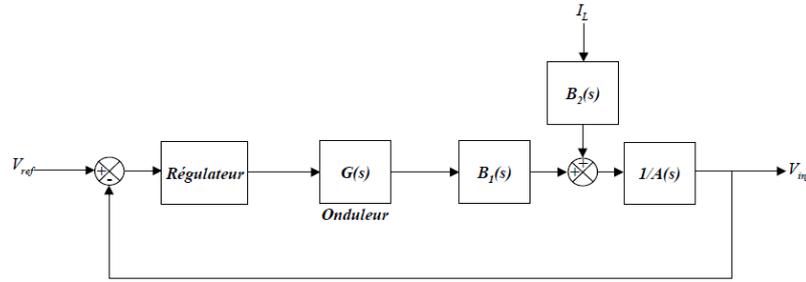


**Figure III.17 :** Méthode d'identification basée sur l'emploi d'un système à base de PLL.

Afin de mesurer l'efficacité de cette méthode d'identification, trois cas de creux de tension, monophasé, biphasé et triphasé, ont été étudiés.

### VI. Boucle de régulation de tension du F.A.S

Le schéma global de la boucle de régulation de tension du *filtre actif série* est donné par la Figure III.18.



**Figure III.18 :** Schéma de la régulation de la tension du F.A.S

En considérant que  $\hat{V}_p = V_{ac}/2$ , et que le calcul des tensions de référence  $V_{ref}$  se réalise en phase, on pose que  $G(s)=I$ .

Le choix du régulateur de la tension du *filtre actif série* se fait en fonction des objectifs de régulation et de l'ordre du filtre de sortie.

### VII. Objectifs généraux

Le but du régulateur est de rendre le système performant et stable. La robustesse en stabilité permet de conserver la stabilité du système en boucle fermée dans le cas où les paramètres du système d'origine changent. La robustesse en performance se mesure par une poursuite rapide et précise des références.

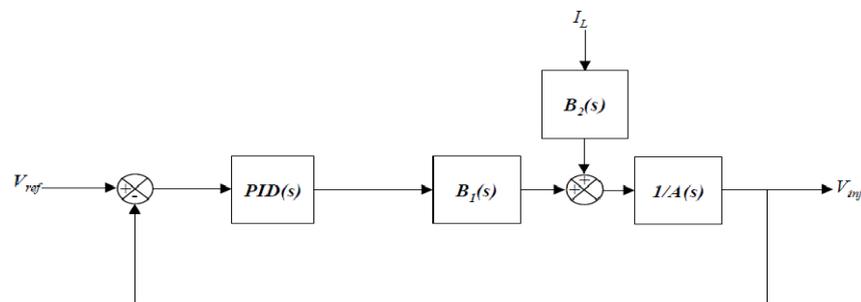
### VIII. Application du régulateur classique PID

Dans l'objectif d'assurer une bonne qualité de compensation des perturbations de tension dans des cas de fonctionnements extrêmes du réseau électrique, le régulateur classique de type *PID* a été implanté dans la boucle de régulation de tension du *filtre actif série*.

### IX. Régulateur PID pour l'asservissement de la tension du F.A.S

Les rangs des harmoniques de tension à poursuivre pouvant aller au 40, ce type de régulateur peut satisfaire les performances requises par les normes internationales.

Le schéma de régulation de la tension du *filtre actif série* est donné par la figure suivante :



**Figure III.19 :** Schéma de la régulation de la tension du F.A.S par PID

En compensant le dénominateur du système d'origine  $A(s)$  par le numérateur de la fonction de transfert du régulateur  $NPID$  et on détermine l'équation caractérisant la poursuite :

$$V_{inj} = \frac{\frac{K \cdot b_o \cdot N}{T_i \cdot T_d}}{s^2 + \frac{N}{T_d} s + \frac{K \cdot b_o \cdot N}{T_i \cdot T_d}} V_{ref} + \frac{B_2(s) \cdot D_{PID}(s)}{A(s) \cdot D_{PID} + B_1(s) \cdot N_{PID}} I_L \quad (\text{III.32})$$

Les paramètres du régulateur ( $K$ ,  $T_d$ ,  $T_i$ ,  $N$ ) ont été calculés pour poursuivre en boucle fermée les références en gain et en phase sur toute la bande passante. Ils ont aussi été choisis pour compenser en boucle fermée les perturbations causées par le courant de la charge  $I_L$ .

### *3. Filtre Actif mixte à cinq-niveaux*

## INTRODUCTION

Suite au travail mené précédemment dans cette thèse appuyant sur la contribution aux améliorations des performances des *filtres actifs parallèles et séries*, il nous a paru intéressant d'étudier les améliorations des performances du filtre actif mixte regroupant ces deux types des filtres actifs cité précédemment.

### I. Association Parallèle-Série du Filtre Actif

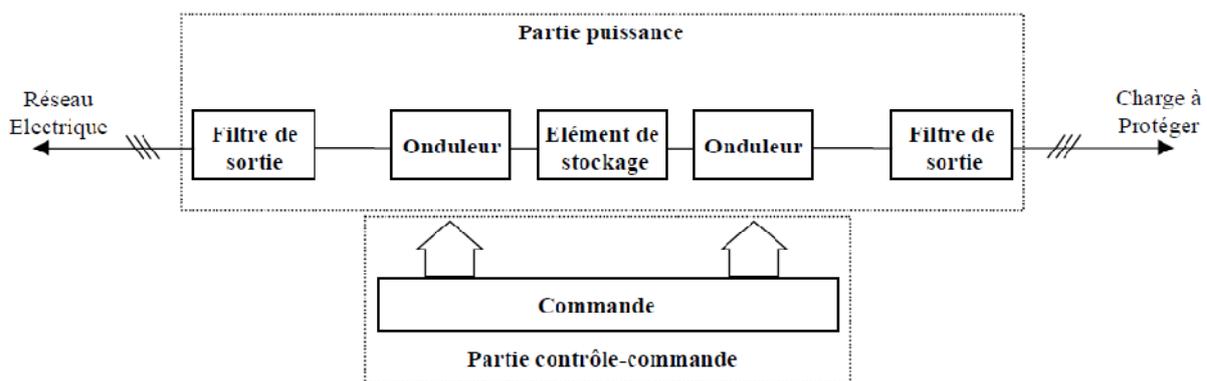
Dans le but de réaliser les objectifs de recherche concernant le filtre actif mixte, cette partie sera abordée de la façon suivante :

Dans un premier temps, après une brève discussion sur sa structure générale, l'emplacement du filtre actif mixte va être étudié.

Ensuite, nous étudierons le filtre actif mixte, par le biais des simulations de la compensation de la plupart des perturbations en courant et en tension. Ces simulations, effectuées sur MATLAB, auront pour objectif de valider d'une part, le comportement des *filtres actifs parallèle et série* fonctionnant ensemble, d'autre part les méthodes d'identification et de régulation déjà proposées.

### II. Structure générale et emplacement du filtre actif mixte

La structure générale du filtre actif mixte est composée de deux parties : *filtre actif parallèle* et *filtre actif série* comme le montre la Figure III.20. Ces deux parties, parallèle et série, ont été largement détaillées au début de ce chapitre et au *chapitre II*.



**Figure III.20 :** Structure générale du filtre actif mixte

Suivant l'objectif de dépollution du filtre actif série, deux emplacements du filtre actif mixte sont possibles :

- Le filtre actif série est installé en amont du filtre actif parallèle, afin de dépolluer la source des tensions perturbatrices,
- Le filtre actif série est installé en aval du filtre actif parallèle, Figure III.21 ci-dessous, afin d'isoler la charge de la source perturbée.

Dans ce travail, le filtre actif série sera installé côté charge afin de ne pas le surdimensionner. En effet, un filtre actif série installé côté poste de transformation devra être dimensionné pour supporter la totalité des courants de tous les utilisateurs connectés au même point de raccordement.

Afin de réduire le nombre de calculs à effectuer, la *combinaison parallèle-série actifs* va bénéficier du fonctionnement commun de certains blocs. En effet, le système à base de PLL, utilisé pour l'identification des courants et des tensions perturbateurs, le système de stockage d'énergie ainsi que la régulation de la tension continue, vont fonctionner d'une façon commune pour les deux parties du filtre actif mixte.

### III. Structure du filtre actif mixte (Série-Parallèle à cinq niveaux)

L'ensemble de la structure étudiée, présentée par la Figure III.21, est composé d'un réseau électrique, d'une charge non-linéaire à protéger et d'un filtre actif combiné parallèle-série à cinq niveaux avec une source de tension continue commune. Le réseau électrique est une source d'alimentation triphasé caractérisé par  $e_s$ ,  $R_s$ ,  $L_s$  ainsi que la charge à protéger est une charge résistive inductive  $R_c$ ,  $L_c$  connecté à un pont redresseur de six diodes (pont de Graetz) alimentant une charge inductive.

Le dimensionnement des condensateurs et la limitation du courant nécessaire fourni par la source pour recharger les condensateurs, seront réalisés par cette structure, et Grâce au filtre actif parallèle offrira la recharge en ligne des condensateurs de stockage d'énergie.

Des résultats de simulations seront effectués sur l'environnement MATLAB dans le chapitre suivant, pour confirmer la fonctionnalité de filtrage mixte afin de compenser simultanément les pollutions harmoniques en courant et en tension.

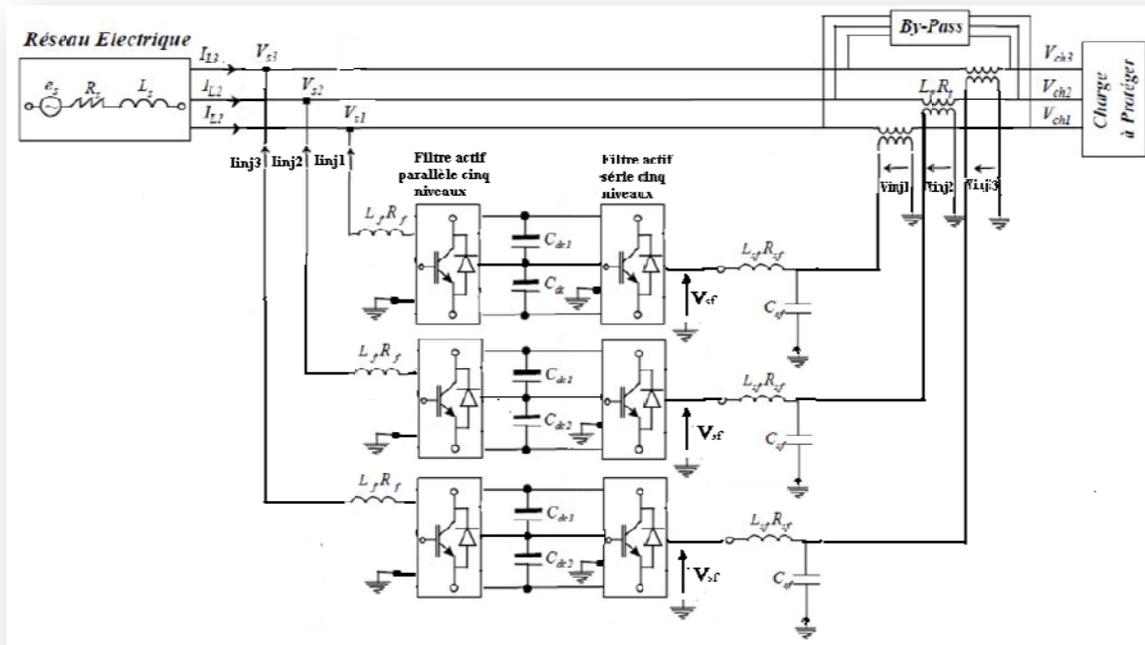


Figure III.21. Structure étudiée du filtre actif mixte

*Chapitre IV*  
*Résultats des Simulations*

***1.1 Filtre Actif  
Parallèle à Cinq Niveaux  
Traditionnel***

## I. Paramètres de simulation

Le modèle de simulation de circuit de puissance, est constitué par l'association de la source d'alimentation – filtre actif parallèle à cinq niveaux classique (filtre NPC-5L) – charge non linéaire.

Le tableau IV.1 rassemble les paramètres de la simulation du filtre NPC-5L sous Matlab/Simulink/Simpowersystems. L'étude a été faite seulement dans la phase  $a$ , sachant que ceux des deux autres phases  $b$  et  $c$  sont retardés par rapport à la phase  $a$  de  $120^\circ$  et  $240^\circ$  respectivement.

**Tableau IV.1:** Paramètres de simulation du filtre actif traditionnel.

	Paramètre	Valeur numérique
Réseau d'alimentation	Tension max $V_s$	220 V
	Fréquence $f$	50 Hz
	Résistance de ligne $R_s$	1.2 $\Omega$
	Inductance de ligne $L_s$	2 mH
Charge linéaire (aval à la charge non-linéaire)	Résistance de charge DC $R_c$	12 $\Omega$
	Inductance de charge DC $L_c$	30 mH
Filtre actif parallèle	Capacités $C_1, C_2, C_3, C_4$	3180 $\mu F$
	fréquences des porteuses	12 kHz
	Filtre de sortie $L_{fa}$	1.0 mH
Inductance de correction	Inductance de charge AC $L_c$	1,0 mH

## II. Résultats et discussion

Les résultats obtenus dans le cadre de cette étude montrent les variations des courants, des tensions, du spectre harmonique, ainsi que le facteur de puissance avant et après filtrage.

### II.1. Avant filtrage

Les figures 4.1 et 4.2 montrent que le courant et la tension de source obtenue avant filtrage sont totalement déformés. Le Taux de Distorsion Harmonique (THD) du courant est de 27,06% (Figure IV.2). Cette valeur est supérieur à la norme internationale (THD<3%) [32]. La figure IV.1 montre qu'il y a un retard de 0.0021s du courant par rapport à la tension de la source. Le facteur de puissance ( $\cos\phi$ ) calculé est de 0.79.

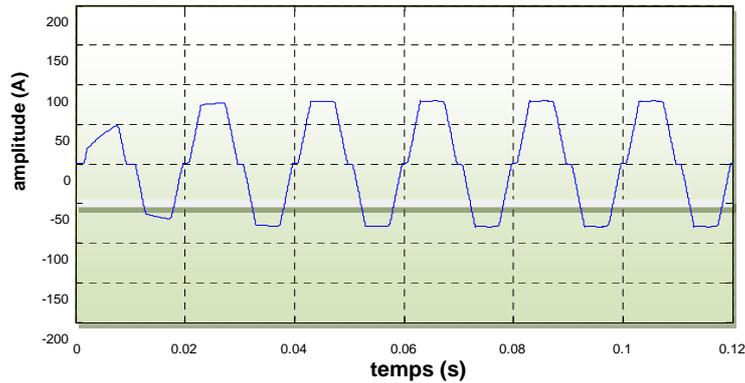


Figure IV.1: Courant de source  $i_{sa}$  avant filtrage.

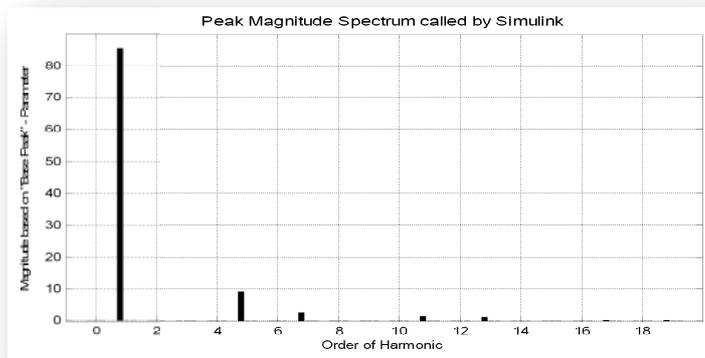


Figure IV.2: Spectre harmonique de  $i_{sa}$  avant filtrage.

### II.2. Après filtrage

Après avoir introduire le filtre actif NPC-5L on constate que la forme sinusoïdale du courant de source  $i_{sa}$  est obtenue (Figure IV.3). Cette amélioration est justifiée par le spectre harmonique de la figure IV.4. Dans ce cas, le Taux de Distorsion Harmonique estimé est de 5.17%. En plus, il a eu une amélioration du facteur de puissance dans la mesure que  $i_{sa}$  et  $v_{sa}$  sont en phase (Figure IV.5). La figure IV.6 montre que l'erreur entre le courant de référence et le courant injecté est annulée après 0.018 sec. En outre, le courant atteint un pic de 40 Ampère. D'autre part, quelques imperfections se manifestes au niveau des allures des courants (injecté et de la source) et de la tension qui présentent des déformations (Figs. 4.5 et 4.6). Ces déformations sont engendrées principalement par le changement de sens de progression du courant injecté, produites par la commutation des interrupteurs du FAP. De même, le Taux de Distorsion Harmonique reste supérieur à 3%.

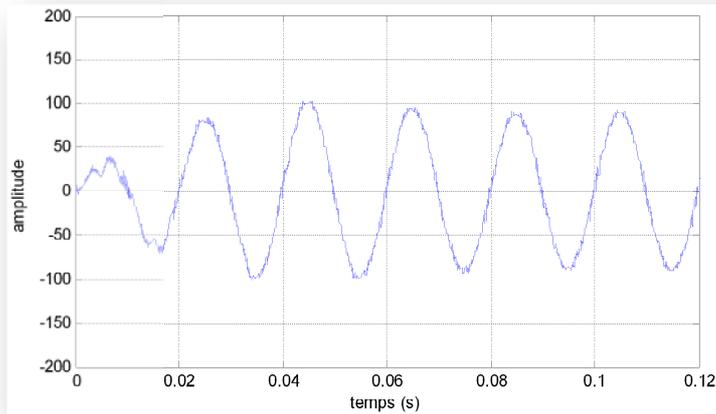


Figure IV.3: Courant de source *isa* après filtrage sans *Lc*.

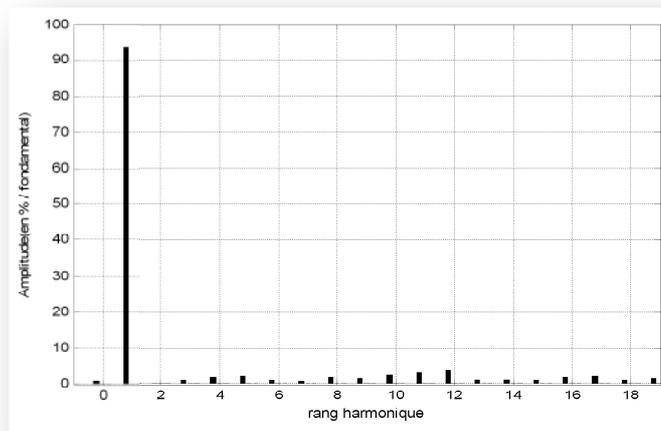


Figure IV.4: Spectre harmonique de *isa* après filtrage sans *Lc*.

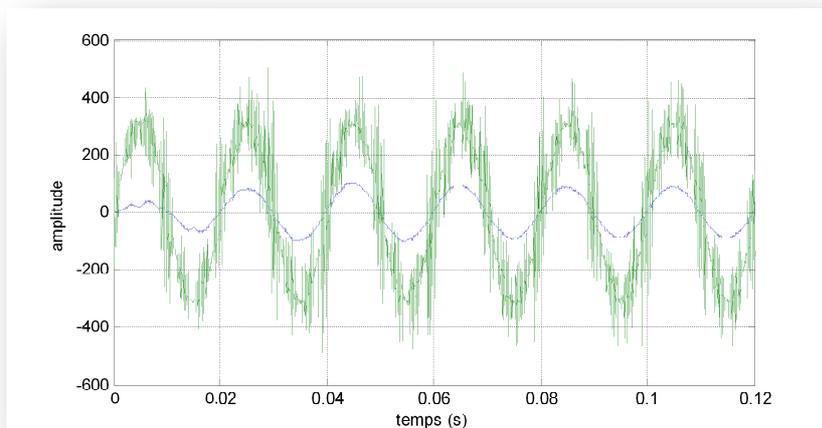
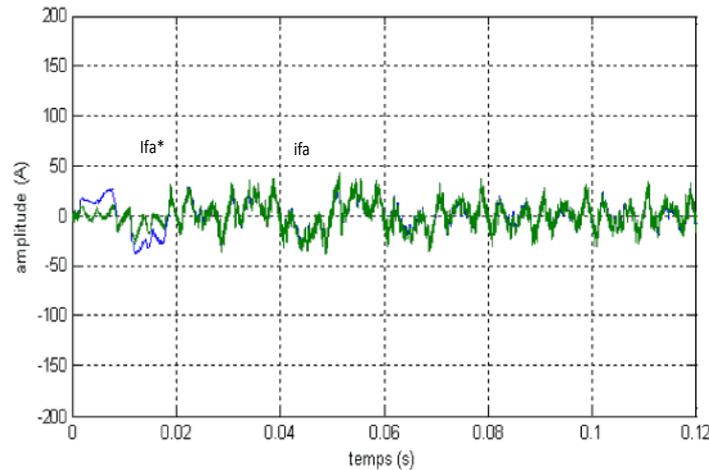


Figure IV.5: Allures du courant *isa* et de tension *vsa* après filtrage sans *Lc*.

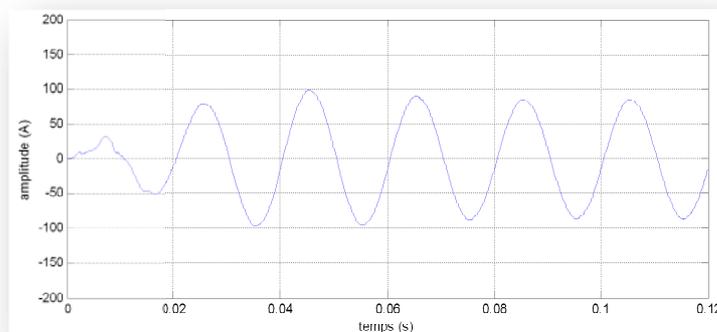


**Figure IV.6:** Allures des courants injecté  $i_{fa}$  et de référence  $i_{fa}^* = i_{ref1}$  sans  $L_c$ .

Afin de réduire ces déformations et rendre le THD  $< 3\%$ , on a introduire une inductance de charge  $L_c$  en série à l'entrée de la charge polluante. Les figures 4.7-4.10, montrent que la présence de l'inductance  $L_c$  dans le modèle a bien résolue le problème de déformations de l'onde hachurée.

En ce qui concerne le courant de source (Figure IV.7), l'allure du signal est améliorée et le Taux de Distorsion Harmonique a été réduit à  $0.69\%$  (Figure IV.8). La figure IV.9 montre que les signaux du courant et de tension de source sont de forme sinusoïdale pure et en phase, avec un facteur de puissance proche de l'unité. Le THD de la tension de source est de  $1.21\%$  avec la fondamentale à  $50\text{ HZ}$  est de  $307.8\text{ V}$  (Figure IV.8). Cette fois ci, l'erreur entre les courants de référence et injecté est annulée après  $0.0155$  seconde (Figure IV.10), le courant atteint un pic de  $22$  Ampère.

Les Figures 4.11 illustrent les commutations des interrupteurs, les variations des niveaux de tension composée à la sortie du Filtre NPC-5L.



**Figure IV.7:** Courant de source  $i_{sa}$  après filtrage avec  $L_c$ .

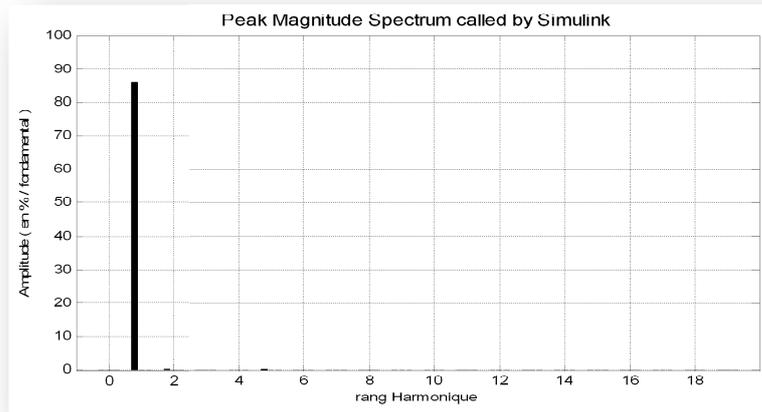


Figure IV.8: Spectre harmonique de  $i_{sa}$  après filtrage avec  $L_c$ .

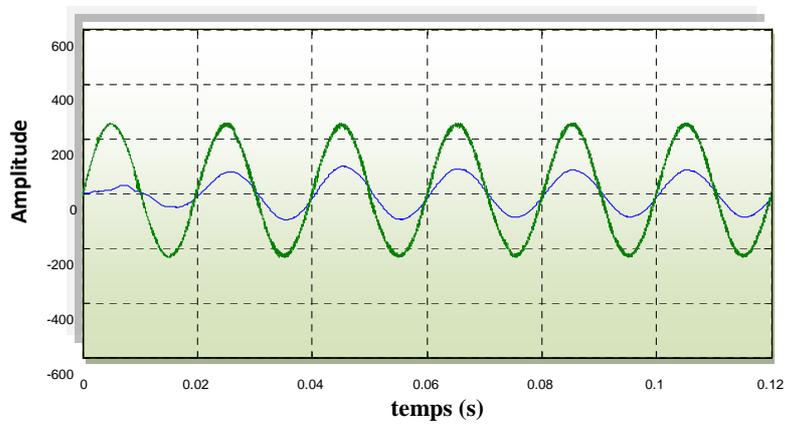


Figure IV.9: Allures du courant  $i_{sa}$  et de tension  $v_{sa}$  après filtrage avec  $L_c$ .

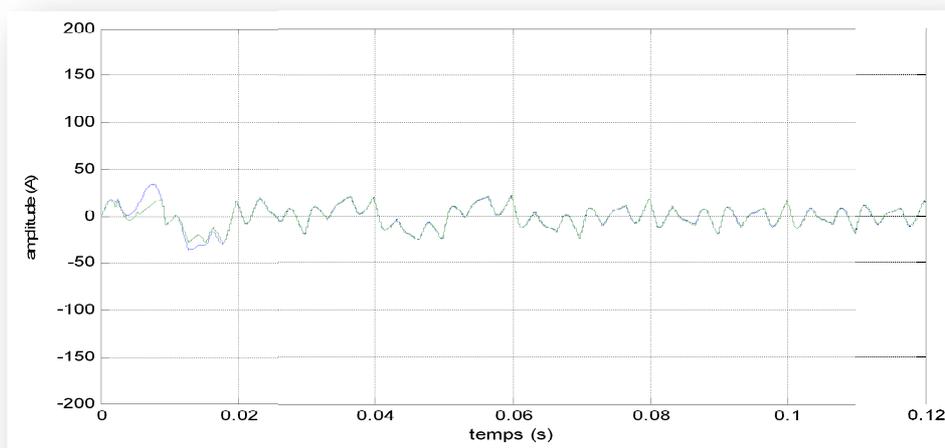
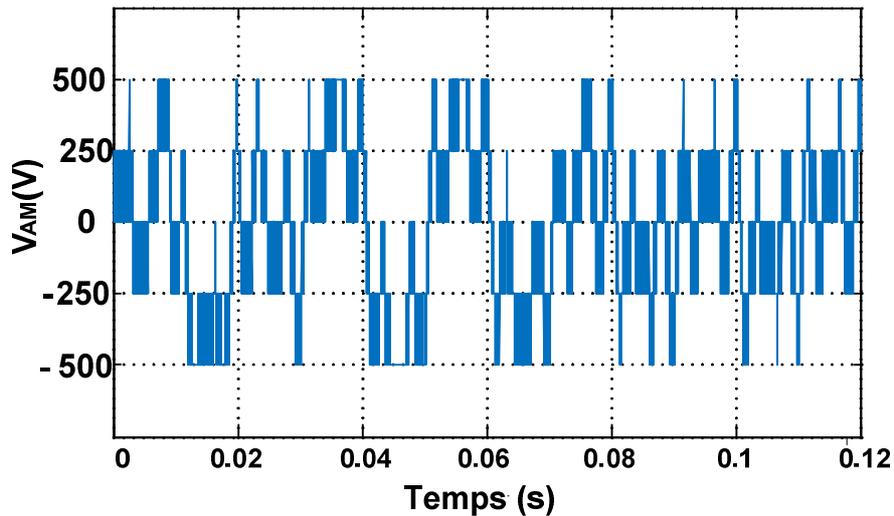
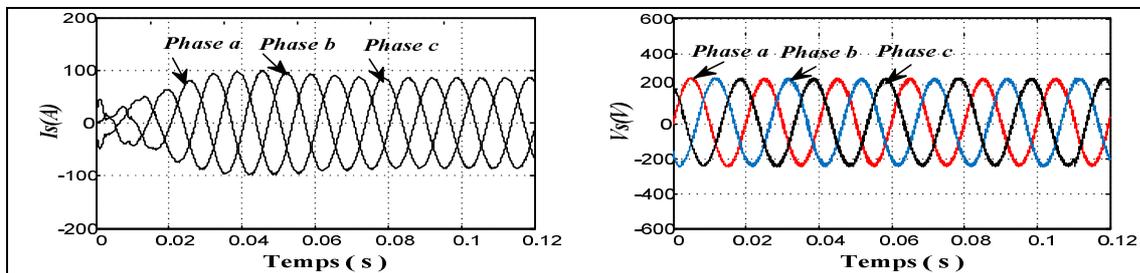


Figure IV.10: Allures des courants injecté  $i_{fa}$  et de référence  $i_{refl}$  avec  $L_c$ .



**Figure IV.11:** forme de tension de sortie ( $V_{AM}$ ) du filtre NPC-5L avec  $L_c$ .

La Figure IV.12 montre les variations des courants de source  $I_s$  dans les phases a, b et c en fonctions du temps dans les deux régimes transitoire et permanent. Dans Le premier le système est moins d'amortissement avec déséquilibre de phase et d'amplitude jusqu'à 0.06 seconde, puis le deuxième montre que le système devient rapidement stable. Les allures des tensions de source ( $V_s$ ) sont stables dès l'instant égal 0.00 seconde. Les courants et les tensions sont de formes sinusoïdales, équilibrés, d'amplitudes et de fréquences égales.



**Figure IV.12:** Formes des courants de source triphasés ( $I_s$ ) et tensions ( $V_s$ ) après filtrage.

### III. Conclusion

L'objectif principal de cette étude est l'amélioration de la qualité de l'énergie dans les réseaux électriques à l'aide d'un filtre actif série à cinq niveaux, de type NPC, commandés par MLI à quatre porteuses triangulaires alternées.

La méthode suivie pour l'identification des courants harmoniques a été faite par la technique du réseau de neurone artificiel (RNA). La régulation du courant injecté par le filtre NPC-5L est accomplie par le contrôleur-flou. Le modèle de simulation a été implémenté sous Matlab/Simulink/Simpowersystems.

La simulation montre que de bons résultats sont obtenus par l'introduction du filtre NPC-5L qui donne une qualité de l'énergie améliorée. L'introduction d'une inductance  $L_c$  montée en série avec la charge polluante, élimine les déformations et rend la forme des allures du courant et de la tension purement sinusoïdale et en phase. Les harmoniques atténuées à un niveau très bas donnent des résultats très satisfaisants, avec une bonne compensation de la puissance réactive de la source.

***1.2 Filtre Actif  
Parallèle à Cinq Niveaux  
de phases autonomes***

## I. Paramètres de simulation

Pour cette simulation, un pont redresseur à diodes triphasé avec charge RL est utilisé comme charge non linéaire dans ce travail. Le tableau IV.2 résume les paramètres de simulation. L'étude est réalisée seulement dans la phase a, sachant que les deux autres phases (b et c) sont décalées respectivement de  $120^\circ$  et  $240^\circ$  par rapport à la phase a.

Tableau IV.2 Paramètres de Simulation.

Paramètres	Valeurs
Source de tension, inductance de ligne, la fréquence	$V_s = 220 \text{ V}$ , $L_s = 3 \cdot 10^{-4} \text{ H}$ , $F = 50 \text{ Hz}$
Charge non linéaire (pont de Graetz 6 diodes + résistance + inductance)	$R = 4 \Omega$ , $L = 0.001 \text{ H}$
Condensateurs de tension multiniveaux convertisseur	$C_1 = C_2 = 64,84 \cdot 10^{-6} \text{ F}$
Référence bus d'alimentation DC continue	$V_{dc-ref}/2 = 500 \text{ V}$
Inductance à la sortie du filtre actif	$L_f = 1,2 \cdot 10^{-3} \text{ H}$

## II. Résultats avant filtrage

La figure IV.13 représente la tension d'alimentation avec le courant de source et son spectre harmonique des courants avant le filtrage.

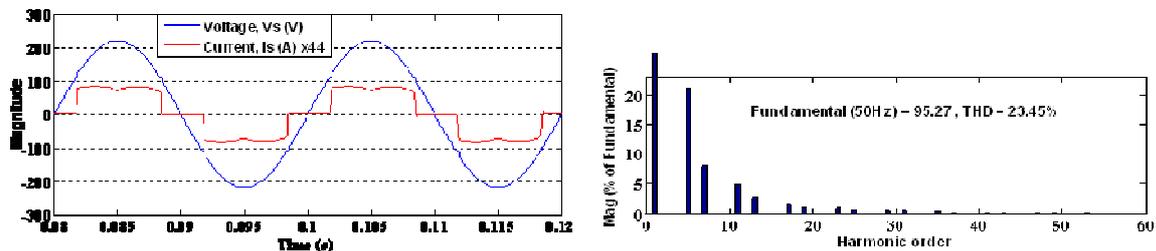


Figure IV.13. Courant d'alimentation et formes d'ondes de tension et son spectre harmonique de courants avant filtrage.

Le courant d'alimentation obtenu avant le filtrage est complètement déformé et son courant de distorsion harmonique (THD) est 23,45%. Cette valeur est supérieure à la norme internationale (THD <5%).

## III. Résultats après filtrage

La simulation a été faite pour deux fréquences différentes de porteuses triangulaires:

### III.1. Résultats pour $f_s=100.f$

SAPF utilisant deux transistors en série dans l'onduleur cinq niveaux de phases autonomes (libres) et qui est simulé dans MATLAB / Simulink. La forme d'onde de tension de sortie est obtenue entre le neutre " n " et la phase " a " comme illustré dans la figure IV.14.

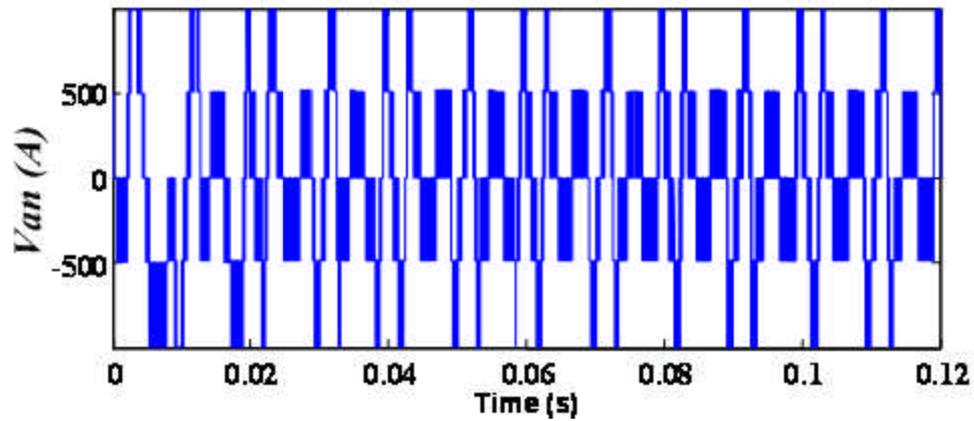


Figure IV.14. Tension de sortie forme d'onde  $V_{an}$ .

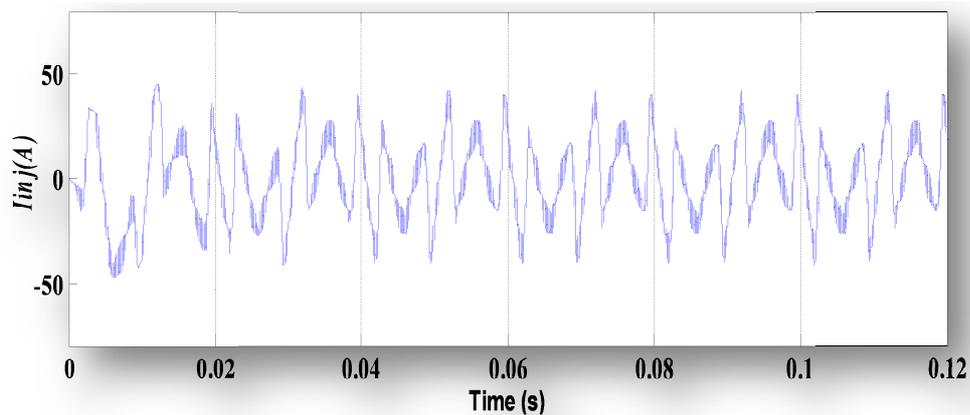
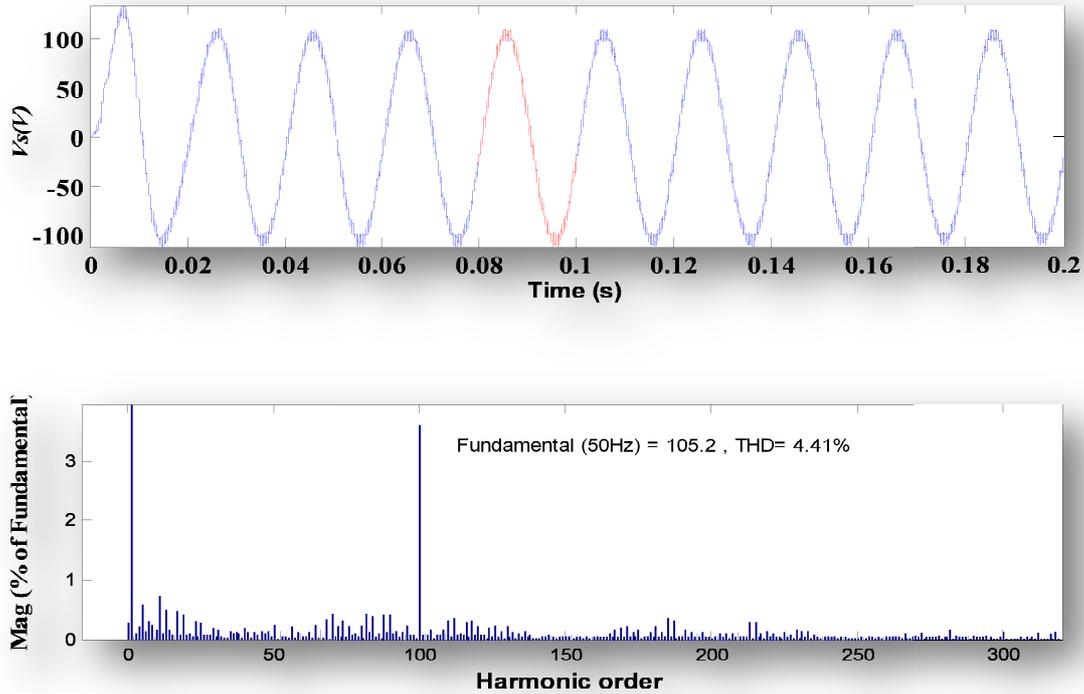


Figure IV.15. Courant de filtre actif pour basse fréquence de commutation

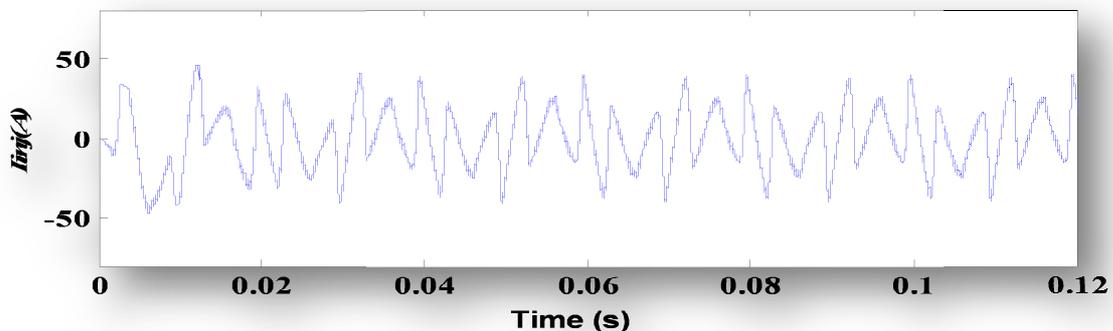
Le filtre de courant injectée; rend la forme d'onde sinusoïdale avec son THD égale à 4,41% sont présentés dans Figure IV.15 et Figure IV.16.



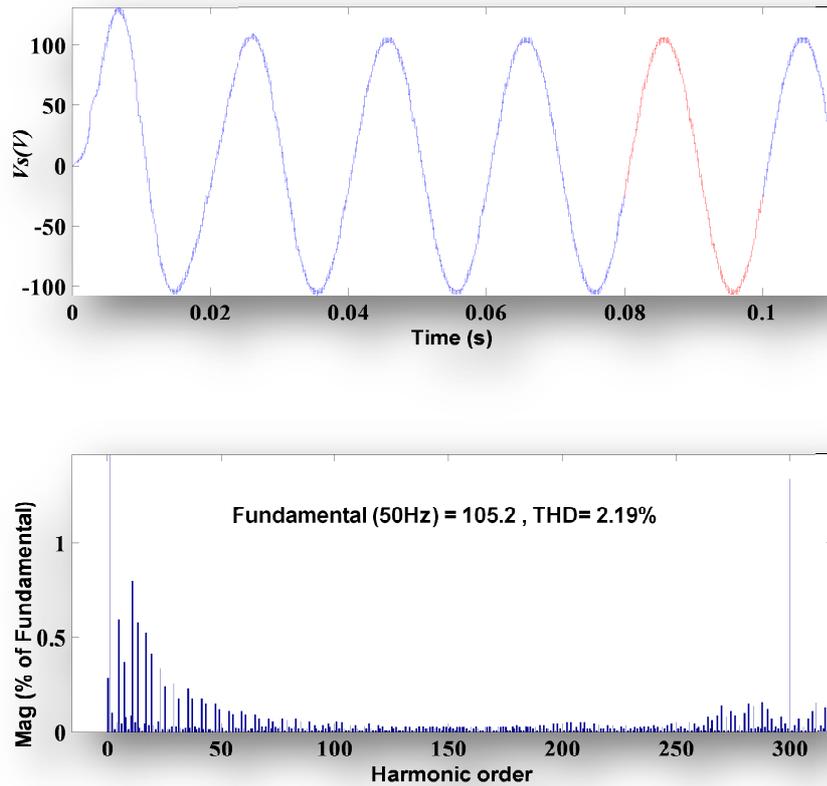
**Figure IV.16.** Courant de source et son spectre harmonique après filtrage à basse fréquence (5KHz).

### III.2. Résultats pour $f_s=300.f$

Après la simulation, avec cette haute fréquence de la porteuse (15 kHz), le filtre de courant injecté; forme d'onde sinusoïdale du courant d'alimentation et sa THD égale à 2,19% sont présentées dans la figure IV.17 et la figure IV.18. Ces chiffres montrent que les performances de filtrage du système proposé sont améliorées avec un facteur de puissance proche de l'unité (Figure IV.19).

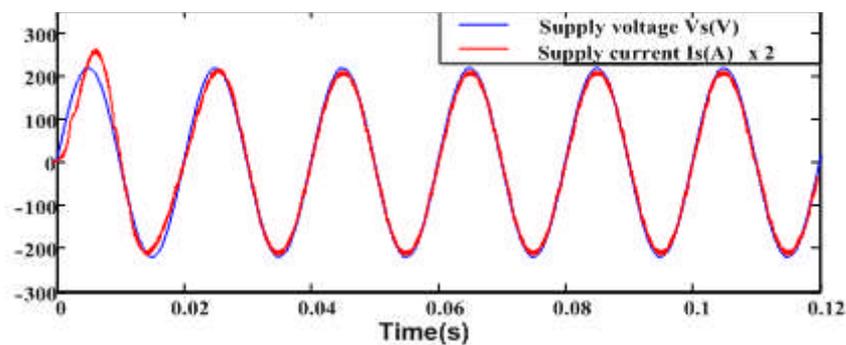


**Figure IV.17.** courant de filtre actif avec fréquence de commutation élevée

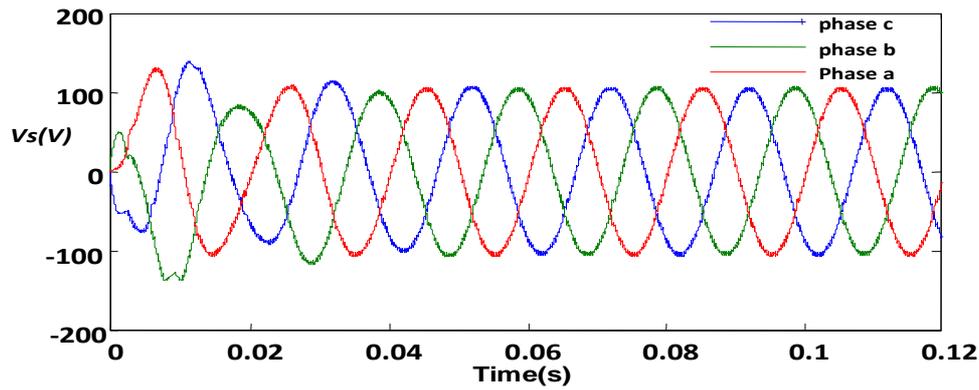


**Figure IV.18.** Courant de source et son spectre harmonique après filtrage avec une fréquence de commutation élevée (15KHz).

À l'état stationnaire, Figure IV.20 illustre les courants d'alimentation ont des formes d'ondes sinusoïdales et phases équilibrées a, b et c. En outre, les formes d'ondes ont les mêmes amplitudes et fréquences.

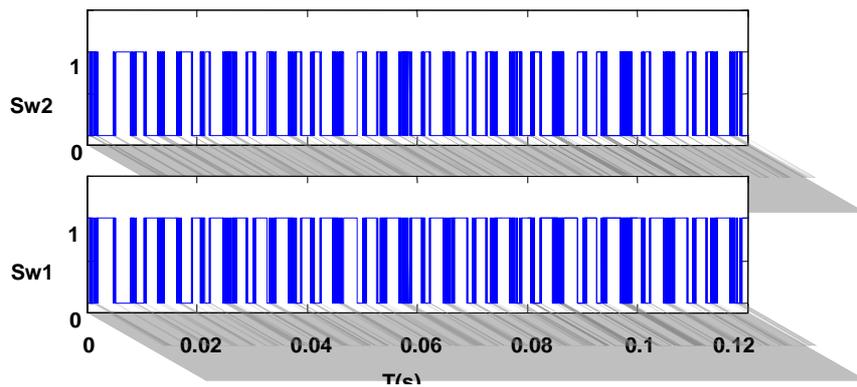


**Figure IV.19.** Facteur de Puissance.

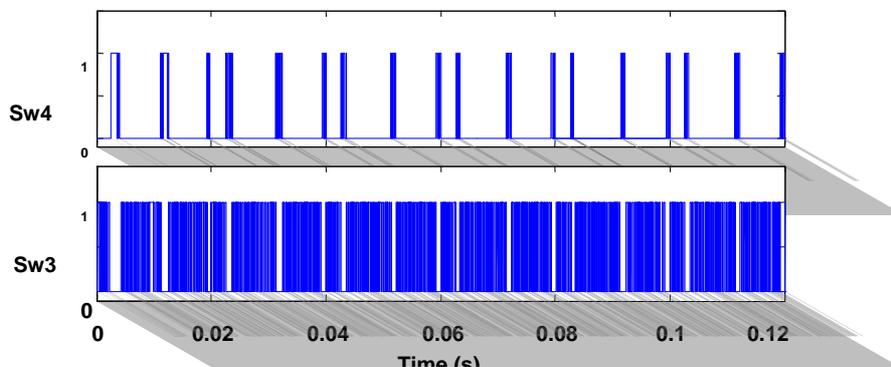


**Figure IV.20.** Formes d'ondes triphasées des courants d'alimentation après filtrage.

Pendant l'application de la PDPWM de modulateur, la fréquence de commutation est imposée par les porteuses triangulaires. En effet, la somme des fréquences de commutation des quatre commutateurs SW1, SW2, SW3, SW4 est égale à la fréquence de porteuse 15 kHz. Figure IV.21 et Figure IV.22 illustrent clairement la complémentarité des commutateurs:  $Sw2 = 1 - Sw1$  et  $Sw4 = 1 - Sw3$ ; ces deux conditions protègent le système de filtrage contre le court-circuit.



**Figure IV.21.** Impulsions de commutation des Sw1 et Sw2.



**Figure IV.22.** Impulsions de commutation des Sw3 et Sw4.

#### IV. Puissances active et réactive instantanées

Dans La Figure IV.23 la puissance active  $P$  est légèrement oscillante dans le régime transitoire et se stabilise à partir de l'instant 0.07 seconde avec une augmentation observé de 30KW (avant filtrage) à 39KW (après filtrage). Dans la même figure une diminution remarquable de la puissance réactive  $Q$  de 15 KVAR à 2.5 KVAR.

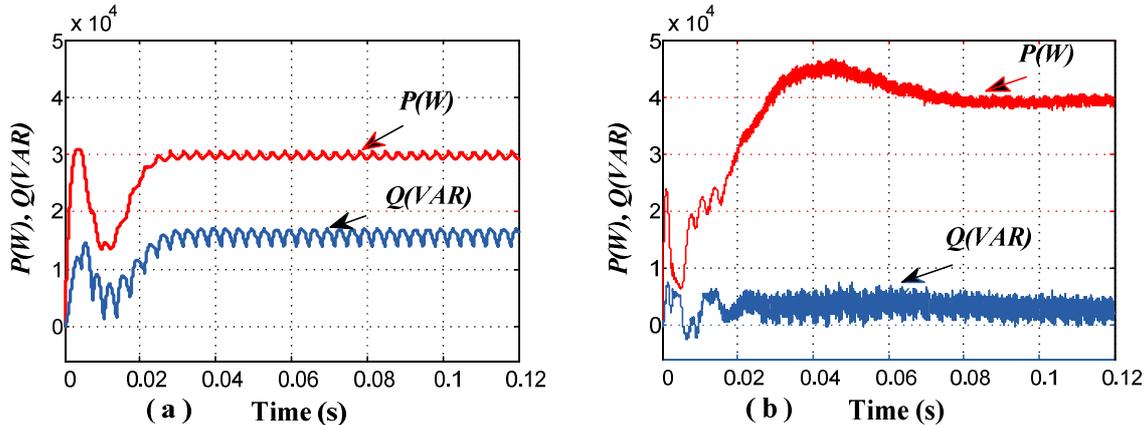


Figure IV.23: profiles des puissances active et réactive, (a) avant filtrage (b) après filtrage.

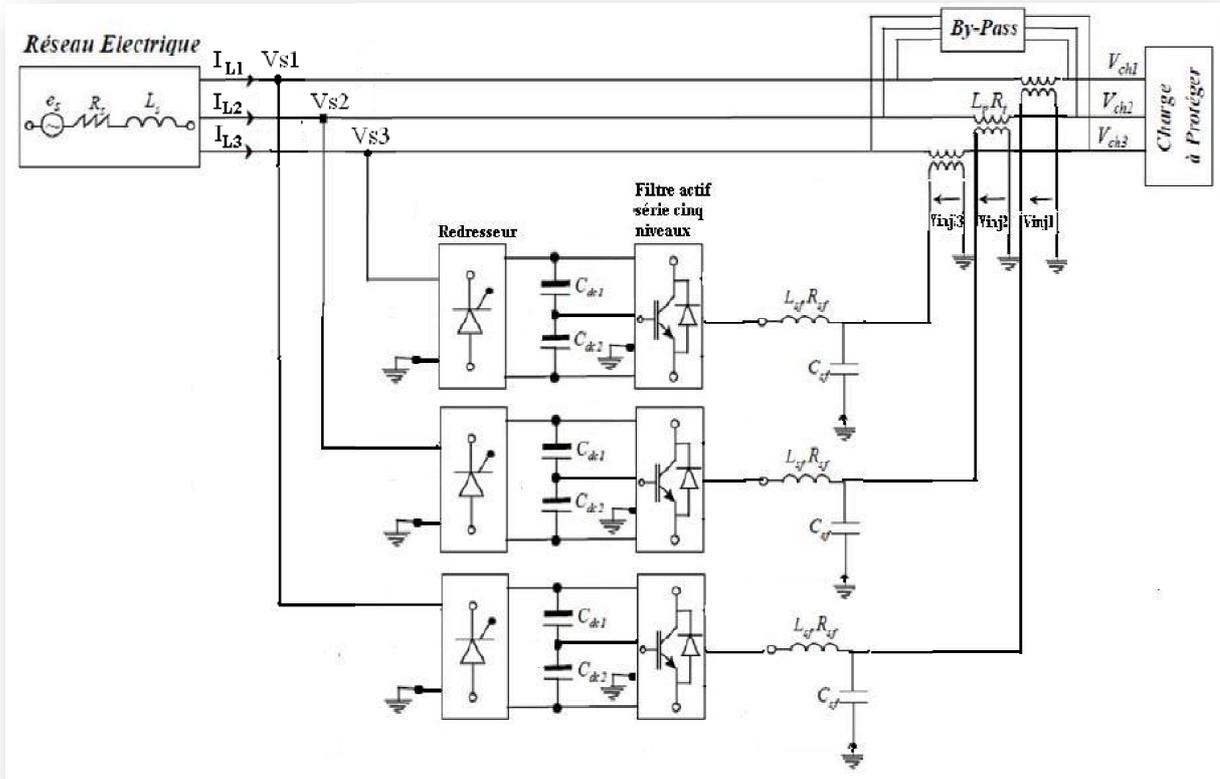
#### V. Conclusion sur le filtre actif parallèle

Dans ce travail, la nouvelle topologie du convertisseur à cinq niveaux avec deux transistors IGBT reliés en série en sens inverse, méticuleusement contrôlée par un algorithme de commande parallèle limite la propagation des courants harmoniques et assure la robustesse du convertisseur dans le réseau de distribution électrique. Le modèle de système a été mis en œuvre dans Matlab/Simulink et les simulations sont effectuées. Les résultats sont satisfaisants et conformes aux limites autorisées conformément aux normes IEEE. L'identification des courants harmoniques a été réalisée par la méthode de la puissance active et réactive instantanée en tant que première étape. Le système est commandé par PDPWM fonctionnant avec quatre supports triangulaires de commutation de fréquence égale à 5000 Hz. D'autre part, nous sommes intéressés sur la régulation du courant injecté à l'aide de la méthode contrôleur flou. Les résultats montrent que le filtre proposé améliore les performances de filtrage. Il améliore également la qualité de l'énergie avec une réduction d'impulsions de commutation. L'augmentation de la fréquence de commutation jusqu'à 15 000 Hz élimine les hachures qui apparaissent sur la forme du courant d'alimentation. Une réduction significative du taux de distorsion harmonique totale (THD) est observée et calculée par l'analyse de l'outil FFT dans Matlab / Simulink. Une bonne compensation de la puissance réactive dans le réseau de distribution électrique est obtenue avec un facteur de puissance proche de l'unité.

***2. Filtre Actif***  
***Série à Cinq Niveaux***

**I. Topologie et paramètres :**

La structure étudiée, Figure IV.24, est composée d'un réseau électrique triphasé ( $e_s, R_s, L_s$ ), d'une charge à protéger, d'un filtre actif série et de trois transformateurs monophasés d'injection de tension  $R_t, L_t$ .



**Figure IV.24 :** Structure générale du filtre actif série de phases libres sous Matlab/Simulink.

Le système à étudier présente les paramètres caractérisant les éléments de la structure du modèle proposé qui sont regroupés dans le Tableau IV.3.

**Tableau IV.3:** Paramètres de la structure étudiée

Paramètres		Valeurs
Réseau électrique ( $e_s, R_s, L_s$ )		(230 V, 0.25 mΩ, 0.3 mH)
Charges à protéger		$\cos\phi = 0.8, 230\text{ V}$
Filtre actif série	$V_{dc-ref}$ (consigne de la source de tension DC)	(1000 V)
	$(L_{sf}, R_{sf})$	(400 μH, 25 mΩ)
	$(C_{sf})$	(200 μF)
	$V_{d-des}$ (purement sinusoïdale)	220 V
	Fréquence de commutation	12 kHz

Plusieurs simulations à travers deux analyses, temporelle et spectrale, ont été effectuées sur MATLAB afin de valider le fonctionnement du filtre actif série. L'efficacité et la rapidité de la méthode d'identification, à base de PLL, et celle de régulation de tension, seront analysées à travers plusieurs simulations du filtre actif série compensant les fluctuations, les creux de et les déséquilibres de tension. Les avantages des méthodes de régulation (PID, régulateur-Flou) ainsi que ses limites de la tension seront évaluées dans l'objectif d'un choix final.

## **II. Compensation des fluctuations et des creux de tension**

Dans cette partie de simulation, il suffit d'analyser la robustesse du filtre actif série pour compenser les fluctuations de la valeur efficace (variations de l'amplitude) et les creux de tension sur le réseau.

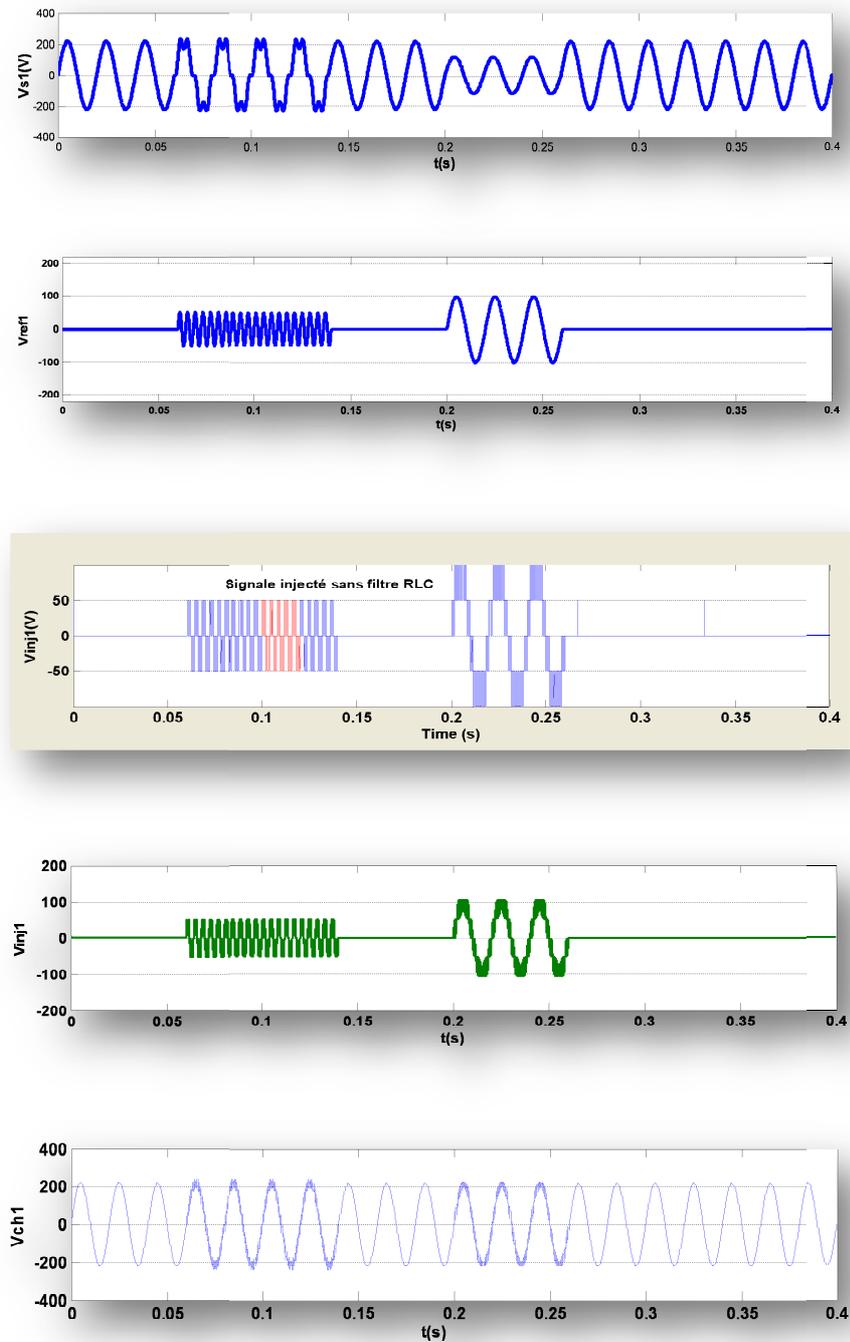
### ***II.1 Application de la compensation***

Dans ce cas, le filtre actif série compense les variations de l'amplitude d'une durée de 4 périodes et les creux de tension de profondeur 50% avec une durée de 3 périodes sur la Phase 1. Les analyses temporelles et spectrales d'un filtre actif série, employant la méthode d'identification à base d'un système PLL ainsi que les deux méthodes de régulation de tension (*PID et Contrôleur-flou*), seront éclaircies. Nous comparerons la robustesse dans le cas de ces deux méthodes de régulation.

En effet, avec le changement de fonctionnement du réseau électrique avant et après les fluctuations et les creux, le signal de référence ( $V_{ref1}$ ) sera identifié instantanément et les méthodes de régulation utilisées corrigent l'erreur commise sur la tension injectée ( $V_{inj1}$ ). La boucle fermée de régulation doit poursuivre avec rapidité et exactitude les valeurs varient entre 0% et 50% de la tension nominale  $V_n$ .

### ***II.2 Régulation de tension par contrôleur-flou***

La Figure IV.25 montre l'analyse temporelle du filtre actif série emploie le contrôleur-flou et compensant les fluctuations et les creux de tension de la phase 1. Dans cette figure, la tension du réseau ( $V_{s1}$ ), la tension identifiée ( $V_{ref1}$ ), la tension à la sortie du filtre ( $V_{sfi}$ ), la tension injectée ( $V_{inj1}$ ) et la tension de la charge après compensation ( $V_{chl}$ ) sont représentées.



**Figure IV.25 :** Compensation des fluctuations et creux de tension par contrôleur-flou.

Cette figure montre la rapidité des méthodes d'identification, d'un système à base de PLL, et de contrôleur-flou contre la variation brusque de la référence. En effet, suivant le changement de fonctionnement dans le réseau électrique, la tension identifiée ( $V_{ref1}$ ) et celle injectée ( $V_{inj1}$ ) répondent rapidement à l'évolution brutale. Cette rapidité de compensation des fluctuations et du creux de tension permet la circulation d'un courant équilibré malgré ces variations.

Afin d'évaluer la précision des méthodes d'identification et de régulation employées. Une analyse spectrale de la *Phase I* pendant les perturbations a été effectuée sur la Figure IV.26.



Figure IV.26 : Tensions de référence et d'injection ainsi que leurs spectres.

La tension identifiée ( $V_{ref1}$ ) est utilisée pour contrôler le filtre et pour générer une tension injecté ( $V_{inj1}$ ) sur la tension du réseau ( $V_{s1}$ ) permettant d'avoir une tension sinusoïdale de la tension de charge ( $V_{chl}$ ). Une tension de charge à protéger après compensation très proche de la tension imposée par ( $V_{d-des}=220V$ ), confirme la possibilité d'utiliser le contrôleur-flou dans ce type de compensation avec une bonne précision de la méthode d'identification.

### III. Conclusion sur le filtre actif série

Dans ce chapitre, nous avons présenté le filtre actif série cinq niveaux de phases libres. Ceci est proposé comme solution de dépollution des réseaux électriques des perturbations en tension, comme les tensions harmoniques, les tensions déséquilibrées et les creux de tension.

Nous avons choisi un filtre de sortie du deuxième ordre dans la structure du filtre actif série, de manière à empêcher les composantes dues à la fréquence de commutation de se propager sur le réseau électrique. La méthode d'identification a été proposée de manière à identifier tous types de perturbations de tension du réseau électrique. Cette méthode d'identification est basée sur l'emploi d'un système à base PLL, déjà intégré dans la méthode d'identification des courants perturbateurs. Elle réduit considérablement le nombre de calculs par rapport aux autres méthodes proposées et ne nécessite pas une connaissance précise du réseau électrique. Une étude comparative, avec et sans PLL, montre que la puissance apparente nécessaire au filtre actif série est minimale s'il y a une synchronisation en phase avec la composante directe de la tension lors de la régulation de tension de la charge à protéger. Pour réaliser les objectifs de régulation, nous avons étudié deux régulateurs. Un régulateur contrôleur-flou a été employé dans la structure du *filtre actif série* de façon à compenser les fluctuations, les creux et les déséquilibres de tension. Il est déjà remarquer que le problème de déphasage, observé lors de la régulation du courant, et qui a été de nouveau identifié, cela dégrade la qualité de compensation du filtre actif série dans le cas de perturbations dues aux tensions harmoniques. Afin de résoudre ce problème, les principes du régulateur-*flou*, déjà introduit, et du régulateur *PID*, ont été appliqués. Une étude comparative entre les régulateurs *PID* et Contrôleur flou a été effectuée afin de mesurer le champ d'application de chaque méthode. Cette étude a montré que les deux méthodes de régulation étaient validées pour la compensation des fluctuations, des creux et des déséquilibres de tension. De plus, le régulateur *PID* est utilisable uniquement pour compenser les tensions harmoniques de rangs et d'amplitudes relativement faibles. Par contre, la méthode de contrôleur-flou prévoit la compensation de toutes les tensions harmoniques sans contraintes, ni sur leur amplitude, ni sur leur fréquence.

***3. Filtre Actif  
Mixte à Cinq Niveaux***

## I. Topologies combinées

L'ensemble de la structure étudiée, présentée par la Figure IV.27, est composée d'un réseau électrique, d'une charge non-linéaire à protéger et d'un filtre actif à cinq niveaux, combiné en parallèle et en série avec une source commune de tension continue répartie uniformément à travers les capacités. La charge à protéger est connectée à un pont redresseur triphasé à diodes (pont de Graetz) alimentant une charge très inductive.

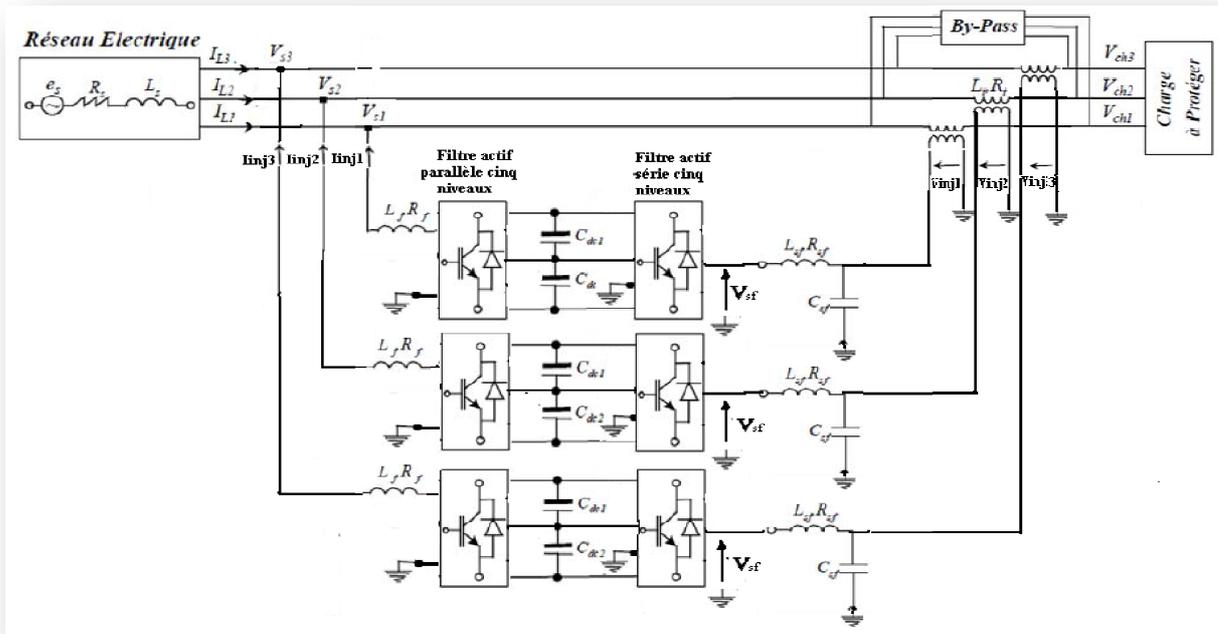


Figure IV.27 : Structure étudiée du filtre actif mixte

## II. paramètres de simulation

Les valeurs des éléments de la structure étudiée sont regroupées dans le Tableau IV.4.

Tableau IV.4 : Valeurs des éléments constituant la structure du filtre mixte

	paramètres	valeurs
<b>Réseau électrique</b>	$(R_s, L_s)$	$(0,25 \text{ m}\Omega, 0.3 \text{ mH})$
<b>Charges à protéger</b>	<i>pont Graetz</i>	6 diodes
	$(R_c, L_c)$	$(4 \Omega, 1.5 \text{ mH})$
<b>Filtre actif parallèle 5 niveaux</b>	$(L_{pf}, R_{pf})$	$(1.2 \text{ mH}, 13 \text{ m}\Omega)$
<b>Fréquence de commutation</b>	$f_s$	12 kHz
<b>Filtre actif série 5 niveaux</b>	$(L_{sf}, R_{sf}, C_{sf})$	$(400 \text{ mH}, 25 \text{ m}\Omega, 200 \mu\text{F})$
	$(R_t, L_t)$	$(1,2 \text{ m}\Omega, 17 \text{ mH})$
	$V_{d-des}$	220 V
	$f_s$	12 kHz
<b>Éléments de stockage de tension continue</b>	$V_{dc-ref}$	1000 V
	$(C_{dc1}, C_{dc1})$	$64,84 \cdot 10^{-3} \text{ mF}$

### III. Interprétation des résultats

Un point de fonctionnement sur le réseau électrique rassemblant la majorité des perturbations a été simulé sur Matlab/Simulink pour valider le comportement du filtre actif mixte.

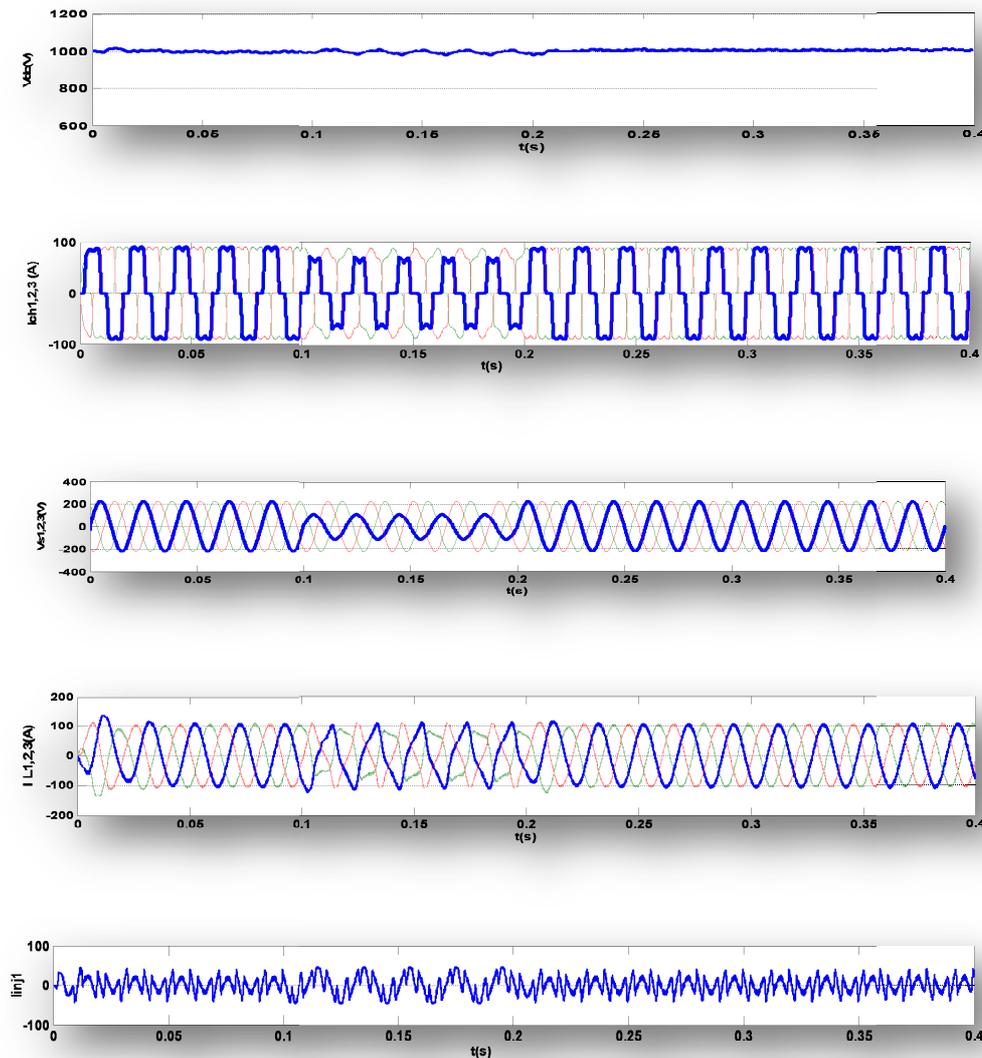
Dans ce cas, la charge non-linéaire simulé absorbe les courants harmoniques et consomme la puissance réactive. Le réseau électrique subit un creux de tension monophasé sur la *Phase 1* de profondeur 50% et de durée 100 ms. Le filtre actif série cinq niveaux débute à compenser le creux de tension à partir de l'instant 200 ms, et pendant toute la période de la simulation le filtre actif parallèle recharge les condensateurs et compense les courants harmoniques ainsi que la puissance réactive.

La Figure IV.28 représente l'analyse temporelle de la tension continue ( $V_{dc}$ ), du courant de la charge polluante à protéger ( $I_{ch1,2,3}$ ), de la tension de la charge à protéger ( $V_{s1,2,3}$ ), du courant du réseau électrique ( $I_{L1,2,3}$ ) et du courant injecté ( $V_{inj1}$ ) de la phase 1.

A partir de cette figure, on observe que durant les 100 ms, où le *F.A.S* ne marche pas, le creux de tension influence le courant de la charge ainsi que légèrement la forme de la tension continue. Après le début de la compensation du creux de tension, la forme du courant de la charge et de la tension continue redevient correcte et grâce à la boucle de régulation continue  $V_{dc}$  permet efficacement la poursuite de la référence de 1000V. Les condensateurs sont rechargés en ligne par le filtre actif parallèle grâce à l'échange d'énergie.

La tension de la charge redevient équilibrée après 100ms ainsi que le courant du réseau.

A partir ces résultats on peut valider encore une fois la méthode de régulation de Contrôleur-flou. Une bonne compensation de la puissance réactive est démontrée par un angle de phase nul, du courant par apport à la tension du réseau. La qualité de compensation du courant harmonique peut être jugée par la norme standard de THD<5%, du courant de la charge de 25,2%, et de 1,3% du côté réseau. A partir de l'instant 200 ms, la recharge des condensateurs est augmentée lors de la compensation du creux de tension. Cette accroissement va empêcher la diminution de la valeur des capacités du bus DC (voir la figure ci-dessous).



**Figure IV.28 :** Analyse temporelle de fonctionnement du filtre actif mixte.

#### IV. Conclusion sur le filtre actif mixte

Nous avons approuvé séparément le fonctionnement des filtres actifs série, parallèle et mixte. Ils ont été étudiés afin de confirmer également le fonctionnement simultané des deux premiers filtres actifs. Le filtre actif mixte a pu fonctionner grâce à la contribution des deux parties et de certains éléments comme la source d'alimentation, le système à base PLL, le contrôleur flou et la recharge des condensateurs. Ainsi la topologie choisie du filtre actif parallèle pour ce modèle, le système a pu recharger en ligne les capacités pour stocker l'énergie dans les condensateurs avec un dimensionnement réduit. Cette réduction est limitée par le courant nécessaire fourni par la source. Enfin, plusieurs simulations ont été effectuées sur MATLAB/Simulink pour confirmer le bon fonctionnement de filtrage mixte permettant la réduction des pollutions harmoniques en courant et en tension.

## ***Conclusion générale***

### **Conclusion générale :**

L'utilisation progressive dans l'industrie des systèmes à base des semiconducteurs de puissance entraîne des anomalies sur la qualité de l'énergie au niveau des réseaux électriques. Ces anomalies peuvent se traduire par des perturbations électriques qui sont causées par le courant et la tension harmonique, le déséquilibre des phases et les réactifs générés par des charges non linéaires, particulièrement les convertisseurs statiques à base des semi-conducteurs. Ceux-ci ont des effets négatifs sur les équipements électriques et qui peuvent créer des échauffements aux enroulements ou de l'arrêt des machines tournantes, jusqu'à la destruction totale.

Dans cette thèse le premier chapitre a été consacré à l'état de l'art de la littérature sur la qualité de l'énergie et des pollutions électriques dans les réseaux de moyen et de basse tension qui ont été exposées, tout en mettant l'accent sur les origines des pollutions harmoniques, ainsi l'impact négatif sur les systèmes et les équipements électriques. Nous avons vu aussi quelques théories liées à l'analyse des systèmes perturbés, la plupart des techniques liées à l'identification des perturbations et les stratégies de contrôle du filtre, ainsi que les différentes solutions appropriées, en particulier aux améliorations de robustesse des filtres actifs parallèle, série et mixte. L'objectif d'installer le filtre actif parallèle à cinq niveaux avait été proposé pour supprimer les courants harmoniques et compenser l'énergie réactive. Par contre, celle du filtre actif série était installer pour compenser les tensions harmoniques, déséquilibrées, ainsi que les fluctuations et les creux de tension. Finalement, l'association de ces deux types de filtre actif parallèle et série constituent le nouveau modèle du filtre actif mixte, qui est proposé comme solution générale afin de compenser tous types de perturbations en courant et en tension.

Le cas du filtre actif parallèle, La théorie p-q instantanée a été choisie pour identifier les pollutions harmoniques des courants ainsi que la compensation de l'énergie réactive. Cette méthode nécessite l'extraction d'une tension de forme sinusoïdale venant du réseau. Ensuite, on a accédé à une étude de régulation des courants harmoniques injectés par le filtre actif parallèle. Ce système utilise un régulateur spécifique de contrôleur-flou. Les résultats de compensation d'un contrôleur-flou démontrent l'élimination du problème de déphasage entre l'entrée et la sortie de la boucle de régulation. Par contre la plupart des régulateurs linéaires classiques connus (PI et PID) font apparaitre ce déphasage. Les résultats de simulation, réalisés à partir du logiciel Matlab/Simulink, nous a permis de démontrer la bonne qualité de compensation et l'amélioration de la performance du filtre actif parallèle et ses robustesses.

Concernant la partie du filtre actif série, nous avons cité plusieurs méthodes d'identification des tensions perturbatrices, où chacune d'elle présente ses avantages et ses limites d'application. La même méthode d'identification de la théorie p-q instantanée a été également choisie pour identifier des tensions perturbatrices en utilisant le système à base de PLL. Cette méthode réduit énormément le nombre de calculs indispensables sans avoir besoin d'une connaissance précise du réseau électrique. Et encore, le choix de cette approche de calcul, a pu éviter le surdimensionnement des éléments constituant le filtre actif série. Le régulateur PID n'est utilisé uniquement que pour corriger les erreurs des tensions harmoniques de rang et d'amplitude relativement faibles. Pour éliminer tous types de perturbations et atteindre les objectifs visés de régulation en termes de rapidité, de stabilité et de précision, nous avons utilisé le contrôleur-flou. Des simulations, sont effectuées à partir du logiciel Matlab/Simulink et des résultats obtenus afin de valider le fonctionnement du filtre actif série avec le type de contrôleur flou. Une bonne compensation des fluctuations, des creux et des déséquilibres de tension est obtenue. Nous concluons que la méthode choisie de régulation prévoit la compensation de toutes les tensions harmoniques sans contraintes ni sur leur amplitude ni sur leur fréquence.

Enfin, nous avons exposé l'opportunité de notre approche de conception dans l'élaboration du filtre actif mixte (parallèle et série) montre de bons résultats de simulation sous matlab/simulink, qui ont confirmé l'application de ce filtre, à travers une bonne compensation simultanée des perturbations en courant et en tension d'où nous confirmons l'intérêt de cette nouvelle topologie dans la réduction du dimensionnement des éléments de stockage d'énergie.

## *Références*

**REFERENCES**

- [1] Akagi H. Trends in Active Power Line conditioners. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 1994; 9(3): 263-268.
- [2] Akagi H. New Trends in Active Filters for Power Conditioning. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1996; 32(6): 1312-1322.
- [3] Badkubi S, Nazarpour D, Khazaie J, Khalilian M, Mokhtari M. Reducing the Current Harmonics of a Wind Farm Generation Based on VSC-HVDC Transmission Line by Shunt Active Power Filters. *Energy Procedia*. 2012; 14:861-866.
- [4] Peng FZ. Application Issues of Active Power Filter. *IEEE Industry Applications Magazine*. 1998; 4(5): 21-30.
- [5] Benhabib MC, Saadate S. New Control Approach for Four Wire Active Power Filter Based on the Use of Synchronous Reference Frame. *Electric Power Systems Research*. 2005; 73(3): 353-362.
- [6] Singh B, Al-Haddad K, Chandra C. A Review of Active Filters for Power Quality Improvement. *IEEE Transactionson Industrial Electronics*. 1999; 46(5): 960-971.
- [7] Sharaf M, Wang W, Ismail HA. A novel hybrid active filter compensator for stabilization of wind-utility grid interface scheme. *European Transactions on Electrical Power*. 2010; 20(3): 306–326.
- [8] Kale M, Ödzemir E. Harmonic and reactive power compensation with shunt active power filter under non-ideal mains voltage. *Electric Power Systems Research*. 2005; 74(3): 363-370.
- [9] Saad S, Zellouma L. Fuzzy Logic Controller for Three Level Shunt Active Filter Compensating Harmonics and Reactive Power. *Electric Power Systems Research*. 2009; 79(10): 1337-1341.
- [10] Manjunatha YR, Anand BA. Multilevel DC Link Inverter with Reduced Switches and Batteries. *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*. 2014; 4(3): 299-307.
- [11] Pritha A, Satya PD, Satyadharm B. Comparative Study of Fuzzy Logic Based Speed Control of Multilevel Inverter fed Brushless DC Motor Drive. *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*. 2014; 4(1):70-80.

- 
- [12] Bharath VS, Gopinath M. Closed Loop Analysis of Multilevel Inverter Fed Drives. *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*. 2014; 4(1): 337-342.
- [13] Hassaine L, Olias E, Haddadi M, Malek S A, Parler J R. Asymmetric SPWM used in inverter grid. *Revue des énergies renouvelables*, 2007; 10(3).
- [14] Bouzidi M, Bouafia S, Bouzidi A, Benaissa A, Barkat S. Application of Backstepping to the Virtual Flux Direct Power Control of Five-Level Three-Phase Shunt Active Power Filter. *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*. 2014; 4(2): 173–191.
- [15] OGATA K. Discrete-Time Control Systems. *Prentice-Hall*. 1987.
- [16] George TA, Bones D. Harmonic Power Fuzzy Determination Using the Fast Fourier Transform. *IEEE Transactions on Power Delivery*. 1991; 6(2): 530-535.
- [17] Quinn CA, Mohan N, Mehta H. *A Four-Wire Current-Controlled Converter Provides Harmonic Neutralization in Three-Phase Four-Wire Systems*. 8th annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. 1993.
- [18] Bose BK. Neural Network Applications in Power Electronics and Motor Drives-An Introduction and Perspective. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2007; 54(1): 14-33.
- [19] Sindhu M.R, Nair G, Manjula, Nambiar TNP. Dynamic Power Quality Compensator with an Adaptive ShuntHybrid Filter. *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*. 2014; 4(4): 508–516.
- [20] Akagi H, Kanazawa Y, Nabae A. Generalized Theory of Instantaneous Reactive Power and its Applications. *Electrical Engineering in Japan*. 1983; 103(4): 483-490.
- [21] Edris Pouresmaeil, Daniel Montesinos-Miracle, Oriol Gomis-Bellmunt, Antoni Sudrià-Andreu. Instantaneous active and reactive current control technique of shunt active power filter based on the three-level NPC inverter. *European Transactions on Electrical Power*. 2011; 21(7): 2007–2022.
- [22] Farid Hamoudi, Aziz Chaghi, Mouloud Adli, Hocine Amimeur. A Sliding Mode Control For Four–Wire Shunt Active Filter. *Journal of Electrical Engineering*. 2011; 62(5): 267–273.
- [23] Charmeela C, Mohan MR, Uma G. Fuzzy logic controller based three-phase shunt active filter for line harmonics reduction. *Journal of Computer Science*. 2007; 3(2): 76-80.

- [24] Sebasthi Rani Kathalingam, Porkumaran Karantharaj. Comparison of multiple carrier disposition PWM techniques applied for multi-level shunt active filter. *Journal of Electrical Engineering*. 2012; 63(4): 261–265.
- [25] DRAOU A. An advanced static var compensator based on a three level igtb inverter modelling analysis and active power filtering. *Journal of Electrical Engineering*. 2012; 63(6): 392–396.
- [26] Chaghi Abdelaziz, Guetta Amor, Benoudjit Azzedine. Four-legged active power filter compensation for a utility distribution system. *Journal of Electrical Engineering*. 2004; 55(1-2): 31-35.
- [27] Barkati S, Baghli L, Berkouk EM, Boucherit MS. Harmonic Elimination in Diode Clamped Multilevel Inverter Using Evolutionary Algorithms. *Electric Power Systems Research*. 2008; 78(10): 1736-1746.
- [28] KANG F.S. Modified Multilevel Inverter Employing Half-and Full-bridge Cells with Cascade Transformer and its Extension to Photovoltaic Power Generation. *Electric Power Systems Research*. 2010; 80(12): 1437-1445.
- [29] Sekaran E.C, Anbalagan P.N, Palanisamy C. Analysis and Simulation of a New Shunt Active Power Filter Using Cascaded Multilevel Inverter. *Journal of Electrical Engineering*. 2007; 58(5): 241-249.
- [30] Park SJ, Kang FS, Cho SE, Moon CJ, Nam HK. A Novel Switching Strategy for Improving Modularity and Manufacturability of Cascaded Transformer Based Multilevel Inverters. *Electric Power Systems Research*. 2005; 74(3): 409-416.
- [31] Duffey CK, Stratford RP. Update of Harmonic Standard IEEE-519: Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power System. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1989; 25(6): 1025-1034.
- [32] Barbosa PG, Santisteban JA, Watanabe EH. Shunt series active power filter for rectifiers AC and DC sides. *IEE Proceedings Electric Power Applications*. 1998; 145(6): 577–584.
- [33] Akagi H, Nabae A, Atoh S. Control strategy of active power filters using multiple voltage-source PWM converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1986; IA-22: 460 – 465.
- [34] Morán L, Dixon J. Active filters. *Chapter 39 in Power Electronics Handbook, Academic Press*, 2007: 1–36.

- [35] I. Etxeberria-Otadui " Evaluation of Different Strategies for Series Voltage Sag Compensation". pp 1797-1802, 0-7803-7262-X/02/\$10.00 2002 *IEEE*.
- [36] f. Fornani, R.Procopio and H.J.Bollen "SSC Compensation Capability of Unbalanced Voltage Sags". *IEEE Transaction on Power Delivery* Vol 20, N°03, pp 2030-2037, July 2005.
- [37] J.K. Phipps, J.P.Nelson, P.K. Sen "Power Quality and Harmonic Distorion on Distribution Systems ". *IEEE Transaction on Industrial Application*, Vol 30, N°02, pp 476-454, March/April 1994.
- [38] E.Acha, V.G.Aglidis, O.Anaya-Lara, T.J.E.Miller "Power electronic control in electrical systems". *Edition Newnes* 2002, ISBN 0750651261.
- [39] W. Mack Grady R. J. Gilleskie "Harmonics and How they Relate with Power Factor". *Proceeding of the EPRI Power Quality Issues and Oppotunities Conference (PQA93)*, San Diego USA, November 1993.
- [40] A. Bachry "Power Quality Studies in Distribution Systems Involving Spectral Decomposition". *Otto-von-Guericke-Universit`at Magdeburg Magdeburg*. December 2004.
- [41] 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.
- [42] R. Arora, "EMTP simulation of an active filter operating with weak AC distribution system", *Master Dissertation, Electrical & computer Engineering Department, Concordia University, Montréal, Canada*, January 1999.
- [43] H. Akagi, Y. Kanazawa, & A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-20, No. 9, pp. 625–630, May/June 1984.
- [44] 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.
- [45] 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.
- [46] 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.

- [47] T. Gouraud, “Identification et rejet de perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique”, *Thèse de Doctorat, Ecole Doctorale Sciences pour l’Ingénieur de Nantes, Université de Nantes, France*, Janvier 1997.
- [48] J. Lesenne, F. Notelet, & G. Segulier, “Introduction à l’électrotechnique approfondie”, Chapitre 4, pp. 53–73, *Ed. Technique & Documentation, Paris*, 1981.
- [49] H. Fujita & H. Akagi. “An Approach to harmonic current-free AC/DC power conversion for large industrial loads: The integration of a series active filter with a double-series diode rectifier”, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 33, No. 5, pp. 1233-1240, Sept/Oct 1997.
- [50] Z. Wang, Q. Wang, W. Yao, & J. Liu. “A series active power filter adopting hybrid control approach”. *IEEE Trans. Power electron.* vol.16, No. 3, pp.574-581, May 2001.
- [51] E. S. Gholipour, “Apport de l’UPFC à l’amélioration de la stabilité transitoire des réseaux électriques”, *Thèse de Doctorat, Département de Formation Doctorale Electrotechnique-Electronique, Faculté des Sciences & Techniques, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France*, Octobre 2003.
- [52] S. Bhattacharya & D. Divan, “Synchronous frame based controller implementation for a hybrid series active filter system”, in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, pp. 2531–2540, 1995.
- [53] G.W. Chang & T.-C. Shee. “A novel reference compensating current strategy for shunt active power filter control”, *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 19, No. 4, pp. 1751-1758, October 2004.
- [54] J. Holtz, “Pulsewidth modulation for electronic power conversion”, *Proc. of the IEEE*, vol. 82, pp. 1194–1214, August, 1994.
- [55] S. L. Capitaneanu, “Optimisation de la fonction MLI d’un onduleur de tension deux niveaux”, *Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, France*, Novembre 2002.
- [56] A. M. Trzynadlowski, “Introduction to modern power electronics”, Chapter 2, pp. 65-91, & Chapter 7, pp. 273-364, *Ed. John Wiley & Sons, New York*, 1998.
- [57] P. Borne, J. Rozinoer, J.Y. Dieullot, & L. Dubois, “Introduction à la commande floue”, *Collection Sciences & Technologies*, Ed. TECHNIP, Paris 1998.
- [58] D.O. Abdeslam, P. Wira, J. Mercklé, D. Flieller and Y.A. Chapuis, A Unified Artificial Neural Network Architecture for Active Power Filters, *IEEE Trans. Ind. Electron.* 54 (2007) 61-76.

- [59] N. Pecharanin, M. Sone and H. Mitsui, An Application of Neural Network for Harmonic Detection in Active Filter, *In IEEE Int. Conf. on Comput. Intell.* 6 (1994) 3756-3760.
- [60] G. Alarcon, C. Nunez, V. Cardenas, M. Olivier, “ Design and implementation of a 3-phase series active filter to compensate voltage disturbance ” *CIEP-2000, October 2000, Acapulco, Mexico*, P. 93-98.
- [61] A.J. Visser, T. Mouton, J.H.R. Enslin, “ Directed-coupled cascaded multilevel sag compensator » IEEE 31st annual power electronics specialists conference ”, 18-23 June 2000 Galway, Ireland.
- [62] A. Campos, G. Joos, P. Ziogas, J. Lindsay, “ Analysis and design of a series voltage compensator for three-phase unbalanced sources ”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol.39, N°2, P. 159-167, April 1992.
- [63] J. W. Dixon, G. Venegas, L. Moran, “ A series active power filter based on sinusoidal current-controlled voltage-source inverter ”, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 44, NO. 5, PP. 612-620, October 1997.
- [64] R. Tounsi, “ Développement d’un contrôle commande pour un compensateur série de creux de tension. Validation par simulation du fonctionnement avec des charges industrielles ” *Thèse de l’Institut National Polytechnique de Toulouse*, 30 Octobre 1999.
- [65] L.A. Moràn, I. Pastorini, J. Dixon, R. Wallace, “ A fault protection scheme for series active power filters “, *IEEE Trans. on power electronics*, vol.14, N°5, P. 928-938, September 1999.
- [66] M.A.E. Alali, S. Saadate, M. Machmoum, N. Bruyant, “ Stratégies de dépollution active des réseaux électriques, parti II : Compensateur actif série d’harmoniques, de déséquilibre et de creux de tension des réseaux électriques “, *revue internationale de génie électrique*, vol : 4, n°3-4/2001, PP. 317-332, 2001.
- [67] M.A.E. Alali, S. Saadate, Y.A. Chapuis, F. Braun, “ Advanced corrector with FPGA-based PLL to improve performance of series active filter compensating all voltage disturbances “, *EPE-2001 Graz, Austria*, August 2001.
- [68] Hind DJEGHLOUD, « Filtrage Actif de Puissance », Thèse de l’Université Mentouri – Constantine, 12 Decembre 2007.
- [69] Mohamad Alaa Eddin ALALI, « Contribution à l’Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension », Thèse de l’Université Louis Pasteur – Strasbourg, 12 Septembre 2002.

*Annexe*

**Annexe** : publications internationales

- I.** article publié en mars **2015** dans le journal international “**International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)**”. Vol. 6, No. 1, March 2015, pp. 168-177.  
ISSN: 2088-8694.

**Titre:** A New Multilevel Active Power Filter Using Switches Meticulously Controlled.  
Indexé dans la liste des journaux : **SCOPUS**

- II.** article publié en Février **2015** dans le journal international “**International Review on Modelling and Simulations (I.RE.MO.S.)**”. Vol. 8, N. 1, February 2015, pp. 41-47.  
ISSN 1974-9821.

**Titre:** Command of the Novel Multilevel Active Power Filter by an Algorithm Through the P-Q Developed.

Indexé dans la liste des journaux : **SCOPUS**

## A New Multilevel Active Power Filter Using Switches Meticulously Controlled

Zahzouh Zoubir\*, Khochmane Lakhdar\*, Haddouche Ali\*\*

\* Department of Mechanical Engineering, Faculty of Technology, 20 Aout 1955 University, Skikda, Algeria

\*\* Department of Electromechanical Engineering, Faculty of Technology, Badji Mokhtar University, Annaba, Algeria

---

### Article Info

#### Article history:

Received Nov 29, 2014

Revised Jan 28, 2015

Accepted Feb 10, 2015

---

#### Keyword:

Active filter

Fuzzy controller

Harmonics

Multilevel inverter

PDPWM control

---

### ABSTRACT

Shunt active power filter based on multilevel inverter is used to compensate the power factor and to delete the harmonics. This one permits to reduce the inverse voltages applied to the filter switches and their switching frequencies. Nevertheless, the high number of used switches requires a complicated controller and increases the switching losses; where the necessity of finding another resolution system. In this work a new topology of multilevel inverter is proposed as a shunt active power filter using two IGBT transistors in series of opposite sense meticulously controlled by a parallel control algorithm, with the concept of reduced number of six switches which are able to create five levels of the output voltage. This system substitute the classical system of eight switches. The harmonic currents identification is carried out using the instantaneous active and reactive power method. The simulation is performed using Matlab/Simulink. The obtained results show that the filtering performances are well enhanced.

*Copyright © 2015 Institute of Advanced Engineering and Science.*

*All rights reserved.*

---

### Corresponding Author:

Zahzouh Zoubir,

Departement de Génie Mécanique, Faculté de Technologie,

Université 20 Aout 1955-skikda,

B.P. 26, Route d'Elhadaiek, Skikda 21000, Algeria.

Email: zzahzouh@yahoo.fr

---

## 1. INTRODUCTION

The use of controlled systems, especially the power static converters based on electronic components, leads to a serious problem of disturbed currents in terms of electrical networks of distribution.

These disturbed currents engender damages in the power quality. Those explain the increase of the harmonic rate and the unbalance of both currents and voltages, and also an important consumption of the reactive power. These harmonics disturbances have catastrophic consequences on the performances of all the receivers connected to electrical networks and the supply source. So, it is necessary to find a well adapted solution permitting to decrease these disturbances at the lowest level. A shunt system of the disturbing load must be connected in order to make both the current and the voltage under sinusoidal waveform and the power factor closer to unity.

The idea of the active power filter presents a well adapted solution to these problems faced in active power lines [1]. It has known a fast development since the arrival of new electronic components (switches) such as GTO thyristors, IGCT and IGBT transistors [2]. Active filters can be structured in parallel [3], in series [4], [5] or hybrid [6], [7] in the network.

Inverters with two or three levels, have a reduced number of switches. They are also used as shunt active power filters to suppress the harmonic currents and to compensate the power factor. However, a high switching frequency is required to achieve a purely sinusoidal waveform of the supply current [8], [9]. As a result, the delay created during switches turn-on/off creates power losses, limiting the robustness of the DC/AC conversion. Furthermore, high inverse voltage applied to the switches can demolish the

semiconductor characteristics. Consequently, a negative impact on the energy quality appears on the waveform of both supply voltage and current.

Multilevel inverters structures permit to reduce the problems by producing a hatched output voltage composed of many levels [10]-[12]. The use of this sort of topology helps to limit the stress in inverse voltage supported by switches via dividing the continue voltage bus DC. Each switch, in locked state, supports a part of the full continue voltage DC. The multiplication of levels permits to reduce the amplitude of each part increasing or decreasing the output voltage.

These sorts of multilevel inverters must operate with exact control algorithms to turn on/off the power switches in optimal time. The algorithm permits also to suppress some higher order harmonics, and consequently, to improve the output current and voltage frequency spectrums [13], [14]. Nevertheless, the number of semiconductors can be higher; it requires a very complex controller that engenders switching losses of each switch. This can have a negative impact on the robustness of the multilevel inverter.

Several techniques are used to detect disturbances in the electrical networks. Frequency detection techniques are carried out by the Discrete Fourier Transform (DFT) which can be used to analyze the voltage or current non-sinusoidal signals. Fast Fourier Transform (FFT) and Discrete Recursive (TFDR) [15], [16] represent well efficient computational methods. However, the direct application of these methods requires a significant computation time which delays the filter control response. Nevertheless, there are other techniques, such as Notch filter [17]. The Artificial Neuron Network (ANN) technique has been developed to the optimal identification of the harmonic signals [18], [19] and the instantaneous power method [20],[21] which is the constantly used one.

Current studies are focused on the determination of a robust control strategy for different filter topologies, such as sliding mode technique [22]. Pulse Width Modulation (PWM) control technique applied for multi-level and the Fuzzy controller [23], [24] are able to create the logic signals which are sent to the electronic components. Hysteresis [25] or three-dimensional space vector modulation [26] can also be used to control the inverters.

In this paper, a new topology of five-level inverter using two IGBT transistors in series of opposite sense meticulously controlled by a parallel control algorithm, is proposed as a shunt active power filter (SAPF). This topology has a small number of power switches (six IGBT transistors + zero Diodes for neutral point clamped) able to generate five levels of output voltage. Classical systems of the NPC inverter require eight power switches (eight IGBT transistors + zero Diodes for neutral point clamped).

It can improve the filtering performances and answer better to the industrial requirements [27]-[30]. It can also minimize the power losses in the inverter by a reduced number of switching pulses. This filter permits to maintain the switch characteristics by reducing the inverse voltage applied to semiconductors.

The identification of these harmonic currents is made with the instantaneous active and reactive power method. These techniques make the supply current under the sinusoidal waveform with a power factor closer to unity. The control of the filter switches is made by a PDPWM (phase disposition Pulse Width Modulation) operating with four triangular carriers of low switching frequency equal to 5000 Hz in the first time and equal to 15000 Hz in the second Time in order to eliminate the ripples appearing on the current waveform (high frequency distortions). We are also, interested to regulate the injected current by using the fuzzy-controller technique. The numerical simulation is developed and performed by using Matlab/Simulink. The obtained results show that the proposed 5L-SAPF with two switches in series of opposite sense improves the filtering performances. This improvement in the first or in the second time (5000&15000 Hz) shows a reduction of the total harmonic distortions of the currents (THD<5%) conform to the permissible limits in accordance to IEEE norms [31]. The proposed system made the supply current under a sinusoidal waveform and in phase with the supply voltage. Furthermore, the three phase voltages have the same amplitudes, sinusoidal waveforms and phases balance.

## 2. SYSTEM PROCESSED DESCRIPTION

Figure 1 shows the new topology of the multilevel inverter connected to the three-phase electrical network. It is composed of three identical structures which operate independently at each phase.

In a single phase each structure is composed of two capacities  $C_1$  and  $C_2$  and six bipolar switches  $Sw1$ ,  $Sw2$ ,  $Sw3$ ,  $Sw4$ ,  $Sw5$  and  $Sw6$  (Figure 2). The two first are meticulously controlled, connected in anti-series between the points  $O$  (center of the  $C_1$  and  $C_2$ ) and  $n$  (neutral). They generate the voltage levels  $V_{dc}/2$ ,  $0$ ,  $-V_{dc}/2$  and ensure the bidirectional for the current and the voltage across the ground and the middle of the DC bus. To generate the 5 levels of the output voltage  $-V_{dc}$ ,  $-V_{dc}/2$ ,  $0$ ,  $+V_{dc}/2$ ,  $+V_{dc}$ , we have chosen to dispose two capacitors ( $C_1$ ,  $C_2$ ), that ensure a continuous supply of the DC bus, each one has an amplitude equal to  $V_{dc}/2$ .

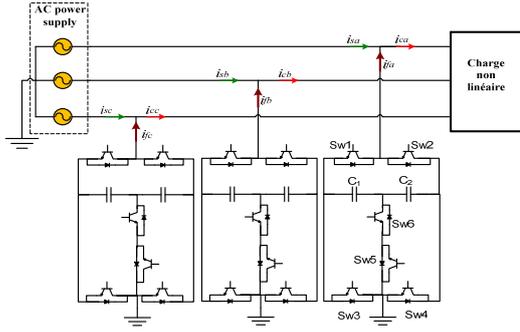


Figure 1. New 5L-SAPF linked at the electrical network

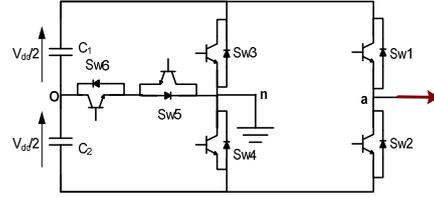


Figure 2. Modified model for a single phase

The states of opening and closing for all SAPF switches of this new topology are summarized in Table 1.

Table 1. Switching table for proposed system

Sw1	Sw2	Sw3	Sw4	Sw5=Sw6	van
1	0	0	1	0	$V_{dc}$
1	0	0	0	1	$V_{dc}/2$
1	0	1	0	0	0
0	1	0	0	1	$-V_{dc}/2$
0	1	1	0	0	$-V_{dc}$

### 3. INSTANTANEOUS ACTIVE AND REACTIVE POWER IDENTIFICATION METHOD

The three phase voltages and currents values instantaneous in  $\alpha$ - $\beta$  space can be expressed by:

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \tag{1}$$

$$\begin{bmatrix} I_0 \\ I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ca} \\ I_{cb} \\ I_{cc} \end{bmatrix} \tag{2}$$

The instantaneous active and reactive powers in this space are calculated by:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p} + \tilde{p} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \tag{3}$$

From the expression (3), we have:

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} + \tilde{p} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \tag{4}$$

To extract the reference currents expression in function of instantaneous power in the  $\alpha$ - $\beta$  space, this is given by:

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \tag{5}$$

To compensate the reactive power and harmonic currents generated by the nonlinear load simultaneously, the reference currents must include  $\tilde{p}$ ,  $\tilde{q}$  and  $\tilde{q}$  as followings:

$$\begin{bmatrix} \tilde{I}_\alpha \\ \tilde{I}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \tilde{q} \end{bmatrix} + \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (6)$$

The reference currents in the a-b-c space are given by:

$$\begin{bmatrix} I_{ref1} \\ I_{ref2} \\ I_{ref3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{I}_\alpha \\ \tilde{I}_\beta \end{bmatrix} \quad (7)$$

The model of the instantaneous powers method has been implemented in Matlab / Simulink to extract the reference currents of the Equation (7) shown in Figure 3.

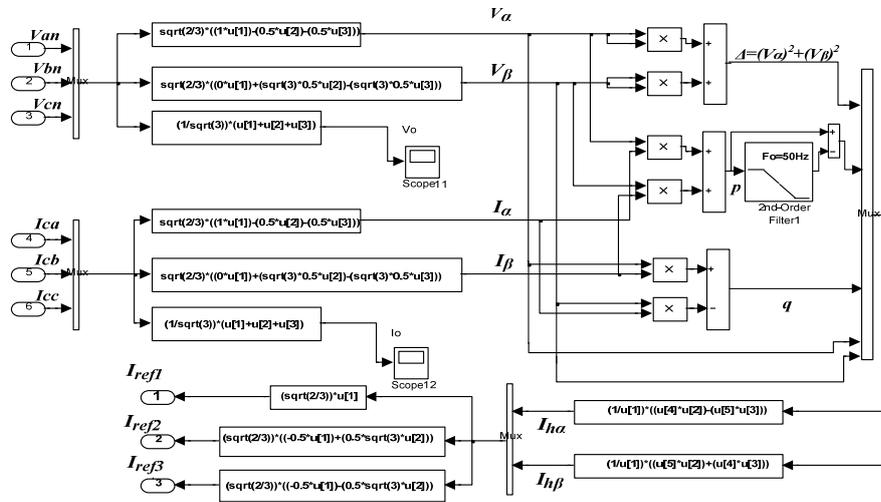


Figure 3. Algorithm for extraction of reference currents in Matlab/simulink

**4. CONTROL STRATEGY**

The injected harmonic current by the SAPF is obtained through the control of IGBT switches. This is achieved by the phase disposition pulse width modulation (PDPWM), this technique is mainly based on the comparison between the reference current signal ( $I_{ref}$ ) and the four identical triangular carriers ( $U_{p1}$ ,  $U_{p2}$ ,  $U_{p3}$ ,  $U_{p4}$ ) as shown in Figure 4. This one sends 6 logical signals simultaneously, 0 or 1 for each one; transmitted to the switches ( $Sw1$ ,  $Sw2$ ,  $Sw3$ ,  $Sw4$ ,  $Sw5$ , and  $Sw6$ ).

The two carriers  $U_{p1}$  and  $U_{p2}$  allow generating the levels  $V_{dc}$  and  $V_{dc}/2$  respectively. By symmetry, the levels  $-V_{dc}/2$  and  $-V_{dc}$  are created by the carriers  $U_{p3}$  and  $U_{p4}$  respectively. The level  $V_{dc}=0$  is obtained when the reference signal is located between the carriers  $U_{p2}$  and  $U_{p3}$ .

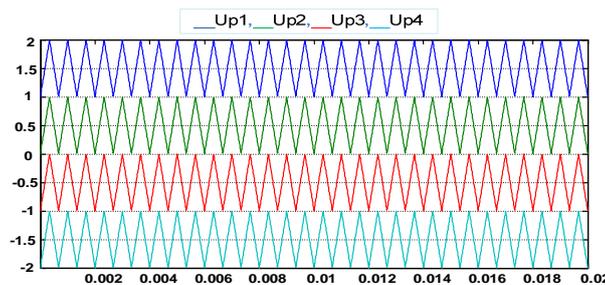


Figure 4. Phase Disposition PWM with four identical Triangular Carriers

The simulation model explains in detail the control of the switches (Figure 5), the new parallel algorithm makes simultaneously the comparison between  $I_{ref}$  with 4 carriers, and this method can quickly generate the signals sent to the switches of the proposed model at the right time.

5 levels of the SAPF output voltage ( $V_{an}$ ) respect 5 conditions performed simultaneously (in parallel) as follows:

- a.  $If I_{ref} \geq U_{p1}, Sw1=1, Sw2=0, Sw3=0, Sw4=1, Sw5=0, Sw6=0 \ \& \ v_{an}=v_{dc}$ .
- b.  $If U_{p1} > I_{ref} \geq U_{p2}, Sw1=1, Sw2=0, Sw3=0, Sw4=0, Sw5=1, Sw6=1 \ \& \ v_{an}=v_{dc}/2$ .
- c.  $If U_{p2} > I_{ref} \geq U_{p3}, Sw1=1, Sw2=0, Sw3=1, Sw4=0, Sw5=0, Sw6=0 \ \& \ v_{an}=0$ .
- d.  $If U_{p3} > I_{ref} \geq U_{p4}, Sw1=0, Sw2=1, Sw3=0, Sw4=0, Sw5=1, Sw6=1 \ \& \ v_{an}=-v_{dc}/2$ .
- e.  $If U_{p4} > I_{ref}, Sw1=0, Sw2=1, Sw3=1, Sw4=0, Sw5=0, Sw6=0 \ \& \ v_{an}=v_{dc}$ .

### 5. FUZZY-CONTROLLER APPLICATION

To inject an optimal harmonic current by the proposed model, the fuzzy logic controller was chosen to regulate the switches control signals through the parallel control algorithm. In this work, a model established in Matlab/Simulink is shown in Figure 6. The operation here consists to replace the classical PI regulator by a fuzzy controller. This technique allows correcting the error between the reference current ( $I_{ref}$ ) and the injected one ( $I_{inj}$ ). The error and its derivative are defined by three sub-sets: negative  $N$ , zero  $ZE$  and positive  $P$ , knowing that the membership functions are Gaussian type. The output signal  $C_{de}$  depends on the input states defined by five sub-sets, large negative  $LN$ , negative  $N$ , zero  $ZE$ , positive  $P$  and large positive  $LP$ . In this case, the membership functions are triangular type. Fuzzy controller should follow the fuzzification steps that use the "minimum" operator, and the inference mechanism that contains five rules. Finally by the help of the defuzzification of the fuzzy output, the barycentric method is applied. Fuzzy rules are based on the error variation sense ( $e$ ), the algebraic sign, as well as its derivative " $de/dt$ ". So, the controller  $C_{de}$ , will be given according to the following state conditions:

1. If  $e$  is  $ZE$  then  $C_{de}$  is  $ZE$
2. If  $e$  is  $P$ , then  $C_{de}$  is  $LP$
3. If  $e$  is  $N$ , then  $C_{de}$  is  $LN$
4. If  $e$  is  $ZE$  and " $de/dt$ " is  $P$ , then  $C_{de}$  is  $N$
5. If  $e$  is  $ZE$  and " $de/dt$ " is  $N$ , then  $C_{de}$  is  $P$

After having the corrected signal ( $C_{de}$ ) at the bloc output of the fuzzy controller, it will be intersected with the four triangular carriers to generate logic signals sent to the IGBT switches of the proposed model.

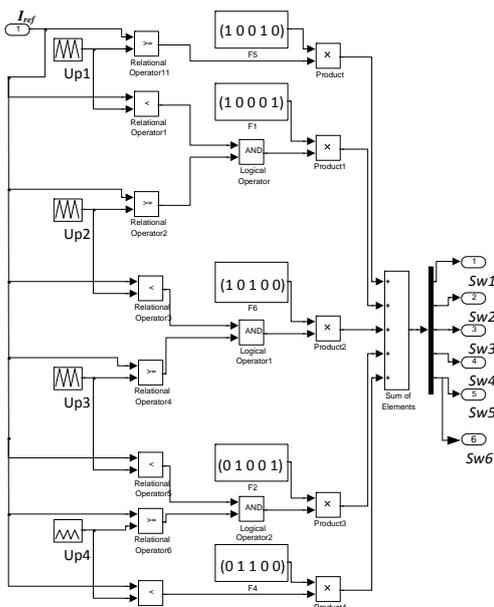


Figure 5. Logical signals of parallel control algorithm

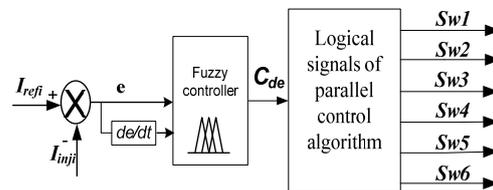


Figure 6. Scheme bloc of fuzzy controller

## 6. SIZING OF THE DC BUS CAPACITORS

An approach has been proposed in the literature [32], to size capacitors that feed the active filter. The transient variations in the instantaneous power absorbed by the load engender fluctuations in voltage  $V_{dc}$  across the capacitors. The amplitude of these fluctuations can be controlled by a judicious choice of the equivalent capacity value  $C$  which is expressed by  $C = (12 \cdot I_{FA}) / (\Delta V_{dc} \cdot \pi \cdot \omega_s)$ .  $I_{FA}$  is the maximum amplitude of the injected current.  $\Delta V_{dc}$  is the fluctuation equal to 5% of Vdc.  $f_s$  is the switching frequency of the carriers ( $\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s$ ). In this case,  $I_{FA} = 40$  A with  $I_{FA}$  (presented in the results),  $V_{dc} = 1000$  V,  $\Delta V_{dc} = 5\%$ .  $V_{dc}, f_s = 15$  kHz,  $C$  will equal to  $32.42 \mu F$ ; then:  $C_1 = C_2 = 2 \cdot C = 64.84 \mu F$ , Because  $C_1$  and  $C_2$  are connected in series.

## 7. DC VOLTAGE REGULATION OF THE ACTIVE FILTER

Regulating the DC bus voltage of the proposed system can be improved by adjusting the small rate of active power in capacitors. Thus, it compensates the losses by conduction and switching [33], [34]. The regulation loop of the voltage is designated to be smaller than the current loop. The regulation circuit of the DC voltage must be fast and that answer only for the steady state conditions. Transient variations in the DC voltage are not permitted and are taken into consideration when selecting the appropriate value of the capacitor. From the steady state, the fundamental component is not included in the reference current. For that, a regulator of a low-pass first order filter is required to maintain DC voltage ( $V_{dc}$ ) closer to the DC voltage reference ( $V_{dc-ref}$ ), the transfer function can be written as following:

$$G_c(s) = \frac{K_c}{1 + \tau_c \cdot s} \quad (8)$$

With:  $K_c$ ,  $\tau_c$  gain and time constant of the low pass filter

The regulation loop of the DC voltage is expressed by the following transfer function:

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc-ref}} = \frac{K_c}{\tau_c \cdot C \cdot V_{dc-ref} \cdot s^2 + C \cdot V_{dc-ref} \cdot s + K_c} \quad (9)$$

## 8. MODEL AND SIMULATION PARAMETERS

For this simulation, a three phase diode bridge rectifier with RL load is used as the nonlinear load in this work. Table 2 summarizes the simulation parameters. The study is done only in the phase  $a$ , knowing that the two other phases ( $b$  and  $c$ ) are delayed respectively by  $120^\circ$  and  $240^\circ$  relatively to the phase  $a$ .

Table 2. Simulation Parameters

Variable	Values
Source voltage, inductance line, frequency	$V_s = 220$ V, $L_s = 3 \cdot 10^{-4}$ H, $F = 50$ Hz
Non-linear load (Graetz bridge 6 diodes + resistance + inductance)	$R = 4 \Omega$ , $L = 0.001$ H
Capacitors voltage of multilevel inverter	$C_1 = C_2 = 64,84 \cdot 10^{-6}$ F
Reference Continuous supply DC bus	$V_{dc-ref}/2 = 500$ V
Inductance at output of the active filter	$L_f = 1,2 \cdot 10^{-3}$ H

## 9. RESULTS AND DISCUSSION

### 9.1. Before Filtering

Figure 7 shows the supply voltage with the source current and its harmonic currents spectrum before filtering.

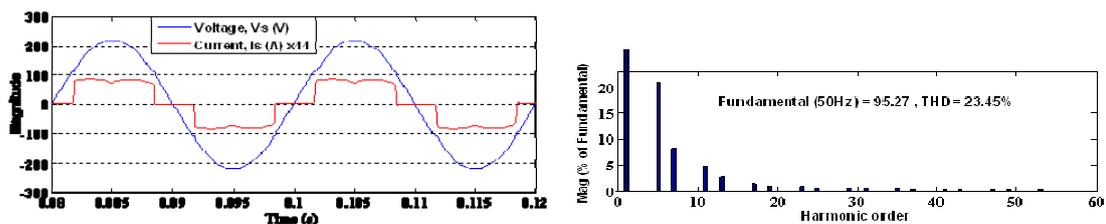


Figure 7. Supply current and voltage waveforms and its harmonic currents spectrum before filtering

The supply current obtained before filtering is completely distorted and its current Harmonic Distortion ( $THD$ ) is 23.45%. This value is higher than the international standard ( $THD < 5\%$ ).

## 9.2. After Filtering

The simulation was made for two different frequencies of the triangular carriers

### 9.2.1. Results for $f_s = 100.f$

SAPF using two Transistors in series Clamped into Five-level Inverter is simulated in MATLAB/SIMULINK and the output voltage waveform obtained between the neutral “ $n$ ” and the phase “ $a$ ” is shown in Figure 8.

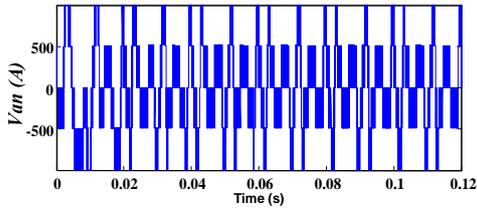


Figure 8. Output voltage waveform  $V_{an}$

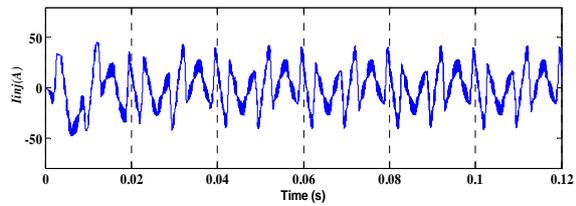


Figure 9. Active filter current with low switching frequency

The filter injected current; the supply current sinusoidal waveform and its  $THD$  equal to 4.41% are shown in Figure 9 and Figure 10.

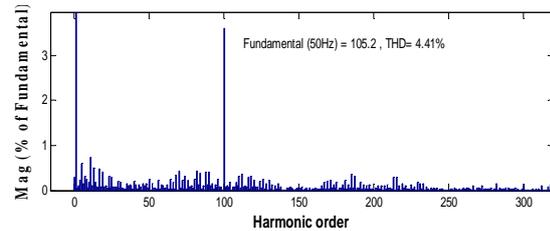
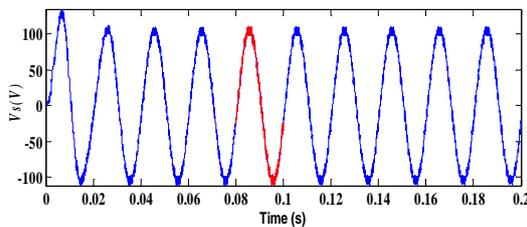


Figure 10. Supply current and its harmonic spectrum after filtering with low switching frequency (5KHz)

### 9.2.2. Results for $f_s = 300.f$

After simulation, with this high carrier frequency (15 KHz), the filter injected current; sinusoidal waveform of the supply current and its  $THD$  equal to 2.19% are shown in Figure 11 and Figure 12. These Figures show that the filtering performances of the proposed system are improved with a power factor closer to unity (Figure 13).

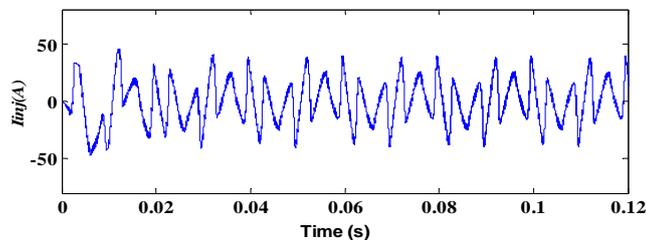


Figure 11. Active filter current with high switching frequency

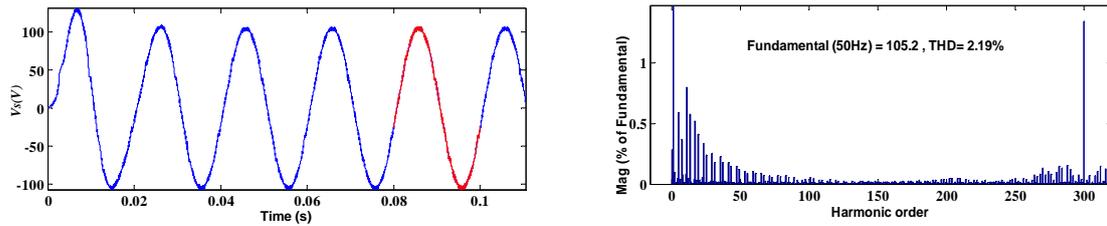


Figure 12. Supply current and its harmonic spectrum after filtering with high switching frequency (15KHz)

At the steady state, Figure 14 illustrates the supply currents which have sinusoidal waveforms with balanced phases a, b and c. Furthermore, the waveforms have the same amplitudes with the same frequencies.

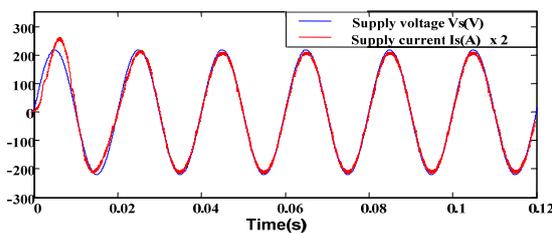


Figure 13. Power factor

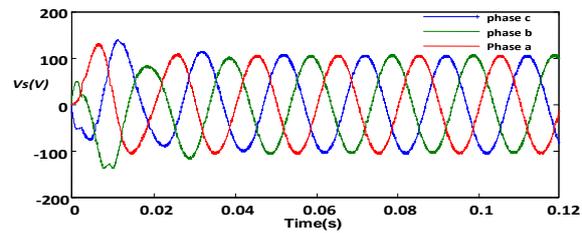


Figure 14. 3-phase waveforms of the supply currents after filtering

During the application of the modulator PDPWM, the switching frequency is imposed by the triangular carriers. Indeed, the sum of the switching frequencies of the four switches SW1, SW2, SW3, SW4 is equal to the carrier frequency 15 kHz. Figure 15 and Figure 16 illustrate clearly the complementarities of the switches:  $Sw2=1-Sw1$  and  $Sw4=1-Sw3$ ; these two conditions protect the filtering system against the short circuit.

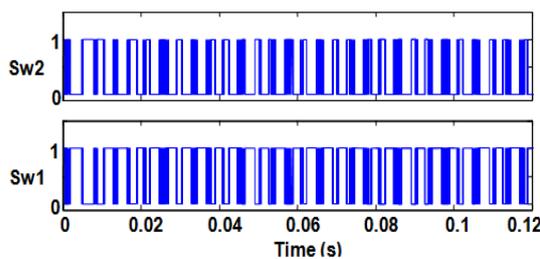


Figure 15. Switch pulses of the Sw1 and Sw2

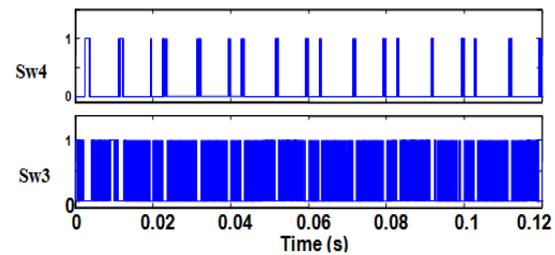


Figure 16. Switch pulses of the Sw3 and Sw4

## 10. Conclusion

In this work, a new topology of five-level inverter with two IGBT transistors linked in series of opposite sense, meticulously controlled by a parallel control algorithm limits the harmonic currents and ensures the robustness of the converter in the electrical distribution network. The system model was implemented in Matlab/Simulink and the simulations are carried out. The results are satisfactory and conform to the permissible limits in accordance to IEEE norms. The harmonic currents identification was conducted by the instantaneous active and reactive power method as a first step. The system is controlled by PDPWM operating with four triangular carriers of switching frequency equal to 5000 Hz. On the other hand we are interested on the regulation of the injected current by using the fuzzy-controller method. The results show that the proposed filter enhances the filtering performances. It also improves the energy quality with a reduction of switching pulses. The increase of the switching frequency up to 15000 Hz eliminates some ripples appearing on the supply current waveform. A significant reduction in the total harmonic distortion

rate (*THD*) is observed and calculated through FFT analysis tool in MATLAB/SIMULINK. Good compensation of the reactive power in the electrical distribution network is obtained with a power factor closer to unity.

## REFERENCES

- [1] Akagi H. Trends in Active Power Line. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 1994; 9(3): 263-268.
- [2] Akagi H. New Trends in Active Filters for Power Conditioning. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1996; 32(6): 1312-1322.
- [3] Badkubi S, Nazarpour D, Khazaie J, Khalilian M, Mokhtari M. Reducing the Current Harmonics of a Wind Farm Generation Based on VSC-HVDC Transmission Line by Shunt Active Power Filters. *Energy Procedia*. 2012; 14: 861-866.
- [4] Peng FZ. Application Issues of Active Power Filter. *IEEE Industry Applications Magazine*. 1998; 4(5): 21-30.
- [5] Benhabib MC, Saadate S. New Control Approach for Four Wire Active Power Filter Based on the Use of Synchronous Reference Frame. *Electric Power Systems Research*. 2005; 73(3): 353-362.
- [6] Singh B, Al-Haddad K, Chandra C. A Review of Active Filters for Power Quality Improvement. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 1999; 46(5): 960-971.
- [7] Sharaf M, Wang W, Ismail HA. A novel hybrid active filter compensator for stabilization of wind-utility grid interface scheme. *European Transactions on Electrical Power*. 2010; 20(3): 306-326.
- [8] Kale M, Ödzemir E. Harmonic and reactive power compensation with shunt active power filter under non-ideal mains voltage. *Electric Power Systems Research*. 2005; 74(3): 363-370.
- [9] Saad S, Zellouma L. Fuzzy Logic Controller for Three Level Shunt Active Filter Compensating Harmonics and Reactive Power. *Electric Power Systems Research*. 2009; 79(10): 1337-1341.
- [10] Manjunatha YR, Anand BA. Multilevel DC Link Inverter with Reduced Switches and Batteries. *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*. 2014; 4(3): 299-307.
- [11] Pritha A, Satya PD, Satyadharma B. Comparative Study of Fuzzy Logic Based Speed Control of Multilevel Inverter fed Brushless DC Motor Drive. *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*. 2014; 4(1): 70-80.
- [12] Bharath VS, Gopinath M. Closed Loop Analysis of Multilevel Inverter Fed Drives. *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*. 2014; 4(1): 337-342.
- [13] Hassaine L, Olias E, Haddadi M, Malek S A, Parler J R. Asymmetric SPWM used in inverter grid. *Revue des énergies renouvelables*, 2007; 10(3).
- [14] Bouzidi M, Bouafia S, Bouzidi A, Benaissa A, Barkat S. Application of Backstepping to the Virtual Flux Direct Power Control of Five-Level Three-Phase Shunt Active Power Filter. *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*. 2014; 4(2): 173-191.
- [15] OGATA K. Discrete-Time Control Systems. *Prentice-Hall*. 1987.
- [16] George TA, Bones D. Harmonic Power Fuzzy Determination Using the Fast Fourier Transform. *IEEE Transactions on Power Delivery*. 1991; 6(2): 530-535.
- [17] Quinn CA, Mohan N, Mehta H. *A Four-Wire Current-Controlled Converter Provides Harmonic Neutralization in Three-Phase Four-Wire Systems*. 8<sup>th</sup> annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. 1993.
- [18] Bose BK. Neural Network Applications in Power Electronics and Motor Drives-An Introduction and Perspective. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2007; 54(1): 14-33.
- [19] Sindhu MR, Nair G, Manjula, Nambiar TNP. Dynamic Power Quality Compensator with an Adaptive ShuntHybrid Filter. *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*. 2014; 4(4): 508-516.
- [20] Akagi H, Kanazawa Y, Nabae A. Generalized Theory of Instantaneous Reactive Power and its Applications. *Electrical Engineering in Japan*. 1983; 103(4): 483-490.
- [21] Edris Poursmaeil, Daniel Montesinos-Miracle, Oriol Gomis-Bellmunt, Antoni Sudrià-Andreu. Instantaneous active and reactive current control technique of shunt active power filter based on the three-level NPC inverter. *European Transactions on Electrical Power*. 2011; 21(7): 2007-2022
- [22] Farid Hamoudi, Aziz Chaghi, Mouloud Adli, Hocine Amimeur. A Sliding Mode Control For Four-Wire Shunt Active Filter. *Journal of Electrical Engineering*. 2011; 62(5): 267-273.
- [23] Charmeela C, Mohan MR, Uma G. Fuzzy logic controller based three-phase shunt active filter for line harmonics reduction. *Journal of Computer Science*. 2007; 3(2): 76-80.
- [24] Sebasthi Rani Kathalingam, Porkumaran Karantharaj. Comparison of multiple carrier disposition PWM techniques applied for multi-level shunt active filter. *Journal of Electrical Engineering*. 2012; 63(4): 261-265.
- [25] DRAOU A. An advanced static var compensator based on a three level igbt inverter modelling analysis and active power filtering. *Journal of Electrical Engineering*. 2012; 63(6): 392-396.
- [26] Chaghi Abdelaziz, Guetta Amor, Benoudjit Azzedine. Four-legged active power filter compensation for a utility distribution system. *Journal of Electrical Engineering*. 2004; 55(1-2): 31-35.
- [27] Barkati S, Baghli L, Berkouk EM, Boucherit MS. Harmonic Elimination in Diode Clamped Multilevel Inverter Using Evolutionary Algorithms. *Electric Power Systems Research*. 2008; 78(10): 1736-1746.
- [28] KANG FS. Modified Multilevel Inverter Employing Half-and Full-bridge Cells with Cascade Transformer and its Extension to Photovoltaic Power Generation. *Electric Power Systems Research*. 2010; 80(12): 1437-1445.
- [29] Sekaran EC, Anbalagan PN, Palanisamy C. Analysis and Simulation of a New Shunt Active Power Filter Using Cascaded Multilevel Inverter. *Journal of Electrical Engineering*. 2007; 58(5): 241-249.

- [30] Park SJ, Kang FS, Cho SE, Moon CJ, Nam HK. A Novel Switching Strategy for Improving Modularity and Manufacturability of Cascaded Transformer Based Multilevel Inverters. *Electric Power Systems Research*. 2005; 74(3): 409-416.
- [31] Duffey CK, Stratford RP. Update of Harmonic Standard IEEE-519: Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power System. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1989; 25(6): 1025-1034.
- [32] Barbosa PG, Santisteban JA, Watanabe EH. Shunt series active power filter for rectifiers AC and DC sides. *IEE Proceedings Electric Power Applications*. 1998; 145(6): 577– 584.
- [33] Akagi H, Nabae A, Atoh S. Control strategy of active power filters using multiple voltage-source PWM converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1986; IA-22: 460 – 465.
- [34] Morán L, Dixon J. Active filters. Chapter 39 in *Power Electronics Handbook*, Academic Press, 2007: 1–36.

## BIOGRAPHIES OF AUTHORS



**Zoubir ZAHZOUH** was born in Drean, Algeria in 1973. He received the engineer diploma and the Magister degree from the University of Annaba in electromechanical engineering in 1998 and 2001 respectively. He is actually working toward the Doctorate thesis. His area of research includes power electronics, harmonics in power systems, power quality and active harmonics filtering. Since December 2001, he is a lecturer teacher at the Department of Mechanical Engineering (Option Electromechanical) and Process Engineering, at the Faculty of Technology, University of Skikda, Algeria.



**Lakhdar KHOCHMANE** was born in Skikda, Algeria, 1958. He received his engineer degree and Magister degree from the University of Annaba, Algeria in 1984 and 1990 respectively, and received his Doctorate from Annaba University, Algeria 2006. He is currently a professor at department of Faculty of Technology, Mechanical Engineering (Option Electromechanical) at Skikda University. His areas of interest include power systems optimization, power quality and power systems protection and renewable energies.



**Ali HADDOUCHE** was born in Oued Zenati, Algeria, in 1959. He received his Phd degree from mines institute University, Moscow, USSR in 1988. Currently, he is a professor at the electromechanical department of Annaba University, Algeria. His main research interests are focused on power quality and power systems protection and renewable energies.