



UNIVERSITÉ DE BATNA  
FACULTÉ DE TECHNOLOGIE  
DÉPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE



## THÈSE

En vue de l'obtention du diplôme de

### DOCTORAT EN SCIENCES EN ÉLECTROTECHNIQUE Option : Réseaux Électriques

Présentée par :

**LAIB HICHEM**

*Ingénieur d'État en Électrotechnique à l'Université de Batna  
Magister en Électrotechnique à l'Université de Batna  
Maître Assistant à l'Université d'Oum Elbouaghi*

# Contribution par une Nouvelle Approche Modulaire au Filtrage Actif des Harmoniques dans les Réseaux Electriques de Distribution

Thèse Soutenue Publiquement le, 25 /05/2017 devant le jury proposé de :

<i>Guettafi Amor</i>	<i>Président</i>	<i>Professeur</i>	<i>Université de Batna</i>
<i>Chaghi Abdelaziz</i>	<i>Rapporteur</i>	<i>Professeur</i>	<i>Université de Batna</i>
<i>Rahem Djamel</i>	<i>Examineur</i>	<i>Professeur</i>	<i>Université d'Oum-Elbouaghi</i>
<i>Dib Abderrahmane</i>	<i>Examineur</i>	<i>Professeur</i>	<i>Université d'Oum-Elbouaghi</i>
<i>Chaiba Azeddine</i>	<i>Examineur</i>	<i>Maitre de conférences</i>	<i>Université de Sétif</i>
<i>Benfarhi Louiza</i>	<i>Examineur</i>	<i>Maitre de conférences</i>	<i>Université de Batna</i>

# Remerciements

---

*Je remercie Allah, le tout puissant, le miséricordieux, de m'avoir appris ce que j'ignorais, de m'avoir donné la santé et tout dont je necessitais pour l'accomplissement de cette thèse.*

*Je voudrais tout d'abord exprimer toute ma reconnaissance et mes vifs remerciements à Monsieur PATRICE WIRA (Professeur à l'université de Haute Alsace. Mulhouse, France-laboratoire MIPS-EA2332) pour m'avoir invité et accepté au sein de son laboratoire de recherche, pour son humanité et surtout pour tous les conseils avisés qu'il a su me prodiguer tout au long de mon stage scientifique dans son laboratoire. Merci Patrice.*

*Aussi, je tiens à exprimer ma profonde gratitude à M<sup>r</sup>. CHAGHI ABDELAZIZ (Professeur de l'université de Batna) directeur de ma thèse, pour m'avoir confié et dirigé ce projet, qu'il trouve ici l'expression de mon respect et ma profonde reconnaissance.*

*J'adresse également mes sincères remerciements à M<sup>r</sup>. GUETTAFI AMOR Professeur de l'Université Batna d'avoir accepté de présider le jury. Je tiens également à remercier le Professeur M<sup>r</sup>. RAHEM DJAMEL de l'Université de Oum-Elbouaghi et M<sup>r</sup>. DIB ABDERRAHMANE Maître de conférences "A" de l'Université de Oum-Elbouaghi, tout comme M<sup>r</sup>. CHAIBA AZZEDINE Maître de conférences "A" de l'Université de Sétif pour m'avoir fait l'honneur d'être examinateur de cette thèse.*

*Mes remerciements vont aussi à M<sup>elle</sup> BENFARHI LOUIZA Maître de Conférences " A " de l'Université de Batna qui me fait un grand honneur en acceptant d'examiner cette thèse.*

*Je voudrais exprimer ma profonde reconnaissance à mes parents. Je ne pourrais oublier de remercier chaleureusement mon soutien et épouse HANANE, pour avoir toujours été à mes côtés dans les moments de stress.*

*Je saisis cette occasion pour exprimer ma grande reconnaissance et gratitude à tous ceux qui ont contribué à la réalisation et l'achèvement de ce travail particulièrement M<sup>r</sup> **Farah Eddine Belkaceme** Maître de Conférences de l'Université Oum-Elbouaghi. M<sup>ed</sup> **Kouara Hanane** Maître de Conférences "B" de l'Université de Batna.*

**Laib Hichem**

A mes parents,  
A mon épouse et mes enfants  
Syrine , Youcef et Abderrahim.

# Symboles et abréviations

---

# *Symboles et abréviations*

---

QEE	Qualité de l'Energie Electrique
THD	Taux de distorsion harmonique
FAP	Filtre actif parallèle
FAS	Filtre actif Série
UPQC	Combinaison Parallèle-Série Actifs (Unified Power Quality Conditioner)
UPLC	Universal active Power Line Conditioner
FLFB	Onduleur à quatre bras (Four Leg Four Bridge)
FMV	Filtre Multi-Variable
$P$	Puissance active
$\bar{p}$	Puissance continue
$\tilde{p}$	Puissance ondulée
$V_{dc}$	Tension du bus continu
RNA	Réseaux de Neurones Artificiels
LMS	Least Mean Square
FFT	Transformée de Fourier (Fast Fourier Transformer)
DFT	Transformée de Fourier Discrète (Discret Fourier Transformer)
TFR	Transformée de Fourier Rapide
TFDR	Transformée De Fourier Discrète Récursive
PLL	Boucle à verrouillage de phase (Phase Locked Loop)
$\xi$	coefficient d'amortissement
$\omega_c$	pulsation de coupure
$V_a, V_b, V_c$	Tensions instantanée du réseau pour les phases a, b et c.
$i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}$	Courant instantanée de la charge pour les phases a, b et c.
$p, q, p_0$	Puissance instantanée réelle, imaginaire et homopolaire
$I_o$	Le courant homopolaire
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
FPB	filtre passe-bas
FPH	filtre passe-Haut
FLC	Fuzzy Logic Controller
$V_{dc}^*$	Tension de référence du bus continu
$L_f$	Inductance de découplage
$R_f$	Résistance de découplage
ADALINE	ADaptive LINear Element
MCD	Méthode des courants diphasés
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
PID	Régulateur proportionnel intégral dérivateur
RST	Régulateur polynomial par placement des pôles
PIRI	Puissances Instantanées Réelle et Imaginaire

# Table des Matières

---

<b>Introduction générale.....</b>		<b>1</b>
<b>Chapitre I</b>	<b>Etat de l'Art : Pollution Harmoniques, Filtres Actifs</b>	
<b>I.1</b>	<b>Introduction.....</b>	<b>7</b>
<b>I.2</b>	<b>Problème de la qualité de l'énergie électrique.....</b>	<b>7</b>
<b>I.3</b>	<b>Perturbations dans les réseaux électriques.....</b>	<b>8</b>
I.3.1	Variation et coupure de la tension.....	8
I.3.2	Déséquilibre du système triphasé.....	10
I.3.3	Fluctuation de tension.....	10
I.3.4	Fluctuation de la fréquence.....	11
<b>I.4</b>	<b>Perturbation Harmoniques.....</b>	<b>11</b>
I.4.1	sources des harmoniques.....	13
I.4.2	Effets des harmoniques.....	13
I.4.3	Analyse des harmoniques.....	15
I.4.3.1	Développement Mathématique.....	15
<b>I.5</b>	<b>Techniques de réduction des harmoniques.....</b>	<b>18</b>
I.5.1	Techniques traditionnelles.....	18
I.5.1.1	Filtre passif.....	18
I.5.2	Solutions Modernes.....	20
<b>I.5.2.1</b>	<b>Filtre Actif : Etat de l'art.....</b>	<b>20</b>
<b>I.6</b>	<b>Topologies des Filtres actifs.....</b>	<b>25</b>
I.6.1	Filtre actif parallèle FAP.....	25
I.6.2	Filtre Actif Série.....	25
I.6.3	Filtre actif universel (Combinaison Parallèle-Série UPQC).....	27
I.6.4	Filtres Hybride (Combinaison Filtre Actif et Filtre Passif).....	28
a	<i>Association Filtre actif série en parallèle avec un Filtre passif.....</i>	28
b	<i>Association Filtre actif série en parallèle avec un Filtre passif.....</i>	29
C	<i>Filtre actif parallèle avec un Filtre passif en parallèle.....</i>	30
I.6.5	Filtre Actif Modulaire.....	30
<b>I.7</b>	<b>Comparatif et choix du filtrage actif.....</b>	<b>30</b>
<b>I.8</b>	<b>Conclusion.....</b>	<b>31</b>
<b>Chapitre II</b>	<b>Filtres Actifs Parallèles : Topologies et Modélisation</b>	
<b>II.1</b>	<b>Introduction.....</b>	<b>33</b>
<b>II.2</b>	<b>Structure Générale des Filtres Actifs Parallèles.....</b>	<b>34</b>
<b>II.3</b>	<b>Topologies de FAP à Structure Tension Dédié au Réseau à Trois Fils.....</b>	<b>35</b>
II.3.1	FAP Triphasé à trois bras.....	36
II.3.2	FAP à Deux Bras Avec Condensateur à Point Milieu.....	39

<b>II.4</b>	<b>FAP Modulaire à Structure Tension.....</b>	<b>41</b>
II.4.1	FAP Modulaire à structure tension dédié au système à trois Fils.....	42
II.4.1.1	FAP Modulaires avec deux onduleurs à Trois Bras.....	42
II.4.1.2	FAP Modulaires avec deux onduleurs à deux Bras avec condensateur à point milieu.....	51
<b>II.5</b>	<b>Introduction au Contrôle du Filtre Actif.....</b>	<b>52</b>
<b>II.6</b>	<b>Conclusion.....</b>	<b>53</b>

## Chapitre III      **Contrôle-Commande des Filtres Actifs Parallèles**

<b>III.1</b>	<b>Introduction.....</b>	<b>55</b>
<b>III.2</b>	<b>Bloc d'identification des courants de références.....</b>	<b>55</b>
III.2.1	Méthode des puissances active et réactive instantanées.....	57
III.2.2	Méthode du référentiel lié au synchronisme SRF.....	60
III.2.3	Méthode pq modifiée.....	63
III.2.3.1	Principe et analyse du FMV .....	63
III.2.3.2	Principe de la Méthode "pq-modifiée".....	65
III.2.3.3	Une nouvelle méthode d'identification "FMV-directe".....	66
<b>III.3</b>	<b>Identification par les réseaux de neurones adaptatifs.....</b>	<b>67</b>
III.3.1	Principe de l'Adaline.....	68
III.3.2	La Méthode des PIRI Neuronale.....	69
III.3.3	La Méthode SRF Neuronale (MCD).....	74
<b>III.4</b>	<b>Contrôle de la tension du bus continu.....</b>	<b>76</b>
III.4.1	Régulateur PI.....	77
III.4.2	Régulateur à base de la logique Floue.....	78
<b>III.5</b>	<b>Bloc de synchronisation PLL.....</b>	<b>81</b>
III.5.1	PLL triphasé classique.....	82
III.5.2	PLL classique avec un FMV.....	85
<b>III.6</b>	<b>Stratégies de commande de l'onduleur.....</b>	<b>88</b>
III.6.1	Contrôle par hystérésis.....	88
III.6.2	Contrôle par hystérésis modulée.....	89
<b>III.10</b>	<b>Conclusion.....</b>	<b>91</b>

## Chapitre IV      **Résultats et Synthèse du Filtre Actif Modulaire**

<b>IV.1</b>	<b>Introduction.....</b>	<b>93</b>
<b>IV.2</b>	<b>Commande générale du filtre actif modulaire.....</b>	<b>93</b>
<b>IV.3</b>	<b>Description du Modèle de simulation.....</b>	<b>95</b>
IV.3.1	La source.....	95
IV.3.2	La charge.....	96
IV.3.3	Le filtre actif modulaire.....	96
<b>IV.4</b>	<b>Simulation du réseau à étudier.....</b>	<b>96</b>
<b>IV.5</b>	<b>Simulation de l'ensemble en utilisant la topologie à trois bras...</b>	<b>97</b>
IV.5.1	Compensation en utilisant les approches basées sur les filtres FMV.....	97

IV.5.1.1	Méthode des puissances active et réactive modifiée.....	98
IV.5.1.2	Méthode FMV directe.....	101
<b>IV.6</b>	<b>Simulation de l'ensemble en utilisant la topologie à deux bras avec condensateur à point milieu.....</b>	<b>104</b>
IV.6.1	Compensation en utilisant les approches basées sur les filtres FMV	104
IV.6.1.1	Méthode des puissances active et réactive modifiée.....	104
IV.6.1.2	Méthode FMV directe.....	107
<b>IV.7</b>	<b>Compensation en utilisant les approches neuronales pour les deux topologies.....</b>	<b>110</b>
IV.7.1	Méthode de PIRI neuronale.....	110
IV.7.2	Méthode des courants diphasés MCD.....	116
<b>IV.8</b>	<b>Comparaison des méthodes de compensation.....</b>	<b>121</b>
<b>IV.9</b>	<b>Conclusion.....</b>	<b>123</b>
	<b>Conclusion Générale.....</b>	<b>125</b>
	<b>Bibliographie.....</b>	<b>127</b>



# **INTRODUCTION GENERALE**

Aujourd'hui, pour assurer une efficacité énergétique, les industries utilisent des dispositifs statiques de conversion d'énergie appelés: convertisseurs statiques. Ces convertisseurs sont composés de semi-conducteurs de puissance. Ceux-ci sont considérés comme des charges non linéaires pour le réseau électrique. Ces charges absorbent un courant dont la forme d'onde est non sinusoïdale. Elle présente un contenu riche en harmoniques, qui dans certain cas, peuvent être très importantes. Ces harmoniques se propagent de la charge vers le réseau et engendrent des chutes de tension harmonique qui s'ajoutent à la composante fondamentale de la tension délivrée par le réseau. Ce qui résulte en : une tension affectée d'un contenu harmonique, un déséquilibre des courants, ainsi qu'une importante consommation de la puissance réactive. Cette perturbation harmonique peut également conduire à l'échauffement des câbles et des équipements électriques ou bien encore à l'arrêt soudain des machines tournantes, voire la destruction totale de tous les équipements. Donc, l'impact de ce type de pollution sur le réseau n'est pas négligeable.

Pour faire face à ces perturbations, plusieurs solutions de dépollution des réseaux électriques ont été déjà proposées dans la littérature scientifique [ALA02]. Les filtres passifs constituent une solution possible. Plus particulièrement, les filtres passifs LC sont employés pour la réduction des taux d'harmoniques alors que les condensateurs seuls permettent la correction du facteur de puissance. Cependant, ces dispositifs ont montré leurs limites et inconvénients à savoir : une compensation fixe, taille et volume importants, résonance et une dépendance aux performances et aux structures du réseau. Pour pallier ces inconvénients tout en conservant la fonction du filtrage et pour répondre

au besoin des solutions plus efficaces, flexibles et capables de répondre aux problèmes des harmoniques, les chercheurs en électronique de puissance et en automatique ont développé ces dernières années des systèmes de filtrage moderne communément appelés Active Power Filters (APF), dont le principe a été proposé au début des années quatre-vingt [GYU-76], [AKA-83]. Ces dispositifs présentent un moyen plus au moins acceptable pour la dépollution des réseaux électriques. Ils compensent ces perturbations en injectant dans le réseau électrique des courants ou des tensions harmoniques égaux en amplitude et en opposition de phase avec ceux absorbés par la charge non-linéaire. Le but est de conduire le réseau à fournir un courant sinusoïdal et en phase avec sa tension. Cette solution offre de nombreux avantages, tels que par exemple [DEF-98]: une auto-adaptation à l'évolution des charges et du réseau, une élimination des risques de résonance entre le filtre et l'impédance du réseau et une compensation totale ou sélective des harmoniques. Parmi ces dispositifs qui répondent le mieux aux contraintes industrielles d'aujourd'hui sont les filtres actifs parallèles FAP, série FAS et combinés parallèle-série (aussi appelés UPQC). Le filtre actif parallèle peut être utilisé pour compenser les courants harmoniques et les courants déséquilibrés de même que la puissance réactive. Le filtre série peut compenser à la fois les tensions harmoniques, les tensions déséquilibrées et les creux de tension. L'UPQC est la solution universelle permettant de compenser tous types de perturbations que l'on observe sur le réseau.

Pour les applications industrielles de faibles et de moyennes puissances, le filtre actif de puissance peut être réalisé par un seul onduleur. La compensation des tensions et/ou les courants harmoniques peut être obtenue respectivement par l'utilisation d'un filtre actif série et parallèle. Par contre, dans les applications de grandes puissances où le réseau est confronté à des courants harmoniques trop puissants, ni le FAP ni le FAS sont capables d'atteindre l'objectif de filtrage. Cela est dû aux limitations technologiques vues sur les grandeurs caractérisant les semi-conducteurs. On cite, particulièrement, les courants à commuter, la fréquence de commutation et la puissance nominale à fournir par le filtre. Pour surmonter ces limitations, le concept de la mise en parallèle de plusieurs filtres actifs (onduleurs) a été introduit. Ce concept est souvent utilisé pour atteindre des niveaux de puissances supérieures à ceux d'une structure classique. Dans les applications de forte puissance, l'utilisation des structures qui permettent d'obtenir un fort courant de sortie est nécessaire.

De ce fait, les systèmes parallèles sont devenus une solution satisfaisante, particulièrement dans les cas de grandes demandes d'énergie avec des courants de charge très importants. On peut en tirer les avantages suivants [ZHI00]:

- ❖ La fiabilité du système: la mise hors circuit d'un module permet toujours au reste du circuit de fonctionner tout en distribuant la puissance du module défaillant sur le reste des modules. Cela évitera ainsi toute interruption du transfert de puissance. Cet avantage majeur de la mise en parallèle n'est pas offert par les onduleurs multi-niveaux (si un module est défaillant tout le fonctionnement s'arrête).
- ❖ La redondance des différents modules connectés en parallèle permet de réduire considérablement le cout de fabrication à la chaîne et rendre le circuit global plus flexible vu l'utilisation des composants standards de faible dimension.
- ❖ Le cout de maintenance du système va être diminué du fait que la forte puissance transférée à la charge occasionnant de fortes contraintes sur les différents composants électroniques est ainsi divisée par un rapport égale au nombre d'onduleurs mis en parallèle.
- ❖ Possibilité d'atteindre des puissances élevées avec des composants standards de plus faible dimension et donc plus performant (durée de vie, rapidité...etc.).
- ❖ Partage de la puissance de la charge traitée qui se traduit par une réduction des contraintes de tension et de courant au niveau des différents interrupteurs.
- ❖ Le système globale est redondant car l'on pourra toujours garder un nombre de modules en réserve et ce pour parer à toute éventuelle demande supplémentaire de puissance. Ces onduleurs de réserve seront commandés de la même manière ce qui est impossible dans le cas des onduleurs multi-niveaux du fait que si on connecte un nouveau module (multi-niveaux), il faudrait établir une loi de commande totalement différente de celle des autres.
- ❖ Avoir une meilleure stabilité, robustesse, normalisation et réduction du cout de fabrication à la chaîne du module ainsi que sa disponibilité.
- ❖ Une habilité de commutation à de plus hautes fréquences sans contraintes (si l'on souhaite) et ce, du fait que les différents modules ne supportent qu'une fraction de la puissance totale demandée.
- ❖ Réduction des harmoniques du courant, des pulsations harmoniques du couple et de minimiser les pertes de commutation.
- ❖ Amélioration des formes d'ondes à l'entrée et à la sortie du convertisseur.

Dans le domaine du filtrage actif, cette structure est connue sous le nom de **filtre actif de puissance modulaire**. Elle a été proposée en 1997 et en 1999.

Le travail de recherche présenté dans cette thèse s'inscrit dans le domaine de la qualité d'énergie électrique. Il a pour objectif d'améliorer la qualité de l'énergie par l'utilisation des approches d'identification basées sur les filtres multi-variables FMV et les

techniques basées sur les réseaux de neurones adaptatifs ADALINE (ADaptive LINear Elements) et leur application à un système de filtrage actif modulaire dédié aux réseaux électriques à trois fils de forte puissance confrontés à des courants harmoniques trop importants.

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres :

Le premier chapitre sera consacré à un état de l'art sur les principales perturbations dans le réseau électrique de basse tension qui peuvent conduire à la dégradation de la Qualité de l'Energie Electrique (QEE), leurs causes et leurs conséquences ainsi que les normes visant à diminuer leurs proliférations. Nous rappelons aussi les solutions de dépollution existantes, tant traditionnelles que modernes, ainsi que la solution moderne dédiée au réseau électrique de forte puissance qui fait l'objet de notre travail de recherche.

Le deuxième chapitre sera consacré à l'étude et à la modélisation des différentes topologies du filtrage actif dédiées au réseau électrique à trois fils de faible et de moyenne puissance, ainsi que les topologies de filtre actif modulaire dédiées au réseau à trois fils de forte puissance. Nous finirons ce deuxième chapitre par une introduction au contrôle généralisé du filtre actif parallèle.

Dans le troisième chapitre, dans un premier temps, nous présenterons le problème de l'identification des courants harmoniques puis nous entamerons la stratégie de commande de l'onduleur. Notre contribution originale débute dans ce chapitre par le développement d'une nouvelle approche d'extractions sélective ou global des courants harmoniques, cette méthode est basée sur l'extraction directe de ces courants sans passer par le calcul des puissances instantanées, en utilisant un filtre multi-variable FMV. Nous présentons aussi deux méthodes d'identification des courants harmoniques, mais cette fois-ci ces approches sont basées sur les réseaux de neurones de type Adaline avec comme vecteur d'entrée les termes en cosinus et sinus de la décomposition en série de Fourier du signal à filtrer et un vecteur poids détermine les amplitudes de chaque termes correspondant aux cosinus et sinus de la décomposition en série de Fourier (fondamental, harmoniques). Pour le contrôle de la tension du bus continu, nous utilisons deux types de régulateurs, le premier est un régulateur PI classique, et le second est basé sur la commande par la logique floue. Pour terminer la première partie du contrôle du filtre actif, nous présentons une PLL incorporant un FMV et nous la comparons à une PLL classique. Pour la stratégie de commande de l'onduleur, notre étude portera uniquement sur le contrôle par l'hystérésis modulé car sa mise en œuvre est simple, il est robuste et présente une excellente dynamique.

Le quatrième chapitre, est consacré à l'étude par simulation des différentes approches de commande étudiées dans le troisième chapitre appliquées aux différentes topologies des filtres actifs modulaires pour la compensation des réseaux électriques à trois fils de forte puissance qui engendrent de forts courants harmoniques. Nous allons tout d'abord présenté la stratégie de commande généralisée pour contrôler tous les modules constituant le filtre actif modulaire en même temps. Ensuite nous appliquerons quatre approches pour l'identification des courants de référence et la compensation de la puissance réactive consommée par la charge non-linéaire. Les deux premières sont basées sur le FMV, tandis que les deux autres sont basées sur les réseaux de neurones Adaptatifs. Les résultats de simulations obtenus pour les différentes topologies utilisant la stratégie globale de la commande et les quatre approches sont présentés dans ce chapitre.

Enfin, nous terminons ce travail par une conclusion et des perspectives.

# Chapitre I

---

# **CHAPITRE I**

## ***Etat de l'Art : Pollution Harmonique, Filtrage Actif***

## **I.1 Introduction**

Les réseaux électriques sont des systèmes dynamiques complexes. Ils doivent faire face à des variations, parfois brusques, des tensions et des courants. L'objectif fondamental de ce système est de fournir l'énergie électrique aux clients avec une parfaite continuité, sous une forme de tension sinusoïdale, avec des valeurs d'amplitude et de fréquence préétablies. Mais dans les faits, l'onde de tension n'est jamais parfaitement sinusoïdale, la fréquence et l'amplitude de cette onde varient en permanence, et peuvent parfois s'écarter significativement de leurs valeurs de référence, donc cet objectif semble idéal et n'est jamais facile à assurer, car le réseau électrique aujourd'hui est appelé à fonctionner sous un environnement de plus en plus agressif, et par conséquent, il doit faire face à de nombreux types de perturbations qui peuvent être d'origine interne comme l'évolution et la complexité du réseau et des charges qui lui sont connectées, ou externe liées aux phénomènes des changements climatiques. Afin d'éviter le dysfonctionnement, voir la destruction des composants du réseau électrique ou des récepteurs finaux, il est indispensable de comprendre l'origine des perturbations et de chercher les solutions adéquates pour les supprimer.

De ce fait, ce chapitre est consacré au problème de la qualité de l'énergie, et il est organisé de la manière suivante : dans un premier temps nous présenterons les perturbations principales, en particulier les harmoniques de tension et de courant. Ensuite, les différents types de filtrage et les principales solutions seront évoqués pour faire face à ces perturbations.

## **I.2 Problème de la qualité de l'énergie électrique**

Permis les notions de la qualité de l'énergie électrique, on trouve la notion de la qualité d'onde, alors cette notion recouvre toutes les perturbations liées à la forme de l'onde de tension délivrée par le réseau électrique, susceptibles d'altérer le fonctionnement des appareils électriques raccordés à ce dernier, voir les endommager, laquelle est caractérisée par : une forme d'onde qui doit être la plus proche possible d'une sinusoïde (absence des pics et des creux), équilibrée et symétrisée (caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et leur déphasage relatif) et stable en fréquence. Une détérioration de l'un entre eux ou de plusieurs à la fois produit une anomalie dans le réseau électrique. La mesure de ces paramètres permet de juger la qualité de la tension qui peut être affectée, soit du fait de certains incidents inhérents à la nature physique et aux sujétions liées à



l'exploitation du réseau, soit du fait de certains récepteurs. Ces défauts se manifestent sous forme de différentes perturbations affectant un ou plusieurs paramètres précédemment définis. [ALA02] [ABD08] [OUL05].

### **I.3 Perturbations dans les réseaux électriques**

Les perturbations dans les réseaux électriques sont tous les phénomènes physiques internes ou externes au réseau électrique ayant un pouvoir d'affecter d'une manière transitoire ou permanente une ou plusieurs de ces paramètres (modifier l'amplitude et/ou la forme des grandeurs électriques du réseau -courant, tension, fréquence-). En pratique, ces perturbations peuvent se manifester par :

- Une variation et/ou une coupure de tension.
- Un déséquilibre du système triphasé de tension.
- Une fluctuation de tension.
- Une variation de la fréquence.
- La présence d'harmoniques.

#### **I.3.1 Variation et coupure de la tension**

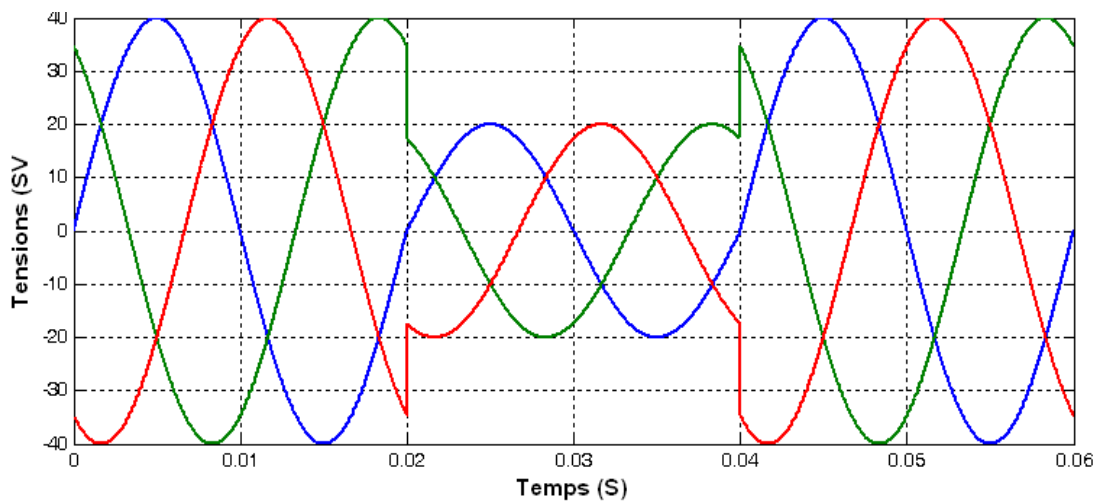
Les variations de tension est une atténuation ou augmentation brutale de la tension, ces variations sont dus à des phénomènes naturels comme la foudre, ou à des défauts de fonctionnement ou par le démarrage simultané d'un grand nombre de charges électriques. Les défauts peuvent augmenter ou atténuer l'amplitude de la tension ou bien complètement la réduire à zéro pendant une certaine durée.

Une atténuation de la tension correspond à une variation de 10% à 90% de la tension nominale pendant une durée allant d'une demie période à une minute selon la norme IEEE 1159-1995 et jusqu'à 3mn selon la norme EN-50160 (voir la figure I.1). Le défaut d'opération des interrupteurs ou bien le démarrage d'une charge importante peut causer ce phénomène. Selon la norme IEEE 1159-1995.

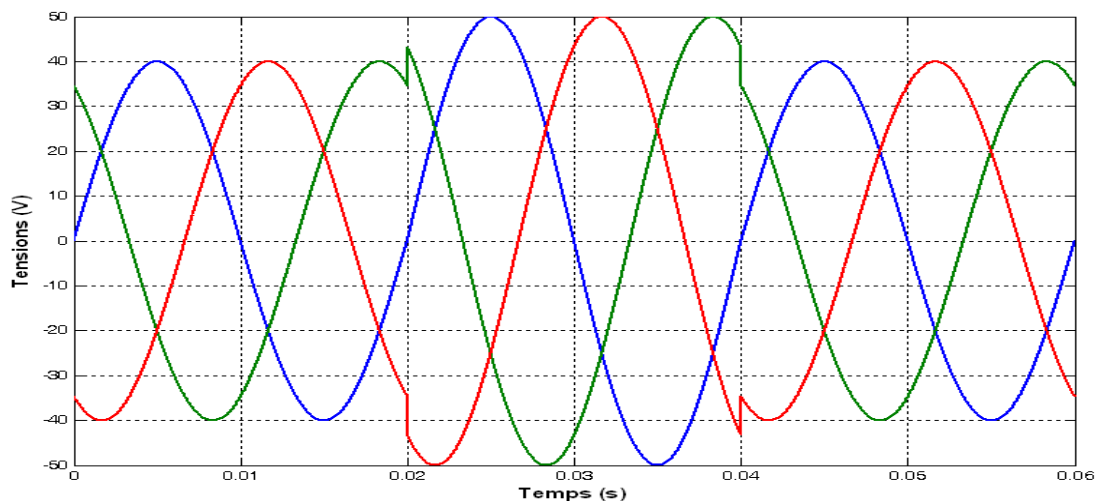
Une augmentation de tension est définie lorsque l'amplitude de tension est supérieure à la tension nominale (de 110% à 180%) (Voir la figure I.2). Ce phénomène est causé par l'arrêt d'un grand nombre de charges ou de capacités (*Capacitor energizing*) et il peut durer d'une demi-période à une minute [NGU10] [KOU15] [OUL05].

Une coupure de tension apparaît lorsqu'à elle est une atténuation brutale de la tension à moins de 10% de la tension nominale ou disparition totale sur une

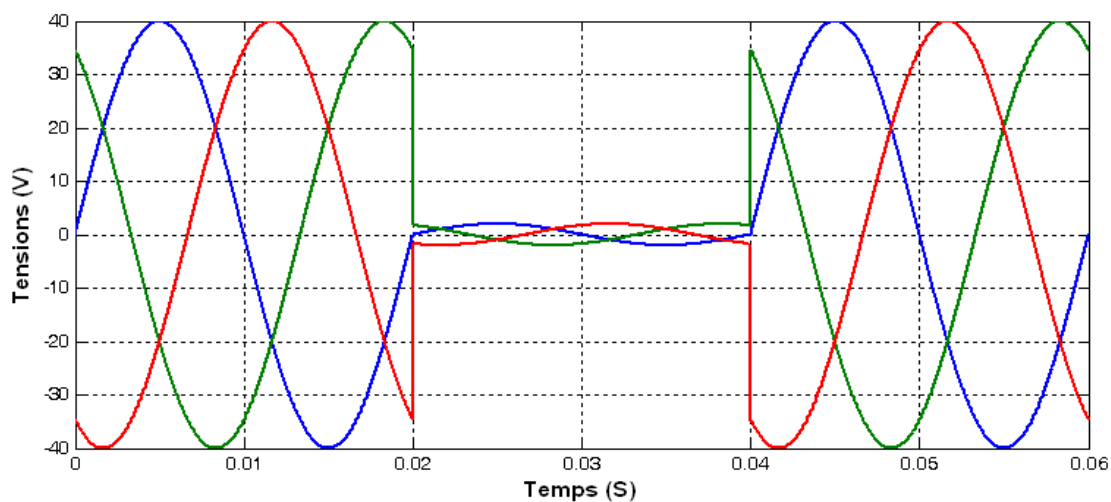
période sans dépasser une minute pour les coupures brèves et supérieure à une minute pour les coupures longues (voir la figure I.3).



**Figure I.1. Atténuation de tension**



**Figure I.2. Augmentation de tension**



**Figure I.3. Coupure de tension**

L'interruption de la tension peut être causée par des défauts du système électrique (court circuit sur les lignes de distribution ou dans les bobinages statoriques d'un générateur, etc.), des défauts des équipements connectés au réseau et des commandes mal conçues. La plupart des appareils électriques admettent une coupure totale d'alimentation d'une durée inférieure à 10 ms.

### I.3.2 Déséquilibre d'un système triphasé

On dit qu'un système est déséquilibré lorsque les trois tensions ne sont pas identiques en amplitude et/ou lorsqu'ils ne sont pas décalés de  $120^\circ$  entre chaque phase. (Voir la figure I.4). Pratiquement, les charges alimentées par un système triphasé équilibré ne sont pas identiques (un récepteur non équilibré) conduit à des déséquilibres de tension dus à la circulation de courants non équilibrés dans les impédances du réseau, et de plus, des événements peuvent survenir sur les lignes de distribution (la coupure d'une phase, le court-circuit. . .).

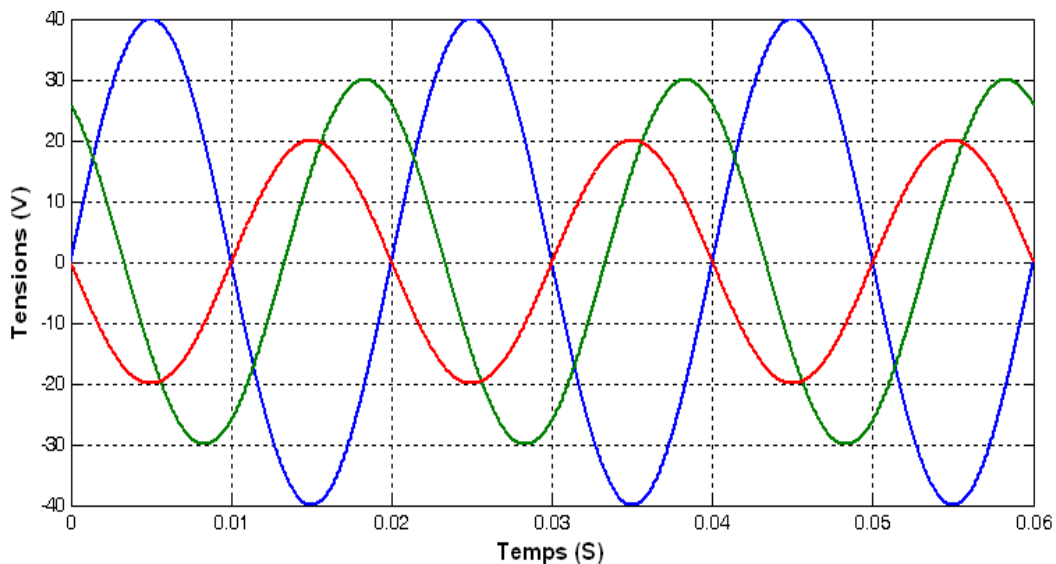


Figure I.4. Déséquilibre du système triphasé

### I.3.3 Fluctuation de tension

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

Cette perturbation est causée par les grosses charges dont la puissance absorbée varie d'une manière aléatoire comme par exemple les fours à arc ou les machines à souder. Ces fluctuations se traduisent par des variations d'intensité, visible au niveau de l'éclairage, ce phénomène de papillotement est appelé *flicker*.

### I.3.4 Fluctuation de la fréquence

Une variation sensible de la fréquence du réseau peut apparaître sur les réseaux des utilisateurs non interconnectés ou alimentés par une source autonome (thermique, solaire, etc.). Dans le réseau de distribution (plutôt en hydroélectricité), cette variation de fréquence est très rare et n'est présente que lors de conditions exceptionnelles, comme dans le cas de certains défauts graves sur le réseau (problème de turbine, etc.). Dans les conditions normales d'exploitation, la fréquence fondamentale doit être comprise dans l'intervalle de 50 Hz  $\pm$ 1%. Un exemple de fluctuation de fréquence est montré dans la figure I.5 [ALA02] [BOU08].

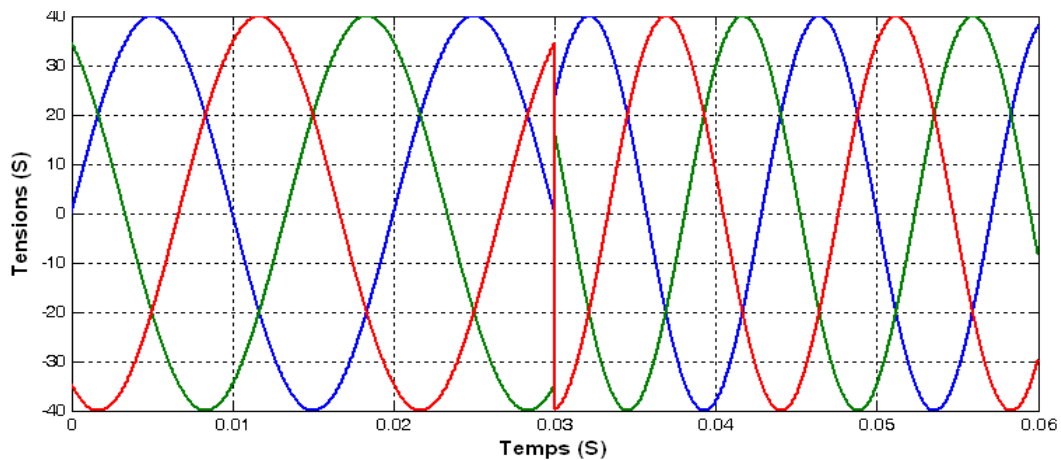


Figure I.5.Fluctuation de la fréquence

### I.4 Perturbations Harmoniques

Les harmoniques en tension ou en courant sont une superposition sur l'onde fondamentale à 50 Hz à laquelle le circuit d'alimentation est conçu pour fonctionner (voir la figure I.6). Alors l'onde également sinusoïdale mais de fréquences multiples entières de celle du fondamental. Les formes d'onde périodiques quelconques peuvent être décomposées en la somme de la fréquence fondamentale et des harmoniques. Les harmoniques proviennent des caractéristiques non linéaires des dispositifs et des charges connectés sur le système d'alimentation. Le niveau de déformation harmonique est décrit par le spectre harmonique complet avec les amplitudes de chaque composante harmonique individuelle. Le Taux de Distorsion Harmonique (THD) est une grandeur permettant de quantifier le pourcentage de la déformation de l'onde causé par les harmoniques [OUL05] [ABD08].

Il est à noter qu'il existe aussi des perturbations sur des rangs harmoniques non multiple entier du fondamental. Ces derniers se dénomment inter ou infra harmoniques. Les inter-harmoniques sont des composantes sinusoïdales qui ne sont pas des fréquences entières de celle du fondamental. Les infra harmoniques sont des composantes qui sont à des fréquences inférieures à celle du fondamental.

Ces deux catégories de perturbations sont dues à des variations périodiques et aléatoires de la puissance absorbée par certains appareils (commande par train d'ondes, ...). La figure I.7 illustre cette répartition [CHA10].

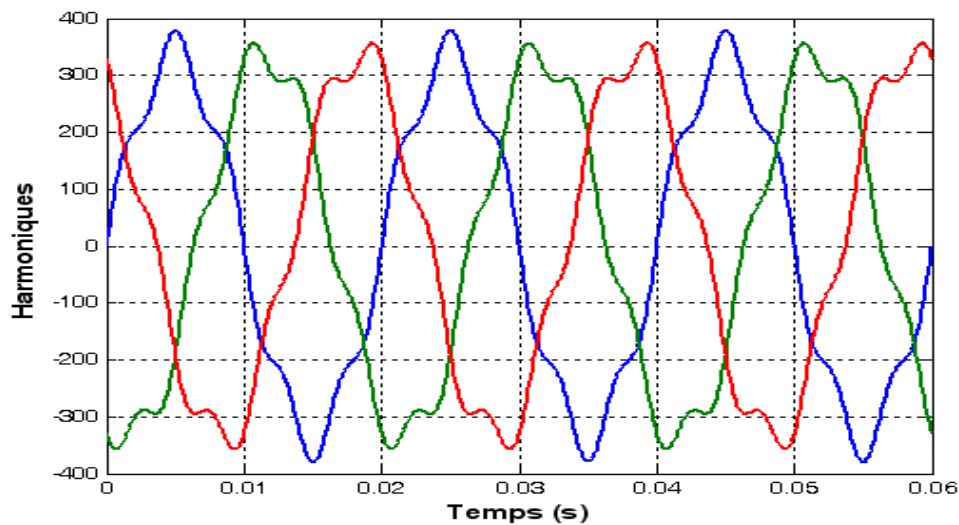


Figure I.6. Perturbations Harmoniques de la tension

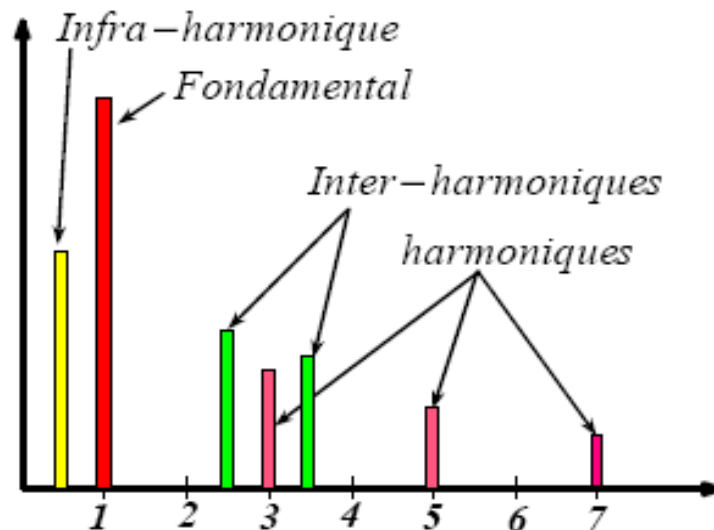


Figure I.7. Représentation des Inters et Infra Harmoniques

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

### **I.4.1 Sources des harmoniques**

D'une manière générale, les harmoniques sont générées par des charges non linéaires absorbant un courant non sinusoïdal. Actuellement, l'utilisation des équipements électriques comportant des convertisseurs statiques dans les installations de conversion d'énergie électrique a entraîné ces dernières années une augmentation sensible du niveau de pollution harmonique. Ces équipements électriques sont considérés comme des charges non linéaires constituent la principale source de ces harmoniques. Ces dispositifs émettant des courants harmoniques dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale, ou parfois à des fréquences quelconques. Le passage de ces courants harmoniques dans les impédances du réseau électrique peut entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordement et alors polluer les consommateurs alimentés par le même réseau électrique, [OUL05] [CHAO10] [OMIR07] [ABD08] [KOU15].

De ce fait, la présence des harmoniques de courant ou de tension conduit à des effets néfastes sur le réseau de distribution

### **I.4.2 Effets des harmoniques**

Les courants harmoniques se propagent dans le réseau électrique, déforment l'allure du courant de la source et polluent les consommateurs alimentés par ce même réseau. Ils peuvent occasionner des incidents au niveau de l'appareillage du client ce qui donne lieu à des sur coûts de production d'énergie importants. On peut classer les effets engendrés par les harmoniques en deux type: les effets instantanés et les effets à terme [KOU15] [HAM12] [ALA02].

#### **A. Effets instantanés**

Les effets instantanés apparaissent immédiatement dans certains appareillages :

- **Défauts de fonctionnement de certains équipements électriques:** En présence d'harmoniques, la tension et le courant peuvent changer plusieurs fois de signe dans une demi-période. Les appareils dont le fonctionnement est basé sur le passage à zéro des grandeurs électriques peuvent être affectés.
- **Troubles fonctionnels des micro-ordinateurs:** Les effets sur ces équipements peuvent se manifester par la dégradation de la qualité de l'image et par des couples pulsatoires des moteurs d'entraînement de disque.

- **Erreurs dans les appareils de mesure :** Certains appareils de mesure et les compteurs d'énergie à induction présentent des dégradations de mesure des erreurs de lecture supplémentaires en présence d'harmoniques.
- **Vibrations et bruits:** Les courants harmoniques génèrent également des vibrations et des bruits acoustiques, principalement dans les appareils électromagnétiques (transformateurs, inductances et machines tournantes).

#### **B. Effets à terme**

Ils se manifestent après une exposition plus ou moins longue à la perturbation harmonique. L'effet à terme le plus important est de nature thermique, il se traduit par l'échauffement. Il conduit à une fatigue prématurée du matériel, des lignes et amènent un déclassement des équipements [MOU02] [NGU10].

- **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 enroulements comme pour 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, quelles soient dues à une tension fondamentale trop élevée ou à la présence d'harmoniques. Ces échauffements peuvent conduire au claquage.
- **Echauffement due aux pertes supplémentaires des machines électriques et des transformateurs:** L'échauffement est causé par les pertes dans le stator des machines électriques et principalement dans leurs circuits rotoriques 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.

### I.4.3 Analyse des harmoniques :

L'analyse des signaux non sinusoïdaux est basée sur le concept mathématique de la série de Fourier, qui permettent la décomposition des signaux électriques perturbés (non sinusoïdaux) en composantes fondamentale et perturbations (Harmoniques).

Le concept d'harmonique a été introduit au début du XIXème siècle par Joseph Fourier [ALA02], en démontrant que tout signal périodique non sinusoïdal peut être représenté par une somme ou série des sinusoïdes de fréquences discrètes. La composante zéro de la série dite de Fourier est la 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.

#### I.4.3.1 Développement Mathématique

Tout signal périodique (tension, courant, flux), par exemple le courant absorbé par une charge non linéaire, admet une décomposition en série de Fourier, son expression mathématique est de la forme suivante [CEL11] [LUC05] [SEG11] [CUN12] [ETX03] [KOU15]:

$$i_{ch}(t) = I_0 + I_1 \sin(\omega t) + I_1 \cos(\omega t) + I_2 \sin(2\omega t) + I_2 \cos(2\omega t) + I_3 \sin(3\omega t) + I_3 \cos(3\omega t) + \dots \dots I_n \sin(n\omega t) + I_n \cos(n\omega t)$$

D'une manière générale, cette expression est appelé série de Fourier et peut être réécrite comme suit:

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t) \quad (I.1)$$

Mathématiquement les coefficients  $a_0, a_n$  et  $b_n$  sont exprimés par les relations suivantes :

$$\begin{cases} a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) d(t) \\ a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega t) d(t) \\ b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega t) d(t) \end{cases} \quad (I.2)$$



L'amplitude et le déphasage de l'harmonique de rang  $n$  est donné par les deux équations suivantes respectivement:

$$\begin{cases} I_{nm} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \\ \varphi_n = \arctan \left[ \frac{b_n}{a_n} \right] \end{cases} \quad (I.3)$$

D'après les expressions ci-dessus, le courant de la charge non-linéaire est donné par :

$$i_{ch}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{nm} \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (I.4)$$

Ce courant peut être subdivisé en une composante fondamentale et des composantes harmoniques comme suit :

$$i_{ch}(t) = I_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + \sum_{n=2}^{\infty} I_{nm} \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (I.5)$$

Avec :

$i_{ch}(t)$  : Est le courant de la charge.

$I_1$  : Est la valeur maximale du courant fondamental.

Différentes grandeurs sont définies pour chiffrer ces perturbations. Le THD (Taux global de Distorsion Harmonique) et le facteur de puissance (FP) sont les plus employés pour quantifier respectivement les perturbations harmoniques et la consommation de la puissance réactive.

### ➤ Taux global de distorsion harmonique THD

La perturbation harmonique en courant par exemple, peut être évaluée par le taux de distorsion harmonique  $THD_i$  en courant, ce paramètre peut être calculé de la manière suivante [NGU10]:

$$THD_i \% = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (I_{sn})^2}}{I_{s1}} \quad (I.6)$$

D'après l'équation I.6, le  $THD_i$  mesure le rapport entre les harmoniques et le fondamental.

Ou  $I_{sn}$  représente la composante harmonique de rang  $n$ ,  $I_{s1}$  représente la composante fondamentale.

En général, les harmoniques pris en compte dans un réseau électrique sont inférieurs à  $2500 \text{ Hz}$ , ce qui correspond au domaine des perturbations basses fréquences au sens de la normalisation. Les harmoniques de fréquence plus élevée sont fortement atténués par la présence des inductances de lignes [ALA02] [BOU08].

➤ **Facteur de puissance FP**

En présence des harmoniques, la puissance apparente  $S$  est composée de trois parties : active  $P$ , réactive  $Q$  et déformante  $D$ . son expression est donnée comme suit :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (I.7)$$

La puissance déformante  $D$  présente la contribution des harmoniques

Avec :

$$D = 3V_{eff} \sqrt{I_{s\_eff}^2 - I_{s1\_eff}^2} \quad (I.8)$$

Où :

$I_{s\_eff}$  : présente la valeur efficace du courant coté source.

Par définition, le facteur de puissance FP est égal au quotient de la puissance active  $P$  par la puissance apparente  $S$  comme il est donné par l'équation suivante:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (I.9)$$

De cette équation, le facteur de puissance sera toujours inférieur à 1. De plus :

$$P = 3V_{eff} \cdot I_{s\_eff} \cdot \cos(\varphi) \quad (I.10)$$

On aura donc :

$$FP = \frac{I_{s1}}{I_s} \cdot \cos(\varphi) = F_{dis} \cdot \cos(\varphi) \quad (I.11)$$

Où :

$F_{dis}$  : Représente le facteur de distorsion. Il vaut 1 lorsque le courant est parfaitement sinusoïdal et  $\varphi$  représente le déphasage entre le courant fondamental et la tension.

## **I.5 Techniques de réduction des harmoniques**

Nous avons cité d'une manière générale dans les paragraphes précédents les problèmes liés au réseau électrique ainsi que leurs effets néfastes sur le bon fonctionnement des appareils raccordés à ce dernier. Afin de résoudre ces problèmes, deux solutions sont envisageables, les techniques traditionnelles et les techniques modernes, où la première est basée sur la modification des caractéristiques des charges polluantes tandis que la seconde consiste à compenser les perturbations générées par les charges perturbatrices [ABD08].

### **I.5.1 Techniques traditionnelles**

Ce sont des techniques (solutions) qui apportent une solution facile et rapide et qui utilisent des composants passifs (inductances, condensateurs, transformateurs) et/ou des branchements qui modifient le schéma de l'installation. Plusieurs solutions sont proposées pour limiter la propagation et l'effet des harmoniques dans les réseaux électriques, parmi lesquelles, le transformateur étoile/triangle placé en amont de la charge (la charge est connectée en étoile) afin de supprimer l'harmonique d'ordre 3, de ce fait ces harmoniques circulent dans les enroulements (connectés en triangle) du transformateur sans se propager vers la source. Dans le cas où nous avons des charges non-linéaires qui produisent non seulement les courants harmoniques de rang 3, le transformateur isolé ne permet pas d'empêcher ces courants de se propager dans le réseau électrique.

Pour cette raison, afin de réduire les effets des perturbations harmoniques, des filtres sont proposés. [AKA07].

#### **I.5.1.1 Filtre passif :**

Ces filtres sont les premiers dispositifs utilisés pour supprimer ces harmoniques [AMA06] [ABD08] [KAR09] [ALA02]. Ils sont composés par des éléments passifs. En général, ces dispositifs sont connectés en parallèle avec les charges non-linéaires (les redresseurs à diodes ou à thyristors, fours à arcs électriques, etc...). Leur principe consiste à piéger les courants harmoniques pour empêcher qu'ils ne se propagent dans le reste du réseau. Ainsi, pour filtrer un courant à une fréquence particulière, un filtre résonnant série est placé en parallèle sur le réseau (figure I.8). Cependant, ce type de filtre est très sélectif.

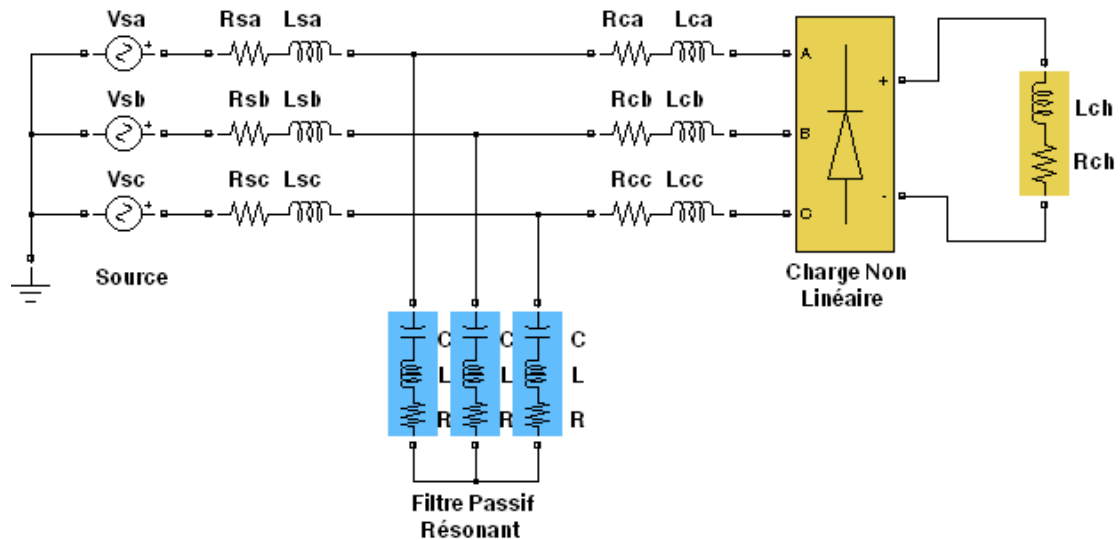


Figure I.8. Filtre passif résonant

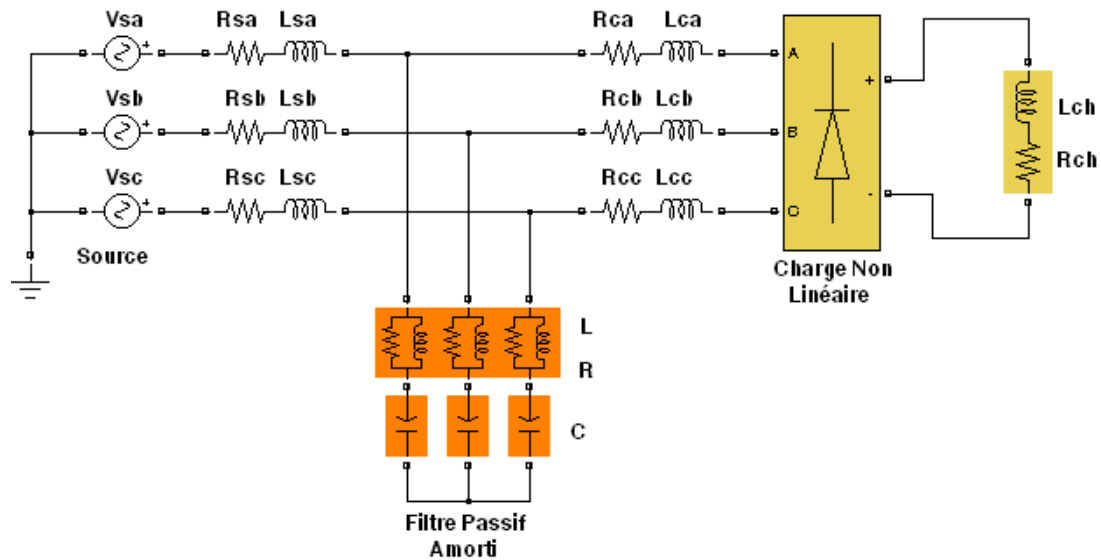


Figure I.9. Filtre passif amorti

Pour atténuer toute une bande de fréquences, un filtre passif amorti du second ordre (figure I.9) est préférable. Le dimensionnement de ces filtres dépend des harmoniques à éliminer, des performances exigées, de la structure du réseau et de la nature des récepteurs. Par cette technique, il est en général plus aisé de rejeter les harmoniques de rang élevé que celles de rang faible. Malgré sa large utilisation dans l'industrie et son coût, ces filtres présentent quelques inconvénients, parmi lesquels on peut citer [AKA07] [ALA02] [OUL05]:

- ❖ Une connaissance approfondie de la configuration du réseau électrique.
- ❖ Une dégradation des performances de filtrage lors des variations de la charge.
- ❖ Phénomène de résonance est très possible.

- ❖ Equipement volumineux.
- ❖ Inadaptabilité et perte d'efficacité lorsque les caractéristiques du réseau électrique évoluent.

### **I.5.2 Solutions Modernes**

Récemment, l'évolution de la technologie des composants semi-conducteurs, comme les thyristors *GTO* et les transistors *IGBT*, a permis de développer une nouvelle solution adaptable aux variations des réseaux électriques et capable de compenser les perturbations des réseaux électriques. Ces solutions sont basées sur le concept des filtres actifs. Ils peuvent également être utilisés comme complément aux solutions traditionnelles. Ces filtres ont pour but principal de compenser en temps réel les perturbations présentes dans les réseaux électriques.

Dans cette partie du chapitre, nous allons introduire les principales structures et topologies des filtres actifs, proposées dans la littérature scientifique, à savoir les *filtres actifs parallèle, série, combiné parallèle-série et les structures hybrides actif-passif*. Il faut noter aussi l'existence d'une autre topologie des filtres actifs, conçue dans le but de compenser les courants harmoniques dans les applications de grande puissance, où le réseau est confronté à des courants harmoniques trop puissants. Cette dernière est basée sur le concept de multi-convertisseurs dite généralement *Filtre actif Modulaire*.

#### **I.5.2.1 Filtrage Actif : Etat de l'art.**

Un filtre actif est un élément d'électronique de puissance composé généralement d'un onduleur de tension ou courant. Ce dispositif élabore un signal de contre-injection harmonique à partir de l'information reçue sur la grandeur polluante. Idéalement, les harmoniques sont ainsi compensés, et le signal résultant est une onde sinusoïdale pure à la fréquence fondamentale. Les filtres actifs restent performants au cours du temps et présentent l'avantage de s'adapter aux variations du réseau (fréquence, pollution et charge). Généralement les filtres actifs sont employés pour compenser le courant et la tension harmoniques, mais dans la plupart des cas, ils ont également des fonctions supplémentaires, telles que la compensation de la puissance réactive, courant du neutre, régulation de la tension [BHI99].

A la fin des années 1960, Erlicki et Emanuel-Eigeles, yugyi et Pelly, Sasaki et Machida, et Fukao, Iida, et Miyairi ont publié leur papier présentant ce qui peut être considéré comme un principe de base de la compensation de puissance

réactive. Erlicki et Emanuel ont présentés quelques idées de base. Ils ont déterminés que la charge non-linéaire se comporte comme générateur de puissance réactive tout en ayant pas d'éléments de stockage d'énergie, et présentent la première approche au contrôle du facteur de puissance active. Fukao, Iida et Miyairi ont déclaré que « en connectant une source de puissance réactive en parallèle avec la charge, le réseau d'alimentation ne peut pas fournir l'alimentation à la charge. Par conséquent, la transmission de puissance idéale ne serait pas possible » [AKA05].

Malheureusement, ces définitions de puissance sont douteuses, et peuvent conduire à des interprétations erronées dans certains cas. Avec le début du progrès des dispositifs de l'électronique de puissance d'autres contributions pertinentes ont été faites en 1970, où les problèmes liés aux charges non-linéaires sont devenues de plus en plus importants. Ces appareils modernes se comportent comme des charges non-linéaires et injectent une quantité importante de courants harmoniques au système d'alimentation, ce qui a conduit à une analyse des systèmes d'énergie dans des conditions non sinusoïdales. Il est, donc impératif d'établir un ensemble cohérent de définitions de puissance qui sont également valables dans les conditions transitoires et non sinusoïdales.

Les filtres actifs de puissance ont été étudiés pour la compensation d'harmoniques dans les réseaux de puissance industriels depuis le principe de compensation proposé par H. Sasaki et T. Machida en 1971.

Gyugyi et Pelly ont présenté l'idée que la puissance réactive pourrait être compensée par un convertisseur de fréquence à commutation naturelle sans éléments de stockage d'énergie. Cette idée a été expliquée d'un point de vue physique. En 1971, H. Sasaki et T. Machida ont présenté le principe de base des filtres actifs parallèles. En 1976, Harashima, Inaba, et Tsuboi ont présentés, éventuellement pour la première fois, l'expression de 'la puissance réactive instantanée' pour un circuit monophasé. Cette même année, Gyugyi et Strycula ont utilisés le terme 'filtre actif de puissance' pour la première fois et les premières familles des filtres actifs parallèles et série (solution adaptée à la compensation des tensions) apparaissent et sont réalisés avec des onduleurs à transistors contrôlés en MLI [DEF08]. Dans ces années, le filtrage actif ne connaissait que des progrès au stade théorique en laboratoire. La technologie des semi-conducteurs n'était pas encore assez développée pour l'implantation pratique du principe de compensation.

Quelques années plus tard, la technologie des semi-conducteurs de puissance connaissait une éclosion remarquable. Des progrès importants ont été accomplis avec la commercialisation des composants d'électronique de puissance qui commutent des puissances de plus en plus importantes avec des fréquences de plus en plus élevées. L'introduction du filtre actif triphasé à quatre fils est réalisée en 1980 [ARE97]. Ainsi, en 1982, profitant des améliorations des interrupteurs de puissance. Les premières applications industrielles arrivent pour donner lieu à une véritable commercialisation dans les pays industrialisés [DEF08]; le premier filtre actif parallèle de 800kVA, composé d'un commutateur de courant à MLI et thyristors GTO, a été installé pour la compensation d'harmoniques [LOP06]. Plus tard, de nombreux onduleurs de puissance commandés en MLI ont été développés pour des applications de filtrage actif. Par la suite, les filtres actifs parallèles ont commencé à être commercialisés et installés à travers le monde et surtout au Japon, où en 1996, il y avait plus de cinq cents filtres actifs parallèles installés avec des puissances allant de 50kVA à 2MVA [LOP06] [CHA10].

En 1982, le premier filtre actif de puissance parallèle de 800 KVA représenté par un onduleur MLI à source de courant et à base de thyristors GTO rentre en application pratique [DON04]. L'apparition des 1<sup>ers</sup> filtres actifs à nombre multiple de convertisseurs MLI à source de tension fut en 1986. Ce filtre actif placé en série avec un filtre passif inductif consistait à la mise en série de quatre onduleurs de tension triphasés MLI. En 1987, L. A. T. Moràn, P. D. Ziogas, et G. Joos ont introduit un système de filtre actif parallèle à base d'un onduleur de tension triphasé à MLI, servant comme compensateur synchrone de puissance réactive (Synchronous Solid-State Var Compensator SSSVC). M.Takeda, K. Ikeda, & Y. Tominaga ont présentés un nouveau schéma de compensation utilisant un filtre actif parallèle combiné avec un filtre passif passe-haut conventionnel. En répartissant leurs rôles de telle sorte que le filtre actif absorbe les courants harmoniques d'ordres moins élevés, et que le filtre passif absorbe ceux d'ordres plus élevés. Une année plus tard, F. Z. Peng, H. Akagi et A. Nabae ont proposés un système combiné de filtre passif parallèle et de filtre actif série de faible puissance qui a fourni des caractéristiques de compensation meilleures, et à moindre coût [DJE07].

Le premier filtre actif monophasé présentant la combinaison série-parallèle (Régulateur/Conditionneur de Tension de Ligne) fut introduit par S. Moran en 1989, dont le filtre actif série assure l'isolation entre les charges sensibles aux harmoniques des charges non-linéaires (productrices d'harmoniques), corrigeant

ainsi toute distorsion de la tension d'entrée. Autour de 1990, le développement de plusieurs projets commerciaux a été accompli et mis en pratique [BHI99].

Deux types de filtres actifs hybrides ont été proposés en 1988 et en 1990: la combinaison d'un filtre actif série avec un filtre passif parallèle constitué de filtre LC pour les 5<sup>ème</sup> et 7<sup>ème</sup> rang d'harmonique et la connexion en série d'un filtre actif avec un filtre passif. Ces combinaisons permettent la réduction de façon significative du rythme du filtre actif en améliorant la performance du filtre passif lorsqu'il est utilisé seul et offre une solution efficace pour les harmoniques de convertisseurs de haute puissance. Cependant, ils ont l'inconvénient de la nécessité du transformateur et la complexité du filtre passif [AKA05].

Les considérations économiques étaient l'obstacle du développement des filtres actifs. Actuellement, en raison d'une réduction du coût des dispositifs utilisés, ils deviennent abordables. Avec la pollution harmonique des systèmes d'alimentation actuels, la demande des filtres actifs a augmenté [BHI99]

Au cours de l'année 1997, la topologie multi-niveaux a débuté aussi pour des applications de filtrage actif. V. Aburto et al. Ont proposé le 1<sup>er</sup> filtre actif à structure multi-niveaux (à base d'un onduleur de tension trois niveaux) pouvant compenser les courants harmoniques et la puissance réactive dans des systèmes de distribution moyenne tension. Toutefois, l'étude n'était validée que par des travaux de simulation sous MATLAB. En 1998, S. Round et al. Proposèrent un filtre actif parallèle trois niveaux qui permet l'utilisation d'une inductance de sortie de plus petite valeur en comparant avec la topologie deux niveaux et susceptible à dériver les harmoniques dans des sites commerciaux et industriels

En 2001, la première référence sur un filtre actif connecté à un réseau de moyenne tension propose la connexion d'un filtre actif shunt monophasé à l'extrémité d'une ligne de traction de 25kV afin de diminuer les harmoniques de tension 3, 5 et 7 au point de connexion du filtre et de fournir de la puissance réactive pour garder la tension de la ligne à une valeur constante [LOP06].

Pour les applications de faible puissance, tels que les applications industrielles, le filtre de puissance actif peut être réalisé par un seule onduleur. La compensation des tensions et/ou les courants harmoniques peut être obtenu respectivement par l'utilisation d'un filtre actif série et parallèle. Par contre dans les applications de grande puissance où le réseau confronte des courants harmoniques trop puissants, ni le FAP, ni le FAS ne son capables d'achever l'objectif de filtrage à cause des limitations technologiques qui pèsent sur des



composantes semi-conducteur particulièrement les courants à commuter, la fréquence de commutation des interrupteurs et la puissance nominale qui doit la fournir par le filtre. Pour surmonter les limitations mentionnées ci-dessus, le concept des filtres actifs modulaire à été introduite. La structure des filtres actifs modulaires ont été proposée 1997, 1999 [KAR97] [HUA99]. Une autre approche des filtres actifs modulaires a été proposée par Huang et Wu [HUA99], Cette approche est une extension des concepts de filtrage actif fondamentaux introduits par **Ramadan A. El Shatshat 2001**[RAM01]. Le filtre actif proposé dans cette étude se composé par n onduleurs monophasé (onduleur de courant) branchés en parallèle avec le réseau, l'auteur ici exploite les techniques neuromimétiques pour l'identification des courants de références, alors chaque filtre est destiné pour filtrer un ordre d'harmonique bien déterminé. La méthode proposée est pour but de filtrer uniquement les harmoniques d'ordre 3, 5, 7 et 13, elle montre une bonne fiabilité, rapide et précise. Pour une compensation globale et/ou sélective des courants harmoniques, M<sup>er</sup> .BENHABIB MC 2004 [BEN04] propose dans sa thèse de doctorat une nouvelle approche d'identification des courant harmoniques basé sur les travaux de Song Hong Scok, il utilise une variante de la méthode des puissances active et réactive instantanée et les filtres multi-variables "FMV", l'auteur exploite cette technique au contrôle d'une nouvelle topologie des filtres actifs modulaires pour des charges puissantes. Le principe de cette topologie est basé sur la mise en parallèle de plusieurs onduleurs de tension dont lesquels, leurs système de stockage est commun. Dans ce travail, l'auteur présente quatre topologies des filtres actifs modulaires.

Afin de traiter les inconvénients inhérents aux solutions traditionnelles que présentent les filtres passifs (non adaptabilité aux variations de la charge et du réseau, apparition des résonances). Ces solutions sont proposées comme des solutions efficaces de dépollution des réseaux électriques, le but de ces filtres actifs est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à ce que le courant ou la tension redevienne sinusoïdal. Le filtre actif est connecté au réseau soit en parallèle (FAP), soit en série (FAS) suivant qu'il est conçu respectivement pour compenser les courants ou les tensions harmoniques, soit associé à des filtres passifs pour constituer ce qu'on appel les filtres hybrides [ABD08] [ALA02] [YUE07].

Les principaux avantages des filtres actifs par rapport aux filtres passifs sont les suivants [AKA96]:

- Le volume physique du filtre est plus réduit,

- La capacité de filtrage est supérieure,
- La flexibilité et adaptabilité sont très supérieures.

Malgré ces importants avantages, ils ont aussi quelques inconvénients, parmi lesquels : son cout élevé ce qui a limité leur implantation et une augmentation au niveau des pertes cela nécessite une assez puissance à fournir pour la compensation.

## **II.6 Topologies des Filtres actifs**

Pour fournir aux consommateurs une énergie électrique de bonne qualité, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les filtres actifs sont proposés comme des solutions les plus efficaces de la dépollution des réseaux électriques [ALA02] [ABD08] [RAM01] [BEN04]. Dans la suite, différentes topologies de filtres actifs usuels sont présentées :

- ✓ Le filtre actif parallèle (FAP).
- ✓ Le filtre actif série (FAS).
- ✓ Le filtre actif universel (combinaisons Série-Parallèle).
- ✓ Le filtre hybride (combinaisons Filtre Actif et Filtre Passif).
- ✓ Le filtre actif modulaire.

### **I.6.1 Filtre actif parallèle FAP**

Un FAP est un onduleur connecté en parallèle avec le réseau via un filtre de découplage (généralement une résistance  $R_f$  en série avec une inductance  $L_f$ ), ce dispositif injecte en temps réel des courants harmoniques égaux et en opposition de phase avec ceux absorbés par les charges non-linéaires connectées au réseau. De ce fait, le courant côté réseau devient sinusoïdal. L'objectif du filtre actif parallèle (F.A.P) consiste à empêcher les courants perturbateurs (harmoniques, réactifs et déséquilibrés), produits par des charges polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif [ABD08] [MEK07] [TAD08] [AMA06]. Le schéma de principe d'un FAP est donné par la Fig. I. 10.

### **I.6.2 Filtre Actif Série**

Le nom de ce dispositif est dérivé par son nature de branchement avec le réseau électrique, alors le filtre actif série (FAS) est raccordé en série entre la

source d'énergie et la charge non linéaire à travers un transformateur comme le montre la figure I.11.

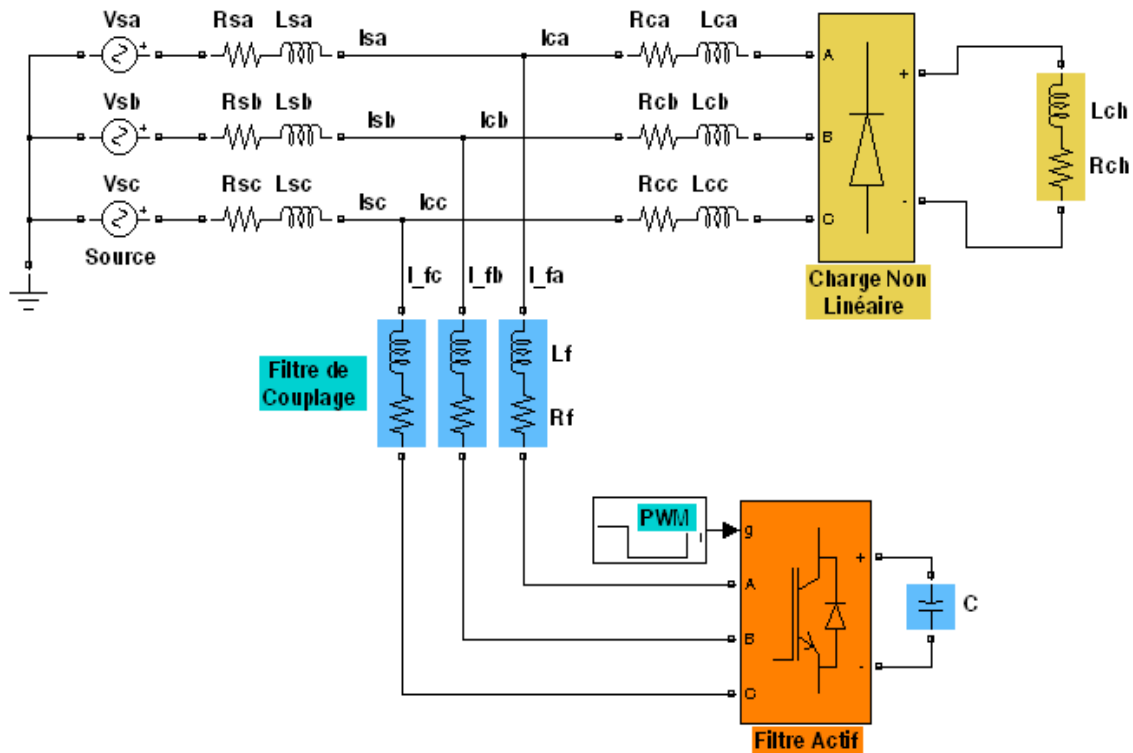


Figure I.10 : Filtre Actif Parallèle

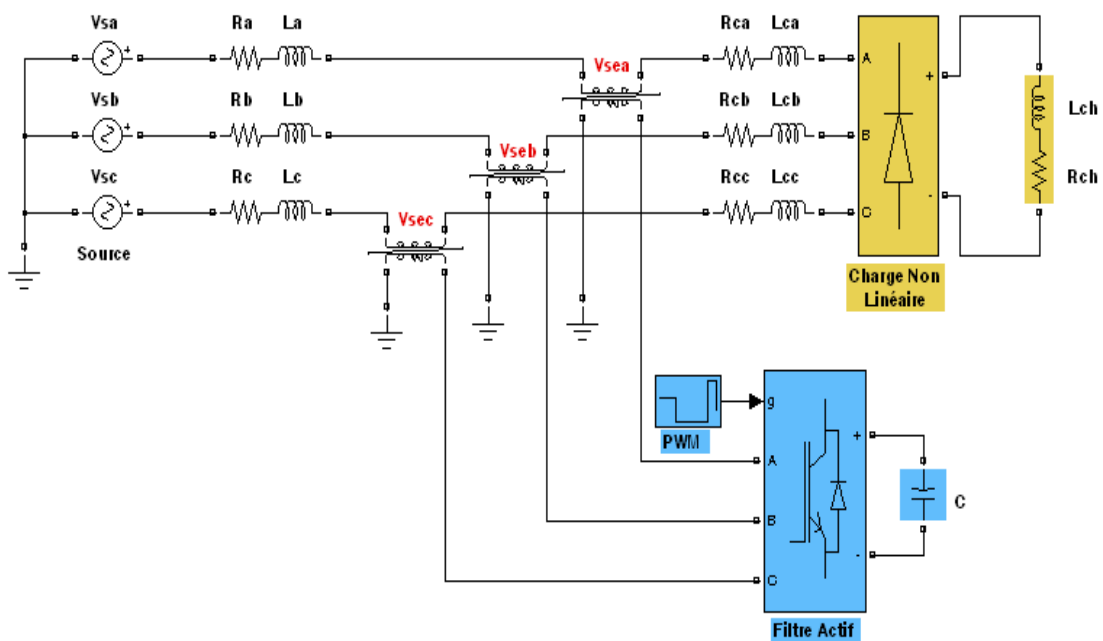


Figure I.11 : Filtre Actif Série

Le rôle du filtre actif série est de créer une impédance en série avec le réseau qui sera nulle pour le fondamental et de valeur élevée pour les harmoniques, ce qui isole ces courants en les empêchant ainsi d'aller vers la source ou vers la charge. Il

se comporte donc, comme une source de tension contrôlable en temps réel [BEA07] qui s'oppose aux tensions perturbatrices telles que les surtensions, les harmoniques en tension, déséquilibres et les creux de tensions. Par contre, cette topologie n'élimine pas les courants harmoniques absorbés par la charge. De plus, ce filtre nécessite une protection complexe contre les courts-circuits des réseaux. En effet, lors d'un court-circuit côté réseau, ce dernier peut être amené à supporter tout le courant de court-circuit [CHA10]. La condition d'installation se pose sur le dimensionnement du filtre actif. Il est calibré en fonction de la puissance totale de la charge.

### I.6.3 Filtre actif universel (Combinaison Parallèle-Sérial UPQC)

D'après ce qui précède, ni le FAP, ni le FAS ne sont capables d'effectuer un filtrage total, donnant une tension sinusoïdale et un courant sans harmoniques du côté du réseau. Cet objectif peut être atteint en utilisant l'union des deux filtres FAP et FAS comme le montre la Figure. I.12, cette nouvelle solution est appelée combinaison parallèle-série ou **Unified Power Quality Conditioner**. Alors, l'**UPQC** possède à la fois les avantages cumulés des filtres actifs série et parallèle, il permet de réaliser simultanément l'isolation harmonique, tension ou courant, entre la source et la charge et la compensation des différents types de perturbations : harmoniques de courant et de tension, creux tension, surtension, déséquilibre de tension et puissance réactive [TAD08] [AMA06] [MEK07] [ALA02].

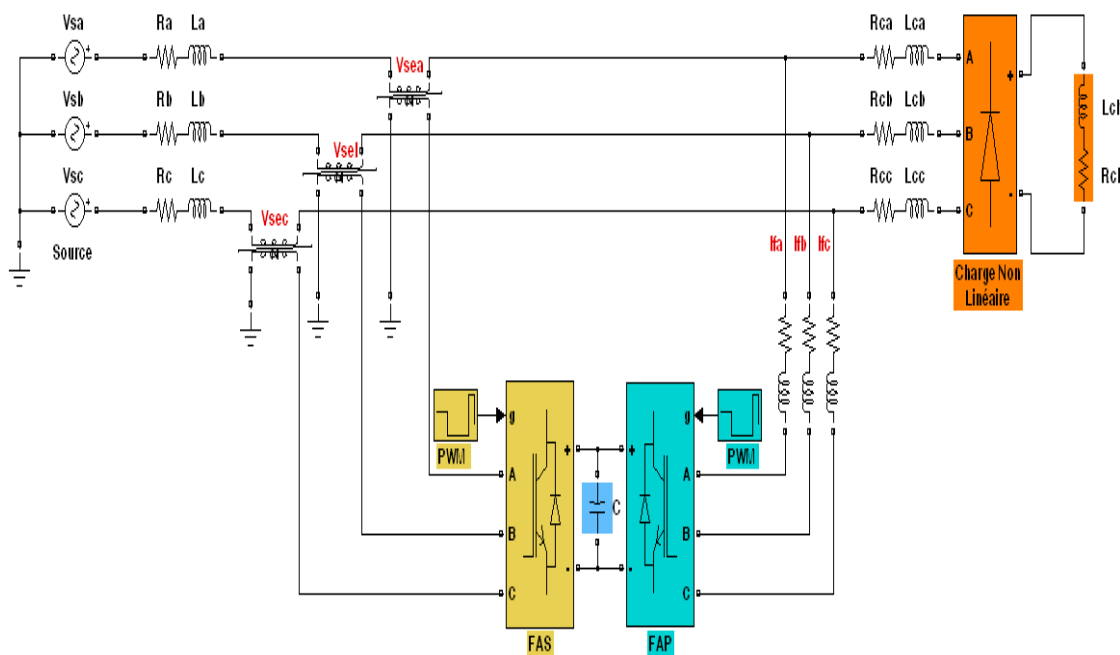


Figure I.12: Combinaison Parallèle-Série Actifs (UPQC)

### I.6.4 Filtre Hybride (Combinaison Filtre Actif et Filtre Passif)

Malgré la grande attention portée sur les filtres actifs, leur application industrielle reste limitée à cause de leur coût de réalisation toujours plus élevé par rapport à celui des filtres passifs. Alors, Afin de réduire le dimensionnement et par conséquent le prix des filtres actifs, l'association de filtre actif de faible puissance à des filtres passifs donne une nouvelle structure des filtres que l'on appelle filtre hybride. Donc, ces topologies sont conçues dans le but d'optimiser le rapport performance/coût. Le rôle du filtre actif est de maintenir et d'améliorer les performances de filtrage en fonction de l'évolution de la charge et du réseau, tandis que le filtre passif s'occupe de la compensation d'une bonne partie des harmoniques. Plusieurs configurations de filtres hybrides sont possibles. Seules trois d'entre elles sont présentées ici :

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

Cette configuration exploite le filtre actif série et le filtre parallèle passif (figure I.13). Généralement le FAS est utilisé afin de compenser les problèmes de la résonance et l'influence de l'impédance de source engendrés par le filtre passif et améliorer les performances de compensation, tandis que le deuxième filtre a pour rôle de piéger les courants harmoniques qui doivent être supprimés par sa capacité de modifier localement l'impédance du réseau. Cette topologie a la possibilité de réduire les harmoniques de tension et de courant à un prix raisonnable. [TAD08] [AMA06] [MEK07] [ALA02].

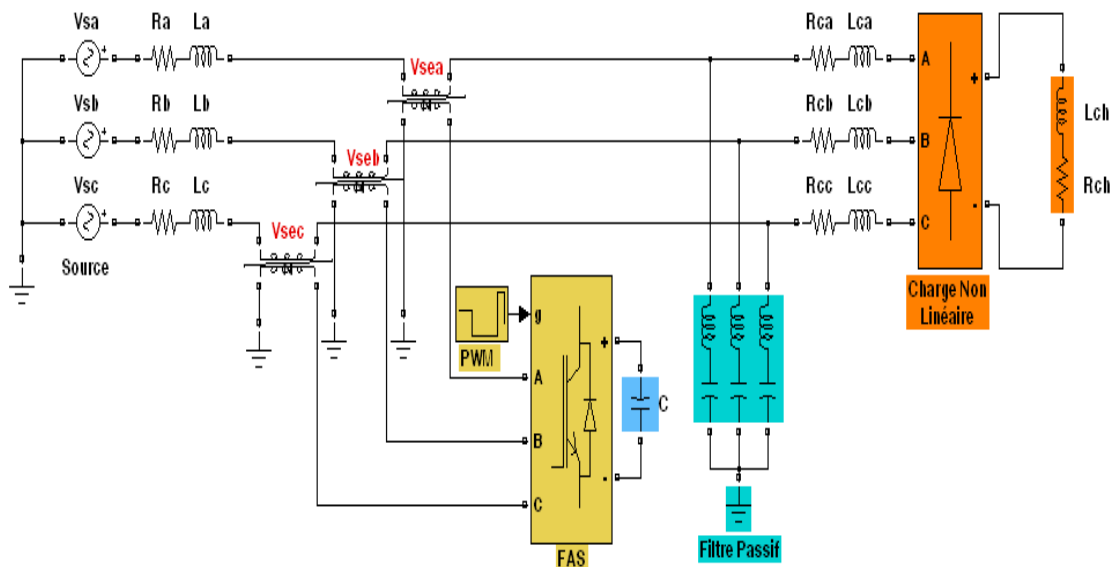


Figure I.13: Filtre actif série en parallèle avec un filtre passif parallèle

b. Association filtre actif série en série avec un filtre passif

Le schéma de principe de cette configuration est représenté par la Figure. I.14, c'est pratiquement la même configuration que la précédente avec l'avantage de réduire encore le dimensionnement du filtre actif série car le courant qui le traverse est plus faible. De plus, le filtre actif série est à l'abri d'un éventuel court-circuit de la charge [TAD08] [AMA06] [MEK07] [ALA02].

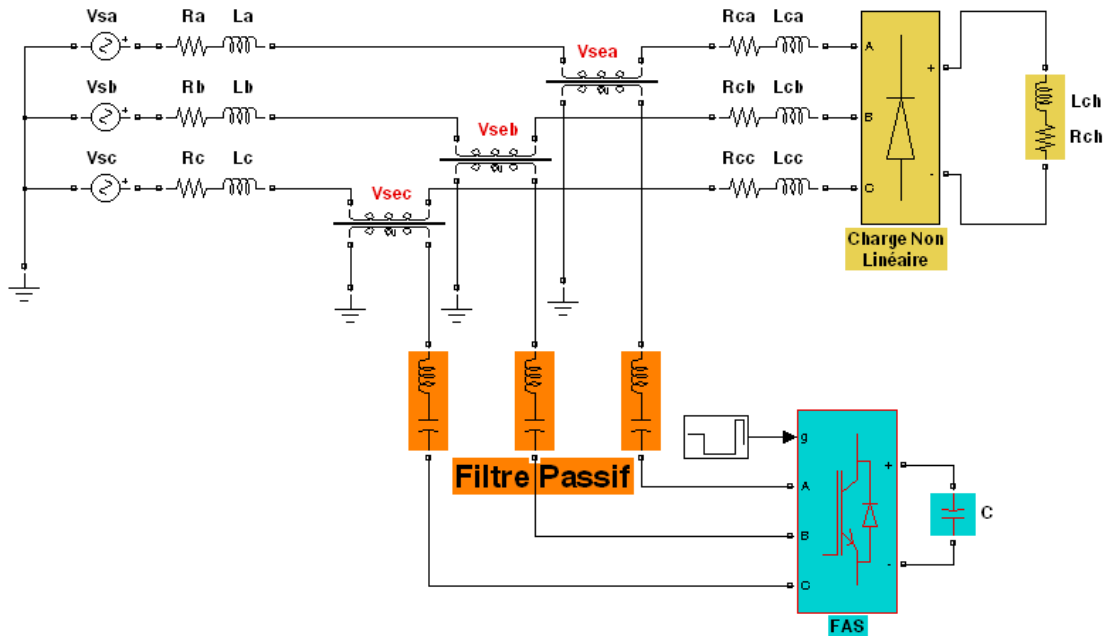


Figure. I.14 Filtre actif série en série avec un filtre passif

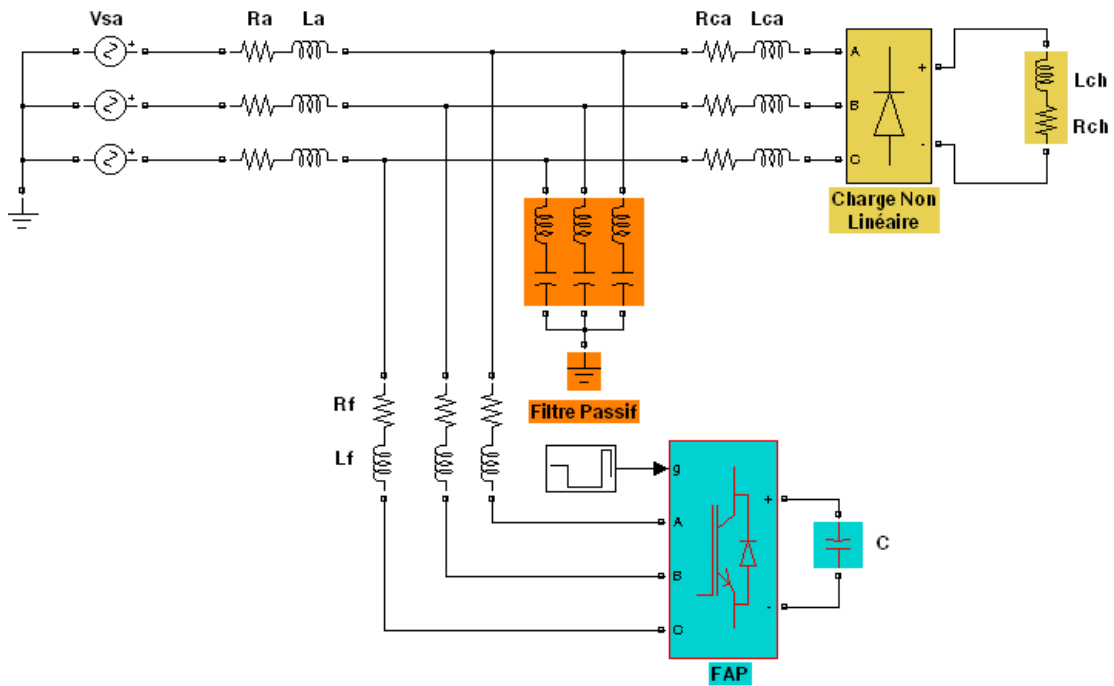


Figure. I.15 Filtre actif parallèle avec un filtre passif en parallèle

*c. Filtre actif parallèle avec un Filtre passif en parallèle*

Le schéma de son principe est donné par la figure I.15. Dont lequel le filtre actif parallèle est pour but de compenser les courants harmoniques basses fréquences émis par la charge polluante. Tandis que le filtre passif est généralement accordé sur une fréquence élevée, élimine les harmoniques hautes fréquences y compris ceux créés par le filtre actif parallèle [TAD08] [AMA06] [MEK07] [ALA02].

### **I.6.5 Filtre Actif Modulaire**

Comme il est mentionné dans les paragraphes précédents, cette topologie est basée sur le concept de la mise en parallèle de plusieurs onduleurs. Elle conçu dans le but de compenser les courants harmoniques dans les applications de grande puissance où le réseau confronte des courants harmoniques trop puissants [RAM01] [BEN04].

Etant donné que cette topologie est la topologie maitresse de cette thèse, c'est pour ce la donc le deuxième chapitre sera consacré à une étude détaillée de ce type des filtres actifs. Il s'agit notamment de mettre en œuvre les topologies les plus utilisées dans les réseaux électriques à trois fils données comme suit:

- filtre actif modulaire constitué de deux onduleurs à trois bras
- filtre actif modulaire constitué de deux onduleurs à deux bras avec condensateur à point milieu.

### **I.7 Comparatif et choix du filtrage actif**

Généralement, les différentes techniques de filtrage passif et/ou actif permettent l'atténuation des tensions et des courants harmoniques générés par les charges non linéaire.

Le filtre actif parallèle est actuellement la solution la plus adaptée. Il compense les courants tout en s'adaptant aux évolutions du récepteur. Le filtre actif série compense uniquement les harmoniques de tension, l'UPQC est la solution universelle permettant la compensation des harmoniques courant et tension ainsi que la compensation de l'ensemble des perturbations liées à la tension. Cependant les configurations combinées de filtres actif et passif sont des solutions très prometteuses qui vont considérablement augmenter le potentiel d'application des filtres actifs. Elles présentent effectivement, un meilleur compromis entre le coût et l'efficacité de compensation. Finalement la topologie

modulaire basée sur le concept de multi-convertisseurs est utilisé afin de compenser les courants harmoniques dans les applications de forte puissance où le réseau rencontre les problèmes des courants harmoniques puissants. La compensation de ces harmoniques par ce type des filtres actifs fait l'objet de la suite de ce travail.

## **I.8 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents types et les origines des perturbations harmoniques affectant la qualité d'onde des tensions et/ou courants du réseau électrique ainsi que leurs effets néfastes sur les équipements électriques installés. Ces effets peuvent aller de l'échauffement, de la dégradation du fonctionnement jusqu'à la destruction totale de ces équipements.

Pour pallier à ces phénomènes, nous avons présenté également les solutions traditionnelles et modernes de dépollution. La solution traditionnelle à base de filtres passifs est souvent pénalisante en termes d'encombrement et de résonance. De plus, les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et aux charges polluantes. Afin de contourner les problèmes que posent les filtres passifs nous avons présentés les nouvelles techniques de filtrage actif introduites depuis plusieurs années à savoir : les filtres actifs parallèles, séries et leur combinaison et le filtre actif modulaire. Ces solutions de filtrage actif présentent plusieurs avantages, elles sont peu encombrantes, n'occasionnent aucune résonance avec les éléments passifs du réseau et font preuve d'une grande flexibilité face à l'évolution du réseau électrique et de la charge polluante.

Le chapitre suivant sera consacré aux topologies des filtres actifs parallèles et plus particulièrement au filtre actif modulaire.



# Chapitre II

---

## **CHAPITRE II**

### ***Filtres Actifs Parallèles : Topologies et Modélisation***

## II.1 Introduction

Depuis quelques années, le filtrage actif parallèle fait l'objet de nombreux travaux de recherche afin de garantir une meilleure qualité d'énergie, dont le principe a été proposé dans le début des années quatre-vingt. Cette solution consiste à utiliser un ou plusieurs convertisseurs mis en parallèles, ces derniers sont constitués de plusieurs interrupteurs bidirectionnels en courant, commandés à la fermeture et à l'ouverture, généralement ces interrupteurs sont des transistors bipolaire, IGBT ou GTO... comportant une diode en antiparallèle. Ce compensateur injecte dans le réseau électrique, faible ou grande puissance des courants harmoniques égaux à ceux absorbés par la charge polluante et en opposition de phase avec ceux-ci. Pratiquement, on retrouve deux catégories des systèmes électriques, à savoir, le système triphasé à trois fils (sans distribution de neutre), et le système triphasé à quatre fils (le fil neutre distribué), cette dernière catégorie généralement utilisé dans réseaux basse tension, ce qui fait apparaître des composantes homopolaires (harmonique 3 et ces multiples impaires), notamment à cause des charges non linéaires monophasées. A cet effet, le filtre actif à quatre fils est plus adéquat, du fait de la distribution du quatrième fil, qui permet de compenser le courant du neutre. Dans les réseaux électriques de forte puissance, où le réseau confronte un courant trop fort, ces solutions ne sont pas capables d'achever l'objectif de filtrage, car ces interrupteurs ne peuvent supporter que des valeurs de courant limitées et plus la puissance qu'ils supportent augmente plus leurs fréquence de commutation diminuent et donc leurs performances se dégradent. Malheureusement, pour atteindre des fréquences de commutation élevée, les onduleurs à base d'IGBT sont limités. L'un des remèdes à ce problème est la mise en parallèle des onduleurs, cette solution est connue sous le nom des filtres actifs modulaire. De ce fait, le présent chapitre sera consacré à l'étude des différentes topologies des filtres actifs parallèles dédiés au système électrique triphasé à trois fils, ainsi que à la topologie modulaire qui comporte dans sa configuration plusieurs convertisseurs statiques en parallèles. Nous commencerons ce chapitre par un exposé de la structure générale des filtres actifs parallèles, cette structure montre bien que ces compensateurs de puissance sont composés de deux parties, à savoir une partie puissance et une partie commande. La partie puissance est elle-même constituée d'un onduleur, d'un système de stockage et d'un filtre de découplage. Nous nous intéressons uniquement dans ce chapitre à la partie puissance côté convertisseur statique également à l'onduleur de tension. De ce fait, nous allons présenter dans un premier temps, les principales topologies des filtres

actifs parallèles à structure tension utilisées dans la littérature scientifique avec leurs modélisations, pour pallier aux problèmes liés aux perturbations harmoniques dans les systèmes électriques de faible puissance. Ensuite, une étude théorique par modélisation de la topologie modulaire sera faite et nous nous intéressons uniquement dans cette partie à la modélisation de deux onduleurs à trois bras mis en parallèles. Cette modélisation est basée sur le modèle moyen des onduleurs qui nous permet de prédire les interactions entre les onduleurs triphasés mis en parallèles. Finalement, nous clôturons ce chapitre par une brève introduction au contrôle du filtre actif parallèle.

## II.2 Structure Générale des Filtres Actifs Parallèles

Généralement, les perturbations harmoniques ont pour origine la prolifération des charges non linéaires qui y sont connectées, où elles absorbent des courants non sinusoïdaux. Ces courants harmoniques circulent à travers les réseaux électriques et perturbent sérieusement le fonctionnement de certains équipements électriques, pouvant même conduire à leur destruction. Les filtres actifs de puissance ont été étudiés afin de réduire plutôt annuler ces effets depuis le principe de compensation de base proposé en 1971 par Sasaki et Machida [SAS71], ces dispositifs sont des convertisseurs de puissance, agissant comme source de courants harmoniques qui compense en temps réel les perturbations existantes en injectant en parallèle sur le réseau des courants en opposition de phase à ceux absorbés par les charges non-linéaire connectées au réseau électrique. Selon le type du système de stockage d'énergie, le filtre actif peut être à source de tension ou à source de courant, la première est dite à structure tension quant son système de stockage est un condensateur, par contre, il est à structure courant lorsque l'élément de stockage est réalisé par une inductance. Cependant, la première structure est la plus fréquemment mise en œuvre dans les applications industrielles à cause de sa simplicité de commande, son coût limité et sa taille physique réduite [AKA06]. Pour ces raisons nous avons choisi la structure tension le long de notre travail.

Le FAP est donc constitué principalement d'un ou plusieurs convertisseurs statiques (onduleur) à base de semi-conducteurs de puissance piloté par un système de contrôle approprié. Le schéma de principe d'un FAP à structure tension est donné par la figure II-1. Ce schéma est représentatif pour tous les structures dans laquelle on retrouve généralement deux parties : la partie puissance (objectif de ce chapitre) et une partie de commande.

La première partie est composée essentiellement:

- d'un onduleur de tension à base de semi-conducteurs de puissance.
- d'un filtre de découplage.
- d'une source de stockage d'énergie.

La deuxième partie est constituée :

- ❖ d'une boucle d'identification des courants de référence.
- ❖ d'un régulateur contrôlant la tension continue aux bornes de l'élément de stockage de l'onduleur.
- ❖ d'une boucle de synchronisation avec le réseau.
- ❖ d'une boucle de poursuite des courants.

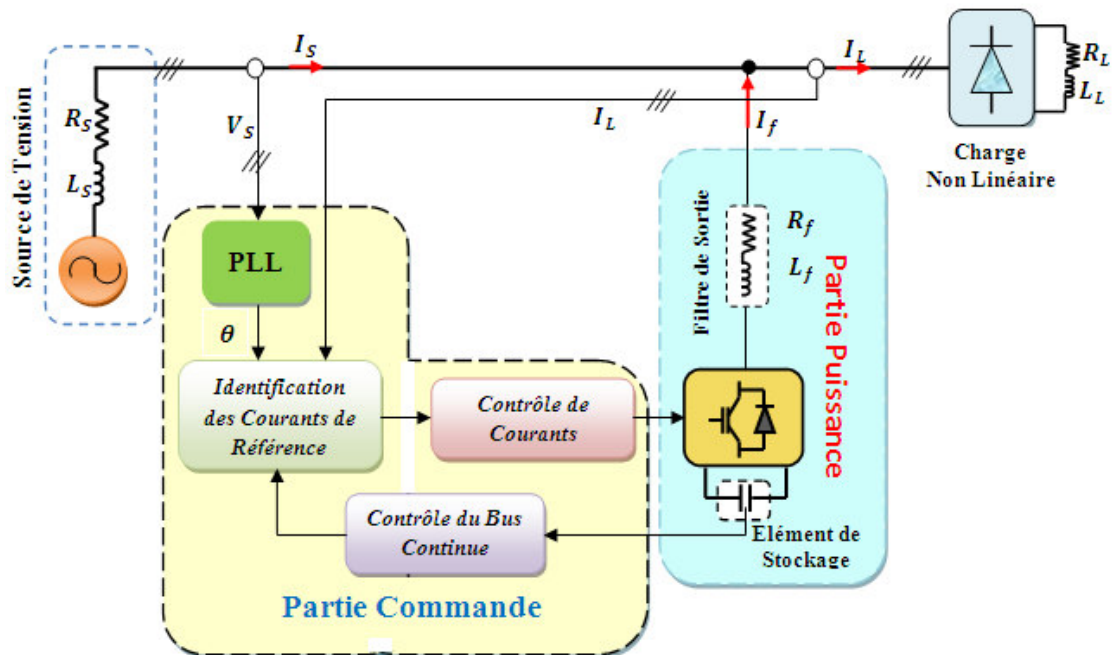


Figure II. 1. Structure générale d'un FAP à structure tension.

### II.3 Topologies de FAP à Structure tension dédiée au Réseau à Trois Fils

Il existe une grande variété de topologies de filtres actifs parallèles qui comportent un ou plusieurs onduleurs de tension afin de réaliser la fonction de la compensation des courants harmoniques. Le seul point d'union entre elle reste le fait que tous génèrent des courants harmoniques de même amplitude mais en opposition de phase avec ceux créés par les charges non-linéaires. Dans les réseaux

électriques triphasés à trois fils et dans le cadre de cette partie nous nous limiterons aux deux topologies suivantes :

- le filtre actif parallèle à trois bras.
- Le filtre actif parallèle à deux bras avec condensateur à point milieu.

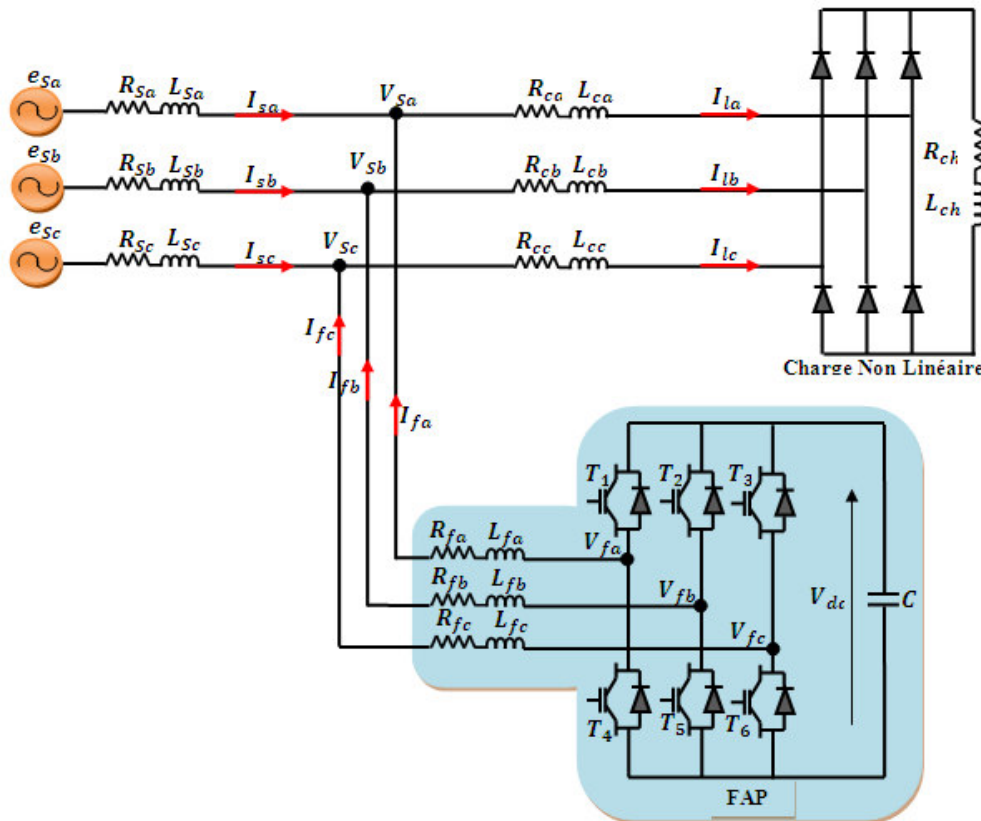


Figure II. 2. Filtre actif à trois bras.

### II.3.1 FAP Triphasé à trois bras

Pratiquement, cette topologie est la topologie la plus répandue. Son schéma de principe est donné par la figure II.2 [ALA02], dont laquelle, l'onduleur de tension est constitué de six interrupteurs bidirectionnels en courant, commandable à la fermeture et à l'ouverture, généralement ces interrupteurs sont des transistors bipolaire, IGBT ou GTO comportant une diode en antiparallèle. Le système de stockage d'énergie du côté continu se fait par l'intermédiaire d'un condensateur  $C$  qui doit délivrer une tension  $V_{dc}$  à une valeur presque constante est inférieure à la tension supportable par les semi-conducteurs. L'inductance  $L_f$  placée à la sortie du filtre (filtre de découplage) utilisé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique, cette inductance à des limites, car cela affecterait les performances de compensation, elle sert à absorber les courants harmoniques de haute fréquence dus à la commande MLI de l'onduleur [ALA02] [OUL05] [CHA10].

Théoriquement, la commande des interrupteurs d'un même bras doit être complémentaire afin d'éviter le court-circuit de la source de tension et le courant de ligne doit toujours trouver un chemin possible, d'où la mise en antiparallèle de diodes au niveau des interrupteurs. De ce fait l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de la Figure. II. 2 dépendent de l'état des fonctions de commutation ( $S_1, S_2$  et  $S_3$ ) définis ci-dessous :

$$\begin{aligned} S_1 &= \begin{cases} 1 & T_1 \text{ fermé et } T_4 \text{ ouvert} \\ 0 & T_1 \text{ ouvert et } T_4 \text{ fermé} \end{cases} \\ S_2 &= \begin{cases} 1 & T_2 \text{ fermé et } T_5 \text{ ouvert} \\ 0 & T_2 \text{ ouvert et } T_5 \text{ fermé} \end{cases} \\ S_3 &= \begin{cases} 1 & T_3 \text{ fermé et } T_6 \text{ ouvert} \\ 0 & T_3 \text{ ouvert et } T_6 \text{ fermé} \end{cases} \end{aligned} \quad (II.1)$$

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

$$\begin{bmatrix} V_{fa} - V_{fb} \\ V_{fb} - V_{fc} \\ V_{fc} - V_{fa} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 - S_2 \\ S_2 - S_3 \\ S_3 - S_1 \end{bmatrix} \cdot V_{dc} \quad (II.2)$$

Les tensions simples  $V_{fa}, V_{fb}, V_{fc}$  par rapport au point neutre de la source sont données par le système d'équation suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{fa} \\ V_{fb} \\ V_{fc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{Sa} \\ V_{Sb} \\ V_{Sc} \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} \quad (II.3)$$

Dans l'hypothèse d'un système équilibré et que la somme des courants du filtre est nulle:

$$\begin{cases} V_{Sa} + V_{Sb} + V_{Sc} = 0 \\ i_{fa} + i_{fb} + i_{fc} = 0 \end{cases} \quad (II.4)$$

Nous pouvons donc déduire des équations (II.3) et (II.4) la relation suivante:

$$V_{fa} + V_{fb} + V_{fc} = 0 \quad (II.5)$$

Par les équations (II.2) et (II.5). Nous obtenons alors:

$$\begin{bmatrix} V_{fa} \\ V_{fb} \\ V_{fc} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (II.6)$$

Ainsi que les fonctions  $S_1, S_2$  et  $S_3$  prennent chacune deux valeurs possible, on pourra donc exprimer huit états possibles pour les tensions de sortie du filtre actif  $V_{fa}, V_{fb}$  et  $V_{fc}$  comme le montre le tableau II-1 [JIA94] [CHE10].

Les tensions  $V_{fa}$ ,  $V_{fb}$  et  $V_{fc}$ , génèrent les courants de sortie du filtre actif. Ces tensions peuvent également être représentées sous la forme d'un vecteur résultant  $\vec{V}_f$  selon les axes  $\alpha\beta$ . Les huit vecteurs tensions correspondantes aux huit possibilités de commande sont illustrées à la figure II-3.

Tableau II-1 Tensions générées par l'onduleur de tension à trois bras.

m	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$V_{fa}$	$V_{fb}$	$V_{fc}$	$\vec{V}_f(m)$
0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$
2	0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}}$
3	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}e^{j\frac{\pi}{3}}$
4	0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}e^{-j\frac{2\pi}{3}}$
5	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}e^{-j\frac{\pi}{3}}$
6	0	1	1	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}e^{-j\pi}$
7	1	1	1	0	0	0	0

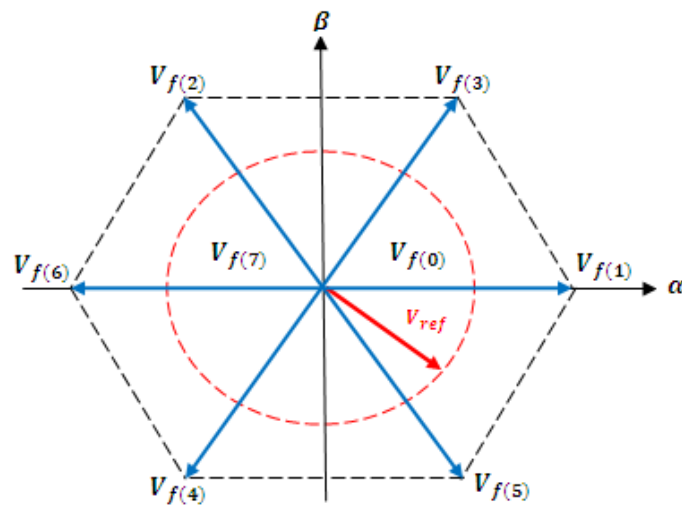


Figure I-3. Représentation vectorielle des tensions fournies par l'onduleur de tension à trois bras.



II.3.2 FAP à Deux Bras Avec Condensateur à Point Milieu

La figure II.4 présente le schéma de principe de la deuxième topologie de filtre actif parallèle, c'est la topologie à deux bras avec condensateur à point milieu, dont laquelle l'onduleur de tension est constitué de deux bras. Dans cette topologie, le troisième bras est remplacé par deux condensateurs reliés à la troisième phase du réseau électrique. Chacune des deux capacités joue le rôle d'une source de tension continue. La tension à leurs bornes  $\frac{V_{dc}}{2}$ , est également maintenue à une valeur constante [RAH03] [BEN04] [ABD08].

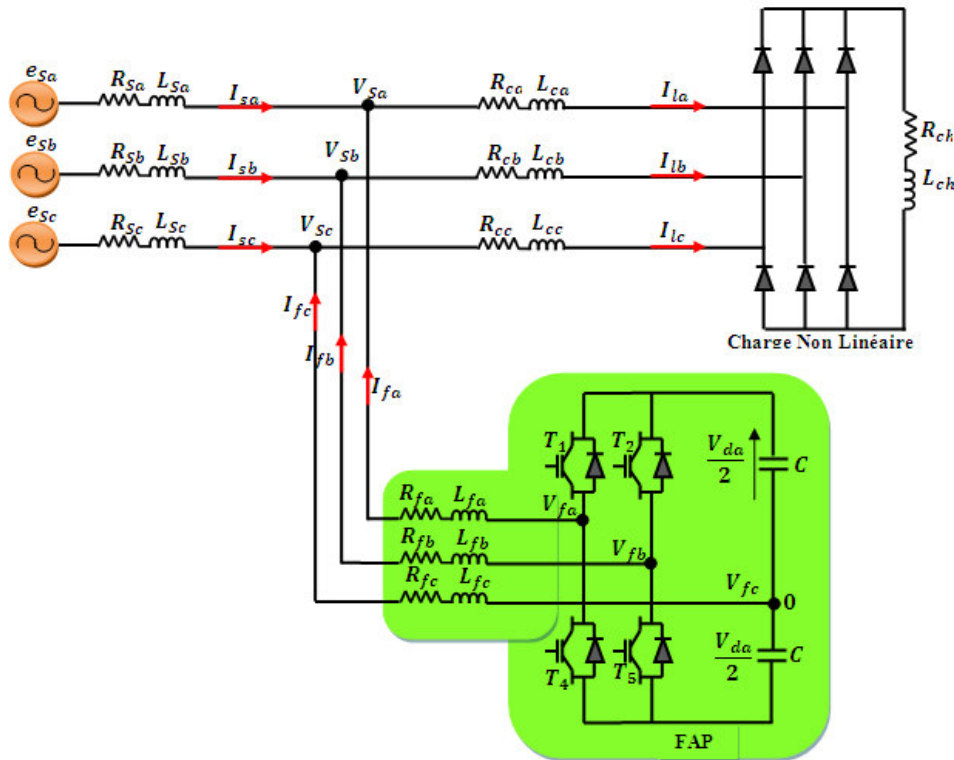


Figure II. 4. Filtre actif à deux bras avec condensateur à point milieu.

Pour cette topologie, l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de la Figure. II. 4 dépendent de l'état des fonctions de commutation (S1, S2), définis ci-dessous :

$$S_1 = \begin{cases} 1 & T_1 \text{ fermé et } T_4 \text{ ouvert} \\ 0 & T_1 \text{ ouvert et } T_4 \text{ fermé} \end{cases} \tag{II. 7}$$

$$S_2 = \begin{cases} 1 & T_2 \text{ fermé et } T_5 \text{ ouvert} \\ 0 & T_2 \text{ ouvert et } T_5 \text{ fermé} \end{cases}$$

De la figure II.4, les équations tensions en sortie de l'onduleur sont données par les expressions suivantes :

$$V_{fa_n} = V_{fa_o} + V_{o_n} \quad (II.8)$$

$$V_{fb_n} = V_{fb_o} + V_{o_n} \quad (II.9)$$

$$V_{fc_n} = V_{o_n} \quad (II.10)$$

La sommation de ces tensions et en tenant compte le fait que le système est équilibré (équation II.4), nous obtenons donc :

$$V_{o_n} = -\frac{V_{fa_o} + V_{fb_o}}{3} \quad (II.11)$$

Nous remplaçons l'équation (II.11) dans (II.8), (II.9) et (II.10), nous obtenons les tensions simples (référéncées au neutre du système) fournies par ce type d'onduleur représentées par la forme matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} V_{fa_n} \\ V_{fb_n} \\ V_{fc_n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{fa_o} \\ V_{fb_o} \end{bmatrix} \quad (II.12)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} V_{fa_o} \\ V_{fb_o} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{2} \begin{bmatrix} 2S_1 - 1 \\ 2S_2 - 1 \end{bmatrix} \quad (II.13)$$

Et comme les deux fonctions  $S_1$  et  $S_2$  prennent chacune deux états, nous distinguons pour cette topologie quatre commandes possibles, présentées dans le tableau II-2 [SIN99]. Dans ce tableau,  $\bar{V}_f$  est la représentation vectorielle des tensions fournies par l'onduleur  $V_{fa_n}$ ,  $V_{fb_n}$  et  $V_{fc_n}$  dans le repère  $\alpha\beta$ . Les commutations imposent le passage du vecteur  $\bar{V}_f$  d'une position à l'autre. A la figure II-5,  $\bar{V}_{ref}$  représente le vecteur tension de référence que doit produire l'onduleur afin de générer en opposition de phase les courants harmoniques absorbés par la charge polluante. L'onduleur n'est capable de fournir des tensions égales aux tensions de référence que si le vecteur formé par ces dernières reste à l'intérieur de l'hexagone tracé à la figure II. 5 [CHA09].

Tableau II-2 Tensions générées par l'onduleur de tension à deux bras avec condensateur à point milieu.

m	$S_1$	$S_2$	$V_{fa_n}$	$V_{fb_n}$	$V_{fc_n}$	$\vec{V}_f(m)$
0	0	0	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}} e^{-j\frac{2\pi}{3}}$
1	1	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} e^{-j\frac{\pi}{6}}$
2	0	1	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} e^{j\frac{2\pi}{3}}$
3	1	1	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}} e^{j\frac{\pi}{3}}$

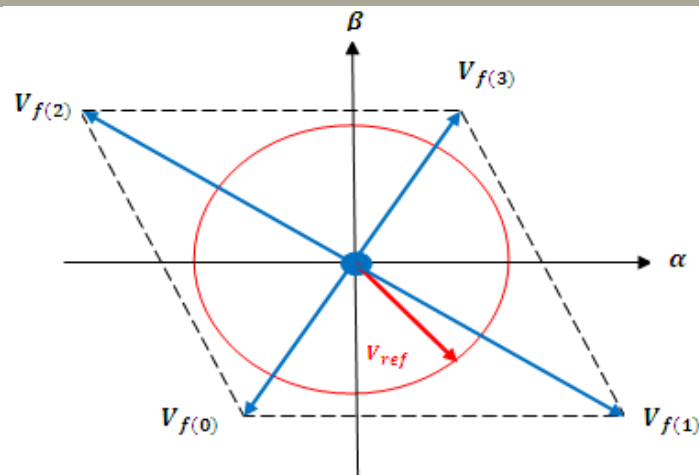


Figure I-5. Représentation vectorielle des tensions fournies par l'onduleur de tension à deux bras avec condensateur à point milieu.

Une étude théorique et comparative entre les deux topologies a été faite dans la littérature scientifique [BEN04] [RAH03], montre bien qu'un rapport de 2 « deux » survient entre les tensions  $V_{dc}$  des deux topologies :

$$(V_{dc})_{Deux Bras} = 2 * (V_{dc})_{Trois Bras}$$

## II.4 FAP Modulaire à Structure Tension

Nous avons vu dans les sections précédentes, les différentes topologies des filtres actifs parallèles les plus répondues à la compensation des courants harmoniques générés par les charges non linéaire où ces charges se trouvent en triphasé comme dans le cas des réseaux électriques triphasés sans l'utilisation de fil neutre. Ces solutions de compensation utilisent seulement dans sa configuration un seul convertisseur de tension (onduleur).

Dans la littérature [PER90] [ZHI00] [DIX89] [BEN2004], nous rencontrons deux familles de *topologies modulaires parallèles*. Ces topologies consistent à utiliser dans leurs configuration, plusieurs convertisseurs bidirectionnels en courant mis en parallèle et dont le bus continu est généralement commun. Cette solution est conçue dans le but de compenser les courants harmoniques dans les applications de grande puissance, où le réseau électrique est confronté à des courants harmoniques trop puissants.

#### II.4.1 FAP Modulaire à Structure Tension Dédiée au système à trois Fils

Aux niveaux des réseaux électriques à trois fils, nous pouvons distinguer deux topologies des filtres actifs modulaires parallèles les plus utilisées, dont lesquels le bus continu est commun, la première est constituée d'onduleurs triphasés à trois bras, tandis que la seconde est constituée d'onduleurs à deux bras avec condensateur à point milieu [ZHI00], [BEN04].

##### II.4.1.1 FAP Modulaires avec deux onduleurs à Trois Bras

Dans notre étude, la présente topologie est constituée de deux onduleurs de tension en parallèle, chaque onduleur est réversible en courant et comporte trois bras chacun portant deux interrupteurs réversible, en général des IGBT en parallèle avec des diodes de récupération. Le système de stockage d'énergie de ces deux onduleurs est réalisé par un condensateur commun  $C$ . La connexion entre le réseau et les onduleurs est assurée par un filtre passif de premier ordre composé par une résistance  $R_f$  et une inductance  $L_f$  (filtre de découplage). Le schéma de principe de cette topologie est illustré par la figure II-6 [ZHI00] [BEN04].

Dans le cas où le filtre actif est réalisé par un seul onduleur, le courant homopolaire est toujours égal à zéro. Par contre, Des interactions possibles peuvent se produire, quant les onduleurs mis en parallèle (le cas de filtre actif modulaire), alors la présente topologie est caractérisée par une circulation d'un courant homopolaire  $I_0$  (voire figure II.6), qui peut conduire à la fois à l'apparition d'une puissance réactive, même si le facteur de puissance est unitaire.

Afin de bien comprendre le fonctionnement de ces topologies dites Modulaires. Le passage par la modélisation s'avère plus que nécessaire pour prédire d'une manière rapide et méthodique le fonctionnement en régime permanent et dynamique. Plusieurs techniques de modélisation peuvent être alors utilisées. Dans notre travail, La modélisation utilisée portera sur la modélisation par la méthode moyenne des onduleurs qui permet de prédire ces interactions, comme : la circulation du courant homopolaire, la puissance réactive produite par ce courant.

Le but alors de cette modélisation, est de trouver un modèle moyen du circuit global des convertisseurs mis en parallèles.

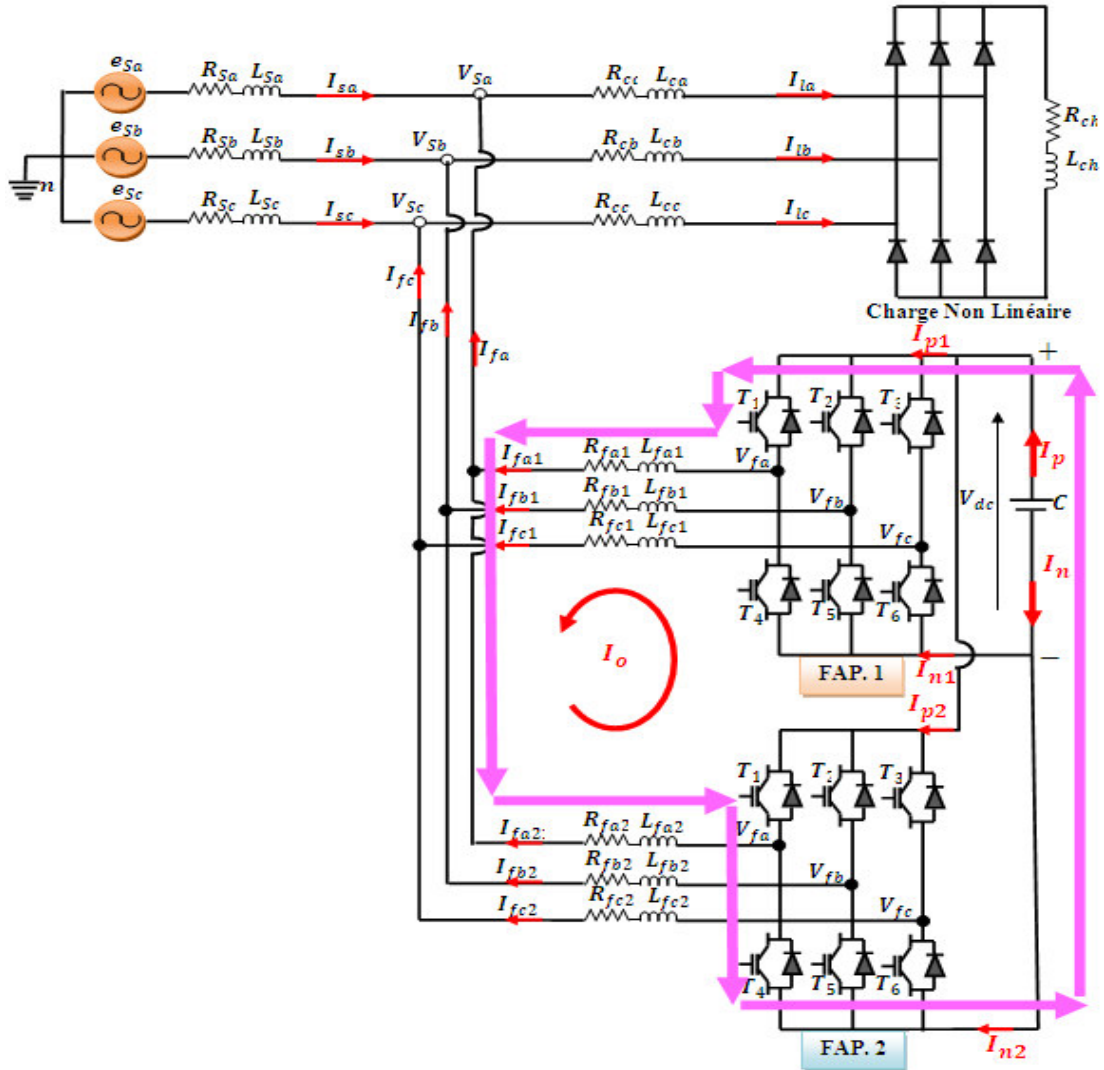


Figure II. 6. Filtre actif Modulaire avec deux onduleurs à trois bras.

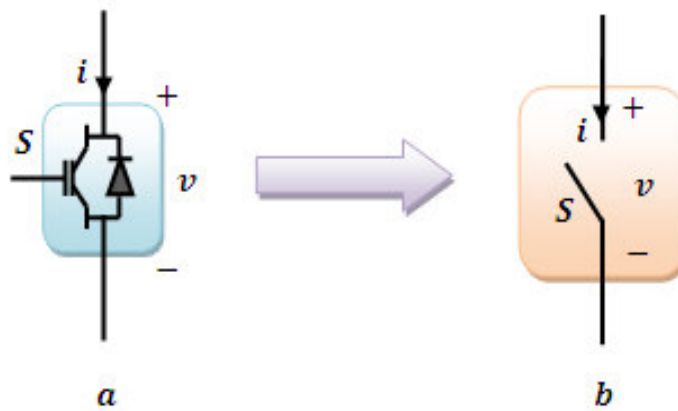


Figure II. 7. Une cellule de commutation d'une phase d'un convertisseur bidirectionnel.

Les redresseurs et les onduleurs de tension sont généralement classés comme des convertisseurs bidirectionnels en courant parce qu'ils partagent les mêmes cellules de commutation bidirectionnel [ZHI00].

La cellule de commutation de la figure II.7 (a), peut être représentée par le commutateur  $S$  comme le montre la figure II.7 (b).

Lorsque  $S$  est ouvert, ni le commutateur, ni la diode antiparallèle ne sont conduits, de ce fait, le courant  $i$  sera donc égal à zéro. Par contre, si  $S$  est fermé, la tension  $v$  sera égale à zéro. Par conséquent, une fonction de commutation peut être définie de la manière suivante :

$$S = \begin{cases} 0, & i = 0, & \text{si le commutateur } S \text{ est ouvert} \\ 1, & v = 0, & \text{si le commutateur } S \text{ est fermé} \end{cases}$$

Pour comprendre cette méthode, nous considérons tout d'abord un bras d'un onduleur bidirectionnel avec son modèle simplifié représenté par la figure II.8.

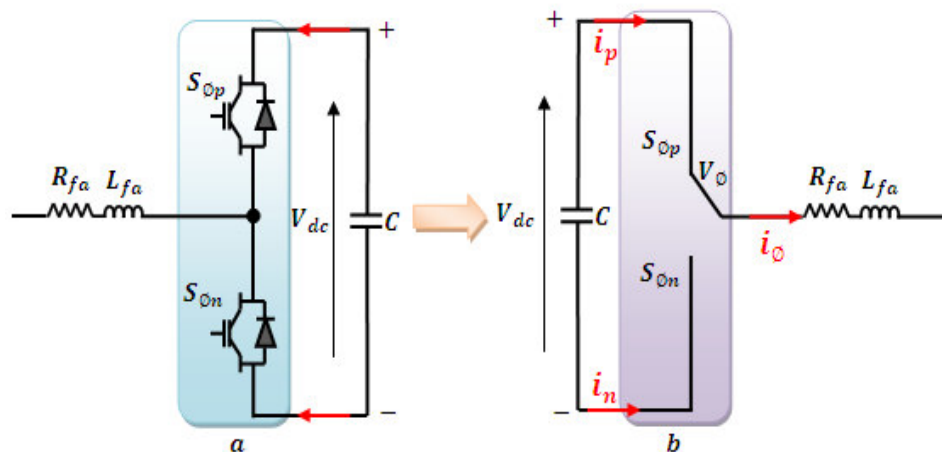


Figure II. 8. Bras d'un onduleur et son modèle simplifié.

Afin d'éviter tout court-circuit de la source, les états des deux interrupteurs doivent être complémentaires, cette complémentarité peut être décrit comme suit :

$$S_{0p} + S_{0n} = 1$$

En conséquence, la branche de phase peut être représentée par un seul commutateur à deux directions, comme le montre la Figure II.8(b).

Les tensions et les courants obtenus par l'application d'une commande MLI sont donnés par les formes d'ondes représentées par la figure II.9 [ZHI00] [BEN04].

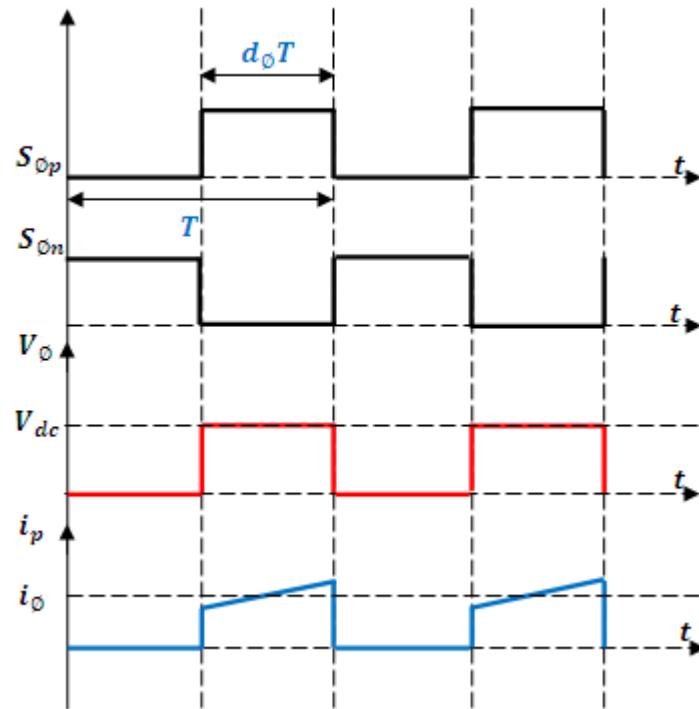


Figure II. 9. Tension et courant d'un bras de l'onduleur.

Avec :

$T$ : Est la période de commutation.

$d_0$ : Est le rapport cyclique de l'interrupteur, lorsqu'elle est fermée.

De ce fait, il est possible d'extraire une corrélation entre la tension et le courant moyen, en supposant que le courant  $i_\phi$  et la tension  $V_{dc}$  sont continus avec une ondulation très faible, cette relation est donnée par:

$$V_\phi = d_\phi \cdot V_{dc} \tag{II. 14}$$

$$i_p = d_\phi \cdot i_\phi \tag{II. 15}$$

Alors, le modèle moyen d'un bras est représenté sur la figure II.10.

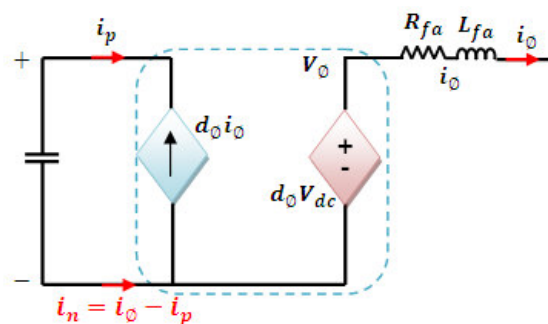


Figure II. 10. Modèle moyen d'un bras de l'onduleur.

D'après cette initiation, il est possible de déduire tout simplement le modèle moyen d'un onduleur triphasé à trois bras comme le montre la figure II.11. [ZHI00].

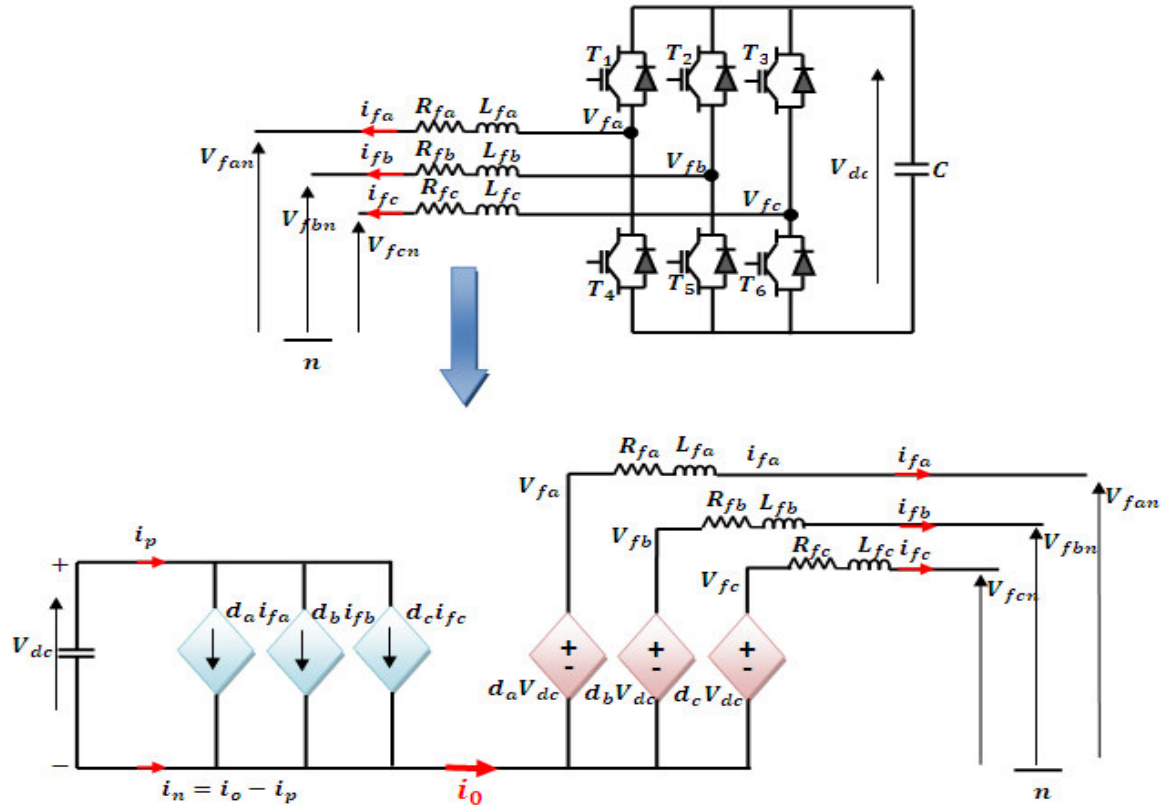


Figure II. 11. Modèle moyen d'un onduleur triphasé à trois bras.

De la figure précédente, nous pouvons tirer :

$$i_p = d_a i_{fa} + d_b i_{fb} + d_c i_{fc} \tag{II. 16}$$

$$i_n = i_{fa} + i_{fb} + i_{fc} - i_p = i_o - i_p \tag{II. 17}$$

En tenant compte le fait que les résistances des filtres de sortie  $R_{f\_abc}$  sont négligeables, alors le modèle de l'onduleur dans l'espace d'état est donné comme suit:

$$L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} V_{dc} - \begin{bmatrix} V_{fan} \\ V_{fbn} \\ V_{fcn} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_n \\ V_n \\ V_n \end{bmatrix} \tag{II. 18}$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} i_p = \frac{1}{C} [d_a \quad d_b \quad d_c] \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} \tag{II. 19}$$



Afin de réduire l'ordre des matrices et de simplifier les calculs, il est préférable de transformer le système triphasé  $abc$  en un système biphasé dans le repère  $dqo$ . Pour ce faire on fait appel à la transformation de Park modifiée ( $abc \rightarrow dqo$ ). De ce fait, on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} \quad (II.20)$$

$$\begin{bmatrix} V_{fd} \\ V_{fq} \\ V_{f0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{fan} \\ V_{fbn} \\ V_{fcn} \end{bmatrix} \quad (II.21)$$

$$\begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} \quad (II.22)$$

En posant [ZHI00] :

$$d_0 = d_a + d_b + d_c \quad (II.23)$$

$$i_0 = i_{fa} + i_{fb} + i_{fc} = i_p + i_n \quad (II.24)$$

Et comme on a supposé que le système dans ce cas est parfaitement équilibré, alors, la tension au neutre sera nulle.

Alors, le modèle moyen de l'onduleur dans le référentiel  $dqo$  est donné par :

$$L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} V_{dc} - L_f \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{fd} \\ V_{fq} \end{bmatrix} \quad (II.25)$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} [d_d \quad d_q] \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix} \quad (II.26)$$

Après avoir établi ces équations, on peut déduire le schéma électrique moyen équivalent dans le repère  $dq$  [ZHI00]:

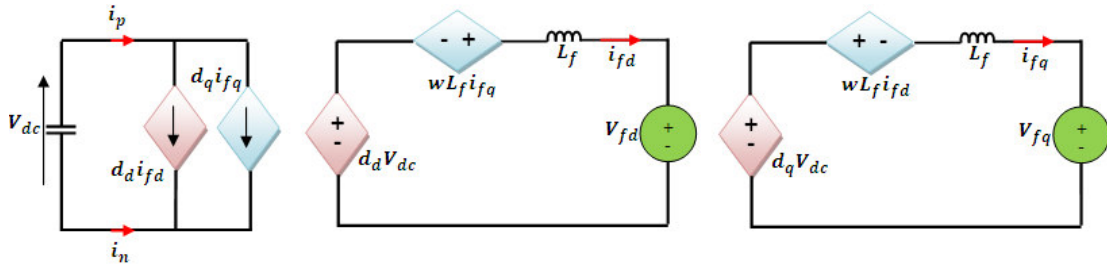


Figure II. 12. Modèle moyen d'un onduleur triphasé à trois bras dans le repère  $dq$ .

En se basant sur cette étude afin d'obtenir le modèle moyen de la topologie modulaire. Nous limiterons notre étude à la topologie modulaire constituée de deux onduleurs de tension à trois bras donnée par la figure II.6. Alors, la figure II.13 présente le modèle moyen de la topologie modulaire.

De la même façon que dans le cas précédent (un seul onduleur), nous obtenons donc, d'après la figure II.13, en négligeant les résistances du filtre de sortie, les systèmes dans le repère naturel triphasé  $abc$  qui suivent [ZHI00]:

$$L_{f1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fa1} \\ i_{fb1} \\ i_{fc1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{a1} \\ d_{b1} \\ d_{c1} \end{bmatrix} V_{dc} - \begin{bmatrix} V_{fan} \\ V_{fbn} \\ V_{fcn} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_n \\ V_n \\ V_n \end{bmatrix} \quad (II. 27)$$

$$L_{f2} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fa2} \\ i_{fb2} \\ i_{fc2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{a2} \\ d_{b2} \\ d_{c2} \end{bmatrix} V_{dc} - \begin{bmatrix} V_{fan} \\ V_{fbn} \\ V_{fcn} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_n \\ V_n \\ V_n \end{bmatrix} \quad (II. 28)$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \left( \begin{bmatrix} d_{a1} & d_{b1} & d_{c1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fa1} \\ i_{fb1} \\ i_{fc1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_{a2} & d_{b2} & d_{c2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fa2} \\ i_{fb2} \\ i_{fc2} \end{bmatrix} \right) \quad (II. 29)$$

En conséquence, ces systèmes dans les coordonnées  $dq$  sont donnés par:

$$L_{f1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fd1} \\ i_{fq1} \\ i_{f01} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{a1} \\ d_{q1} \\ d_{01} \end{bmatrix} V_{dc} - L_{f1} \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd1} \\ i_{fq1} \\ i_{f01} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{fd} \\ V_{fq} \\ V_{f0} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 3V_n \end{bmatrix} \quad (II. 30)$$

$$L_{f2} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fd2} \\ i_{fq2} \\ i_{f02} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{a2} \\ d_{q2} \\ d_{02} \end{bmatrix} V_{dc} - L_{f2} \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd2} \\ i_{fq2} \\ i_{f02} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{fd} \\ V_{fq} \\ V_{f0} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 3V_n \end{bmatrix} \quad (II. 31)$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \left( \begin{bmatrix} d_{a1} & d_{q1} & d_{01} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd1} \\ i_{fq1} \\ i_{f01} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_{a2} & d_{q2} & d_{02} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd2} \\ i_{fq2} \\ i_{f02} \end{bmatrix} \right) \quad (II. 32)$$

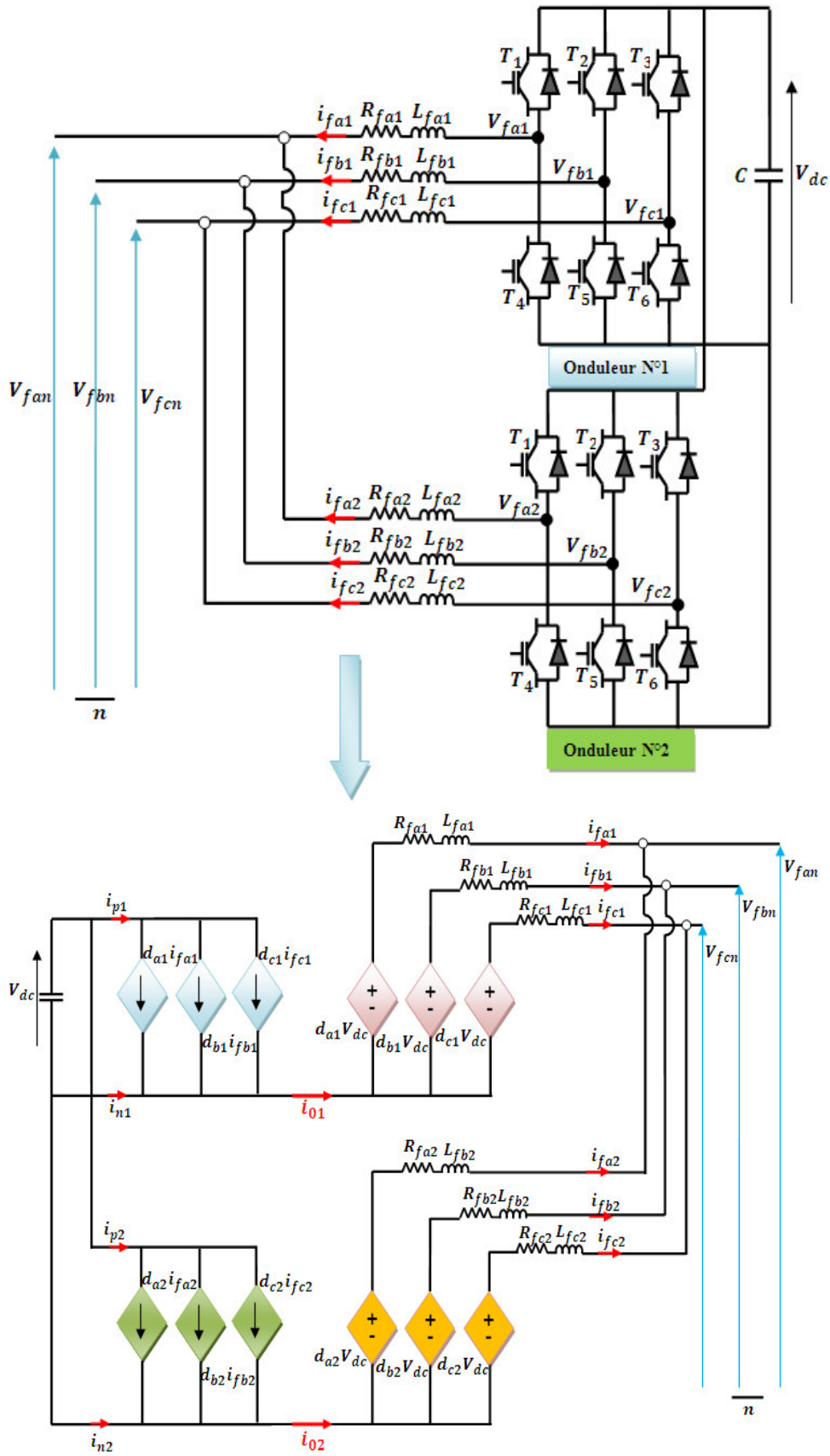


Figure II. 13. Modèle moyen d'une topologie modulaire à deux onduleurs triphasés à trois bras.

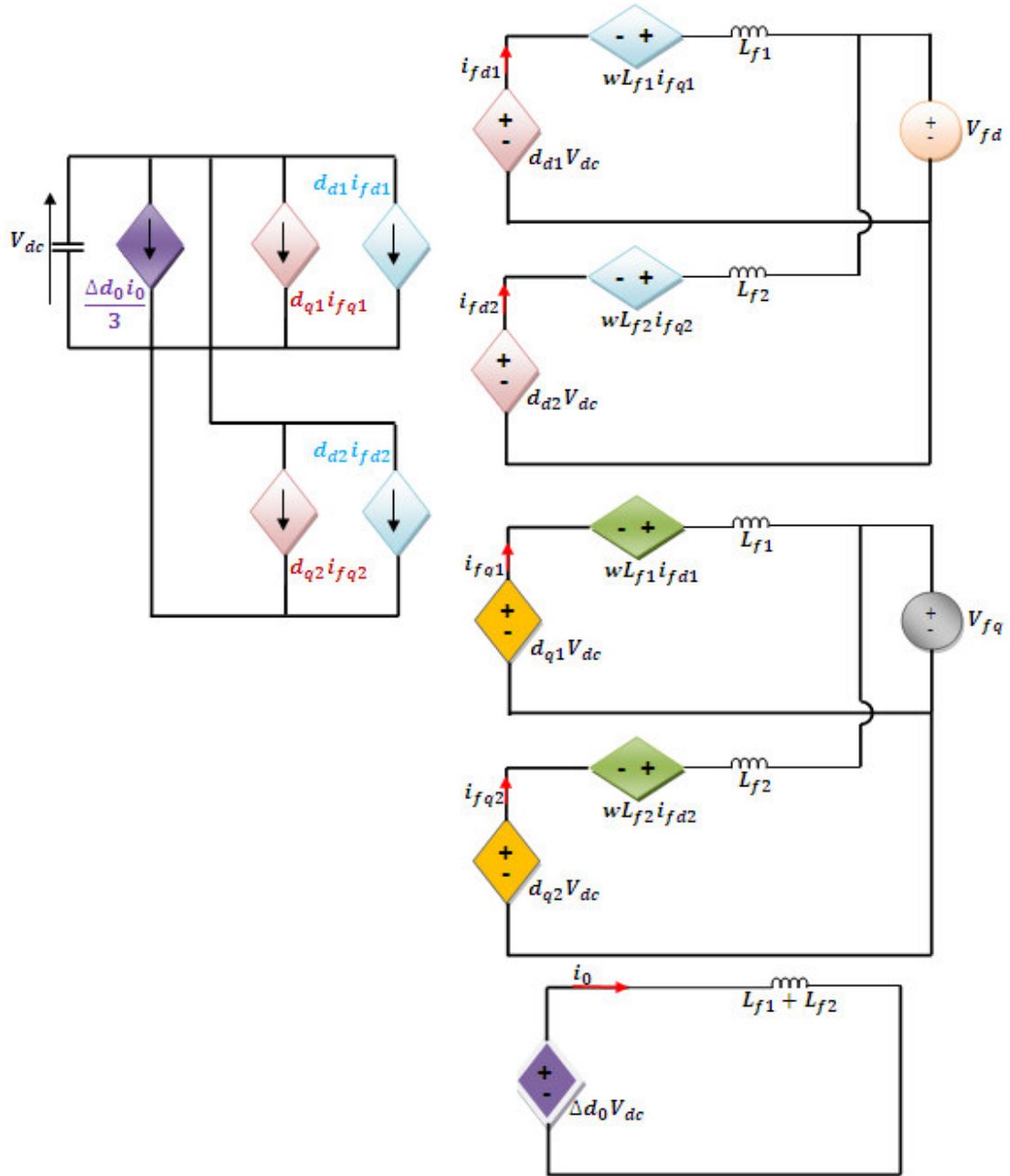


Figure II.14 Modèle moyen de la topologie modulaire dans les coordonné  $dq$

En posant  $i_0 = i_{01} = -i_{02}$ , nous obtenons :

$$L_{f1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fd1} \\ i_{fq1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{d1} \\ d_{q1} \end{bmatrix} V_{dc} - L_{f1} \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd1} \\ i_{fq1} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{fd} \\ V_{fq} \end{bmatrix} \quad (II. 33)$$

$$L_{f2} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fd2} \\ i_{fq2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{d2} \\ d_{q2} \end{bmatrix} V_{dc} - L_{f2} \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd2} \\ i_{fq2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{fd} \\ V_{fq} \end{bmatrix} \quad (II. 34)$$

$$\frac{di_0}{dt} = -\frac{(d_{01} - d_{02})}{L_{f1} + L_{f2}} V_{dc} = -\frac{\Delta d_0 V_{dc}}{L_{f1} + L_{f2}} \quad (II. 35)$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} [d_{d1} \quad d_{q1}] \begin{bmatrix} i_{fd1} \\ i_{fq1} \end{bmatrix} + [d_{d2} \quad d_{q2}] \begin{bmatrix} i_{fd2} \\ i_{fq2} \end{bmatrix} + \frac{\Delta d_0 i_0}{3} \quad (II. 36)$$

Ainsi, le modèle moyen de la topologie modulaire dans le repère  $dq$  est donné par la figure II.14.

L'analyse de cette étude, Nous permet de remarquer que dans ce modèle qu'un courant  $i_0$  circule entre les deux onduleurs, comme il est montré sur la figure II.14. L'existence de ce courant est due lorsque les courants injectés pour la même phase des deux onduleurs sont différents [ZHI00] [BEN04].

### II.4.1.2 FAP Modulaire avec deux onduleurs à deux Bras avec condensateur à point milieu.

La figure II.15 présente le schéma de principe de cette topologie.

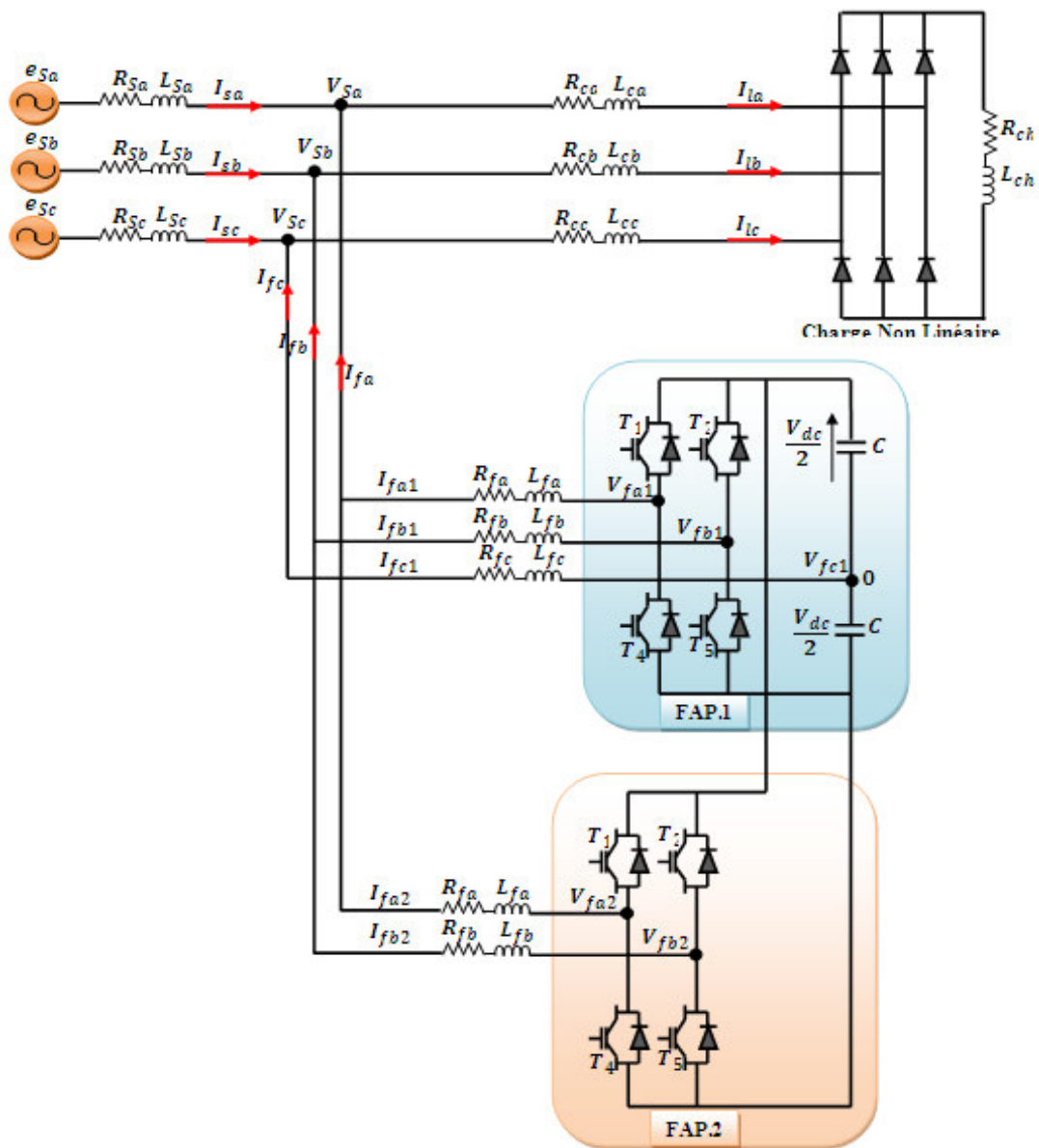


Figure II. 15. Filtre actif Modulaire avec deux onduleurs à deux bras avec condensateur à point milieu.

La présente topologie est constituée de deux onduleurs de tension montés en parallèle, chaque onduleur est réversible en courant et comporte quatre interrupteurs formant les deux bras, le troisième bras est remplacé par deux condensateurs reliés à la troisième phase du réseau électrique. Le système de stockage d'énergie de ces deux onduleurs est réalisé par deux condensateurs communs  $C$ , Chacune des deux capacités joue le rôle d'une source de tension continue. La tension à leurs bornes  $\frac{V_{dc}}{2}$ , est également maintenue à une valeur constante [BEN04] [RAH03]. La connexion entre le réseau et les onduleurs est assurée par un filtre passif de premier ordre composé par une résistance  $R_f$  et une inductance  $L_f$  (filtre de couplage).

## II.5 Introduction au Contrôle du Filtre Actif

Comme il est indiqué dans le premier paragraphe de ce chapitre, la structure générale de filtre actif est constitué de deux parties, partie puissance déjà faite dans ce chapitre, la deuxième partie nommée partie commande fera l'objet du chapitre qui suit. Le contrôle du filtre actif est constitué de deux blocs principaux. Le premier sert à générer les courants de références, que l'onduleur doit injecter au point de raccordement, tandis que le deuxième sert à contrôler les courants injecter par l'onduleur de sorte est ce qu'ils suivent le plus fidèlement possible ceux de la référence.

Le bloc de génération des courants de référence contient trois sous blocs, à savoir :

- ❖ un bloc d'identification de la séquence directe fondamentale des tensions  $V_{abc}$  au point de raccordement PLL.
- ❖ Un bloc de régulation de la tension du bus continu.
- ❖ Un bloc d'identification des courants de référence  $I_{abc}^*$ .

Le bloc de contrôle des courants injectés par le filtre actif est composé à sont tour de deux sous blocs :

- ❖ Un bloc qui sert à corriger l'erreur entre les courant de références  $I_{abc}^*$  et ceux injectés par le filtre actif  $i_{abc}$ .
- ❖ Un bloc pour la commande rapprochée de l'onduleur qui sert à générer les ordres d'ouverture ou fermeture des interrupteurs.

## II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord présenté la structure générale d'un filtre actif parallèle, dont laquelle, nous distinguons deux parties essentielles : la partie commande et la partie puissance.

Nous avons ensuite, présenté les différentes topologies des filtres actifs parallèles à structure tension les plus utilisées afin de compenser les harmoniques en courant générés par les charges non-linéaires connectées à un réseau électriques à trois fils à savoir : la structure à un onduleur à trois bras et la structure à deux bras avec condensateur à point milieu.

Pour les applications de forte puissance une étude des différentes topologies du filtre actif modulaire dédiée au système à trois fils à été faite. Cette topologie basée sur le principe de la mise en parallèle des onduleurs a été présentée dans ce chapitre. Nous avons limité notre étude au deux structures les plus utilisées. Nous avons également présenté la modélisation de la topologie modulaire, basée sur la méthode moyenne des onduleurs qui nous permet de prédire les interactions entre les onduleurs.

Le chapitre suivant sera consacré au contrôle-commande généralisé du filtre actif parallèle avec une présentation détaillée de ce dernier point.

# Chapitre III

---



# **CHAPITRE III**

## ***Contrôle-Commande des Filtres Actifs Parallèles***

### III.1 Introduction

Comme nous avons déjà indiqué dans le chapitre précédent, que la structure générale de filtre actif est constituée de deux parties, partie puissance et partie commande. La partie contrôle-commande a pour rôle d'identifier avec précision les courants harmoniques créés par les charges non-linéaires que l'onduleur doit injecter et de les contrôler de sorte qu'ils suivent en temps réel leurs références. De ce fait, la partie commande se divise généralement en deux blocs principaux. Le premier bloc, qui est d'une grande importance pour les performances du filtre actif, ce bloc sert à générer les courants de références, que l'onduleur doit injecter au point de raccordement, tandis que le second bloc sert à générer les signaux de contrôle servant à l'ouverture et à la fermeture des semi-conducteurs. Ces deux blocs sont cruciaux au niveau des performances du filtre actif.

Donc, d'après cette introduction, nous allons dans ce chapitre présenter successivement :

- ❖ le bloc d'identification des courants de référence  $I_{abc}^*$  par différentes méthodes.
- ❖ le bloc de régulation de la tension du bus continu, en utilisant deux types de contrôleurs PI et celui basé sur la logique floue.
- ❖ le bloc d'identification de la séquence directe fondamentale des tensions  $V_{abc}$  au point de raccordement (Bloc de synchronisation PLL), où ce bloc permet d'extraire la composante directe de la tension triphasée et pour récupérer les informations de la phase et de la fréquence. De ce fait, deux PLL (PLL classique et PLL avec un FMV) avec des simulations sous MATLAB seront présentées et commentées.
- ❖ Afin d'élaborer les ordres d'ouverture et de fermeture des interrupteurs.

Le contrôle de l'onduleur sera fait par la commande hystérésis modulée. Finalement, nous clôturons ce chapitre par une conclusion.

### III.2 Bloc d'identification des courants de références.

Dans un premier temps, il faut noter que l'objectif de ce bloc est d'identifier avec précision l'ensemble des courants harmoniques générés par les charges polluantes.

Généralement, les charges non-linéaires génèrent des courants harmoniques qui peuvent également dégrader la qualité d'énergie, un tel courant est constitué d'une

composante fondamentale et des composantes harmoniques. L'objectif de filtrage est de compenser ces courants harmoniques en injectant les mêmes courants harmoniques mais en opposition de phase à ceux générés par les charges non-linéaires, de ce fait, il est nécessaire de trouver une approche pratiquement efficace et précise pour séparer ces composantes, cette opération est connue sous le nom "*méthode d'identification des courants de références*". C'est pour cela, la qualité de la compensation des harmoniques dépend fortement des performances de la méthode d'identification choisie. En effet, le système de commande, même très efficace et robuste, ne pourra pas à lui seul effectuer un filtrage satisfaisant si les courants harmoniques sont mal identifiés. Pour cette raison, de nombreuses méthodes d'identification ont été développées dans la littérature scientifique. Elles peuvent être regroupées selon deux approches : identification dans le domaine fréquentiel et dans le domaine temporel [ALA02].

La première approche a été utilisée dans le domaine fréquentiel, où elle est basée sur la transformée de Fourier discrète (TFD), afin d'extraire les harmoniques de compensation. En se basant sur cette transformation (TFD), le signal pollué est mesuré sur un cycle complet, puis est converti dans le domaine fréquentiel, ce qui permet l'élimination de la composante fondamentale par l'application d'un filtre. Par la suite, l'application de la TFD inverse reconvertit le signal dans le domaine temporel et sert de signaux de compensation. La majorité des autres méthodes de génération d'harmoniques dans le domaine fréquentiel sont des variantes de l'application de la TFD, parmi lesquelles, la transformation de Fourier rapide (TFR) et la transformée de Fourier discrète récursive (TFDR) qui sont des méthodes de calcul plus performantes que la TFD. Cette approche est particulièrement adaptée aux charges dont le contenu harmonique varie lentement. Elle présente également l'avantage de sélectionner chaque harmonique individuellement et permet ainsi de ne compenser que les courants harmoniques prépondérants. Cependant, cette approche nécessite des calculs lourds afin d'identifier ces courants harmoniques. Pour cette raison, les méthodes fréquentielles ne sont pas utilisées en pratique car la charge polluante peut généralement varier rapidement au cours du temps. [SIN99] [ASI05]. Tandis que la deuxième est basée sur le calcul dans le domaine temporel. Elle a été introduite afin d'éviter les difficultés dues au nombre élevé de calculs lors de la mise en œuvre de méthodes fréquentielles, cette approche est basée sur la comparaison instantanée des signaux de compensation harmonique de référence, sous forme de tension ou de courant, aux signaux harmoniques réels. Le principe est de maintenir la tension ou le courant instantané de référence proche

du signal réel avec une tolérance raisonnable. Le plus grand défi de cette approche est sans doute l'élimination de la composante fondamentale pour générer des signaux harmoniques de référence. La plus connue de ces stratégies qui a fait ses preuves, est sans doute la méthode des puissances instantanées  $p$ - $q$  initialement développée par Akagi [AKA83] ou encore celle du courant instantané  $d$ - $q$  connue sous l'appellation la méthode synchrone ou méthode du référentiel lié au synchronisme, initialement proposée par Bhattacharya [BHA91]. Le grand avantage des méthodes temporelles est leur grande rapidité de correction de signal dans le réseau avec moins d'opérations que les méthodes précédente [DZO11].

De nombreuses méthodes d'identification des courants de référence dans le domaine temporel ont été publiées dans la littérature scientifique [AKA83] [SIN99] [CHA02] [ORD06]. Les plus significatives feront l'objet des paragraphes suivants.

### III.2.1 Méthode des puissances active et réactive instantanées

Dans ce paragraphe, nous nous intéressons seulement au bloc de l'extraction de l'ensemble des harmoniques. Le bloc de régulation de la tension continue  $V_{dc}$  et celui de la PLL seront étudiés plus tard.

La méthode des puissances active et réactive instantanées a été initialement développée par Akagi [AKA83], elle est connue sous le nom "**méthode  $pq$  ou méthode PIRI**". Dans cette méthode, les mesures des tensions au point de raccordement et des courants de la charge non-linéaire exprimés sous forme triphasée  $abc$  sont converties en système biphasé  $\alpha\beta$  équivalant à l'aide de la transformation de Concordia (éqs III.1 et III.2). Par la suite, le calcul des puissances active et réactive instantanées  $p$  et  $q$  dans le repère diphasé peut se faire par les équations (III.3 et III.4) respectivement, chacune de ces puissances sera donc constituée par une composante continue (correspondant à la composante fondamentale du courant de la charge) et une composante alternative (correspondant à l'ensemble du courant harmonique), alors, pour séparer les puissances active et réactive continues des puissance active et réactive alternatives, la méthode  $pq$  utilise généralement un filtre Passe Bas ou un filtre Passe Haut (voir figure III.2 (a) et (b)). Ensuite, les courants de références sont fournis après retour dans le repère triphasé (éq III.11). La compensation de la puissance réactive permet également de corriger le facteur de puissance. La figure suivante III.1 présente le principe de cette méthode. Son principe est énoncé ci-après :

La transformation de Concordia permet de ramener un système triphasé de tension ( $V_{ea}, V_{eb}, V_{ec}$ ) ou de courant ( $I_{La}, I_{Lb}, I_{Lc}$ ) de somme nulle à un système diphasé  $\alpha\beta$  :

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (III. 1)$$

*Matrice de Concordia*

$$\begin{bmatrix} V_{e\alpha} \\ V_{e\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ea} \\ V_{eb} \\ V_{ec} \end{bmatrix} \quad (III. 2)$$

En se basant sur ces transformations, La puissance réelle instantanée  $P$  peut être définie comme suit :

$$P = V_{e\alpha} I_{L\alpha} + V_{e\beta} I_{L\beta} \quad (III. 3)$$

Et celle de la puissance instantanée imaginaire est définie par la relation (III.4) suivante:

$$q_L = -V_{e\beta} I_{L\alpha} + V_{e\alpha} I_{L\beta} \quad (III. 4)$$

Les relations (III.3) et (III.4) deviennent sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} P_L \\ -q_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{e\alpha} & V_{e\beta} \\ -V_{e\beta} & V_{e\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L\alpha} \\ I_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (III. 5)$$

Chacune des ces puissances peut être décomposée en deux termes, continu et fluctuant comme il est donné par les équations suivantes :

$$P_L = \bar{P}_L + \tilde{P}_L \quad (III. 6)$$

$$q_L = \bar{q}_L + \tilde{q}_L \quad (III. 7)$$

Où  $\bar{P}_L$  et  $\bar{q}_L$  sont les composantes correspondantes à la valeur moyenne et  $\tilde{P}_L$  et  $\tilde{q}_L$  caractérisent les composantes alternatives des puissances dues au courant harmonique. De ce fait, le courant fondamental de  $I_L$  produit les composantes continues  $\bar{P}_L$  et  $\bar{q}_L$ , et les courants harmoniques produisent les composantes de puissances oscillatoires  $\tilde{P}_L$  et  $\tilde{q}_L$ .

A partir de l'équation (III.5), nous pouvons déduire les expressions des composantes du courant de charge selon les axes  $\alpha\beta$ :

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{e\alpha} & V_{e\beta} \\ -V_{e\beta} & V_{e\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} P \\ -q \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{e\alpha}^2 + V_{e\beta}^2} \begin{bmatrix} V_{e\alpha} & -V_{e\beta} \\ V_{e\beta} & V_{e\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ -q \end{bmatrix} \quad (III. 8)$$

En remplaçant (III.6) et (III.7) dans (III.8), ces courants s'expriment selon les axes  $\alpha\beta$  par :

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{e\alpha}^2 + V_{e\beta}^2} \begin{bmatrix} V_{e\alpha} & -V_{e\beta} \\ V_{e\beta} & V_{e\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{P} \\ -\bar{q} \end{bmatrix} + \frac{1}{V_{e\alpha}^2 + V_{e\beta}^2} \begin{bmatrix} V_{e\alpha} & -V_{e\beta} \\ V_{e\beta} & V_{e\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P} \\ -\tilde{q} \end{bmatrix} \quad (III.9)$$

Suivant la fonction que nous souhaitons donner au FAP, nous pouvons compenser simultanément les harmoniques de courant et l'énergie réactive ou bien uniquement l'un des deux. Si nous voulons par exemple compenser simultanément les harmoniques de courant et l'énergie réactive, nous éliminons alors la composante continue de  $P$  à l'aide d'un simple FPB. Dans ce cas et après avoir ajouté à la composante alternative de la puissance active instantanée, la puissance active  $p_{dc}$  nécessaire à la régulation de la tension du bus continue  $V_{dc}$ , les courants de référence, notés  $I_{f\alpha}^*$  et  $I_{f\beta}^*$  s'expriment selon les axes  $\alpha\beta$  par :

$$\begin{bmatrix} I_{f\alpha}^* \\ I_{f\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{e\alpha}^2 + V_{e\beta}^2} \begin{bmatrix} V_{e\alpha} & -V_{e\beta} \\ V_{e\beta} & V_{e\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{P} + p_{dc} \\ -\tilde{q} \end{bmatrix} \quad (III.10)$$

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

$$\begin{bmatrix} I_{fa}^* \\ I_{fb}^* \\ I_{fc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{f\alpha}^* \\ I_{f\beta}^* \end{bmatrix} \quad (III.11)$$

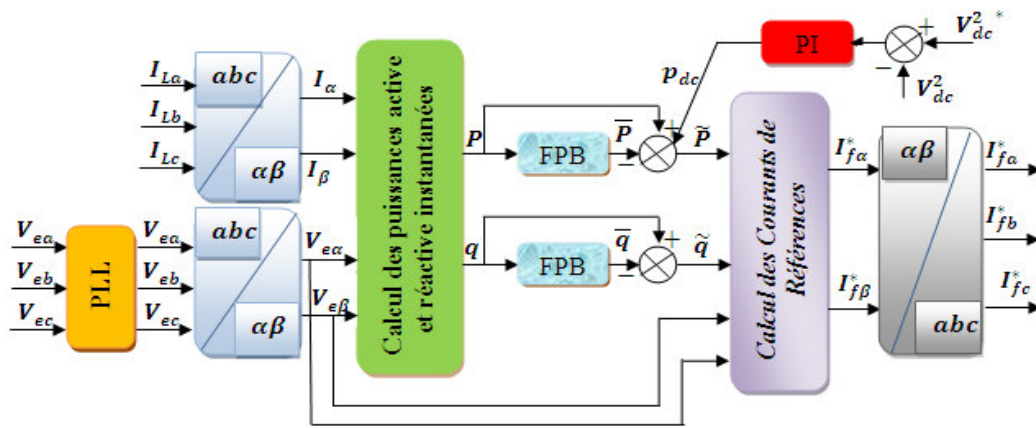


Figure III. 1. Principe de la méthode pq.



Figure III. 2. (a) Filtre Passe-bas, (b) Filtre Passe-haut.

Les courants de commande triphasés ( $I_{fa}^*, I_{fb}^*, I_{fc}^*$ ) obtenus peuvent ensuite être utilisés afin d'élaborer le signal MLI pour commander les interrupteurs de l'onduleur.

Comme nous avons indiqué plus haut, que la méthode pq et celle de la méthode SFR (la méthode SRF sera étudié dans la section suivante), utilisent généralement un filtre Passe-bas ou un filtre Passe-haut pour isoler la partie continue de la partie alternative du signal (figure III.2 (a) et (b)). Ces filtres doivent respecter les caractéristiques suivantes [DZO07]:

- Les amplitudes des signaux doivent être conservées pour que les références soient exactes.
- A cause de la méthode d'injection de courant en opposition avec les courants de charge, il est impératif de conserver la phase des courants.
- Le temps de réponse doit être maîtrisé pour être capable de faire face à des variations brutales de charge.

Cependant, comme cela est exposé dans la littérature, la méthode des puissances instantanées possède les quelques caractéristiques suivantes :

- Elle est une théorie inhérente aux systèmes triphasés.
- Elle peut être appliquée à tout type de systèmes triphasés (équilibré ou déséquilibré, avec ou sans harmonique).
- Elle est basée sur des valeurs instantanées, ce qui lui donne de bons temps de réponse dynamique.
- Le nombre d'harmoniques compensé dépend de la bande passante des semi-conducteurs composant l'onduleur du filtre actif.
- Méthode de calcul simple

### III.2.2 Méthode du référentiel lié au synchronisme SRF

Cette méthode à été introduite par Bhattacharya [BHA91], la méthode est très connue sous le nom SRF (Synchronous Reference Frame). Elle exploite également la transformation de Park appliquée uniquement aux courants de charge  $i_{La}, i_{Lb}$  et  $i_{Lc}$ . De ce fait, on transforme les courants triphasés de la charge dans un repère tournant  $dq$  en utilisant la transformation de Park (éq III.13) et en fixant la fréquence de celle-ci en synchronisme avec celle du réseau. Ceci permet de transformer la composante fondamentale du courant en une composante continue et les composantes harmoniques du courant en des composantes alternatives, qui peuvent être séparées en utilisant directement un filtre passe-haut

ou indirectement par un filtre passe-bas. Le principe de cette approche d'identification est présenté à la figure III.3.

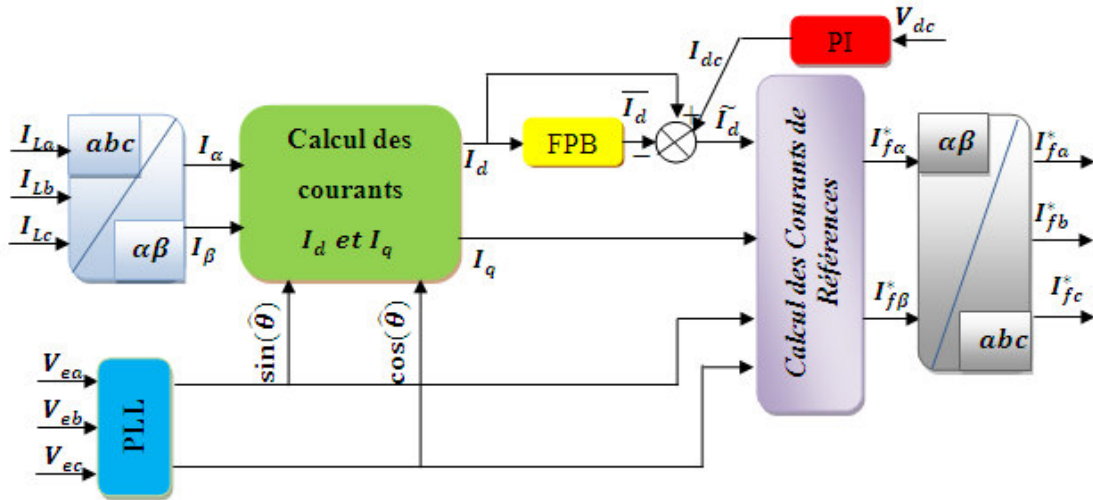


Figure III.3. Principe de la méthode SRF.

L'avantage majeur de cette méthode, comparativement à la précédente, réside dans le fait que les éventuelles tensions harmoniques n'ont plus d'influence sur les courants identifiés [ALA02]. Son principe est énoncé ci-après :

Notons que, l'expression du courant pollué est donnée par le système d'équation (III.12).

$$\begin{cases} i_{La} = I_{L1} \cos(\omega t - \varphi_1) + \sum_{n=2}^{\infty} I_{Ln} \cos(n\omega t - \varphi_n) \\ i_{Lb} = I_{L1} \cos\left(\omega t - \varphi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) + \sum_{n=2}^{\infty} I_{Ln} \cos\left(n\omega t - \varphi_n - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{Lc} = I_{L1} \cos\left(\omega t - \varphi_1 + \frac{2\pi}{3}\right) + \sum_{n=2}^{\infty} I_{Ln} \cos\left(n\omega t - \varphi_n + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (III.12)$$

$I_{L1}$  et  $I_{Ln}$  sont respectivement, les amplitudes des composantes fondamentale et harmonique du courant de la charge  $I_L$ .

La transformation de Park modifiée permet de ramener ce système triphasé équilibré ( $abc$ ) à un système diphasé ( $dq$ ) par la relation (III.13).

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \underbrace{\begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}}_{\text{Matrice de Park}} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (III.13)$$

Et comme, la matrice de Park est le produit de la matrice de Concordia et la matrice de rotation de Park, pour le passage vers les repères diphasés  $\alpha\beta$  et  $dq$ , cette matrice de rotation est définie comme suivante :



$$\rho(wt) = \begin{bmatrix} \cos(wt) & -\sin(wt) \\ \sin(wt) & \cos(wt) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & -\sin(\hat{\theta}) \\ \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix}$$

Où  $\hat{\theta} = wt$  est la position de la tension fondamentale du réseau estimée par la PLL.

De ce fait, nous obtenons l'expression matricielle suivante pour les courants dans le système  $dq$  :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & -\cos(\hat{\theta}) \\ \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (III.14)$$

Ces composantes peuvent alors être exprimées comme la somme d'une composante continue et d'une composante alternative comme suit:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_d + \tilde{i}_d \\ \bar{i}_q + \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (III.15)$$

Avec  $\bar{i}_d, \bar{i}_q$  sont les composantes continues de  $i_d, i_q$  et  $\tilde{i}_d, \tilde{i}_q$  sont les composantes alternatives de  $i_d, i_q$ .

A partir de l'équation (III.14 et III.15), nous pouvons exprimer les composantes du courant selon les axes  $\alpha\beta$  par :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \\ -\cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \\ -\cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (III.16)$$

Comme la méthode précédente, nous pouvons compenser simultanément les harmoniques du courant et l'énergie réactive ou bien uniquement l'un des deux. Donc, si nous voulons compenser les harmoniques et la puissance réactive consommée par la charge, après avoir ajouté à la composante directe alternative  $\tilde{i}_d$  le courant  $i_{dc}$  nécessaire à la régulation de la tension continue  $V_{dc}$ , l'équation (III.16) devient :

$$\begin{bmatrix} I_{f\alpha}^* \\ I_{f\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \\ -\cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d + i_{cd} \\ i_q \end{bmatrix} \quad (III.17)$$

Ensuite, la transformation inverse de Concordia permet d'obtenir les courants de référence, selon les axes  $abc$ , à l'aide de la relation (III.11).

Cependant, comme cela est exposé dans la littérature, cet approche possède les quelques caractéristiques suivantes [BHA91] [DZO07]:

- Tout comme la méthode des puissances instantanées, cette méthode est inhérente aux systèmes triphasés.

- Elle peut être appliquée aussi bien aux systèmes triphasés équilibrés qu'aux systèmes triphasés avec neutre, déséquilibrés.
- Elle est basée sur des valeurs instantanées, ce qui lui donne de bons temps de réponse dynamique.
- Le nombre d'harmoniques compensé dépend de la bande passante.
- Méthode de calcul simple.
- Découplage net entre le fondamental et les composantes harmoniques.

Alors, ces deux approches utilisent un filtre passe-bas ou passe-haut, afin d'identifier les courants harmoniques. Des études ont été faites montrant que ces filtres d'extraction n'ont pas donné entièrement une élimination satisfaisante de la composante continue car [ABD08] [ALA02]:

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

Pour ces raisons, et dans le cadre de cette thèse, nous proposons une méthode d'extraction des courants harmoniques basée sur l'utilisation d'un "Filtre Multi-Variable" (FMV). Son principe de base s'appuie sur les travaux de Song Hong-Scok et est basé sur l'extraction de la composante fondamentale des signaux, directement selon les axes  $\alpha\beta$ . Dans la suite de nos travaux, ce filtre sera indispensable pour nous permettre d'extraire l'ensemble des courants harmoniques.

### III.2.3 Méthode pq modifiée

#### III.2.3.1 Principe et analyse du FMV

*M. Benhabib* a proposé dans sa Thèse de doctorat [BEN04] un nouveau filtre d'extraction des harmoniques dit FMV (filtre multi variable). Ce filtre est destiné à extraire la composante fondamentale des signaux électriques (tension ou courant) directement selon les axes  $\alpha\beta$ . La fonction de transfert de ce filtre est la suivante :

$$H(s) = \frac{\hat{x}_{\alpha\beta}(s)}{x_{\alpha\beta}(s)} = K \frac{(s + K) + j\omega_c}{(s + K)^2 + j\omega_c^2} \quad (III.18)$$

Avec :

$\omega_c$  : Représente la pulsation fondamentale ( $f_c = 50 \text{ Hz}$ ).

$K$ : Est un constant positif.

$x$  : Le signal électrique d'entrée du FMV (courant ou tension).

$\hat{x}$ : Est le signal correspondant à  $x$  en sortie du FMV.

La figure III.4 présente le diagramme de Bode du FMV pour deux valeurs du paramètre  $K$ . On peut noter qu'à la fréquence  $f = f_c = 50 \text{ Hz}$ , le déphasage introduit par le FMV est égal à zéro et le gain est égal à 1 (ou 0 dB). Ainsi, le signal de sortie est égal au signal électrique d'entrée pour la pulsation  $\omega = \omega_c$ . De plus, ce FMV présente une atténuation importante pour toutes les autres fréquences, y compris pour la composante continue du signal. Notons par ailleurs que la diminution de la valeur de  $K$  permet d'augmenter la sélectivité du FMV [BEN04] [ABD08].

De ce fait, en utilisant un FMV, la composante fondamentale des signaux électriques (tension ou courant) peut être extraite directement selon les axes, sans déphasage ni changement de l'amplitude.

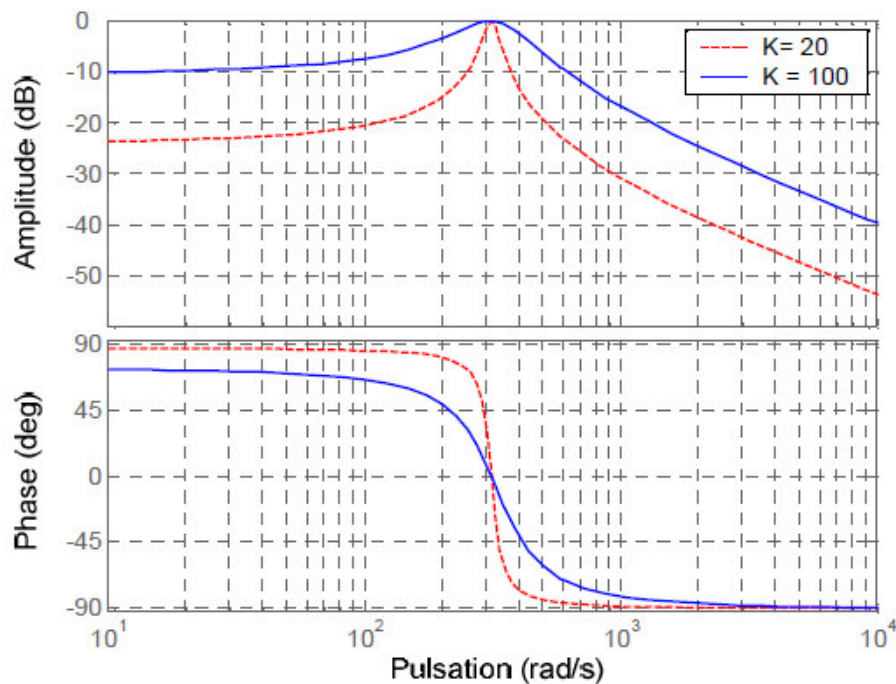


Figure III.4. Diagramme de Bode du FMV.

A partir de l'équation (III.18), nous obtenons les deux expressions suivantes après un court développement [ABD08]:

$$\hat{x}_\alpha(s) = \frac{K(s+K) + j\omega_c}{(s+K)^2 + j\omega_c} x_\alpha(s) - \frac{K\omega_c}{(s+K)^2 + \omega_c} x_\beta(s) \quad (III.19)$$

$$\hat{x}_\beta(s) = \frac{K(s + K) + j\omega_c}{(s + K)^2 + j\omega_c} x_\beta(s) - \frac{K\omega_c}{(s + K)^2 + \omega_c} x_\alpha(s) \tag{III.20}$$

Les équations (III.19) et (III.20) peuvent également être exprimées sous la forme :

$$\hat{x}_\alpha(s) = \frac{K}{s} [x_\alpha(s) - \hat{x}_\alpha(s)] - \frac{\omega_c}{s} \hat{x}_\beta(s) \tag{III.21}$$

$$\hat{x}_\beta(s) = \frac{K}{s} [x_\beta(s) - \hat{x}_\beta(s)] - \frac{\omega_c}{s} \hat{x}_\alpha(s) \tag{III.22}$$

Nous obtenons alors le schéma bloc suivant pour le FMV :

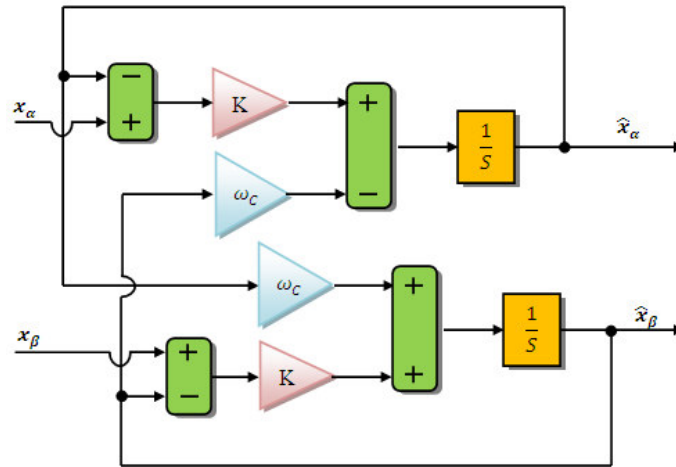


Figure III. 5. Schéma bloc du FMV.

### III.2.3.2. Principe de la Méthode "pq-modifiée"

La figure III.6 présente le principe proposé pour identifier les courants de référence. Cette méthode est proposée par *M. Benhabib* dans sa Thèse de doctorat [BEN04] [CHA10] [ABD08], les courants de référence sont identifiés en utilisant une version modifiée de la méthode *pq*, associée à deux FMVs.

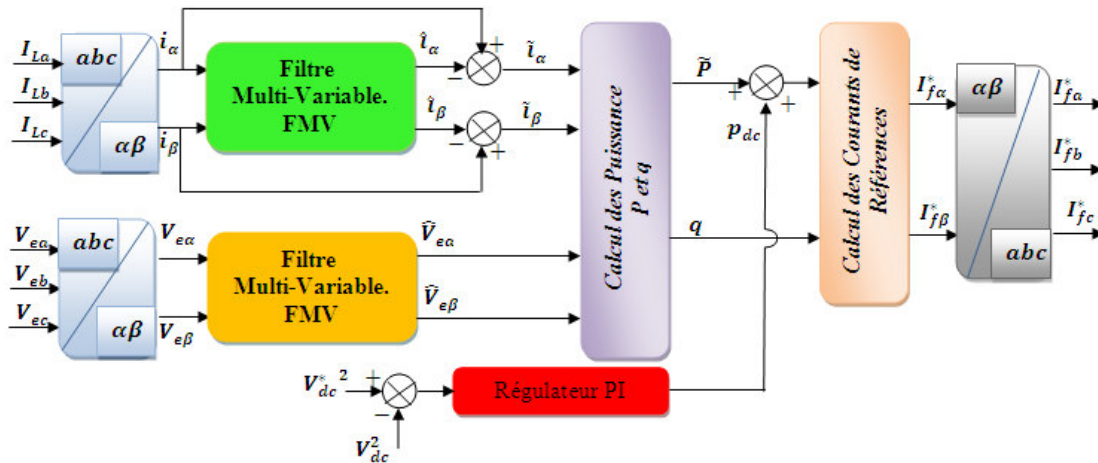


Figure III.6. Principe la méthode "pq-modifiée".

Les composantes alternatives des puissances active et réactive instantanées sont obtenues par la relation :

$$\begin{bmatrix} \tilde{p} \\ -\tilde{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{V}_{e\alpha} & \hat{V}_{e\beta} \\ -\hat{V}_{e\beta} & \hat{V}_{e\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} \quad (III.23)$$

Avec  $i_\alpha$  et  $i_\beta$  définis par:

$$\tilde{i}_\alpha = (i_\alpha - \hat{i}_\alpha) \quad (III.24)$$

$$\tilde{i}_\beta = (i_\beta - \hat{i}_\beta) \quad (III.25)$$

Après avoir ajouté à la composante alternative de la puissance active instantanée, la puissance active  $p_{dc}$  nécessaire à la régulation de la tension continue  $V_{dc}$ , les courants de référence selon les axes  $\alpha\beta$  sont calculés par :

$$I_{f\alpha}^* = \frac{\hat{V}_{e\alpha}}{\hat{V}_{e\alpha}^2 + \hat{V}_{e\beta}^2} (\tilde{p} + P_c) + \frac{\hat{V}_{e\beta}}{\hat{V}_{e\alpha}^2 + \hat{V}_{e\beta}^2} (\tilde{q} + \bar{q}) \quad (III.26)$$

$$I_{f\beta}^* = \frac{\hat{V}_{e\beta}}{\hat{V}_{e\alpha}^2 + \hat{V}_{e\beta}^2} (\tilde{p} + P_c) - \frac{\hat{V}_{e\alpha}}{\hat{V}_{e\alpha}^2 + \hat{V}_{e\beta}^2} (\tilde{q} + \bar{q}) \quad (III.27)$$

Les trois courants de référence selon les axes  $abc$ , notés  $I_{fa}^*$ ,  $I_{fb}^*$  et  $I_{fc}^*$ , sont finalement obtenus en transformant les équations (III.26) et (III.27) à l'aide de la transformation inverse de Concordia.

### III.2.3.3 Une nouvelle méthode d'identification "FMV-directe"

Une nouvelle méthode d'identification des courants de références "**FMV-directe**" basée sur les travaux de M. Benhabib [BEN04] a été développée [LAIB13] [LAIB13.1] [KOU14]. Le principe de cette méthode est le même que la méthode "**pq-modifiée**", elle a l'avantage de simplifier les calculs en éliminant les blocs des puissances actives et réactives instantanées et celle de la PLL.

La figure III-7 présente le principe proposé pour identifier les courants harmoniques de référence. De ce fait, Les courants de référence sont identifiés en utilisant deux filtres multi-variables et un régulateur de type fuzzy logic pour maintenir la tension du bus continu à une valeur constante. Le premier FMV est utilisé directement sur les courants mesurés de la charge  $I_{La}$ ,  $I_{Lb}$  et  $I_{Lc}$  afin d'extraire l'ensemble des courants harmoniques  $\tilde{I}_{La}$ ,  $\tilde{I}_{Lb}$  et  $\tilde{I}_{Lc}$ . Par contre, le deuxième FMV extrait la composante fondamentale directe des tensions au point de raccordement  $V_{dea}$ ,  $V_{deb}$  et  $V_{dec}$ , ensuite un générateur de tension sinusoïdale d'amplitude unitaire est indispensable pour synchroniser les courants nécessaires à la régulation de la tension aux bornes du condensateur, ces courants doivent en

opposition de phase avec la tension fondamentale du réseau. Du fait de l'action du filtre actif. La somme de ces courants et les courants harmoniques de compensation identifiés par le premier FMV seront les nouveaux courants de références que doit l'onduleur injectés en opposition de phase à ceux générés par la charge non linéaire.

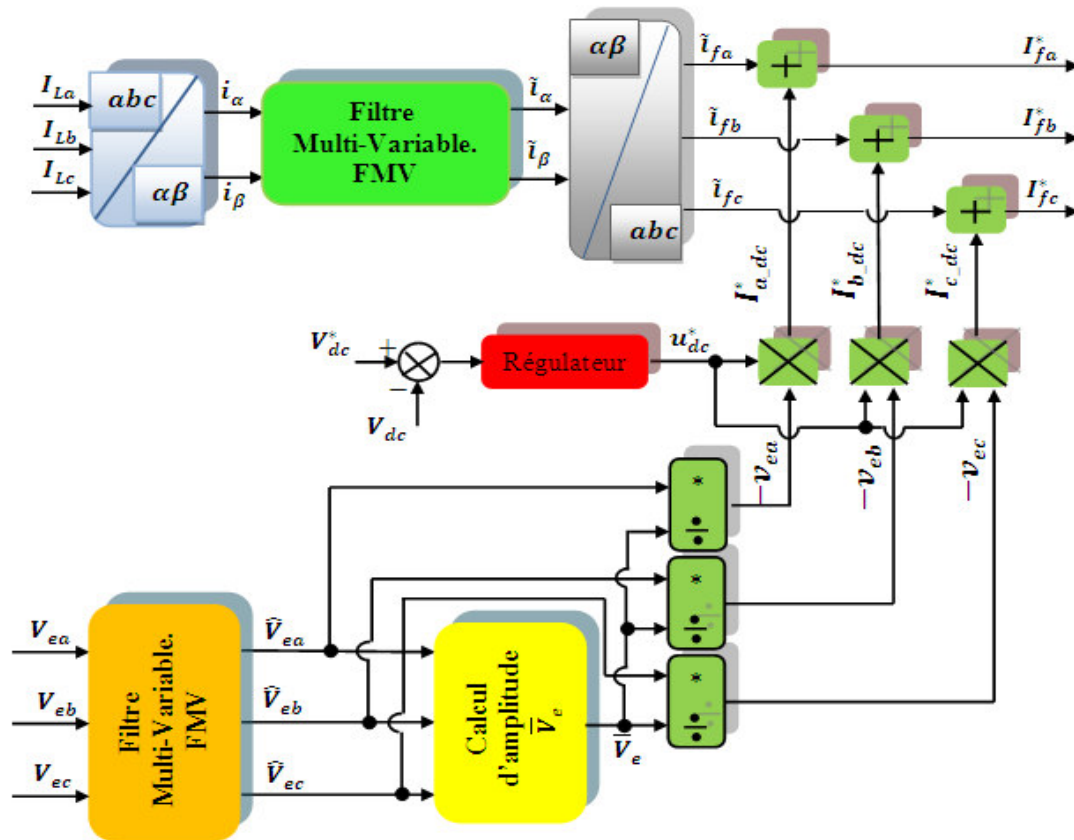


Figure III-7. Principe de la méthode d'identification proposée "FMV-directe".

### III.3 Identification par les réseaux de neurones adaptatifs

Ces dernières années, les concepts et les techniques issues de l'intelligence artificielle sont devenus de plus en plus familières dans des différents domaines d'application. L'intelligence artificielle est une discipline scientifique correspondante au traitement des connaissances et au raisonnement, permettant à une machine d'exécuter des fonctions normalement associées à l'intelligence humaine telles que la compréhension, le raisonnement, le dialogue, l'adaptation, l'apprentissage, etc. Il s'agit principalement des réseaux de neurones artificiels et la commande par la logique floue.

Dans notre étude, nous avons principalement utilisé les réseaux de neurones de type ADALINE, cas particulier des perceptrons multicouches. De tels réseaux

possèdent une architecture très simple : une couche d'entrée et une couche de sortie. De plus, ils sont très efficaces dans des tâches d'estimation des signaux et leur implémentation sur un processus de traitement du signal est possible [OUL05].

### III.3.1 Principe de l'Adaline

L'ADALINE (ADaptiveLINearElement/ADaptiveLINearNEuron) a été proposé par Widrow (Widrow et al, 1996) et appartient à la famille des perceptrons, mais avec une loi d'apprentissage est différente. Encore appelée règle delta ou LMS (least-Mean Squares). L'Adaline possède un seul neurone à fonction d'activation linéaire et une entrée sous forme d'un vecteur où les sorties sont des combinaisons linéaires des entrées à travers un unique poids adaptatif, les principales applications de l'Adaline se trouvent largement dans le filtrage adaptatif et dans la prédiction des signaux. Son principe est présenté à la figure III.8. [RAM01] [OUL05].

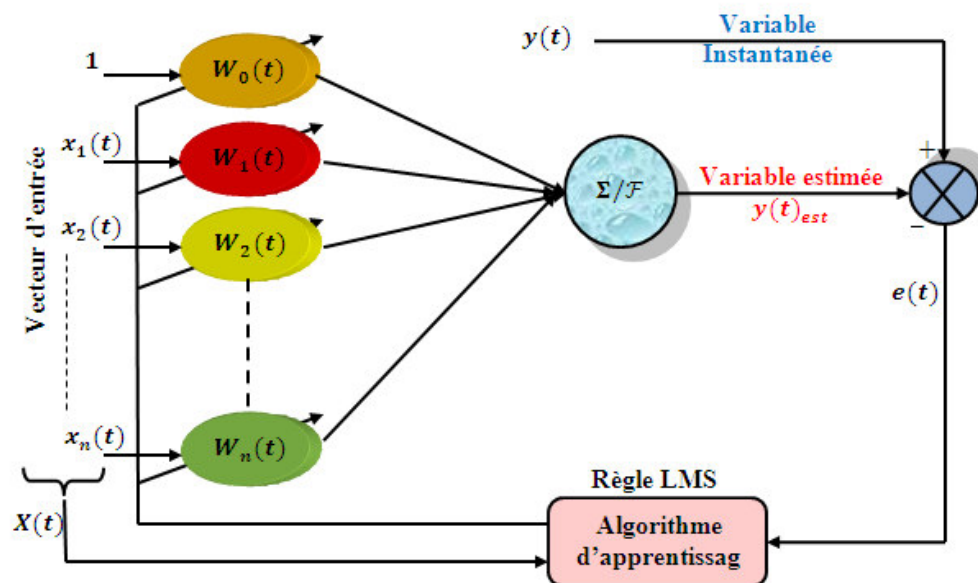


Figure III.8. Principe de l'Adaline

Le principe de cette méthode est réalisé selon les étapes suivantes :

1. Application du vecteur  $X(t)$  en entrée du réseau selon le signal à estimer.
2. Initialisation du paramètre d'apprentissage  $\mu$  avec  $0 < \mu < 1$ .
3. Calcul de la sortie  $y(t)_{est} = W(t)^T X(t)$ .
4. Calcul de l'erreur d'estimation  $e(t) = y(t) - y(t)_{est}$ .
5. Mise à jour du vecteur poids par la relation

$$W(t+1) = W(t) + \frac{\mu \cdot e(t) \cdot X(t)}{X(t)^T \cdot X(t)}$$

Ensuite, la sortie estimée  $y(t)_{est}$  du signal de référence  $y(t)$  est donnée par la relation linéaire suivante :

$$y(t)_{est} = W(t)^T X(t) \quad (III. 28)$$

Dans cette approche:

- ❖  $X(t) = [1 \ x_1(t)x_2(t) \ \dots \ x_n(t)]^T$  Présente le vecteur d'entrée constitué des composantes issues des connaissances a priori du signal de référence  $y(t)$ .
- ❖  $W(t)^T = [W_0(t)W_1(t)W_2(t) \ \dots \ W_n(t)]$  Est le vecteur des poids estimés par l'Adaline.

En se basant par ce principe, plusieurs méthodes ont été réalisées dans ce contexte par M<sup>er</sup>. OULD ABDESLAM [OUL04] dans sa thèse de doctorat, Il s'agit de la méthode neuronale directe, la méthode des PIRI neuronale, méthode des courants diphasés MCD et de la méthode tri-monophasée. Dans la suite de ce chapitre, nous serons exposés la deuxième et la troisième de ces méthodes et dans le chapitre qui suit nous serons les appliquées afin d'améliorer les performances du filtre actif modulaire.

### III.3.2 La Méthode des PIRI Neuronale

Nous avons vu dans les sections précédentes, que la méthode des puissances active et réactive instantanées associées à des filtres passe-bas ou passe-haut et celle des filtres multi-variables nommée ici par la méthode pq modifiée introduite par M.C. Benhabib dans sa thèse de doctorat permettent de compenser les courants harmoniques, dans [OUL04], l'auteur introduit une nouvelle stratégie de filtrage qui reprend le même principe de cette méthode, mais elle est basée sur l'utilisation des techniques neuronales.

La figure III.9 présente le principe de cette méthode, dont laquelle les filtres passe-bas ou passe-haut de la méthode PIRI étudiée précédemment sont remplacés par deux réseaux de neurones de type adaptatifs ADALINE.

Le principe de cette méthode est décrit comme suit :

La présente méthode est aussi basée sur le calcul des puissances active et réactive instantanées dans le repère biphasé  $\alpha\beta$ . De ce fait, la transformation de Concordia est indispensable dans cette méthode. Le bloc de la PLL est utilisé afin d'obtenir les composantes directes du système de la tension au point de raccordement, ce bloc permet aussi de lever l'hypothèse restrictive d'un réseau équilibré. Le bloc de calcul des puissances active et réactive instantanées dans le repère biphasé  $P$  et  $q$  est obtenu, en utilisant l'équation III.5. Ces puissances sont



constituées par deux composantes continue et alternative, afin de les séparer, la présente méthode utilise deux filtres adaptatifs basés sur les réseaux Adaline, dont les sorties sont les parties continues des puissances réelle et imaginaire instantanées estimées  $\bar{P}$  et  $\bar{q}$ . La soustraction de ces dernières avec les puissances active et réactive instantanées mesurées résulte les puissances fluctuantes correspondantes aux courants harmoniques.

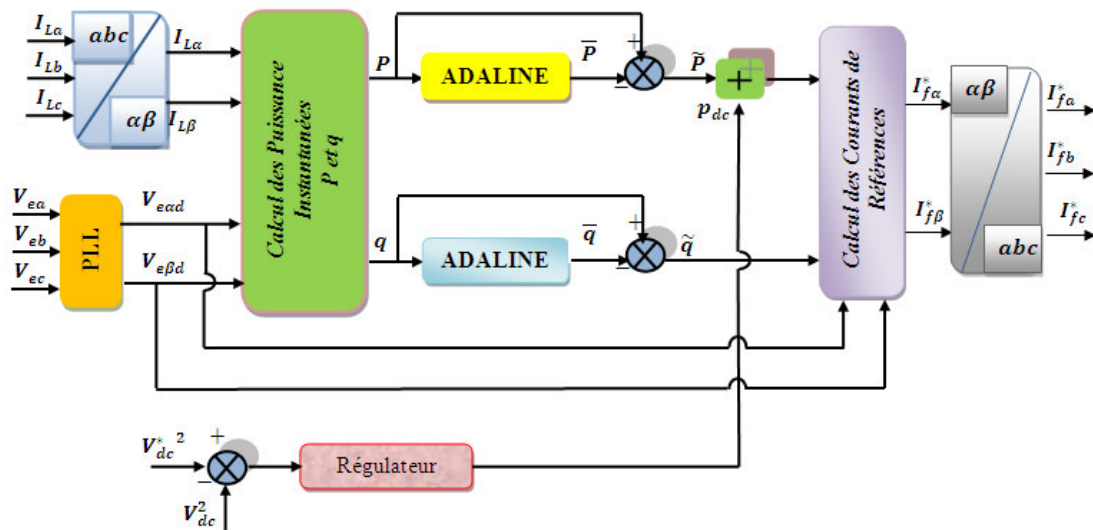


Figure III.9. Principe d'identification des courants de références Par la méthode PIRI neuronale.

Les poids de l'Adaline représentent les coefficients de Fourier de la décomposition fréquentielle dans l'espace des puissances. Les derniers blocs fournissent les courants harmoniques de référence donnés par les équations(III.10) et (III.11). Il utilise quatre entrées qui sont les tensions directes  $V_{e\alpha d}$  et  $V_{e\beta d}$  issues du bloc de la PLL ainsi que les parties alternatives des puissances réelle et imaginaire  $\bar{P}$  et  $\tilde{q}$ . Les sorties du dernier bloc sont les courants harmoniques de compensation qui seront utilisés comme courants de référence par le module de commande.

Comme il est indiqué précédemment, que la méthode utilise deux filtres ADALINE afin d'estimer les puissances réelle et imaginaire instantanées. Le principe général est repris ci-dessous [OUL04].

La décomposition en série de Fourier, nous permet de représenter le courant  $I_L$  consommé par une charge constitué d'un pont redresseur à thyristors triphasé par l'équation III.29.

$$I_L = I_{L1} \left[ \begin{array}{l} \sin(\omega t - \alpha) - \frac{1}{5} \sin[5(\omega t - \alpha)] - \frac{1}{7} \sin[7(\omega t - \alpha)] + \frac{1}{11} \sin[11(\omega t - \alpha)] \\ + \frac{1}{13} \sin[13(\omega t - \alpha)] - \frac{1}{17} \sin[17(\omega t - \alpha)] - \frac{1}{19} \sin[19(\omega t - \alpha)] \end{array} \right] \quad (III.29)$$

Où  $\omega$  représente la fréquence fondamentale du réseau,  $\alpha$  peut être ici l'angle d'amorçage des thyristors et  $I_{L1}$  est la valeur efficace du fondamental du courant. De cette équation, nous remarquons que les courants harmoniques sont de rang  $(6k-1)$  avec  $k=1, 2, 3, \dots$  etc. et que la valeur efficace de chaque harmonique  $I_{Lh}$  est inversement proportionnelle au rang correspondant  $I_{Lh} = I_{L1}/h$ .

Les tensions directes du réseau sont obtenues à l'aide d'une PLL, ce système d'équation est donné par l'équation III.30.

$$\begin{bmatrix} V_{e\alpha d} \\ V_{e\beta d} \end{bmatrix} = \sqrt{3}V_{ed} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ -\cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad (III.30)$$

Les courants de la charge dans plan biphasé  $\alpha\beta$  sont donnés par l'équation III.31.

$$\begin{bmatrix} I_{L\alpha} \\ I_{L\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{3}I_{L1} \left( \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ -\cos(\omega t) \end{bmatrix} - \frac{1}{5} \begin{bmatrix} \sin[5(\omega t - \alpha)] \\ \cos[5(\omega t - \alpha)] \end{bmatrix} - \frac{1}{7} \begin{bmatrix} \sin[7(\omega t - \alpha)] \\ \cos[7(\omega t - \alpha)] \end{bmatrix} + \dots \right) \quad (III.31)$$

A l'aide de l'équation III.5, il est possible de développer les expressions des puissances active et réactive instantanées :

$$P(t) = \underbrace{3V_{ed}I_{L1}\cos\alpha}_{\bar{P}} + \underbrace{\frac{3V_{ed}I_{L1}}{5}\cos(6\omega t - 5\alpha) - \frac{3V_{ed}I_{L1}}{7}\cos(6\omega t - 7\alpha) + \dots}_{\tilde{P}} \quad (III.32)$$

De ce fait, l'équation (III.32) peut être réécrite comme suit :

$$P(t) = \underbrace{P_1\cos\alpha}_{\bar{P}} + \underbrace{P_5\cos(6\omega t - 5\alpha) - P_7\cos(6\omega t - 7\alpha) + \dots}_{\tilde{P}} \quad (III.33)$$

De la même procédure, la puissance réactive instantanée est définie par la relation III.34.

$$q(t) = \underbrace{-q_1\sin\alpha}_{\bar{q}} + \underbrace{q_5\sin(6\omega t - 5\alpha) - q_7\sin(6\omega t - 7\alpha) + \dots}_{\tilde{q}} \quad (III.34)$$

Où les premiers termes des équations (III.33) et (III.34) représentent respectivement la puissance active et réactive moyennes notées ici  $\bar{P}$  et  $\bar{q}$  liées au courant fondamental, tandis que les autres termes représentent les parties alternatives, notées par  $\tilde{P}$  et  $\tilde{q}$ . Ces dernières parties sont causées par les courants harmoniques.

La relation (III.33) nous permet de tracer la transformation du spectre de la puissance active instantané comme le montre la figure III.10. Une figure similaire peut être obtenue pour la puissance réactive instantanée.

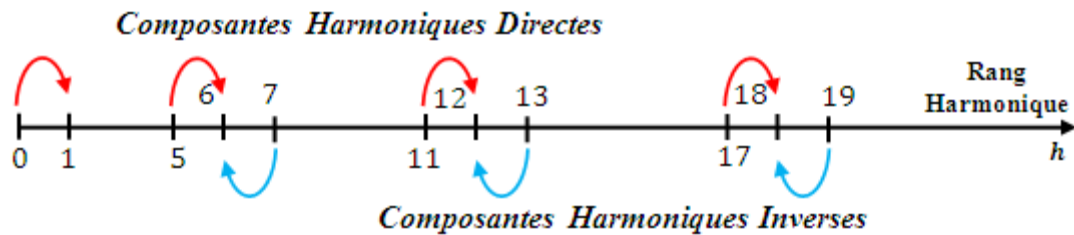


Figure III.10 Transformation du spectre de la puissance réelle instantanée.

Cette représentation met en évidence les composantes harmoniques directes ainsi que leurs origines. Les puissances réelles et imaginaires instantanées peuvent être exprimées dans le cas général par l'analyse de Fourier comme suit [OUL04]:

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1 \dots N} [A_{n1} \cos(n\omega t - (n-1)\alpha) + A_{n2} \cos(n\omega t - (n+1)\alpha) + B_{n1} \sin(n\omega t - (n-1)\alpha) + B_{n2} \sin(n\omega t - (n+1)\alpha)] \quad (\text{III. 35})$$

Où  $A_0$  est la composante continue,  $A_{n1}$ ,  $A_{n2}$ ,  $B_{n1}$  et  $B_{n2}$  les amplitudes des sinus et cosinus

L'expression (III.35) peut se mettre en notation vectorielle sous la forme de l'équation (III.36):

$$f(t) = W^T \cdot X(t). \quad (\text{III. 36})$$

Avec :

$$W^T = [A_0 A_{11} A_{12} B_{11} B_{12} \dots A_{N1} A_{N2} B_{N1} B_{N2}]$$

Et

$$X(t) = \begin{bmatrix} 1 \\ \cos(6\omega t - 5\alpha) \\ \sin(6\omega t - 5\alpha) \\ \cos(6\omega t - 7\alpha) \\ \sin(6\omega t - 7\alpha) \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \cos(n\omega t - (n-1)\alpha) \\ \sin(n\omega t - (n-1)\alpha) \\ \cos(n\omega t - (n+1)\alpha) \\ \sin(n\omega t - (n+1)\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{III. 37})$$

L'équation (III.36) est linéairement séparable et peut alors être implémenté par un unique neurone, où  $W$  est le vecteur poids du réseau et  $X(t)$  son entrée. La figure III. 11 montre cette topologie. De ce fait, pour estimer conjointement les deux puissances, deux réseaux Adaline similaires sont nécessaires.

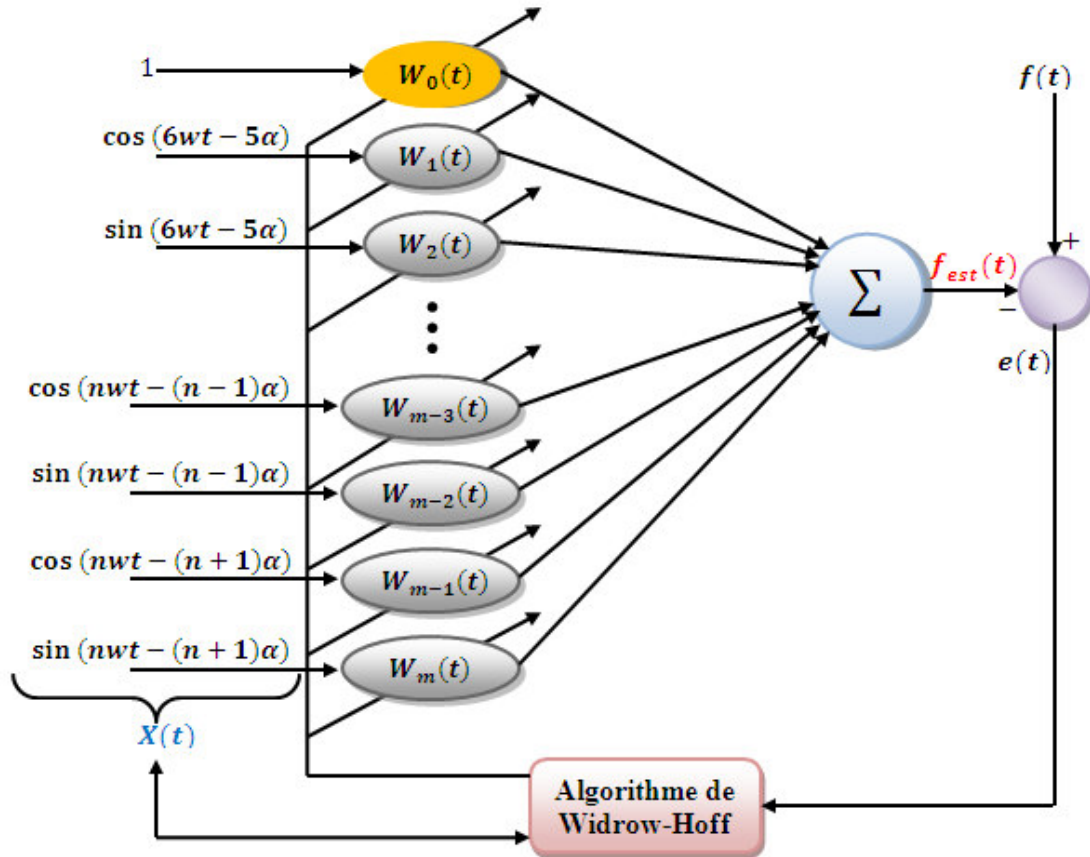


Figure. III. 11 Structure du réseau Adaline pour l'estimation des harmoniques.

Le nombre d'entrées correspond à  $m = h/2 - 1$  avec  $h$  le nombre d'harmoniques que l'on souhaite identifier.  $f(t)$  est le signal à estimé (dans notre cas  $f(t)$  présente soit la puissance active instantanée, soit la puissance réactive instantanée du réseau électrique),  $f_{est}(t)$  est le signal estimé par le réseau de neurones (la puissance instantanée prédite par le réseau Adaline). L'erreur  $e(t)$  est la différence entre le signal  $f(t)$  et le signal estimé  $f_{est}(t)$ . Elle est utilisée par l'algorithme d'apprentissage pour la mise à jour des poids du réseau. Pour réaliser une bonne prédiction du signal, l'algorithme cherche à annuler l'erreur  $e(t)$ .

Dans notre application, les amplitudes des composantes continues de la puissance réelle instantanée et de la puissance imaginaire instantanée sont déterminées à chaque fois par le premier poids des deux réseaux Adaline. La différence entre la puissance active ou réactive et sa composante continue estimée permet de déterminer la composante alternative. La méthode autorise également

de récupérer les puissances alternatives individuellement, et ceci en considérant la somme de deux poids consécutifs multipliés par les cosinus et sinus équivalents. De cette façon, cette méthode permet d'identifier individuellement les courants harmoniques. Il est indispensable que les grandeurs continues estimées  $\bar{p}$  et  $\bar{q}$  suivent bien l'évolution des puissances instantanées et ne contiennent que peu d'ondulations. Un choix du paramètre d'apprentissage  $\mu$  évolutif dans le temps permet de satisfaire cette contrainte sans sacrifier ni la rapidité ni la convergence [OUL04].

Les composantes alternatives des puissances réelle et imaginaire établissent les courants de références à injecter en opposition de phase sur le réseau électrique.

### III.3.3 La Méthode SRF Neuronale (MCD)

La méthode SRF classique étudiée précédemment utilise afin d'extraire la composante continue du courant dans le repère en quadrature  $dq$  des FPB. Alors que ces filtres peuvent être réalisés par des réseaux de neurones de type adaline de ce fait, dans [OUL05] et afin de bénéficier de leur sélectivité et de leur adaptabilité, l'auteur remplace les filtres classiques (FPB ou FPH) par des adaline.

Cette approche neuronale est aussi connue sous le nom de *Méthode des Courants Diphasés (MCD)*, elle est basée sur la transformation de Park. Son principe est présenté à la figure III.12.

Les courants de la charge dans le repère  $dq$  peuvent s'écrire comme suit :

$$I_d = \sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \cos(\alpha_1) + \sum_{n=2}^N \sqrt{\frac{3}{2}} I_n \cos((n-1)wt - \alpha_n) \quad (III.38)$$

$$I_d = \sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \cos(\alpha_1) + \sum_{n=2}^N \sqrt{\frac{3}{2}} I_n [\cos((n-1)wt) \cos(\alpha_n) + \sin((n-1)wt) \sin(\alpha_n)]$$

$$I_q = -\sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \sin(\alpha_1) + \sum_{n=2}^N \sqrt{\frac{3}{2}} I_n \sin((n-1)wt - \alpha_n) \quad (III.39)$$

$$I_q = -\sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \sin(\alpha_1) + \sum_{n=2}^N \sqrt{\frac{3}{2}} I_n [\sin((n-1)wt) \cos(\alpha_n) - \cos((n-1)wt) \sin(\alpha_n)]$$

Alors les équations III.38 et III.39 seront notées par:

$$I_d = W_d^T X_d(t) \quad (III.40)$$

$$I_q = W_q^T X_q(t) \tag{III.41}$$

Avec :

$$W_d^T = \left[ \sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \cos(\alpha_1) \sqrt{\frac{3}{2}} I_5 \cos(\alpha_5) \dots \sqrt{\frac{3}{2}} I_n \sin(\alpha_n) \right]$$

$$X_d(t) = [1 \quad \cos 4wt \quad \sin 4wt \quad \dots \quad \cos (n-1)wt \quad \sin (n-1)wt]$$

$$W_q^T = \left[ -\sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \sin(\alpha_1) \sqrt{\frac{3}{2}} I_5 \cos(\alpha_5) \dots \sqrt{\frac{3}{2}} I_n \sin(\alpha_n) \right]$$

$$X_q(t) = [1 \quad \sin 4wt \quad \cos 4wt \quad \dots \quad \sin (n-1)wt \quad \cos (n-1)wt]$$

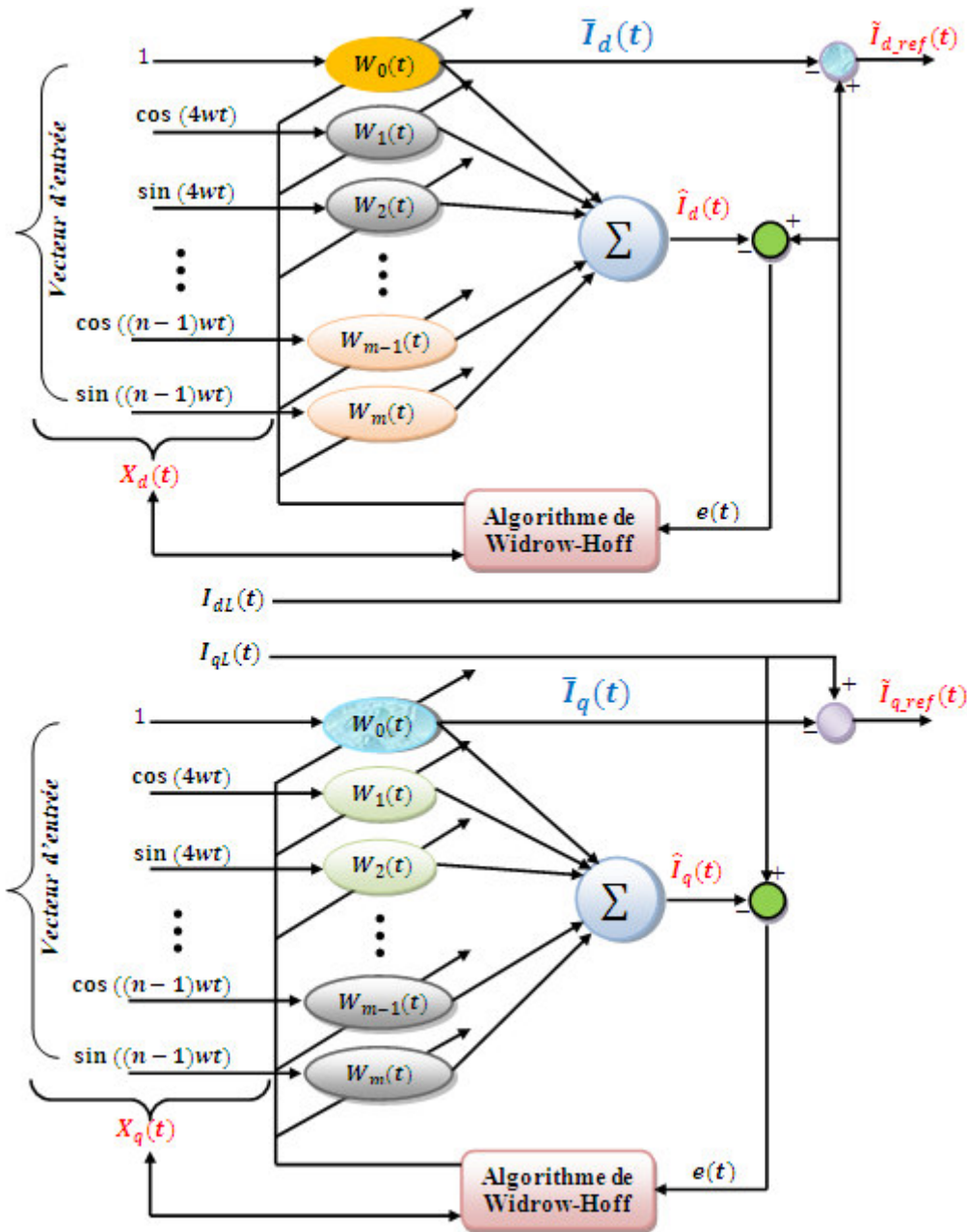


Figure. III. 12 Principe de la méthode SRF neuronale

Les vecteurs  $X_d(t)$  et  $X_q(t)$  sont des entrées des deux Adaline, tandis que  $W_d^T$  et  $W_q^T$  présentent les vecteurs poids trouvés après une mise à jours de ceux-ci.

Les composantes continues  $\bar{I}_d$  et  $\bar{I}_q$  selon les axes  $dq$  des courants sont obtenus par les premiers poids  $W_0(t)$  des deux Adaline correspondants. De ce fait, les composantes alternatives représentant les courant harmoniques dans le système diphasé  $dq$  donnés ici par  $\tilde{I}_d$  et  $\tilde{I}_q$  seront calculées comme suit :

$$\begin{bmatrix} \tilde{I}_{d.ref} \\ \tilde{I}_{q.ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_d - \bar{I}_d \\ I_q - \bar{I}_q \end{bmatrix} \quad (III.42)$$

Ensuite, des transformations inverses sont nécessaires afin d'obtenir les courants harmoniques de références dans le repère triphasé  $I_{fa}^*$ ,  $I_{fb}^*$  et  $I_{fc}^*$ .

### III.4 Contrôle de la tension du bus continu.

Comme la source d'énergie associée à l'onduleur est un condensateur. Le contrôle de la tension à ces bornes est une procédure indispensable pour assurer le rôle d'une source de tension continue constante. De ce fait, la tension à ses bornes doit être maintenir à une valeur de référence prédéterminée.

Les pertes de puissance active dans l'onduleur (les pertes par commutation des interrupteurs et les pertes par effet de joule dans l'inductance du filtre de sortie) et les transitions de la charge polluante qui engendre un échange de puissance active avec le réseau et le dispositif de compensation, cela ce traduit par une variation de l'énergie de stockage du condensateur et par conséquent une modification de la tension moyenne continue correspondante, ces effets sont les principaux causes susceptibles de modifier cette tension. La régulation de cette tension doit se faire par l'adjonction des courants actifs ne produisant pas de puissance réactive [CHA10]. Afin de garder cette tension à une valeur constante, plusieurs méthode sont été développées dans la littérature, soit en estimant juste les pertes [Aka07] [CHA10] qui vont être ajoutées à la puissance oscillatoire pour obtenir la puissance réelle, soit en ajustant toute la puissance active que devra fournir la source pour alimenter la charge, plus les pertes [BRU99] [SAL96] ou en ajustant l'amplitude du fondamental du courant de référence du filtre [LAD02] [EMA05].

La technique que nous avons utilisée afin contrôler la tension aux bornes du condensateur est un contrôleur PI ou un correcteur à base de la logique floue associé à la MLI de commande de l'onduleur.

### III.4.1 Régulateur PI.

Le Régulateur Proportionnel-Intégral PI est beaucoup utilisé en raison de sa simplicité d'implémentation et sa possibilité d'obtenir une bonne réponse dynamique, quand ses paramètres sont bien identifiés. En se basant sur le critère de la conservation de l'énergie, l'énergie emmagasinée dans le condensateur correspondante ( $E_{dc}^*$ ) à la valeur de la tension de référence ( $V_{dc}^*$ ) s'écrit alors [CHA10]:

$$E_{dc}^* = \frac{1}{2} C V_{dc}^{*2} \quad (III. 43)$$

Par contre l'énergie instantanée dans le condensateur  $e_{dc}(t)$  s'écrit en fonction de la tension  $V_{dc}(t)$  est donnée comme suit :

$$e_{dc}(t) = \frac{1}{2} C V_{dc}^2(t) \quad (III. 44)$$

L'écart entre la quantité instantanée et sa référence sera donc:

$$\Delta E_{dc}(t) = E_{dc}^* - e_{dc}(t) = \frac{C}{2} (V_{dc}^{*2} - V_{dc}^2(t)) = \frac{C}{2} (V_{dc}^* - V_{dc}(t))(V_{dc}^* + V_{dc}(t)) \quad (III. 45)$$

Si on considère une petite variation de la tension continue  $dV_{dc}$  autour de sa valeur moyenne de référence  $V_{dc}^*$ . Donc, on peut déduire que:

$$V_{dc}^* + V_{dc} \approx 2V_{dc}^* \quad \text{et} \quad V_{dc}^* - V_{dc} = dV_{dc} \Rightarrow dE_{dc} = C V_{dc}^* dV_{dc} \quad (III. 46)$$

Cette énergie perdue doit être délivrée par la source, donc l'équation d'équilibre d'énergie peut s'écrire comme suit :

$$dE_{dc} = C V_{dc}^* dV_{dc} = \left( \frac{3}{\sqrt{2}} V_S \tilde{I}_S \right) dt \quad (III. 47)$$

Rappelons que  $V_S, \tilde{I}_S$ , représentent respectivement la valeur efficace de la tension de source et l'amplitude du courant fondamental requis pour assurer l'équilibre des puissances actives.

Ainsi, à partir de la dernière équation, nous pouvons en déduire la fonction de transfert entre l'entrée  $\tilde{I}_S$  et la sortie  $V_{dc}$  suivante:

$$\frac{V_{dc}}{\tilde{I}_S} = \frac{3V_S}{\sqrt{2} C V_{dc}^* \cdot S} \quad (III. 48)$$

De cette équation on peut déduire le schéma fonctionnel de la commande de la tension moyenne du bus continu comme le montre la figure III.13.

Avec :



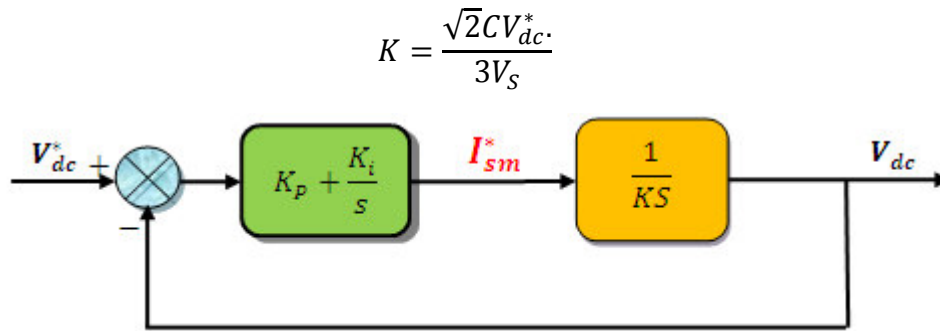


Figure III.13 Schéma fonctionnel pour une régulation de la tension continue

De ce fait, la tension mesurée du bus continu  $V_{dc}$  est comparée à une tension de référence  $V_{dc}^*$ , en appliquant l'erreur au contrôleur PI afin d'obtenir l'amplitude des trois courants de référence de la source  $I_{sm}^*$ . Ensuite cette amplitude sera multipliée par trois signaux sinusoïdaux unitaires pour l'obtention des trois courants de référence instantanés de source  $I_{dc\_a}^*$ ,  $I_{dc\_b}^*$  et  $I_{dc\_c}^*$  (voir figure III.7).

En se basant sur le schéma fonctionnel de la régulation donné par la figure ci-dessous, la fonction de transfert du système en boucle fermée est de la forme :

$$FTBF(S) = \frac{K_p S + K_I}{K S^2 + K_p S + K_I} = \frac{K_p/K(S + K_I/K_p)}{S^2 + K_p/K S + K_I/K} \quad (III.49)$$

Cette fonction de transfert présente un système de deuxième ordre. Donc, en égalisant le dénominateur de cette dernière avec le polynôme caractéristique, on obtient :

$$S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2 = S^2 + K_p/K S + K_I/K \quad (III.50)$$

Un calcul simple, nous permet d'obtenir les valeurs de régulateur PI comme suit :

$$\begin{cases} K_I = K\omega_n^2 \\ K_p = 2\xi\omega_n K \end{cases}$$

Un bon choix de  $\xi$  et  $\omega_n$  nous permet d'obtenir des bons résultats.

### III.4.2 Régulateur à base de la logique Floue.

La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous. Elle fut développée par Lotfi Zadeh en 1965. Elle ne déboucha réellement qu'en 1990 avec l'apparition de produits et de systèmes utilisant cette technique. Elle est utilisée dans de nombreuses applications notamment au Japon. Sa mise en œuvre est maintenant facilitée par la disponibilité de composants dédiés et de puissants outils de développement. La commande floue est l'application la plus utilisée de la

logique floue. Sa mise en œuvre fait apparaître trois grands modules comme le montre la figure III.14 [NAR09] [ABD04].

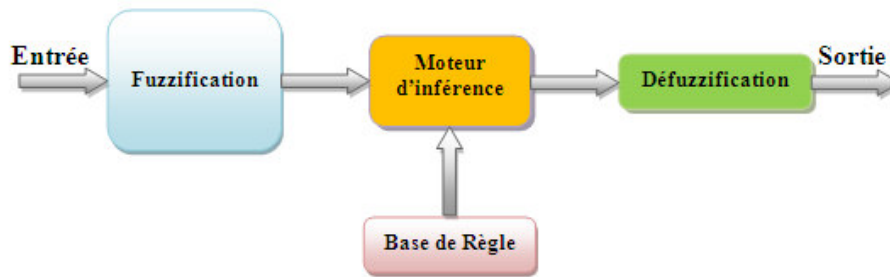


Figure III.14 Structure générale d'une commande floue

Le premier de ces modules traite les entrées du système, il est connu sous le nom *fuzzification*, il permet donc d'associer à chacune des entrées réelles, par le biais de fonctions d'appartenances, un degré d'appartenance pour chacun des sous-ensembles flous définis sur l'ensemble du discours, donc de transformer l'entrée en un sous-ensemble flou. Le deuxième module est constitué d'un moteur d'inférence et d'une base de règles. Celle-ci est constituée de règles de type: «Si..., Alors...» et va permettre de passer des degrés d'appartenance des grandeurs d'entrées aux degrés d'appartenance aux sous-ensembles flous de la grandeur de commande. Le moteur d'inférence, lui, va permettre de générer une conclusion à partir des entrées et des règles actives. Il calcul alors les degrés d'appartenance aux sous-ensembles flous correspondant à la commande du système. Enfin, le dernier module décrit l'étape de *défuzzification* qui est la transformation inverse de la première. Cette étape permet de transformer les degrés d'appartenance des sous-ensembles flous de commande en grandeur numérique exacte.

Dans notre travail, le principe de la régulation de la tension du bus continu est le même que celui du régulateur PI, mais cette fois-ci, l'erreur et sa variation sont appliquées à un régulateur intelligent basé sur la logique floue pour obtenir l'amplitude des trois courants de référence nécessaires pour contrôler la tension aux bornes du condensateur.

L'erreur de la tension du bus continu et sa variation sont utilisées comme des entrées du processus flou. Ces deux grandeurs d'entrée sont normalisées à l'aide des gains de normalisation  $G_e$  et  $G_{de}$  [BEL11] [KOU12.1] [LAIB13], la sortie du régulateur flou est considérée comme la variation de l'amplitude des courants de référence  $I_{sm}(n)$ .

Les caractéristiques principales de ce régulateur flou sont les suivantes :

- Sept ensembles flous pour  $e(n)$ ,  $de(n)$  et  $I_{sm}(n)$ .

- Les fonctions d'appartenance sont triangulaires.
- Pour la fuzzification, nous utilisons l'univers de discours continu.
- Pour l'implication, nous utilisons l'opérateur minimum de Mamdani
- Pour la défuzzification, nous utilisons la méthode de centre de gravité (centroid).

La structure interne du régulateur flou utilisé est montrée sur la figure III.15:

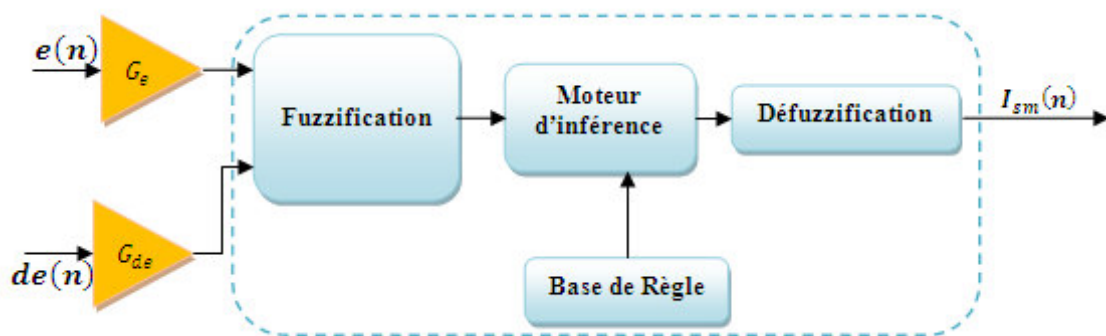


Figure III.15 Structure interne du régulateur flou

Pour la fuzzification, nous avons utilisé des fonctions d'appartenance triangulaires pour l'erreur  $e(n)$ , sa variation  $de(n)$  et la sortie  $I_{sm}(n)$ , et nous avons choisi les septensembles flous: NG (Négative grande), NM (Négative moyenne), NP (Négative petite), EZ (nulle), PP (Positive petite), PM (Positive moyenne) et PG (Positive grande). La figure III.18 montre les fonctions d'appartenance des variables d'entrée  $e(n)$  et  $de(n)$  et de variable de sortie  $\Delta I_{sm}(n)$ .

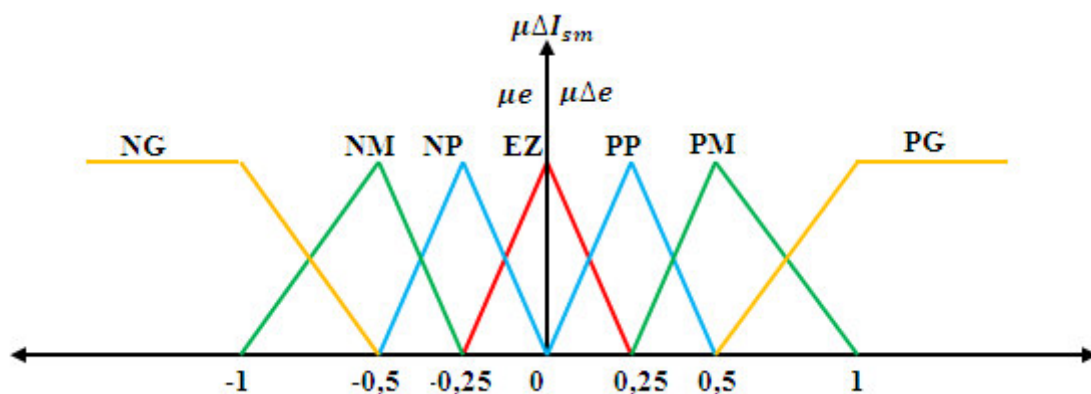


Figure III.16. Fonctions d'appartenance utilisées dans la fuzzification.

Pour l'inférence, les règles que nous avons établies se résument dans le tableau suivant [BEL11]:

Tableau III.1. Les règles du régulateur flou.

		L'erreur (e)						
		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
Variation de l'erreur ( $\Delta e$ )	NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
	NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
	NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
	EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
	PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
	PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

### III.5 Bloc de synchronisation PLL.

Lorsque la charge est non linéaire, elle absorbe des courants non sinusoïdaux qui génèrent des harmoniques de courant, dégradant ainsi la tension au point de raccordement. De plus, un système inverse de tension apparaîtra lorsque ces courants sont déséquilibrés. Par conséquent, des composantes harmoniques risquent de subsister dans le courant de source même après compensation. Dans le processus de filtrage actif, le déséquilibre de tension réduit sensiblement la qualité de compensation des courants harmoniques.

Pour palier ce problème, plusieurs méthodes ont été utilisées dans la littérature. Parmi lesquelles on retrouve la boucle de verrouillage de phase *PLL* (*Phase Locked Loop*), cette technique est la plus répandue pour l'extraction de la composante directe de la tension du réseau (Kaura et Blasko, 1997). C'est un système asservi comprenant un régulateur pour la détection de la pulsation directe de la tension et utilisant des transformations pour passer dans le repère de Park. Des travaux montrent l'avantage d'utiliser un régulateur RST amélioré (Alali, 2002) au lieu d'un régulateur RST classique ou d'un régulateur PID.

Le principe de la technique utilisée dans ce travail consiste à réaliser un générateur de signaux dont le rôle est d'extraire le système de tension direct avec un minimum de distorsion, à partir des tensions mesurées au point de raccordement.

Dans un premier temps, nous présentons la structure classique de la P.L.L triphasé, ensuite afin d'améliorer ses performances nous présentons une nouvelle structure de P.L.L basée sur des filtres multi-variables.

### III.5.1 PLL triphasé classique

La P.L.L est un élément clef dans les nouvelles techniques de commande en électronique de puissance. Principalement cette technique est utilisée comme moyen afin d'extraire les composantes directe, inverse et homopolaire de la tension triphasé et pour récupérer les informations de la phase et de la fréquence. Théoriquement le principe de cette technique est simple, mais sa réalisation dans un environnement perturbé est assez délicate. De ce fait certains de ses composants nécessitent des réglages fins prenant compte de nombreux paramètres. Son principe de base est illustré sur la figure III.17.

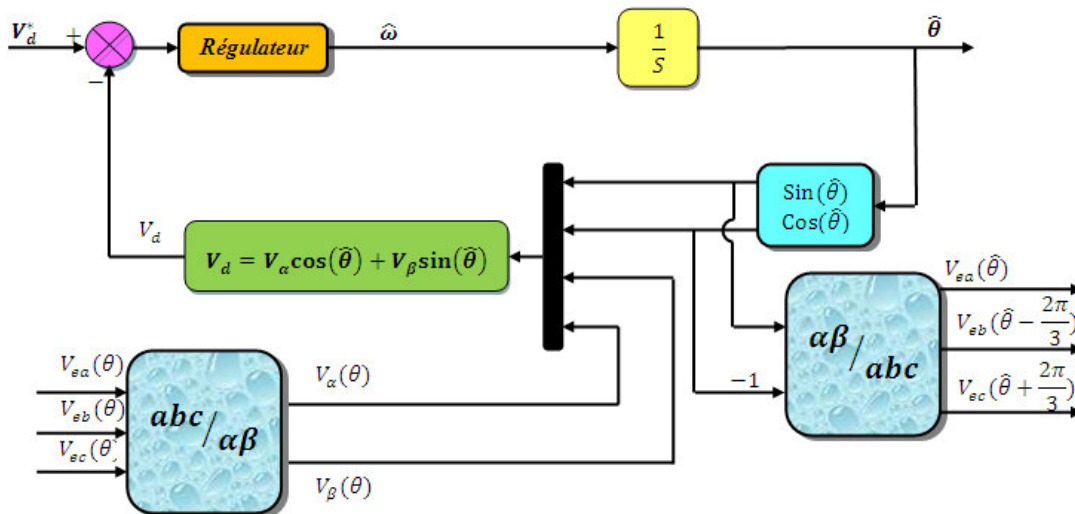


Figure III.17 Schéma de principe d'une PLL classique

Supposons que les trois tensions au point de raccordement sont données par le système triphasé suivant:

$$\begin{cases} V_{ea}(\theta) = \sqrt{2}V_m \sin(\theta) \\ V_{eb}(\theta) = \sqrt{2}V_m \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{ec}(\theta) = \sqrt{2}V_m \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (III.51)$$

D'un un premier temps, ces tensions subissent une transformation triphasée biphasée de Concordia directe (transformation  $\alpha\beta$ ), cette transformation est donnée par l'équation (III.2).

Un calcul simple nous permet de trouver les expressions de  $V_{e\alpha}(\theta)$  et  $V_{e\beta}(\theta)$

$$\begin{cases} V_{e\alpha} = \sqrt{3}V_m \sin(\theta) \\ V_{e\beta} = -\sqrt{3}V_m \cos(\theta) \end{cases}$$

Les tensions obtenues  $V_{e\alpha}(\theta)$  et  $V_{e\beta}(\theta)$  sont exprimées dans le repère de Park ( $dq$ ) par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{ed} \\ V_{eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \\ -\sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{e\alpha} \\ V_{e\beta} \end{bmatrix} \quad (III.52)$$

Avec :

$\theta$  La phase instantanée réelle de la tension et  $\hat{\theta}$  est l'intégrale de l'estimation de la pulsation  $\hat{\omega}$  déterminée par le régulateur PI.

Nous obtenons ainsi :

$$V_{ed} = \sqrt{3} V_m \sin(\theta - \hat{\theta}) \quad (III.53)$$

Il apparaît clair que, l'angle de phase de la tension  $V_{ed}$  est égale à  $(\theta_d - \hat{\theta}_d)$ . Pour satisfaire la condition  $\theta_d = \hat{\theta}_d$  (l'angle de phase réel de la tension directe égal à l'angle de rotation estimé), il faut choisir la valeur de la tension de référence  $V_{ed}^*$  nulle. A cette condition, la PLL sera verrouillée.

Supposons que  $(\theta - \hat{\theta})$  soit petit, alors, l'expression (III.53) peut être réécrite comme suit :

$$V_{ed} = \sqrt{3} V_m (\theta - \hat{\theta}) \quad (III.54)$$

Et comme la pulsation angulaire estimée  $\hat{\omega}$  est déterminée par le régulateur PI, de ce fait, on peut écrire :

$$\hat{\omega} = F_{PI}(s) * \sqrt{3} V_m (\theta - \hat{\theta}) \quad (III.55)$$

Avec,  $F_{PI}(s)$  est la fonction de transfert du régulateur PI, donnée par l'expression suivante :

$$F_{PI}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} = K_P \left( \frac{1 + \tau_i s}{\tau_i s} \right)$$

Ainsi, la position angulaire aura pour expression :

$$\hat{\theta} = \frac{1}{s} \hat{\omega}$$

Nous obtenons donc le schéma fonctionnel de la PLL illustré sur la figure III.20 suivante :

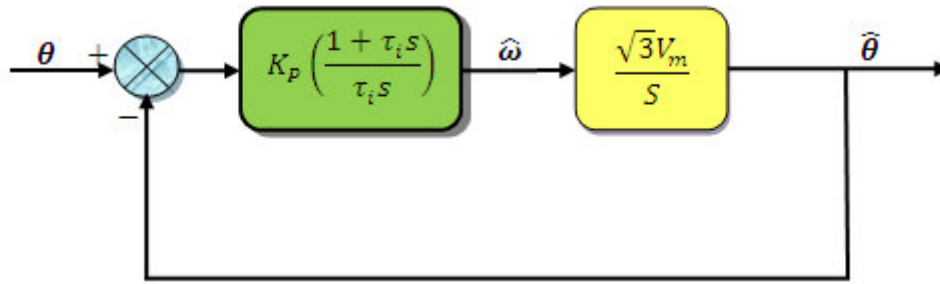


Figure III.18 Schéma fonctionnel de la PLL

Afin de déterminer les paramètres du régulateur PI, la fonction de transfert en boucle fermée de ce système est donnée par :

$$\frac{\hat{\theta}(s)}{\theta(s)} = \frac{\sqrt{3}V_m K_p \left(\frac{1+\tau_i s}{\tau_i s}\right) \cdot \frac{1}{s}}{1 + \sqrt{3}V_m K_p \left(\frac{1+\tau_i s}{\tau_i s}\right) \cdot \frac{1}{s}} \quad (\text{III.56})$$

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

$$F(S) = \frac{2\zeta w_n S + w_n^2}{S^2 + 2\zeta w_n S + w_n^2}$$

Ce qui nous permet d'en déterminer :

$$K_p = \frac{2\zeta w_n}{\sqrt{3}V_m} \quad \text{et} \quad \tau_i = \frac{2\zeta}{w_n}$$

Afin de réaliser un bon compromis entre la stabilité et les performances dynamiques, nous avons choisi :  $\zeta = 0.707$  et  $f_n = w_n/2\pi = 50\text{Hz}$ .

Afin de valider la technique de la PLL classique, plusieurs travaux ont été réalisés par des testes dans différentes conditions où les tensions sont déséquilibrées et en plient d'harmoniques, ces travaux montrent bien que, la PLL classique, en cas de présence des perturbations sur les tensions du réseau, est incapable de fournir une bonne estimation de la position angulaire et de générer des bons signaux sinus et cosinus. Dans ce contexte, il existe plusieurs méthodes pour surmonter les problèmes recensés, parmi elles on cite des P.L.L. basées sur des régulateurs de type RST [ALA02] [SHA01], logique floue [LAI96], réseaux de neurones [RAO09] [HOP00] ou les réseaux Adaline [OUL05]. Toutes ces méthodes respectent un compromis entre une bonne dynamique et une insensibilité aux perturbations de la tension de source.

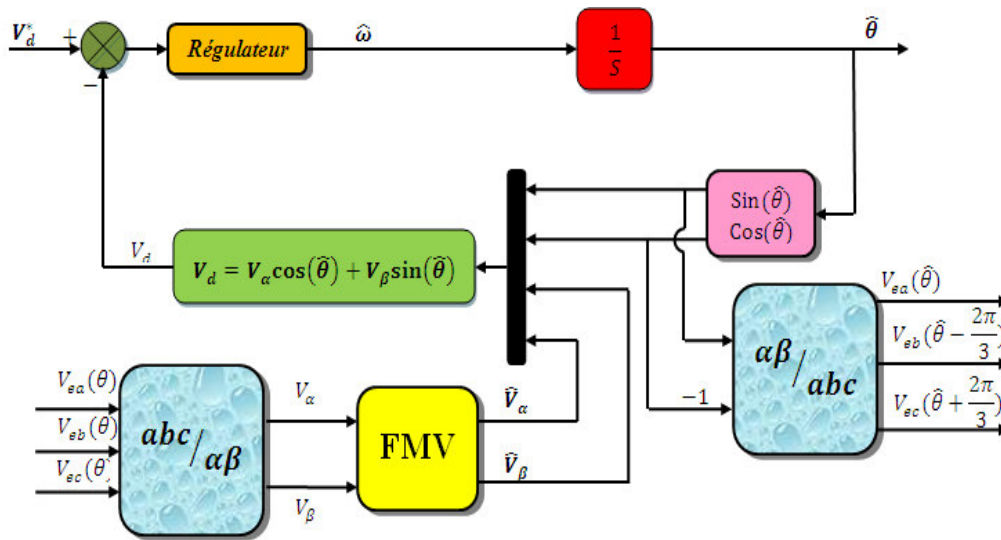


Figure. III.19 Schéma de principe d'une PLL classique incorporant un FMV.

### III.5.2 PLL triphasé classique avec un FMV

Afin de rendre la technique plus efficace et insensible devant toutes les perturbations et utilisable dans toutes les conditions qui peuvent le réseau de les rencontrer, la solution adoptée dans notre travail réside dans l'utilisation d'une variante de la PLL classique associée des filtre multi-variables. Cette approche a été réalisée par **Benhabib** dans sa thèse de doctorat [BEN04], l'avantage majeur de cette approche, c'est que par un simple régulateur de type PI, on aura de bons résultats. Le schéma de principe de cette approche est donné par la figure III.19.

Afin de tester l'efficacité de cette dernière technique, nous évaluons les deux PLL (PLL classique et celle de PLL avec un FMV) pour un cas défavorable où un déséquilibre des tensions dû à une absence d'une phase (Phase c par exemple). Cette évaluation se présente sur les figures III.20 (PLL classique) et III.21 (PLL incorporant un FMV).

Dans ce cas, nous considérons que les tensions sont déséquilibrées et ne contiennent pas d'harmoniques. Le système triphasé qui décrit ce cas est donné par :

$$\begin{cases} V_{ea} = \sqrt{2}V_m \sin(\omega t) \\ V_{eb} = \sqrt{2}V_m(1 + \gamma) \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{ec} = \sqrt{2}V_m(1 + \delta) \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (III.57)$$

Avec  $\gamma$  et  $\delta$  sont des constantes qui génèrent le déséquilibre des tensions.



D'abord, l'application de la transformation de Concordia nous permet d'obtenir :

$$\begin{cases} V_{e\alpha} = \sqrt{3}V_m \sin(\omega t) + \frac{V_m}{2\sqrt{3}}(\gamma + \delta) \sin(\omega t) + \frac{V_m}{2}(\gamma - \delta) \cos(\omega t) \\ V_{e\beta} = -\sqrt{3}V_m \cos(\omega t) + \frac{V_m}{2}(\gamma - \delta) \sin(\omega t) - \frac{\sqrt{3}V_m}{2}(\gamma + \delta) \cos(\omega t) \end{cases} \quad (III.58)$$

Et ensuite, la tension  $V_{ed}$  dans le référentiel synchrone s'écrit :

$$\begin{aligned} V_{ed} = & -\sqrt{3}V_m \sin(\theta - \hat{\theta}) + \frac{V_m}{2}(\gamma - \delta) \cos(\theta + \hat{\theta}) \\ & - \frac{\sqrt{3}V_m}{2}(\gamma + \delta) \sin(\theta) \cos(\hat{\theta}) [\sin(\theta) \cos(\hat{\theta}) \\ & - 3 \cos(\theta) \sin(\hat{\theta})] \end{aligned} \quad (III.59)$$

La dernière équation (III.76), montre très clairement que lorsque le terme  $(\theta - \hat{\theta})$  est de valeur faible, alors  $\cos(\theta + \hat{\theta}) \cong \cos(2\theta)$ , ce qui induit dans ce cas que la position angulaire sera affectée par le terme en  $(2\theta)$ .

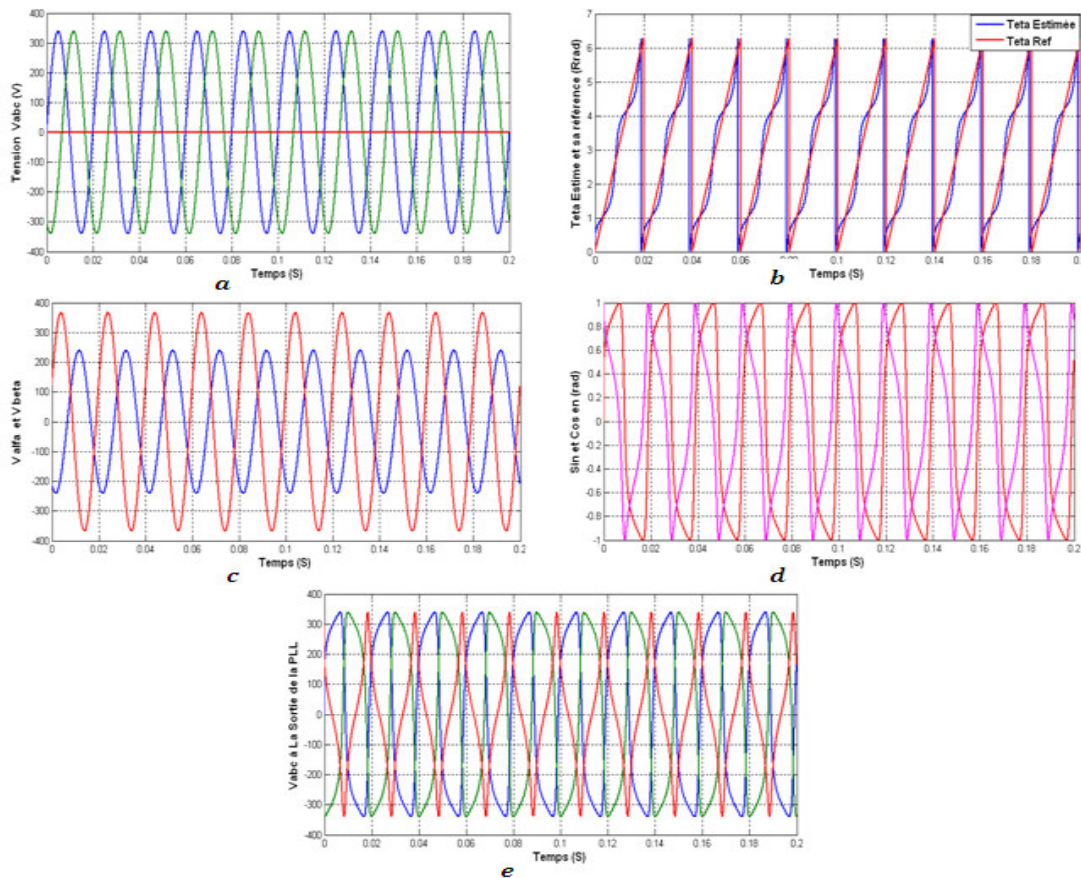


Figure. III.20 Résultats de simulation de la P.L.L. classique pour une source de tension triphasée déséquilibrée sans harmoniques.

Comme il est illustré par la figure III. 20, en mettant  $\delta = -1$  et  $\gamma = 0$ . La position angulaire oscille effectivement avec une pulsation de  $(2\theta)$  autour de sa référence, ce qui engendre des déformations des signaux unitaires à la sortie de la P.L.L, ce qui est inacceptable. Cependant, contrairement aux résultats trouvés avec la première structure (PLL Classique), la deuxième structure de la PLL (figure III.21) nous permet d'obtenir un angle de phase non oscillant et périodiquement linéaire, et que la présence du filtre multi-variable fait améliorer la qualité des signaux de tension dans le repère  $\alpha\beta$ , de ce fait, nous obtenons à la sortie de la PLL, des sinusoïdes unitaires équilibrées en très bonnes qualités, donc, malgré la présence de déséquilibre des signaux de tension de la source triphasée d'entrée (absence d'une phase), la présente technique, renvoie des tensions unitaires sinusoïdales triphasées équilibrées et de bonne qualité.

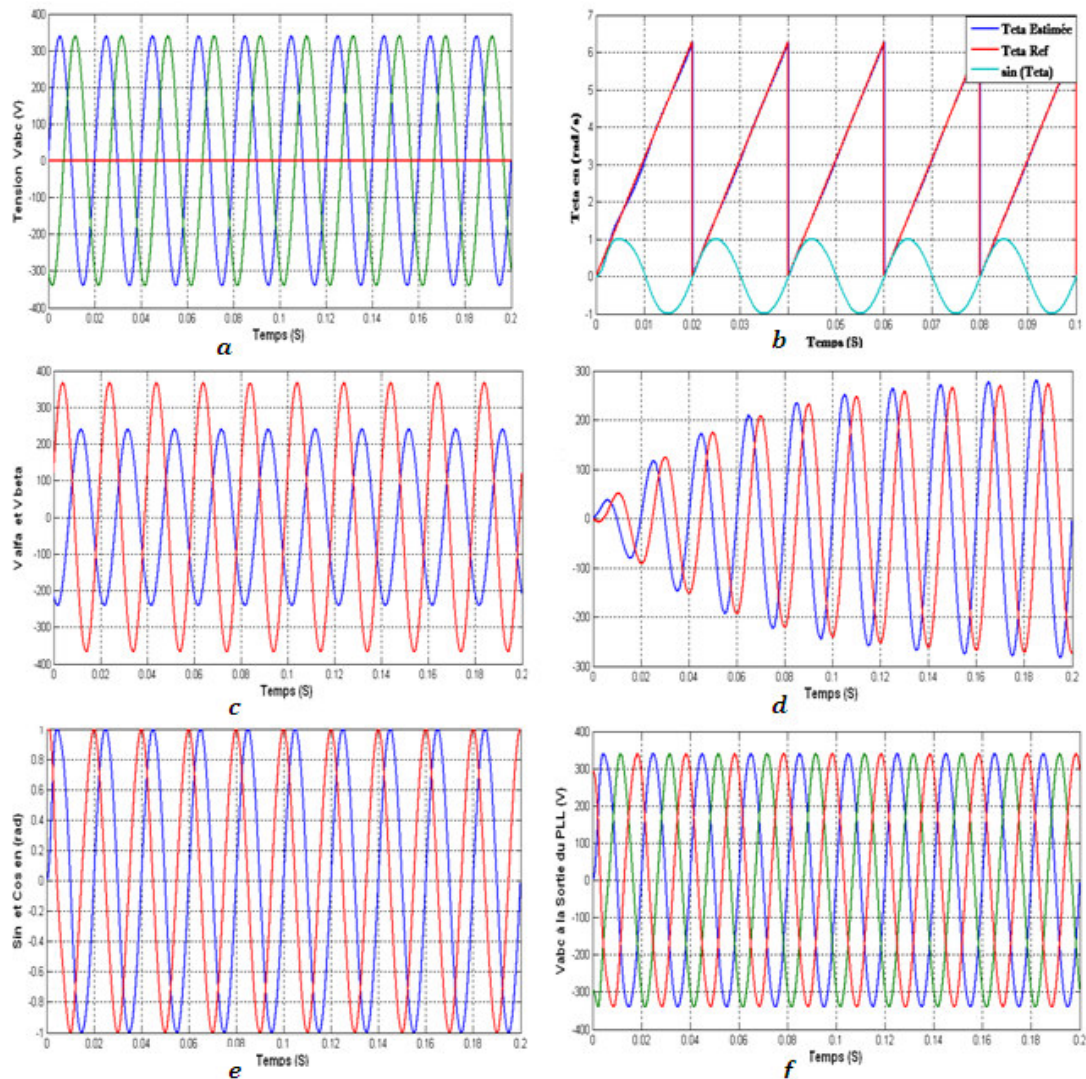


Figure. III.21 Résultats de simulation de la P.L.L incorporant un FMV pour une source de tension triphasée déséquilibrée sans harmoniques.

### III.6 Stratégies de commande de l'onduleur.

Afin d'améliorer les performances du filtre actif, l'identification des courants harmoniques nécessite une méthode précise et robuste, la restitution de ces courants dans le réseau doit se faire aussi avec le maximum de fidélité. L'objectif de contrôle des courants du filtre actif, est d'élaborer les ordres de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, de sorte que les courants de sortie suivent le plus fidèlement possible les consignes en module et en phase.

Deux types de commandes rapprochées des convertisseurs statiques sont principalement mis en œuvre : la commande par MLI et la commande par hystérésis. La commande MLI peut être à échantillonnage naturel ou optimisée. Quant à la commande par hystérésis, elle peut être à bande fixe, à bande variable ou bien encore dite « modulée ». Dans ce paragraphe, nous présentons les modes de commande suivants :

- Hystérésis conventionnelle.
- Hystérésis modulée.

#### III.6.1 Contrôle par hystérésis

Cette stratégie de commande est appelée aussi commande en tout ou rien, elle est très utilisée à cause de sa simplicité et sa robustesse. De plus elle assure un contrôle satisfaisant du courant sans exiger une connaissance poussée du modèle du système à contrôler ou de ces paramètres. Son principe (voir figure III.22) consiste à établir l'erreur existant entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur. Cette erreur est ensuite comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis, dès que l'erreur atteint la bande inférieure ou supérieure, un ordre de commande est envoyé de manière à rester à l'intérieur de la bande.

Malgré les avantages qu'il offre cette méthode, elle présente cependant un inconvénient majeur : elle ne permet pas de contrôler la fréquence de commutation des semi-conducteurs, d'où la présence d'un nombre important d'harmoniques dans les courants générés.

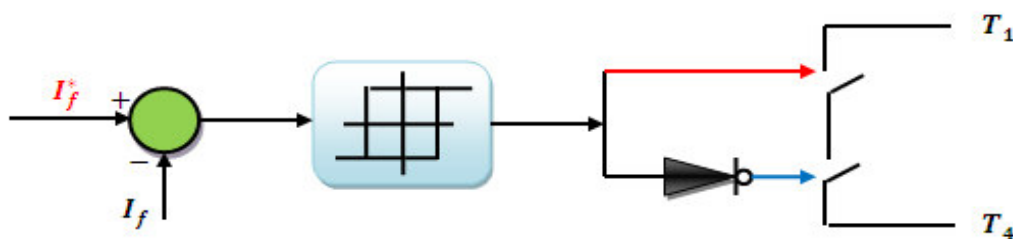


Figure. III.22. Principe de la commande par hystérésis.

Afin de résoudre ce problème, plusieurs méthodes ont été proposées. On peut notamment citer les méthodes dites "*hystérésis à bande variable*" [BOD01] [KAL05] ou "*hystérésis modulée*", [RAH03] [SHA07]. Nous avons choisi la méthode dite "*hystérésis modulée*" pour poursuivre les courants de référence. Cette méthode permet d'une part de fixer la fréquence de commutation des interrupteurs et garantit d'autre part une bonne dynamique en régime transitoire. De plus, l'erreur de poursuite peut être minimisée si les paramètres du contrôleur (amplitude du signal triangulaire  $A_{tr}$  et largeur de la bande d'hystérésis  $B_h$ ) sont correctement dimensionnés et optimisés. Cette méthode est décrite à la section suivante.

### III.6.2 Contrôle par hystérésis modulée

La commande par hystérésis modulée a pour objectif de résoudre l'inconvénient majeur de la commande par hystérésis conventionnelle en fixant la fréquence de commutation des semi-conducteurs [ABD08] à l'aide d'un signal triangulaire noté  $S_{tr}$ , d'amplitude  $A_{tr}$  et de fréquence  $f_{tr}$  qui est alors ajouté au signal d'erreur  $\varepsilon$  ( $\varepsilon = i_f^* - i_f$ ). Le principe de ce contrôleur est illustré à la figure III-23.

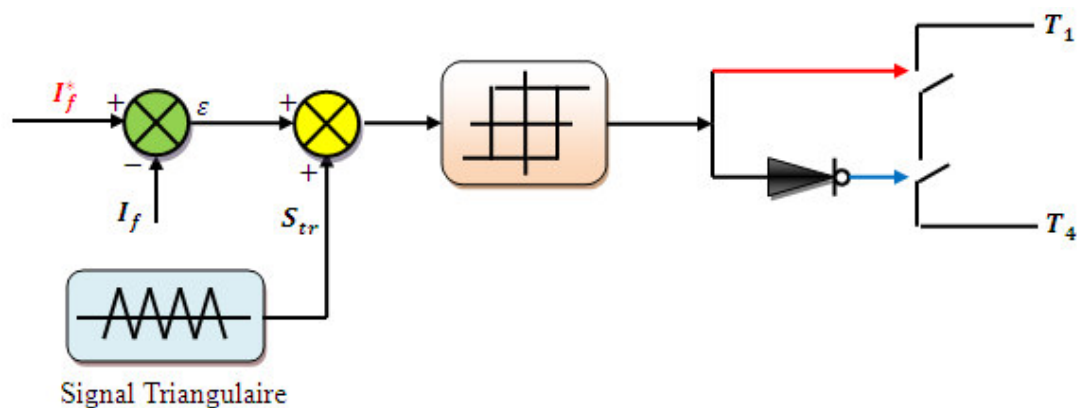


Fig. III.23. Principe de la commande hystérésis modulée.

La fréquence  $f_{tr}$  doit être choisie égale à la fréquence de commutation que l'on souhaite imposer aux composants de puissance. Le signal ainsi obtenu attaque alors l'entrée d'un régulateur à hystérésis de largeur de bande  $2B_H$  dont la sortie permet de commander les interrupteurs de puissance.

Dans cette stratégie, il est important de dimensionner correctement les valeurs des deux paramètres déterminants, à savoir  $A_{tr}$  du signal triangulaire et  $B_H$  [ABD08]. Si ces paramètres ne sont pas correctement déterminés, la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance sera soit supérieure, soit inférieure à la fréquence souhaitée. En effet, afin de fixer la fréquence de commutation en

régime permanent, il ne doit exister que deux intersections entre le courant réel  $i_f$  et la bande hystérésis pendant chaque période  $T$  : la première avec la limite inférieure du contrôleur d'hystérésis et la deuxième avec sa limite supérieure [ABD08]. Si cette condition est respectée, on aura ainsi une fréquence de commutation des interrupteurs constante et égale à celle du signal triangulaire.

Différents travaux ont été réalisés sur la commande par hystérésis modulée. Différentes méthodes ont été notamment étudiées pour déterminer ces paramètres. La figure III.24 illustre la relation entre  $A_{tr}$ ,  $B_H$  et la variation temporelle du courant réel  $i_f$  dans une période  $T$ .

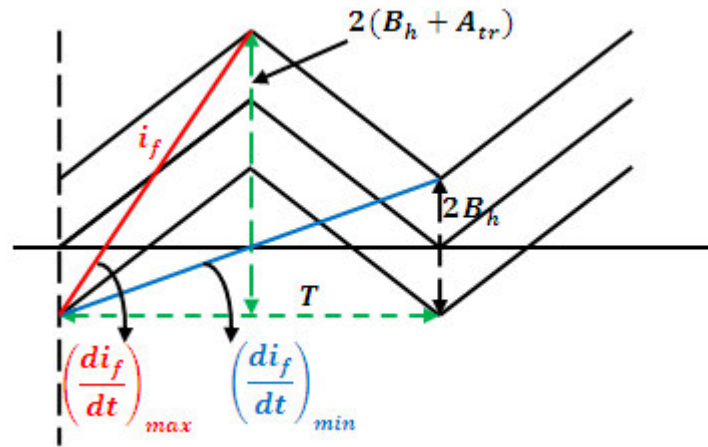


Figure. III.24 Détermination des paramètres ( $A_{tr}$ ,  $B_H$ ).

Comme l'illustre la figure III.24, on peut calculer  $A_{tr}$ ,  $B_H$  à partir des deux cas extrêmes de vitesses de changement du courant  $\left(\frac{di_f}{dt}\right)_{max}$  et  $\left(\frac{di_f}{dt}\right)_{min}$ . Dans le cas où la vitesse de changement du courant est maximale et pour que la fréquence de commutation soit égale à celle du signal triangulaire, nous obtenons la condition suivante :

$$\left(\frac{di_f}{dt}\right)_{max} < \frac{2 \cdot (A_{tr} + B_{tr})}{T/2} = \frac{4 \cdot (A_{tr} + B_{tr})}{T} \quad (III. 60)$$

Dans le cas où la vitesse de changement du courant est minimale, pour avoir toujours une commutation par période  $T$ , la condition suivante doit être satisfaite :

$$\left(\frac{di_f}{dt}\right)_{min} > \frac{2 \cdot B_{tr}}{T} \quad (III. 61)$$

Pour trouver les valeurs de  $A_{tr}$ ,  $B_{tr}$  il faut donc connaître les valeurs  $\left(\frac{di_f}{dt}\right)_{max}$  et  $\left(\frac{di_f}{dt}\right)_{min}$ . Sachant que l'onduleur doit générer un courant  $i_f$  capable de suivre sa référence  $i_f^*$ , nous avons la relation suivante pour la tension

$V_f$  imposée par l'onduleur pour chaque phase, la résistance du filtre  $R_f$  étant négligée :

$$V_f = V_s + L_f \frac{di_f}{dt} \quad (III.62)$$

A partir de cette équation nous avons:

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{(V_f - V_s)}{L_f} \quad (III.63)$$

A l'aide de toutes les variables qui dépendent directement du système étudié, telles que la tension du réseau  $V_s$ , l'inductance  $L_f$  et la tension  $V_f$  (déterminée en fonction de la tension  $V_{dc}$  et de l'état des interrupteurs), on peut donc calculer le terme  $\frac{di_f}{dt}$ , puis utiliser les relations (III.60) et (III.61) pour déterminer les valeurs de  $A_{tr}$  et  $B_{tr}$ . Cette commande sera validée expérimentalement dans la suite de notre étude.

### III.7 Conclusion

Ce chapitre est consacré à la partie commande-contrôle du filtre actif. Nous avons dans un premier temps présenté et étudié les différentes méthodes qui interviennent dans le bloc d'identification des courants de références. Nous avons modifié la méthode classique des puissances instantanées en application directement les filtres multi-variable aux courants mesurés de la charge non-linéaire et de remplacer le contrôleur PI du bus continu par un régulateur basé sur la commande par la logique floue. Nous avons aussi étudié un autre type d'identification des courants de référence basés sur les réseaux de neurones de type adaptatif appelé ADALINE. Dans cette partie, nous avons également étudié deux méthodes, la première technique utilise le principe des puissances instantanées avec deux Adaline à la place des filtres passe bas. Elle travaille dans le repère  $\alpha\beta$  pour estimer les puissances continues qui correspondent aux courants fondamentaux. La deuxième méthode offre la possibilité de travailler dans le repère  $\alpha\beta$  ou dans le repère  $dq$  est connue aussi sous le nom de MCD (méthode des courants diphasés). Finalement, dans un deuxième temps nous avons choisi la méthode dite "*hystérésis modulée*" pour poursuivre les courants de référence. Cette méthode permet d'une part, d'imposer une fréquence de commutation fixe et d'autre part, elle garantit une dynamique satisfaisante en régime transitoire et permet de minimiser l'erreur de poursuite.

# Chapitre IV

---

## **CHAPITRE IV**

### ***Résultats et Synthèse du Filtre Actif Modulaire***



## IV.1 Introduction

Le présent chapitre sera consacré à l'étude par simulation de deux topologies de filtres actifs modulaires dédiées aux réseaux électriques à trois fils. Ces topologies sont utilisées afin de compenser les réseaux confrontés aux courants harmoniques trop forts, en appliquant les différentes techniques de commandes étudiées dans le chapitre précédent.

Ainsi, Nous allons tout d'abord présenter le réseau à étudier et la stratégie de commande généralisée que nous avons proposée pour ces types de filtre. Dans cette partie, nous allons présenter une étude par simulation sans l'utilisation du système de compensation. Ensuite, afin de tester l'efficacité d'améliorer la qualité d'énergie dans ces réseaux en utilisant ce genre de filtre actif modulaire face à des perturbations importantes, nous allons présenter une étude détaillée par simulation de l'application de deux type d'approches : l'une basée sur les filtres multi-variables, dont laquelle nous allons également appliquer l'approche pq modifiée ensuite l'approche dite FMV directe. L'autre approche est basée sur les réseaux de neurones de type Adaline, où dans cette dernière, nous allons appliquer deux méthodes les plus répondues au filtrage actif, il s'agit donc de la méthode des puissances active et réactive instantanées neuronale (PIRI neuronale) et celle de la méthode des courant diphasé neuronale (MCD neuronale). Finalement nous clôturons ce chapitre par une étude comparative aux niveaux des objectifs de compensation et de la complexité des architectures utilisées.

## IV.2 Commande générale du filtre actif modulaire

Dans la littérature [PER-90] [ZHI-00] [DIX-89] [BEN-05], nous rencontrons deux familles de topologies modulaires parallèles dédiées aux réseaux électriques à trois fils. La première est constituée de ' $n$ ' onduleurs mis en parallèles à deux bras avec condensateur à point milieu, dont laquelle le bus continu est commun. Par contre la seconde est constituée aussi de ' $n$ ' onduleurs triphasés à trois bras. De plus, pour ces deux topologies [DIX-89] nous distinguons une commande dite de *type A* lorsque les commande des onduleurs sont identiques et de *type B* lorsqu'elle est commune à tous les onduleurs [BEN05]. De ce fait, la commande que nous allons proposer dans notre travail est d'identifier l'ensemble des courants harmoniques de la charge et de réguler la capacité commune à tous les onduleurs en une seule fois. Cependant, le signal de référence obtenu sera par la suite divisé selon le nombre des onduleurs utilisé comme le montre la figure IV.1.

Afin d'obtenir une autonomie sur les boucles de contrôle. L'avantage de cette technique, est de faire fonctionner indépendamment chaque onduleur malgré une partie commune pour extraire les références. Ceci permet de faire fonctionner ou de mettre en arrêt n'importe quel onduleur sans influencer le fonctionnement des autres onduleurs [BEN04]. De ce fait, dans notre travail, nous considérons que la source est déséquilibrée :

$$(V_{sa} = 280\sqrt{2} V, V_{sb} = 240\sqrt{2} V \text{ et } V_{sc} = 200\sqrt{2})$$

L'identification des courants harmoniques est d'abord effectuée avec l'approche basée sur les filtres multi-variables (pq modifié et FMV directe), puis avec les réseaux Adaline étudié dans le chapitre III. La régulation de la tension du bus continue a été faite par un régulateur basé sur la logique floue. Pour la restitution des courants de références, la commande de type hystérésis modulé a été choisie. Pour qu'une comparaison soit concrètes, quelle que soit la technique de compensation utilisée, les paramètres de simulation sont identiques.

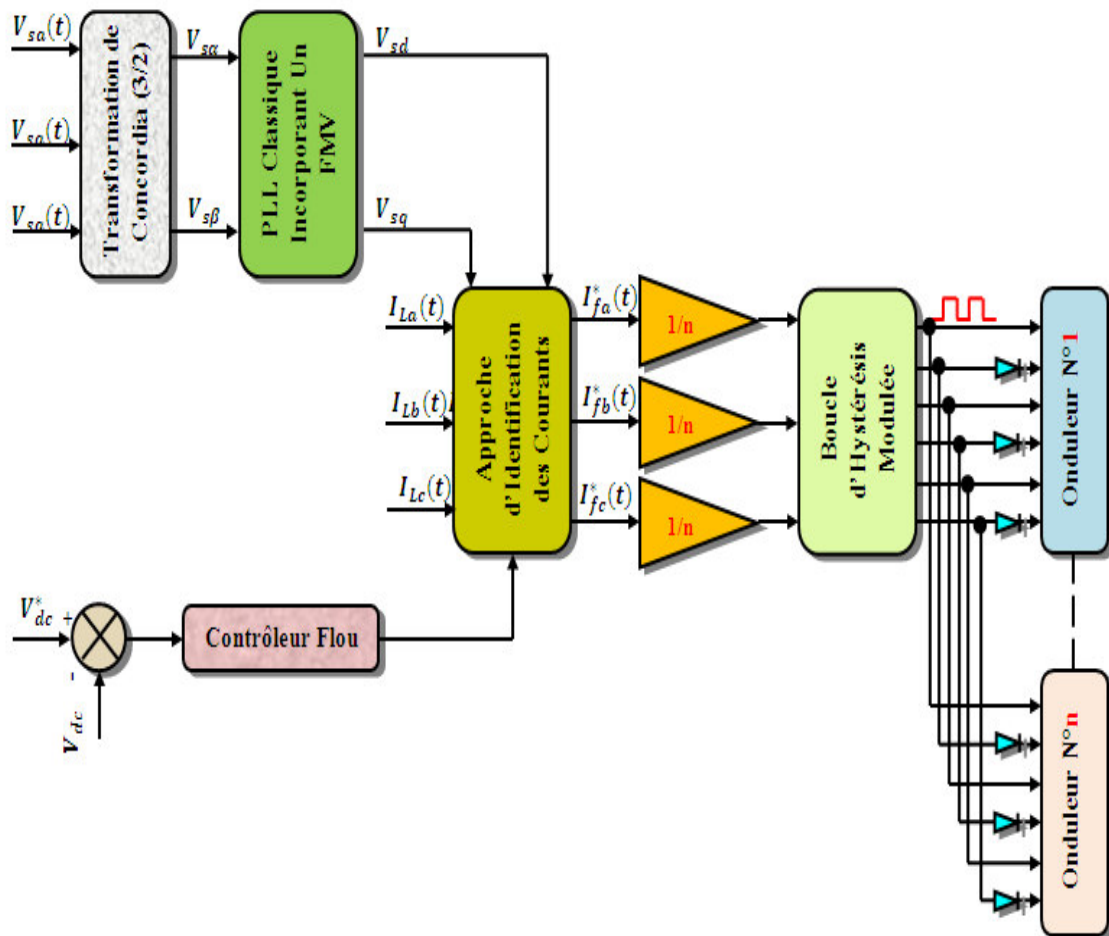


Figure IV.1 Schéma général de la commande des onduleurs utilisé

### IV.3 Description du modèle de simulation

Nous effectuons des simulations dans un environnement comprenant le réseau électrique, une charge polluante et un filtre actif modulaire comporte quatre onduleurs de même type, le tous modélisés sous Matlab/Simulink avec le SimPowerSystems.

Le schéma général de la stratégie de compensation au moyen d'un filtre actif modulaire est montré sur la figure IV.2.

Les valeurs des éléments caractérisant cet environnement complet sont identiques à ceux utilisés par **Alali** [ALA02]. Les caractéristiques de la source, de la charge polluante ou celle du filtre actif parallèle sont brièvement rappelées ci-dessous.

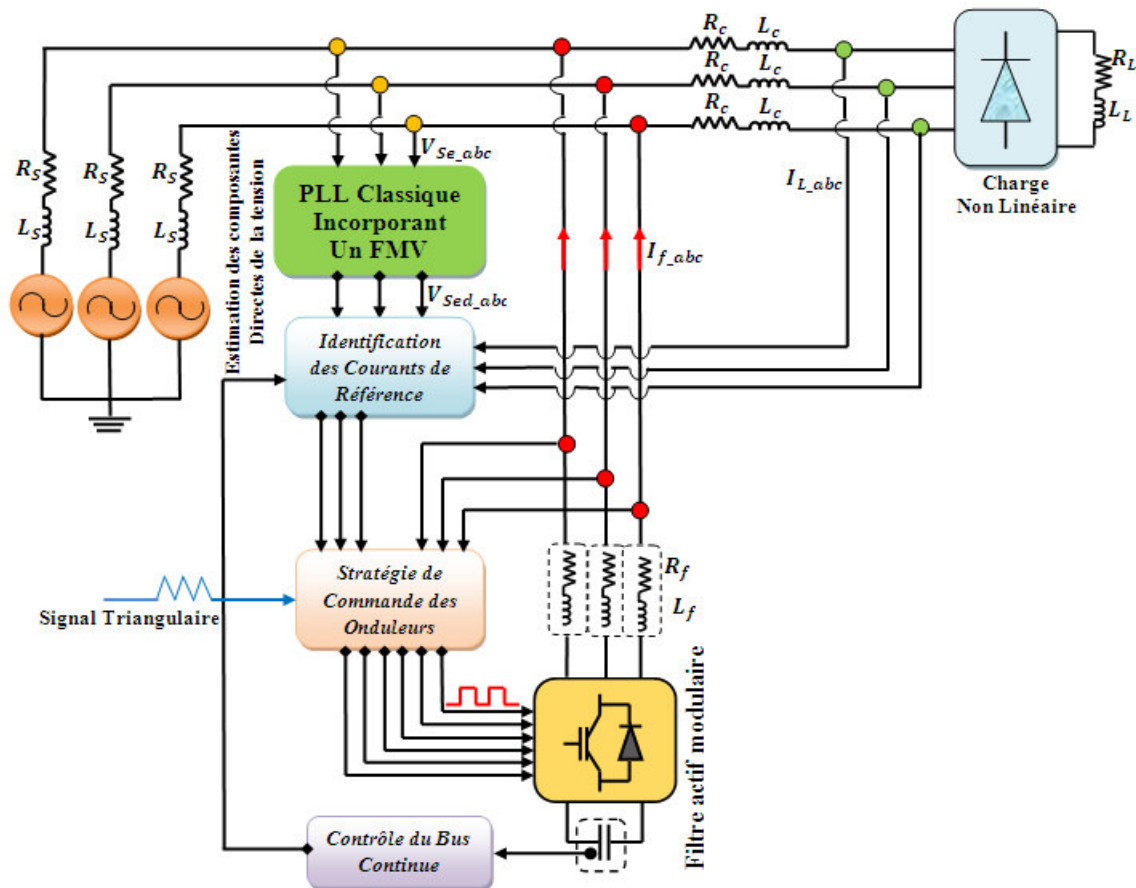


Figure IV. 2 Schéma général de la stratégie de compensation par un filtre actif modulaire

#### IV.3.1 La source

Le réseau électrique est représenté par un poste de transformation modélisé par la force électromotrice du réseau, par une inductance  $L_S$  et une résistance  $R_S$ . Le tableau IV.1 contient les valeurs des paramètres modélisant le réseau électrique.

### IV.3.2 La charge

La charge polluante se compose d'une inductance de lissage ( $L_c, R_c$ ) et d'un redresseur (pont de Graetz) alimente une charge composée d'une résistance  $R_L$  en série avec une inductance  $L_L$ . La puissance de la charge est de 200kW.

### IV.3.3 Le filtre actif modulaire

Le filtre actif modulaire est comporte quatre onduleurs de même type, dont lesquels l'élément de stockage d'énergie est un condensateur  $C$  commun. En sortie de ce dernier, on trouve un filtre passif du premier ordre, appelé généralement de découplage, qui est représenté par une inductance  $L_f$  en série avec une résistance d'amortissement  $R_f$ . Ce filtre sert d'une part, à connecter l'onduleur de tension au réseau électrique et d'autre part, à empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique.

Les valeurs des éléments caractérisant le filtre actif parallèle sont données dans le tableau IV.2.

## IV.4 Simulation du réseau à étudier

Dans la littérature, aux niveaux des réseaux électriques à trois fils, nous rencontrons deux topologies des filtres actifs modulaires parallèles, la première est constituée d'onduleurs triphasés à trois bras, tandis que la seconde est constituée d'onduleurs à deux bras avec condensateur à point milieu, dont lesquels le bus continu est commun.

Dans un premier temps, nous avons modélisé puis simulé le réseau électrique triphasé à trois fils et sa charge non linéaire, sans y connecter le filtre actif modulaire.

Les paramètres du système simulé sont donnés par le tableau IV.1.

**Tableau IV.1 : Paramètres du système**

$f$ (Hz)	$L_S$ ( $\mu H$ )	$R_S$ ( $m\Omega$ )	$L_c$ ( $\mu H$ )	$R_c$ ( $m\Omega$ )	$L_L$ (mH)	$R_L$ ( $\Omega$ )
50	54.56	1.59	23.19	2.73	2.6	1,5

Puisque tous les courants de phase  $I_{sa}, I_{sb}$  et  $I_{sc}$  sont d'allures presque identiques, nous présentons les résultats de simulation pour une seule phase, en l'occurrence la phase a. La figure IV.3 présente le courant de la charge  $I_{La}$  de la

première phase et son spectre harmonique. Le THD en courant pour cette charge est de 25,49 %. Ce THD est calculé pour les quarante premiers harmoniques selon la norme C.E.I. Le but du filtrage actif est de ramener ce THD à une valeur inférieure à 5 %, comme l'impose la norme C.E.I.

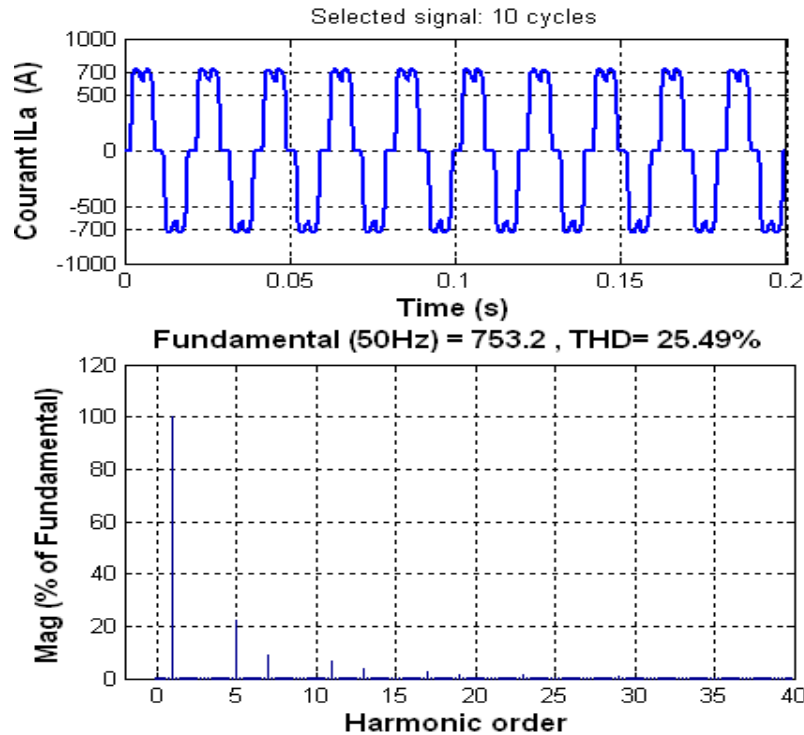


Figure IV.3. Courant de la charge  $I_{La}$  (A) et son spectre harmonique.

#### IV.5 Simulation de l'ensemble en utilisant la topologie à trois bras

Cette topologie est constituée de quatre onduleurs triphasés à trois bras, le système de stockage d'énergie ici est représenté par un condensateur commun.

Maintenant, nous allons présenter les résultats de simulation pour les différentes méthodes de contrôle présentées auparavant. Les paramètres du filtre et la tension de référence du bus continu sont redressés dans le tableau IV.2

Tableau IV.2 : Paramètres du FAP

$V_{dc}^*$	$R_f$	$L_f$	$C$
850 V	5 m $\Omega$	100 $\mu$ H	8 mf

##### IV.5.1 Compensation en utilisant les approches basées sur les filtres FMV

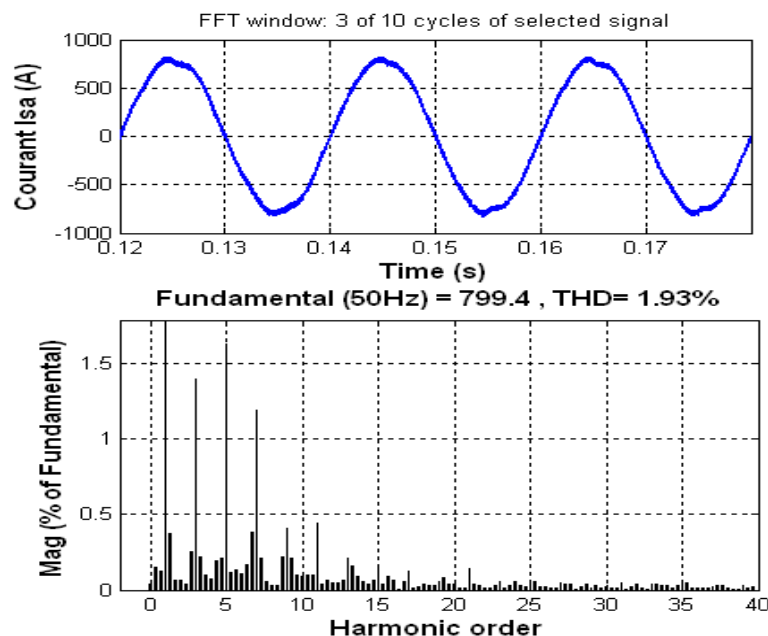
Dans ces approches, le filtre passe-bas est remplacé par le filtre multi variables pour séparer la partie continue de la partie alternative d'un signal. De ce

fait, deux approches basées sur ce dernier filtre seront appliquées pour cette topologie : il s'agit de l'approche pq modifiée et FMV directe.

#### IV.5.1.1 Méthode des puissances active et réactive modifiée

Cette méthode est basée sur l'extraction de la composante fondamentale des courants mesurés de la charge directement selon les axes  $\alpha\beta$ . La soustraction des courants mesurés selon les axes  $\alpha\beta$  et les composantes fondamentales obtenues résulte les courants harmoniques de références, ensuite nous combinons ces courants et les tensions issues du bloc de synchronisation (PLL) nous obtenons les composantes alternatives de la puissance active et réactive.

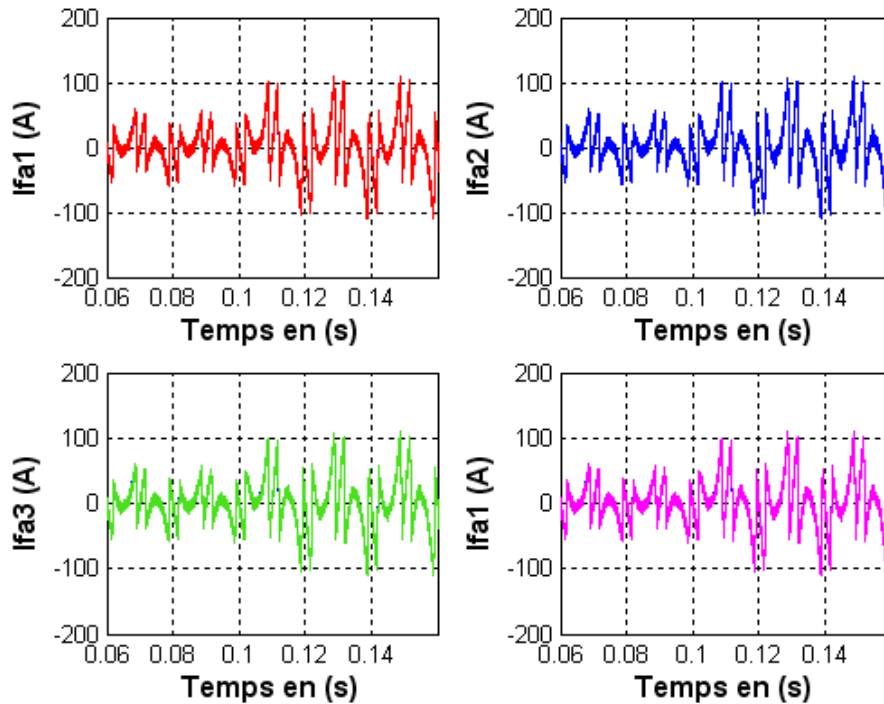
Les résultats de simulation dans le premier cas, en utilisant l'approche pq modifiée pour l'extraction de l'ensemble d'harmonique et la puissance réactive consommée par la charge non-linéaire sont illustrés par les figures IV.4, IV.5 et IV.6. La première figure IV.4 montre le courant coté source  $I_{sa}$  et son spectre harmonique après compensation, la deuxième donne les allures des courants identifiés et ceux injectés par les quatre modules du filtre actif modulaire superposés  $I_{f1a}, I_{f2a}, I_{f3a}, I_{f4a}$ .



*Figure IV.4 Courant de source  $I_{sa}$  (A) et son spectre harmonique (Méthode pq modifiée. Topologie à trois bras).*

De la figure IV.4, nous remarquons que la présente technique permet de retrouver la forme sinusoïdale du courant fondamental de la source, cela se traduit

par le bon taux de distorsion harmonique obtenu, le THD coté source est ramené de 25.49% à 1.93 %.



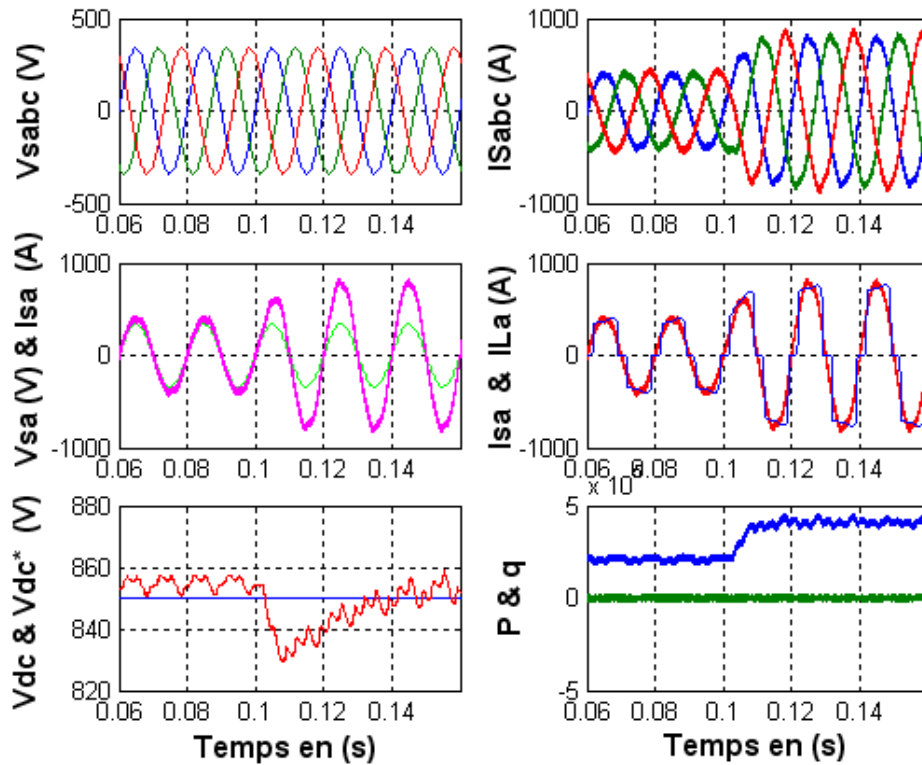
*Figure IV.5 les Courants correspondent à la première phase injectés par les différents modules (Méthode pq modifiée. Topologie à trois bras).*

Une variation de la charge a été faite afin de tester la robustesse et la rapidité des régulateurs utilisés, ainsi que l'efficacité de l'approche d'identification employée. De ce fait, nous avons effectué des simulations dans lesquelles la charge non-linéaire varie dans le temps. Entre 0 et 0.1 secondes la charge est fixée  $R_L = 1,5\Omega$  et  $L_L = 2.6\mu H$ . Puis, un changement brusque de cette dernière intervient, soit une diminution de 50% est maintenue à cette valeur (le même teste est gardé pour tous les cas).

La Figure. IV.6 présente l'analyse temporelle du système triphasé de la source à la sortie de la PLL, les courants triphasés de la source, la tension et le courant d'une même phase, les courants de la source et de la charge d'une même phase, la tension du bus continue  $V_{dc}$  et la puissance active et réactive fournées par la source.

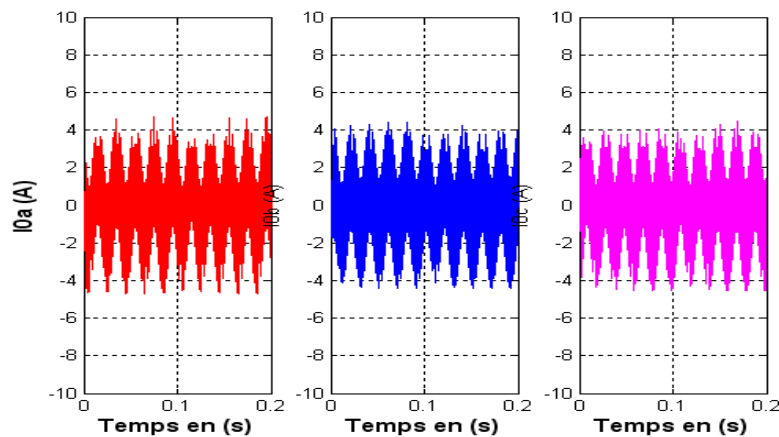
Nous remarquons d'après la figure IV.6, que la boucle de régulation de la tension continue arrive à poursuivre sa référence de  $V_{dc}^* = 850 V$  dans un temps de réponse très court avec un petit dépassement. Un courant sinusoïdal du réseau en phase avec la tension témoigne d'un bon filtrage des courants harmoniques et

d'une compensation parfaite de la puissance réactive. Ceci aussi se traduit par une puissance réactive nulle et une puissance active liée à des composantes alternatives. Ce qui confirme la bonne qualité de filtrage remarquée dans l'analyse temporelle.



*Figure IV.6 Résultats obtenus des différents signaux (Méthode pq modifiée. Topologie à trois bras).*

Afin de vérifier l'efficacité de notre commande au niveau de l'annulation du courant de circulation entre les onduleurs, la figure IV.7 illustre les courants différentiels des mêmes phases.



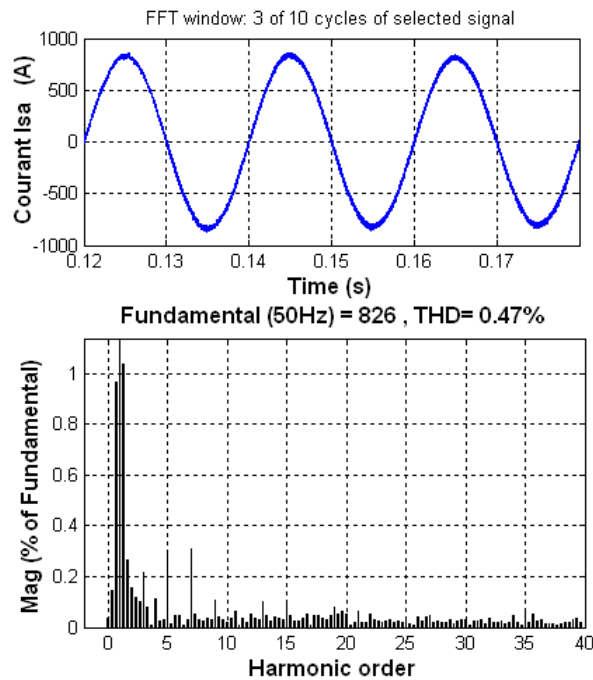
*Figure IV.5 Courants de circulation entre les onduleurs (Méthode pq modifiée. Topologie à trois bras).*



Nous y constatons d'après les résultats obtenus que l'approche de commande utilisée permet de réduire considérablement les courants de circulation entre les phases des onduleurs constituant cette topologie.

### V.5.1.2 Méthode FMV directe

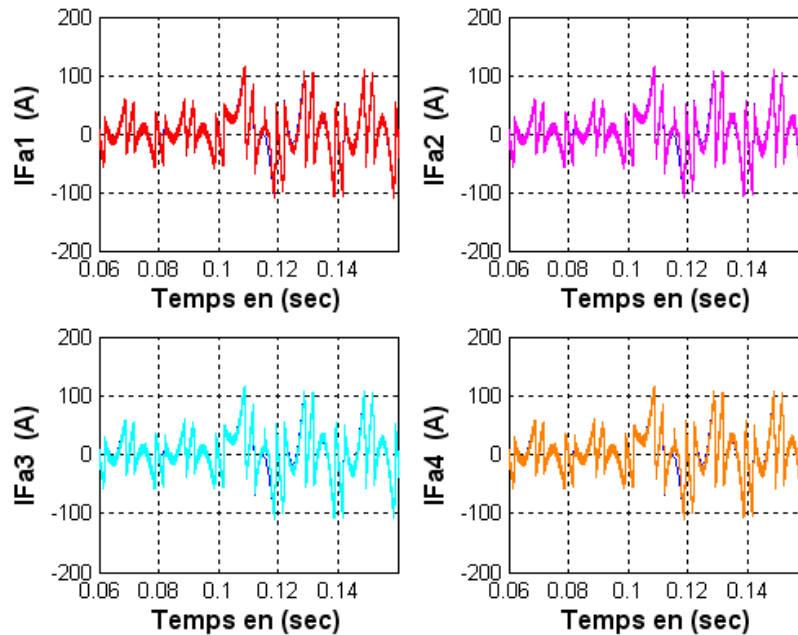
Dans ce cas, nous proposons les résultats de simulation, en utilisant l'approche FMV. Son principe est basé sur l'extraction de l'ensemble d'harmonique et de compenser la puissance réactive consommée par la charge non-linéaire directement selon les axes biphasés  $\alpha\beta$  sans passer au calcul des puissances active et réactive instantanées, donc de réduire les calculs. Pour vérifier l'efficacité de cette approche, nous conservons les mêmes conditions de simulation faite dans le cas précédent. Les résultats de simulation dans ce cas sont présentés par les figures IV.8, IV.9 et IV.10. La première figure montre le courant de la source  $I_{sa}$  et son spectre harmonique après compensation, tandis que la deuxième illustre les formes d'ondes des courants identifiés et ceux injectés par les quatre modules du filtre superposés  $I_{f1a}, I_{f2a}, I_{f3a}, I_{f4a}$ .



**Figure IV.8** Courant de source  $I_{sa}$  (A) et son spectre harmonique (Méthode FMV directe. Topologie à trois bras).

De la figure précédente (figure IV.8), nous remarquons que la présente technique permet de retrouver la forme sinusoïdale du courant fondamental de la source et le THD coté source est ramené de 25.49% à 0.47 %, ce qui confirme la bonne qualité de filtrage remarquée dans l'analyse temporelle illustrée dans les

figures IV.9 et figure IV.10. De plus, ce THD est très réduit comparant par la méthode précédente (pq modifiée).



*Figure IV.9 les Courants correspondent à la première phase injectés par les différents modules (Méthode FMV directe. Topologie à trois bras).*

Pour étudier la robustesse de la commande, nous procédons à une variation de la charge non linéaire, soit une diminution de 50%. La figure IV.9 illustre les formes d'ondes des courants de références et ceux injectés par les différents onduleurs mis en parallèles, nous constatons que, la stratégie de commande employée (hystérésis modulé) oblige ces courants de suivre également leurs références. Alors, la compensation des courants harmoniques générés par la charge non-linéaire se fait en injectant en opposition de phase la somme de ces courants dans le réseau électrique.

La Figure. IV.10 présente l'analyse temporelle du système triphasé de la tension à la sortie du PLL, les courants triphasés de la source, la tension et le courant d'une même phase, les courants de la source et de la charge d'une même phase, la tension du bus continu  $V_{dc}$  contrôlée par un régulateur de type fuzzy logique et la puissance active et réactive coté charge. Cette figure montre qu'à  $t = 0.1s$ , les courants de charge subissent une augmentation brusque alors que ceux de la source conservent leur dynamique et leurs formes sinusoïdales et en phase avec la tension, grâce à la robustesse des régulateurs utilisés et des filtre multi-variable, en ne provoquant aucune perturbation au niveau des tensions de la source. En plus, la tension du bus continu arrive à poursuivre sa référence de

$V_{dc}^* = 850 \text{ V}$  dans un temps de réponse très court avec un petit dépassement. Suite à cette variation de la charge, une puissance active nécessaire exempte de toutes perturbations est délivrée par la source à partir de  $t = 0.1 \text{ s}$ , alors qu'aucun changement n'est effectué sur l'énergie réactive qui poursuit sa référence de valeur nulle pour assurer une parfaite compensation du réactif.

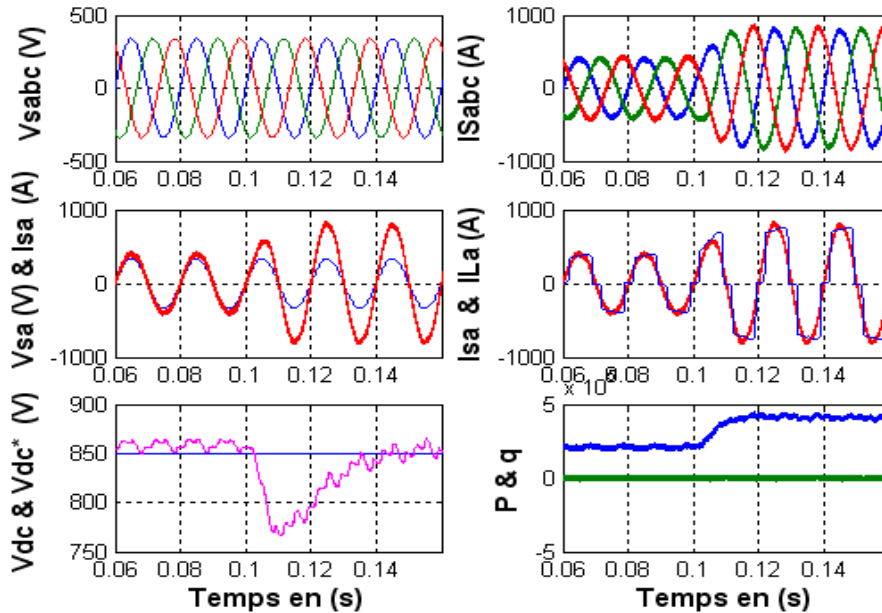


Figure IV.10 Résultats obtenus des différents signaux (Méthode FMV directe. Topologie à trois bras).

Comme le cas précédent, afin de vérifier l'efficacité de notre commande au niveau de l'annulation du courant de circulation entre les phases des onduleurs, la figure IV.11 illustre les courants différentiels des mêmes phases. Nous y constatons que ces courants sont également nuls, donc cette approche donne de bons résultats par rapport à la méthode pq modifiée étudiée précédemment.

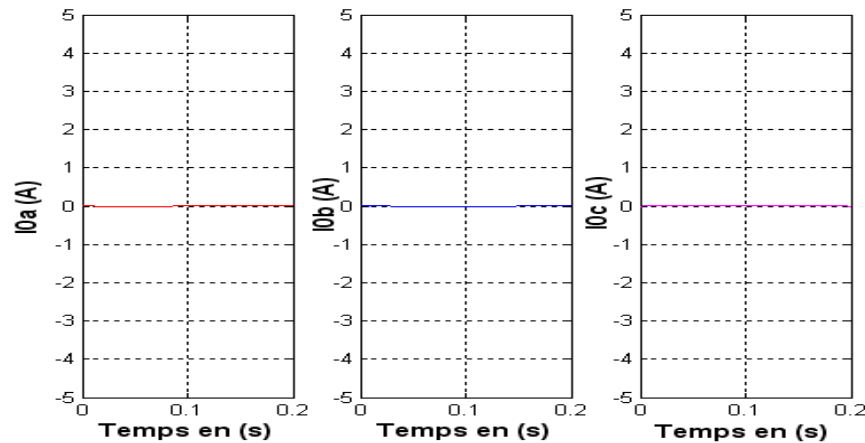


Figure IV.11 Courants de circulation entre les onduleurs (Méthode FMV directe. Topologie à trois bras).

## IV.6 Simulation de l'ensemble en utilisant la topologie à deux bras avec condensateur à point milieu

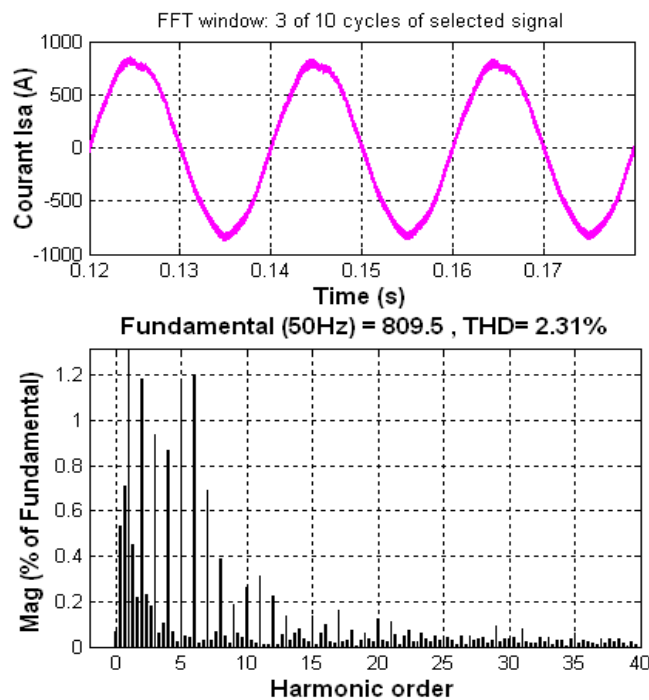
Comme nous avons indiqué dans le deuxième chapitre que la différence de cette topologie par rapport à la topologie précédente, est que l'onduleur est constitué de quatre interrupteurs réversibles en courant formant les deux bras et le troisième bras est remplacé par deux condensateurs reliés à la troisième phase du réseau électrique.

### IV.6.1 Compensation en utilisant les approches basées sur les filtres FMV

#### IV.6.1.1 Méthode des puissances active et réactive modifiée

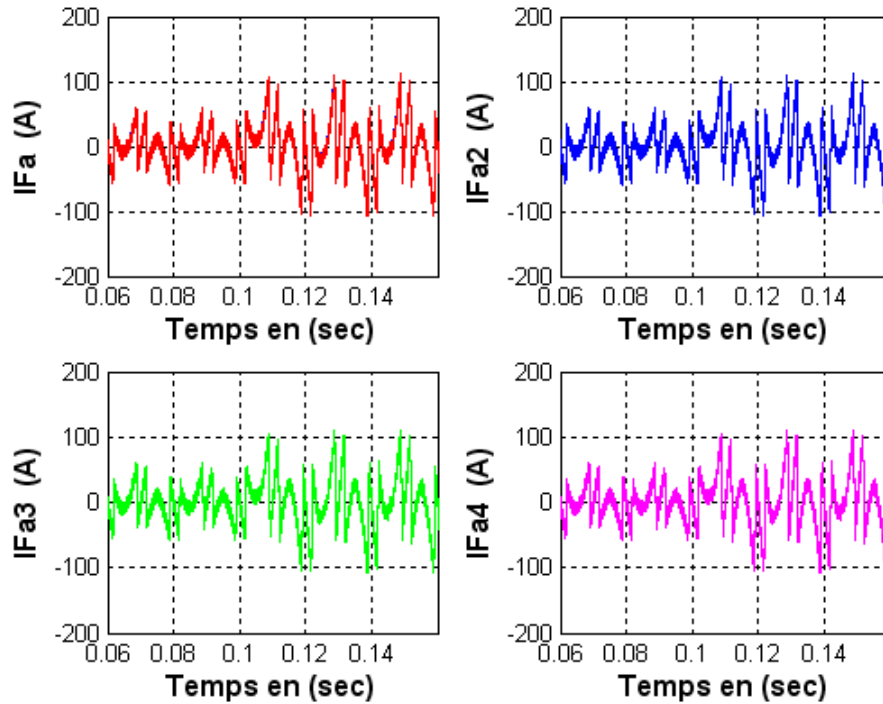
Dans ce cas, nous proposons de faire la même étude précédente en conservant les mêmes conditions de travail. Les résultats de simulation dans le premier cas pour la présente topologie, en utilisant l'approche pq modifiée pour l'extraction de l'ensemble d'harmonique et de compenser la puissance réactive consommée par la charge non-linéaire sont illustrés par les figures IV.12, IV.13 et IV.14.

De la figure IV.12, le THD en courant après filtrage est ramené de 25.49% à 2.31%.



*Figure IV.12 Courant de source  $I_{sa}$  (A) et son spectre harmonique (Méthode pq modifiée. Topologie à deux bras avec condensateur à point milieu).*

Les courants identifiés et ceux injectés par les quatre onduleurs à deux bras superposés  $I_{f1a}$ ,  $I_{f2a}$ ,  $I_{f3a}$ ,  $I_{f4a}$  sont illustrés par la figure IV.13.



*Figure IV.13 les Courants correspondent à la première phase injectés par les différents modules (Méthode pq modifiée. Topologie à deux bras avec condensateur à point milieu).*

Pour étudier la robustesse de la commande, nous procédons la même variation de la charge non-linéaire. La Figure. IV.14 montre respectivement, les tensions obtenues à la sortie de la PLL, les courants triphasés de la source, la tension et le courant d'une même phase, les courants de la source et de la charge d'une même phase, la tension du bus continue  $V_{dc}$  contrôlée par un régulateur de type fuzzy logique et la puissance active et réactive coté charge.

A l'instant  $t = 0.1s$ , un changement brusque de la charge non-linéaire provoque une augmentation des courants de charge, alors que ceux de la source conservent leur dynamique et leurs formes sinusoïdales et en phase avec la tension, grâce à la robustesse des régulateurs utilisés et des filtre multi-variable, en ne provoquant aucune perturbation au niveau des tensions de la source. En plus, la tension du bus continu arrive à poursuivre sa référence de  $V_{dc}^* = 1800 V$  dans un temps de réponse très court avec un petit dépassement. Suite à cette variation de la charge, une puissance active nécessaire frée à des composantes indésirables est délivrée par la source à partir de  $t = 0.1s$ , alors qu'aucun changement n'est effectué sur l'énergie réactive qui poursuit sa référence de valeur nulle pour assurer une parfaite compensation du réactif.

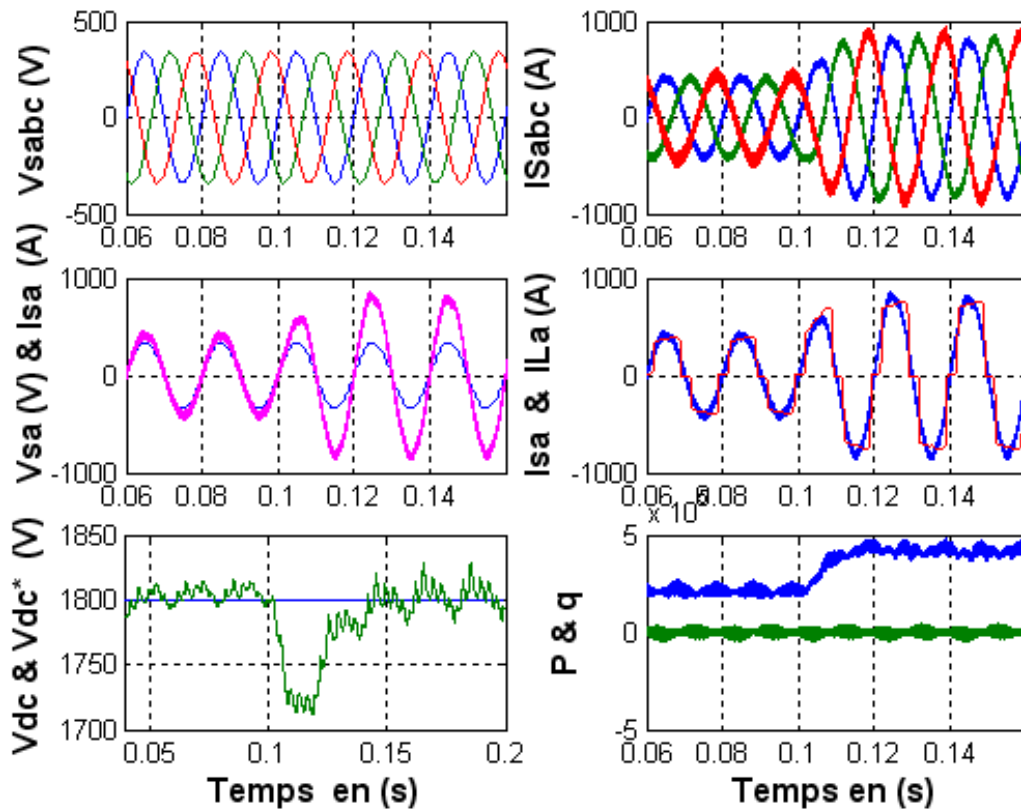


Figure IV.14 Résultats obtenus des différents signaux (Méthode pq modifiée. Topologie à deux bras avec condensateur à point milieu).

Afin de vérifier l'efficacité de notre commande au niveau de l'annulation du courant de circulation entre les onduleurs, la figure IV.15 illustre les courants différentiels des mêmes phases et nous y constatons que ces courants sont nuls

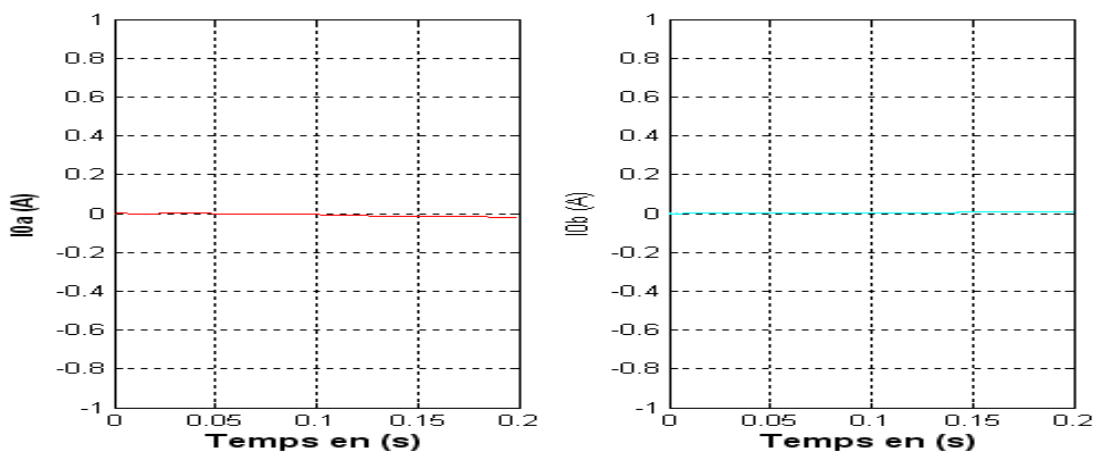
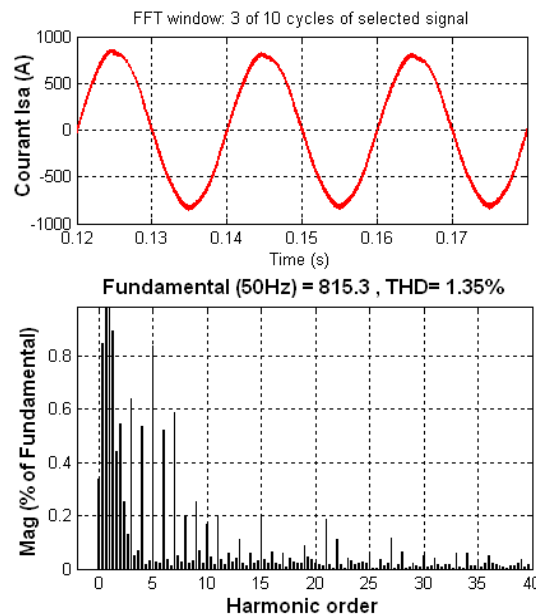


Figure IV.15 Courants de circulation entre les onduleurs (Méthode pq modifiée. Topologie à deux bras avec condensateur à point milieu).

### IV.6.1.2 Méthode FMV directe

Les résultats de simulation dans le deuxième cas pour la présente topologie, en utilisant l'approche FMV directe pour l'extraction de l'ensemble d'harmonique et la puissance réactive consommée par la charge non-linéaire sont illustrés par les figures IV.16, IV.17 et IV.18.

La figure IV.16 présente la forme d'onde du courant du réseau pour la première phase et son spectre d'harmoniques après filtrage, lorsque nous appliquons l'approche FMV directe. Le THD en courant est égal à  $THD_{I_{sa}} = 1.35\%$ . Donc l'approche donne une réduction importante au niveau du THD, il est inférieur à celui obtenu par la méthode pq modifiée.



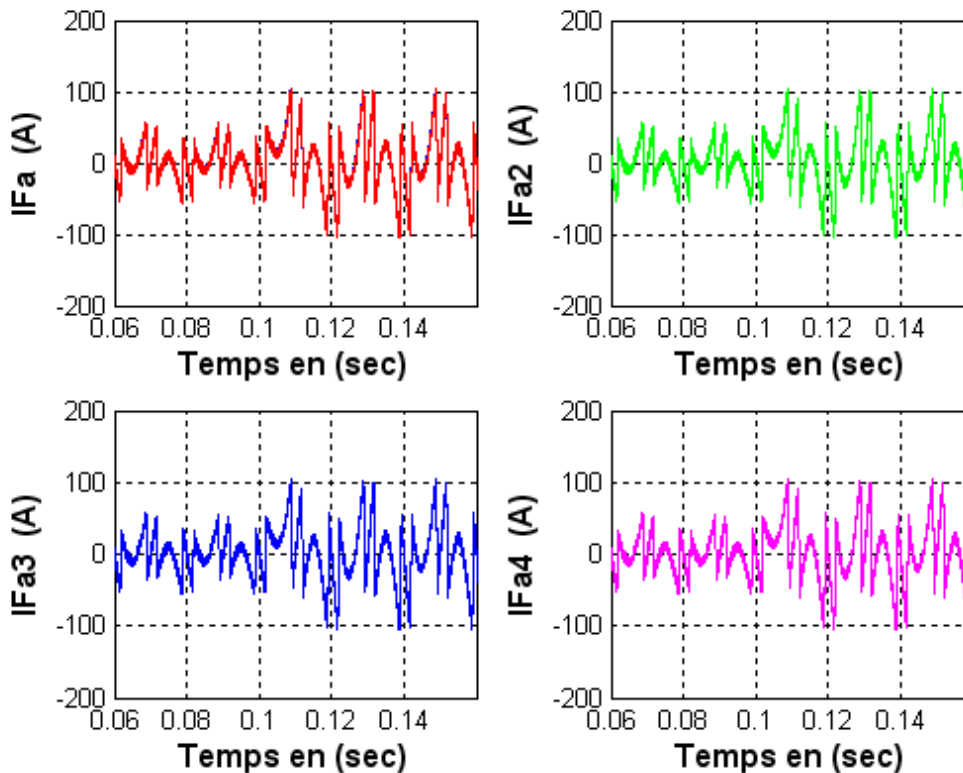
**Figure IV.16** Courant de source  $I_{sa}$ (A) et son spectre harmonique (FMV directe. Topologie à deux bras avec condensateur à point milieu).

Une variation de la charge comme nous avons l'appliqué dans les cas précédents a été faite afin de tester la robustesse des régulateurs utilisés et l'efficacité de l'approche.

Les courants identifiés par la méthode FMV directe et ceux injectés par les quatre modules constituant le filtre actif modulaire de cette topologie  $I_{f1a}, I_{f2a}, I_{f3a}, I_{f4a}$  sont représentés par la figure IV.17.

La figure IV.18 présente les formes d'ondes de la tension à la sortie de la PLL  $V_{s,abc}$ , les courants de la source  $I_{s,abc}$ , la tension et le courant d'une même phase soit la phase (a), le courant de la charge et celui de la source de la phase (a)  $I_{sa}$  et  $I_{La}$ , la tension aux bornes la source continue (condensateur à point milieu) et

sa référence  $V_{dc}$  et  $V_{dc}^*$  et finalement les puissance active et réactive  $P$  et  $q$  après compensation.



*Figure IV.17 les Courants correspondants à la première phase injectés par les différents modules (méthode FMV directe . Topologie à deux bras avec condensateur à point milieu).*

A l'instant  $t = 0.1s$ , un changement brusque de la charge non-linéaire, ce changement provoque une augmentation des courants de charge, alors que ceux de la source conservent leur dynamique et leurs formes sinusoïdales et en phase avec la tension, grâce à la robustesse des régulateurs utilisés et des filtres multi-variables, ainsi grâce à la technique utilisée au niveau de la PLL, le système de la tension triphasée y est désormais sinusoïdal et exempt de toutes perturbations (harmoniques et ou déséquilibres). En plus, grâce au régulateur basé sur la logique floue, la tension du bus continu arrive à poursuivre sa référence de  $V_{dc}^* = 1800 V$  dans un temps de réponse très court et avec un petit dépassement. Suite à cette variation de la charge, une puissance active nécessaire fournie à des composantes indésirables est délivrée par la source à partir de  $t = 0.1s$ , alors qu'aucun changement n'est effectué sur l'énergie réactive qui poursuit sa référence de valeur nulle pour assurer une parfaite compensation du réactif.



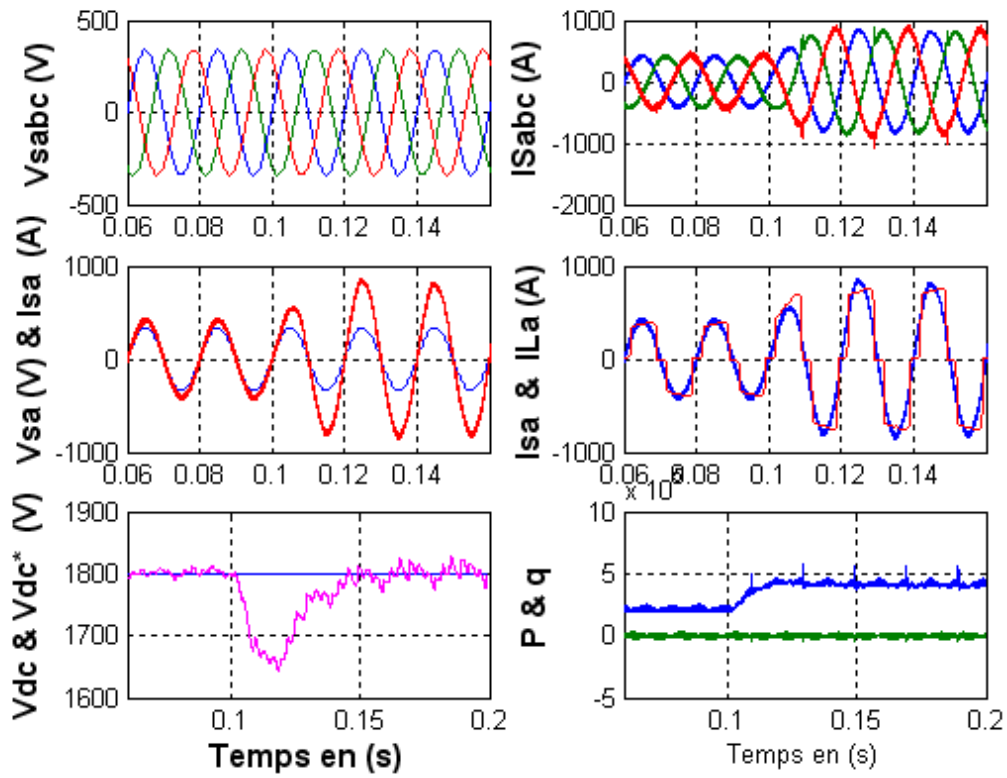


Figure IV.18 Résultats obtenus des différents signaux (Méthode FMV directe .Topologie à deux bras avec condensateur à point milieu).

au niveau de l'annulation du courant de circulation entre les phases des onduleurs, la méthode proposé permet également d'annuler ces courants, comme il est montré dans la figure IV.19.

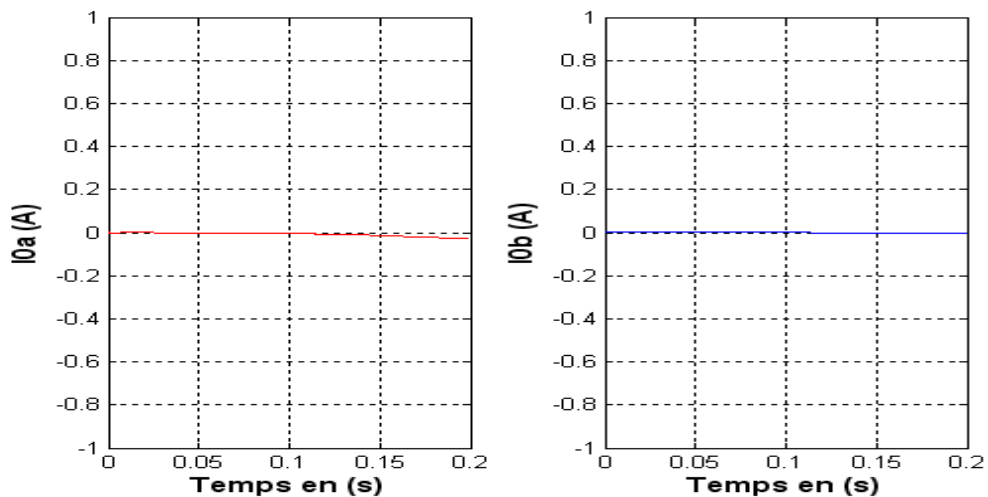


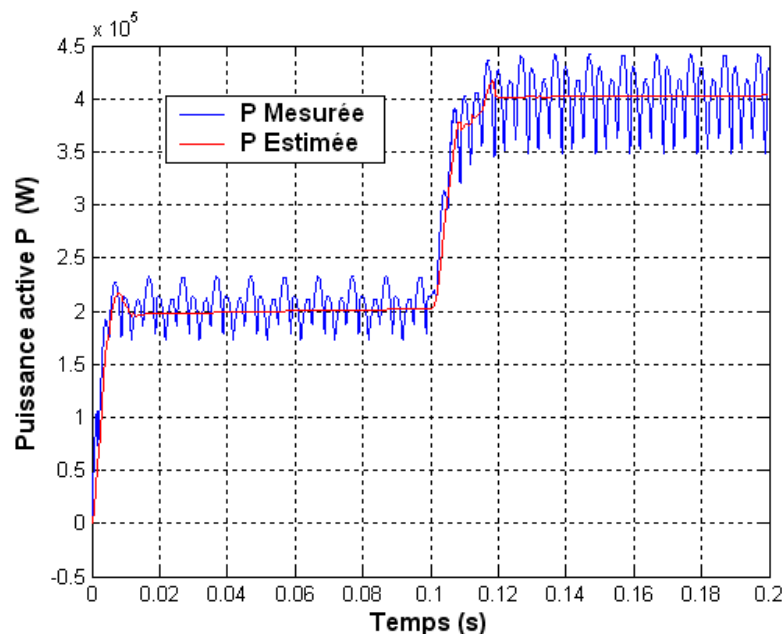
Figure IV.19 Courants de circulation entre les onduleurs (Méthode FMV directe .Topologie à deux bras avec condensateur à point milieu).

## IV.7 Compensation en utilisant les approches neuronales pour les deux Topologies

Dans cette approche, les réseaux de neurones de type adaptatif ADALINE sont utilisés pour l'identification des courants de référence, de ce fait, nous utilisons deux méthodes étudiées dans le chapitre III, tel que la méthode de PIRI neuronale et la méthode des courant diphasé MCD.

### IV.7.1 Méthode de PIRI Neuronale

Comme nous l'avons indiqué dans le chapitre III, que la méthode PIRI neuronale exploite la méthode d'identification des puissances active et réactive instantanées (PIRI) qui est largement ré pondue dans les systèmes de filtrage actif. Les filtres passe bas, utilisés habituellement par cette méthode, sont remplacés par deux réseaux Adaline, et comme notre objectif ici est de réduire le plus possible le taux de distorsion harmoniques (THD en courant) et de compenser de plus la puissance réactive consommée par la charge non linéaire. A cette raison, du point de vue architectures neuronales, un seul réseau Adaline sera suffisant. Il s'agit d'identifier uniquement les harmoniques liées à la puissance active instantanée  $p$  et de tenir compte de toute la puissance instantanée imaginaire  $q$  déjà obtenue par la transformation de Concordia.



*Figure IV. 20 Estimation de la puissance active déphasée par la méthode PIRI Neuronale*

La composante continue de la puissance active instantanée  $\bar{P}$  estimée par le réseau d'Adaline dans le repère diphasé et celle mesurée sont donnée par la figure

IV.20. La différence de ces puissances donne la partie alternative  $\tilde{P}$  représentant la contribution des harmoniques.

Afin de tester l'efficacité de compensation de cette méthode pour les deux topologies des filtres actifs modulaires dédiés aux réseaux électriques à trois fils étudiés dans le chapitre II, telle que la topologie de Filtre Actif Parallèle Triphasé à trois bras et la Topologie de Filtre Actif Parallèle Triphasé à Deux Bras Avec Condensateur à Point Milieu, nous présentons respectivement des série des résultats de simulation pour les deux topologies.

La figure IV. 21 a et b, présente les formes d'ondes du courant de la première phase de la source et son spectre harmoniques. Le THD en courant coté source qui était au départ de 25.49% est réduit après compensation à 0.74 % pour la première topologie et à 1.09% pour la deuxième topologie.

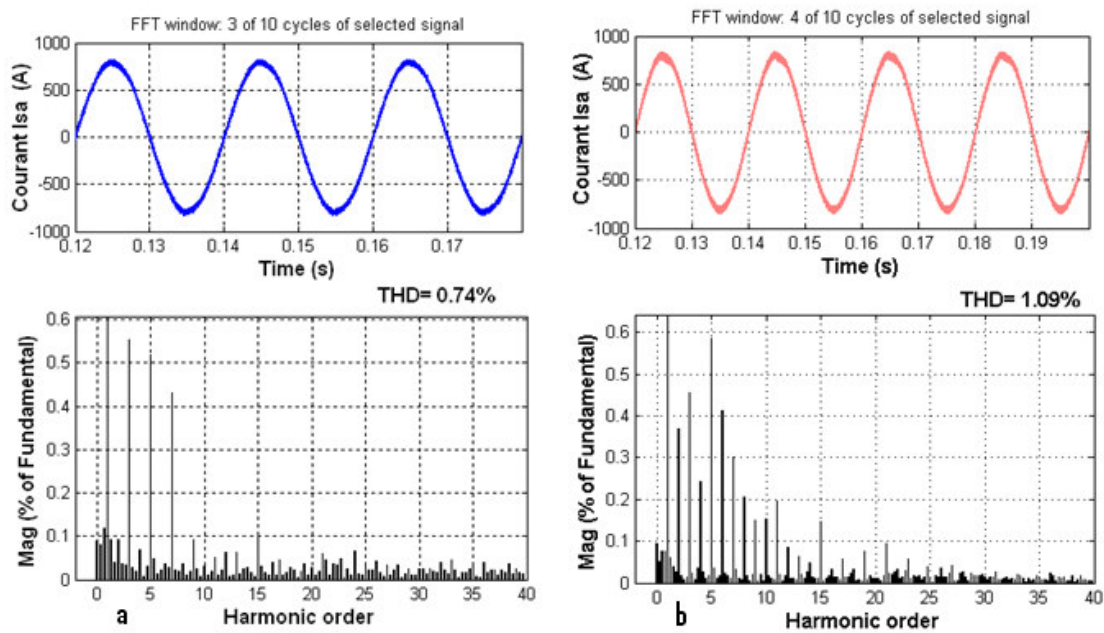


Figure IV.21 Courant de source  $I_{sa}$ (A) et son spectre harmonique (PURI Neuronale).

a. Topologie à trois bras.

b. Topologie à deux bras avec condensateur à point milieu.

Les courants de références et ceux injectés par les quatre onduleurs sont superposés et représentés par les figures (IV.22 et IV.23). Ces courants suivent également leurs références avec une petite perturbation à haute fréquence qui est due à la fréquence de commutation des interrupteurs cela prouve l'efficacité de la stratégie de commande utilisée (la commande à hystérésis modulée). Les figures (IV.24 et VI.25), présente les formes d'ondes, de la tension à la sortie de la PLL, les courants cotés source, le courant et la tension de la première phase  $I_{sa}$ ,  $V_{sa}$ , la

tension aux bornes du condensateur et sa référence  $V_{dc}, V_{dc}^*$  et finalement la puissance active et réactive  $P, q$ . Ces résultats sont obtenus après filtrage.

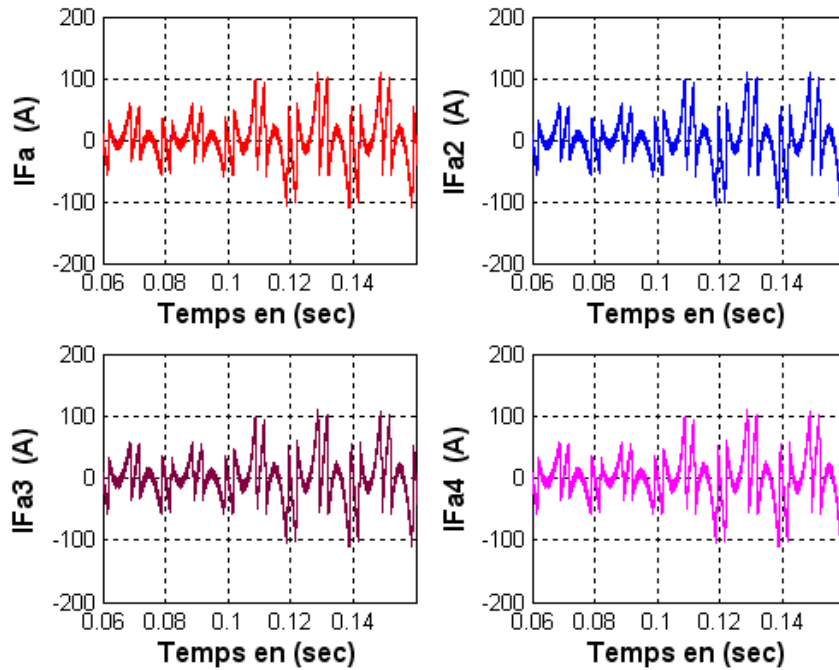


Figure IV. 22 les Courants correspondants à la première phase injectés par les différents modules (PIRI Neuronale. Topologie à trois bras).

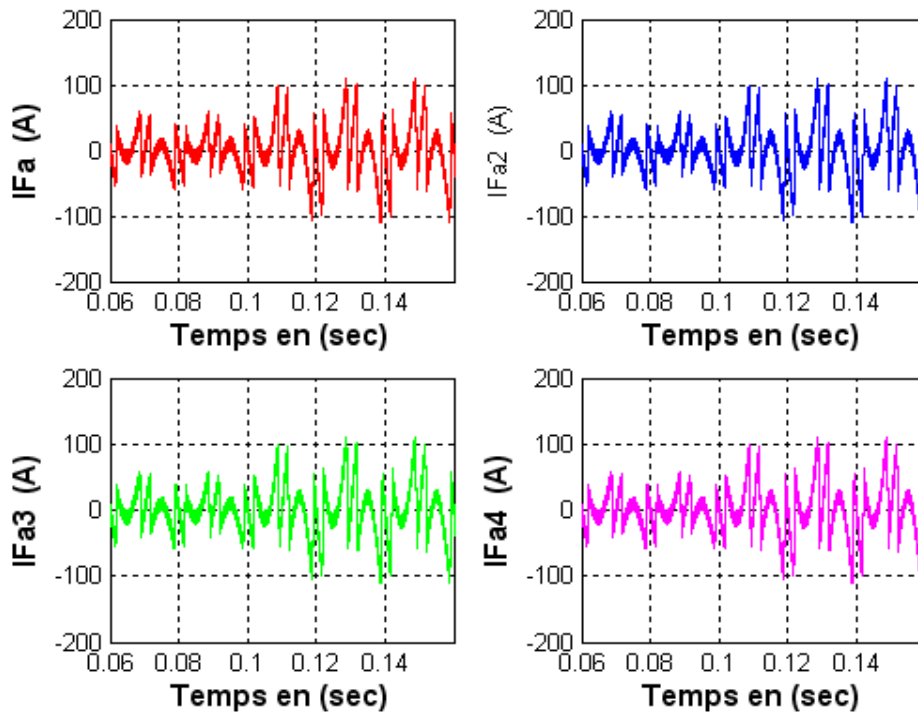


Figure IV. 23 les Courants correspondants à la première phase injectés par les différents modules (PIRI Neuronale. Topologie à deux bras avec condensateur à point milieu).

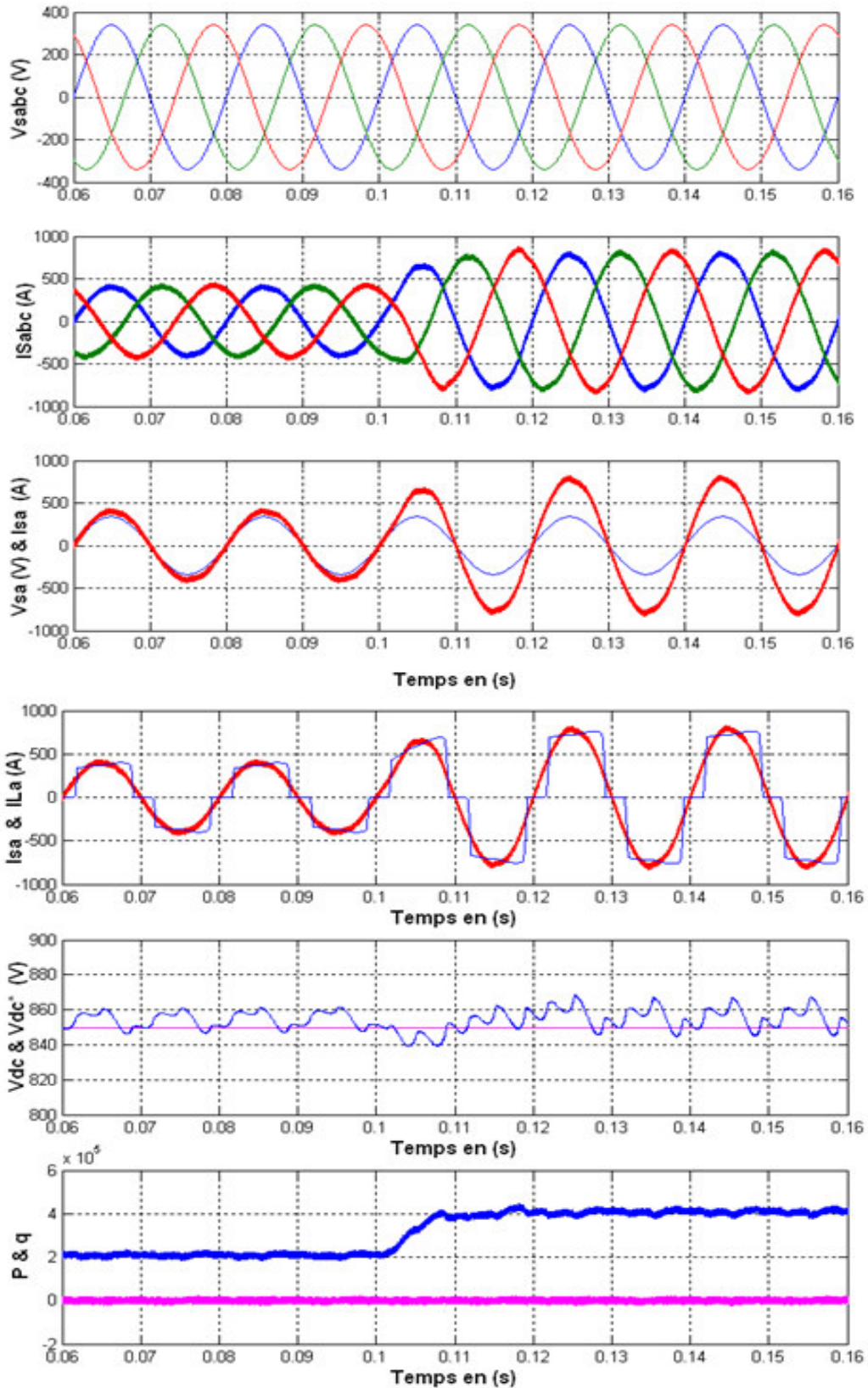


Figure IV.24 Résultats obtenus des différents signaux (PIRI Neuronale. Topologie à trois bras).

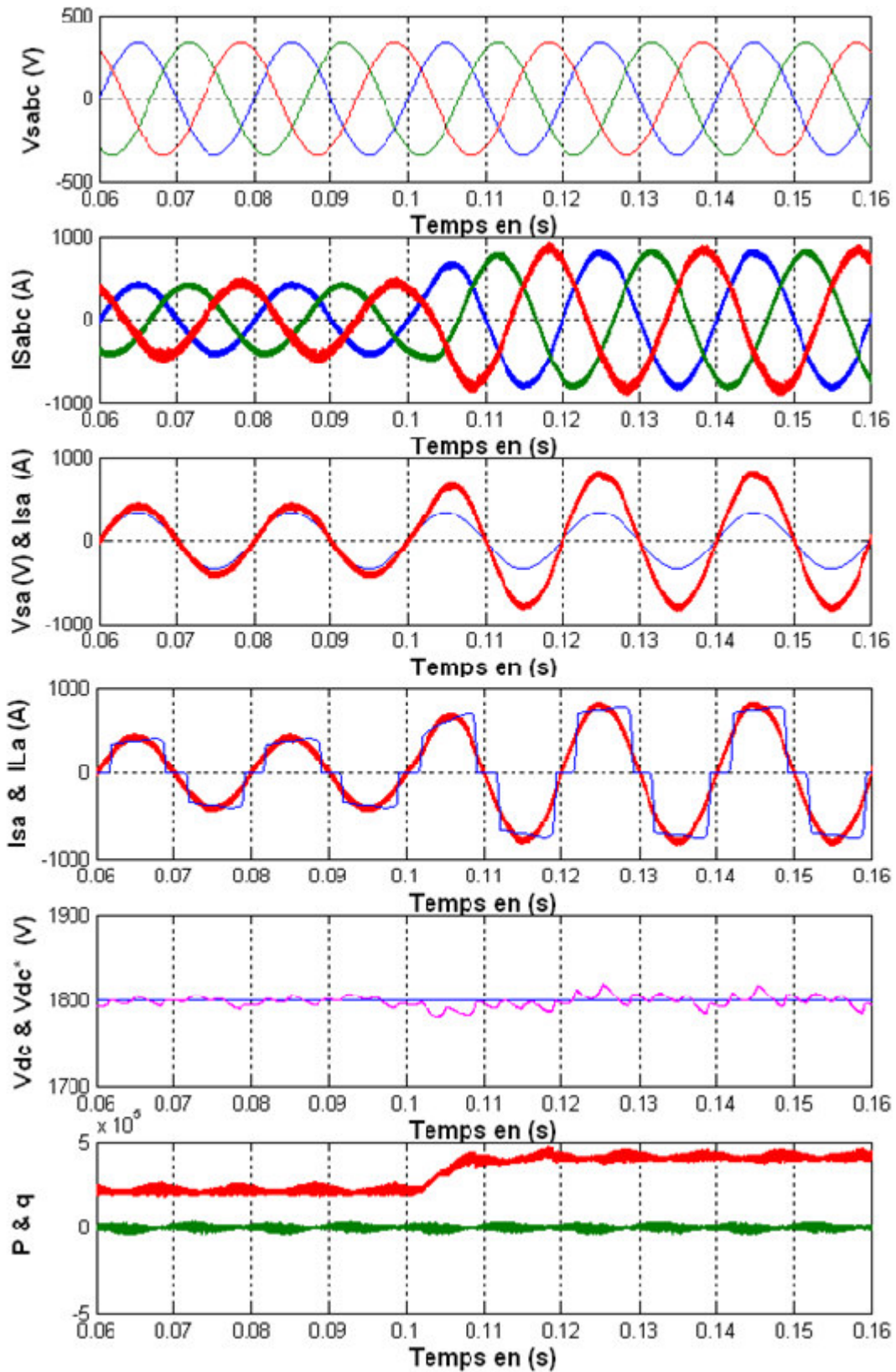


Figure IV.25 Résultats obtenus des différents signaux (PIRI Neuronale. Topologie à deux bras avec condensateur à point milieu).

Afin d'analyser le comportement dynamique et tester la robustesse des deux topologies du filtre actif modulaire dédiés aux réseaux électriques à trois fils en utilisant l'approche de PIRI neuronale, nous introduisons une variation brusque de la charge, soit une diminution de 50% à l'instant  $t = 0.1s$ .

De la figure IV.24 et la figure IV.25, nous constatons que, grâce à la robustesse de la méthode utilisée dans le bloc de synchronisation PLL classique incorporant un filtre multi-variable, les trois tensions au point de raccordement ont été fidèlement reconstituées. La somme des courants harmoniques injectés par les quatre modules améliore la forme d'onde des courants de la source où ils retrouvent également leur forme sinusoïdale, ceci est confirmé par le spectre harmonique de la figure IV.21.a et b. Nous remarquons aussi que par la compensation de la puissance réactive le  $\cos(\varphi)$  est nettement amélioré, en effet le courant  $I_{sa}$  et la tension  $V_{sa}$  sont parfaitement en phase. D'autre part le régulateur flou permet de maintenir la tension du bus continu à une valeur constante pré-déterminé ( $V_{dc}^*$ ).

au niveau de l'annulation du courant de circulation entre les phases des onduleurs, la méthode proposée permet d'annuler parfaitement ces courants dans les deux topologies, comme il est montré dans la figure (IV.26 a et IV.26 b)

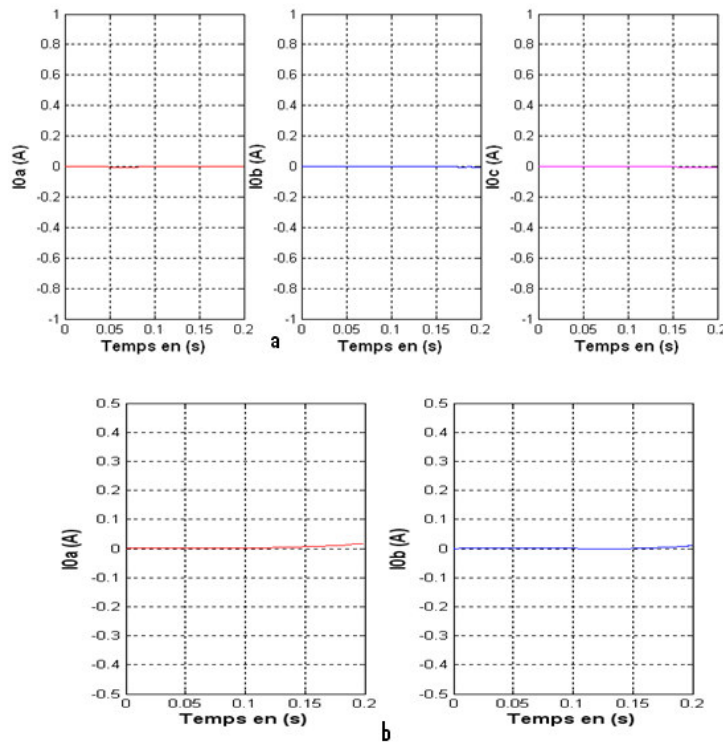


Figure IV. 26 Courants de circulation entre les onduleurs (PIRI Neuronale).

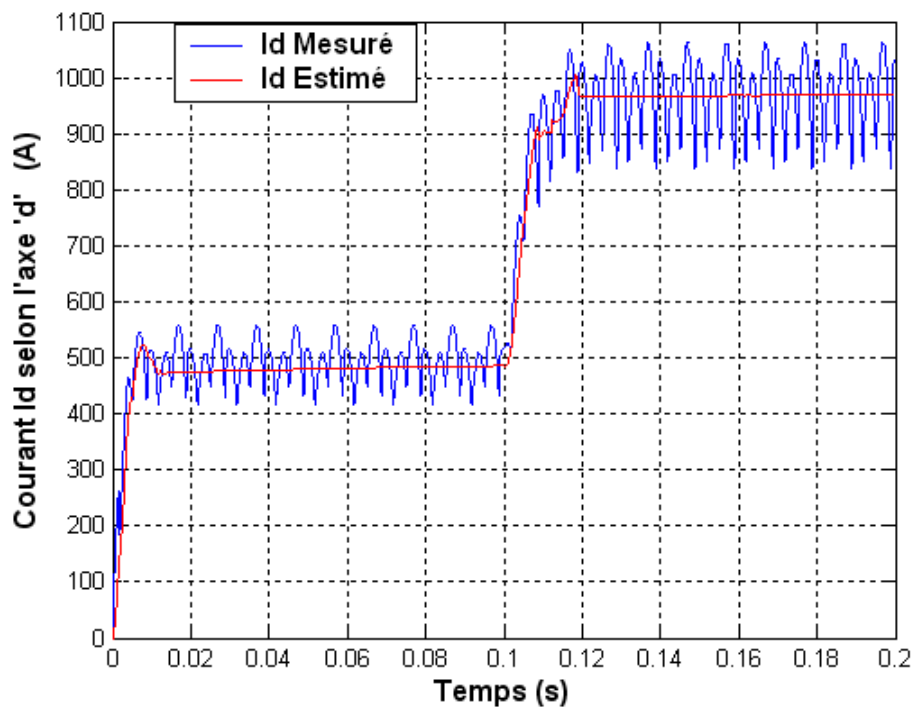
a. Topologie à trois bras.

b. Topologie à deux bras avec condensateur à point milieu.

### IV.7.2 Méthode des courants diphasés MCD

La méthode des courants diphasés travaille dans le repère diphasé  $dq$ , comme la méthode PIRI, mais nécessite moins de calculs que celle-ci et assure une bonne précision et robustesse. De plus, cette méthode utilise les courants seuls et non des résultats de calculs tels que la puissance actifs et réactifs. Et comme le cas précédent, l'objectif de filtrage est de compenser en même temps les courants harmoniques et la puissance réactive consommée, alors un seul réseau Adaline sera suffisant. Il s'agit donc, d'identifier uniquement les courants harmoniques selon l'axe  $d$  et de tenir compte la composante continue et alternative du courant selon l'axe  $q$  déjà obtenue par la transformation de Concordia.

La composante continue du courant de la charge estimée selon l'axe  $d$  et celle mesurée sont donnée par la figure IV.27. La différence de ces composantes donne la partie alternative  $\tilde{I}$  représentant la contribution des harmoniques.



*Figure IV. 27 Estimation de la composante continue du courant de la charge selon l'axe par la méthode MCD Neuronale*

Comme le cas précédent, nous appliquons respectivement cette approche pour les deux topologies du filtre actif modulaire dédiés aux réseaux électriques à trois fils.

La figure IV. 28 a et b, présente les formes d'ondes du courant de la première phase de la source et son spectre harmoniques. Le THD en courant coté source qui



était au départ de 25.49% est réduit après compensation à 0,43% pour la première topologie et à 1.09% pour la deuxième topologie.

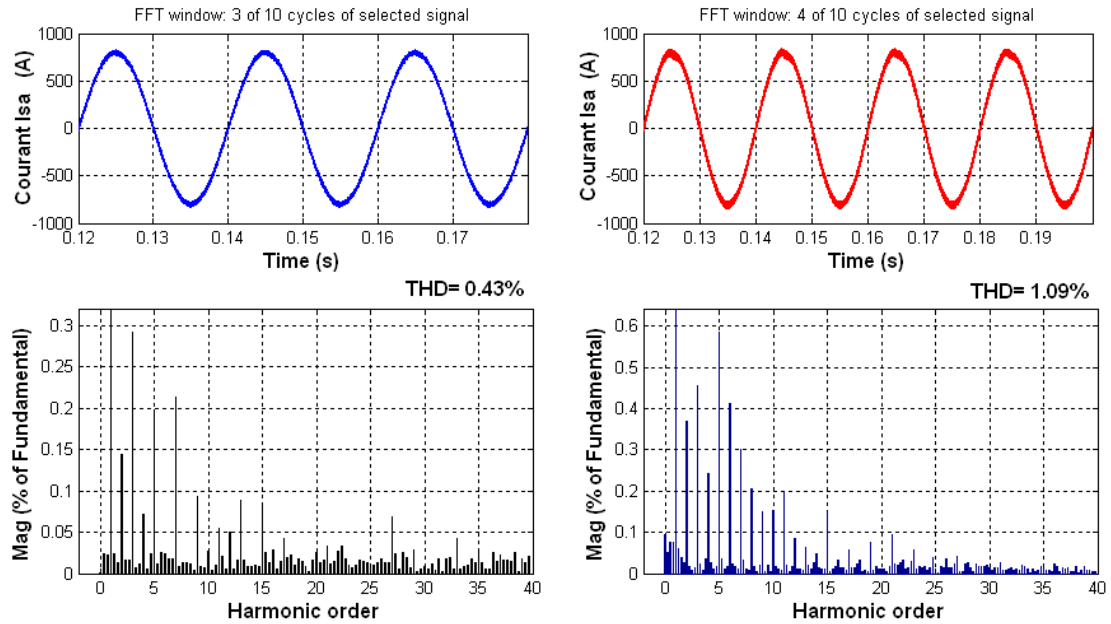


Figure IV.28 Courant de source  $I_{sa}$ (A) et son spectre harmonique (MCD Neuronale).

- a. Topologie à trois bras.
- b. Topologie à deux bras avec condensateur à point milieu.

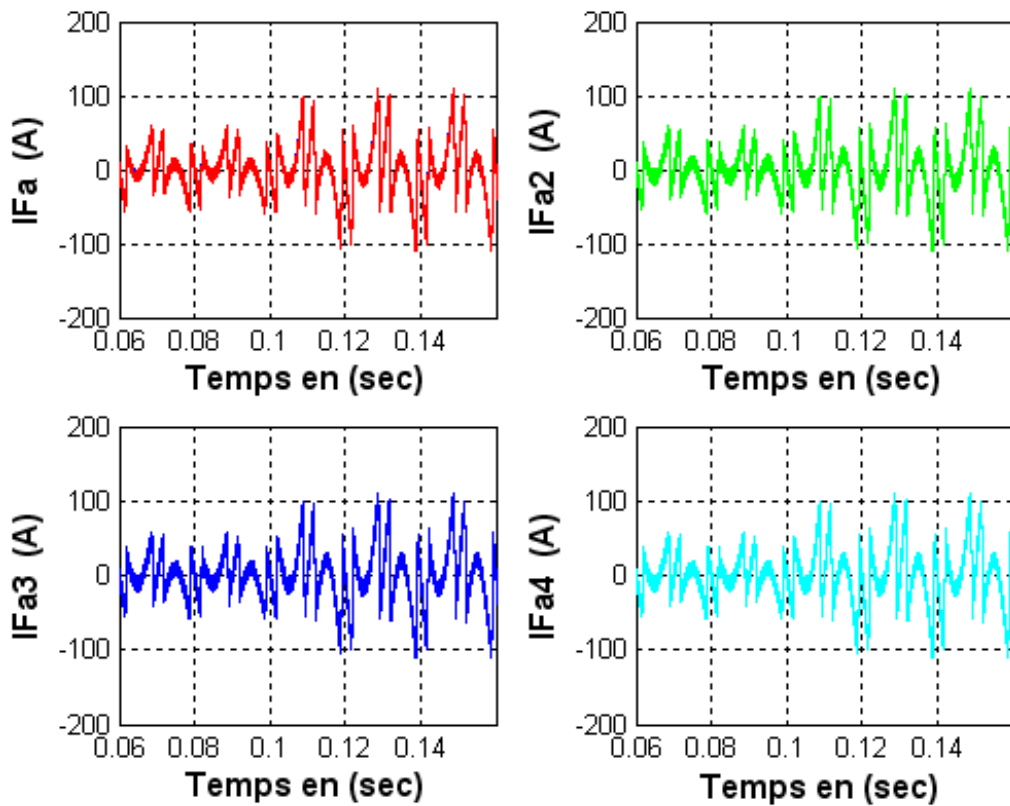


Figure IV. 29 les Courants correspondants à la première phase injectés par les différents modules (MCD Neuronale. Topologie à trois bras).

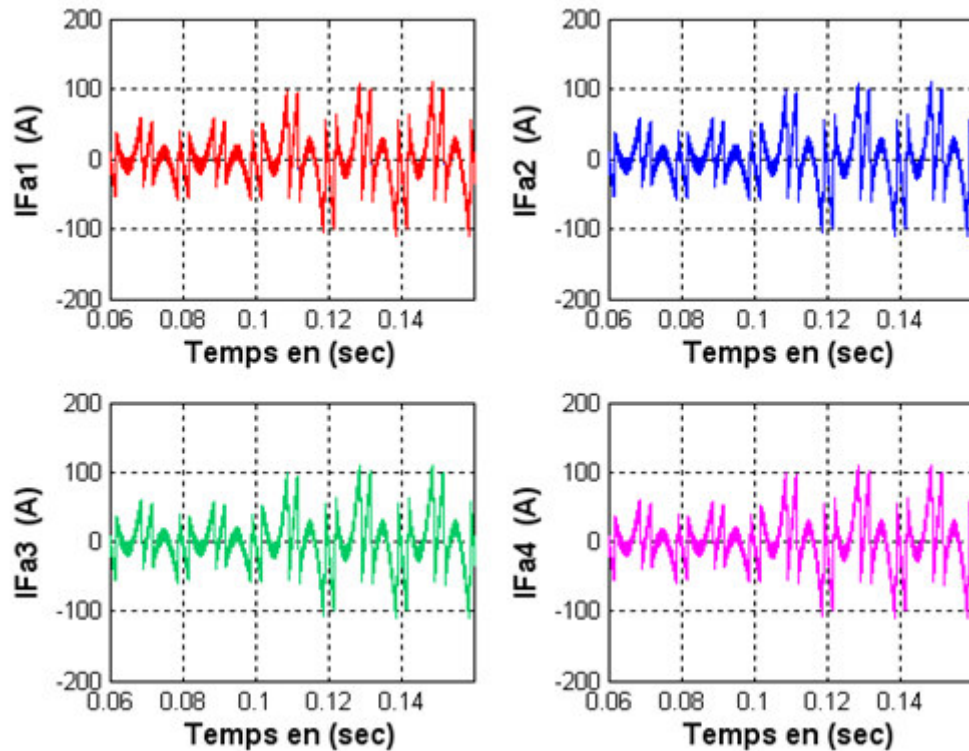


Figure IV. 30 les Courants correspondants à la première phase injectés par les différents modules (MCD Neuronale. Topologie à deux bras avec condensateur à point milieu).

Afin de compenser les courants harmoniques et la puissance réactive consommée par la charge non-linéaire, les quatre onduleurs à trois bras ou à deux bras avec condensateur à point milieu mis en parallèles constituant les deux topologies injectent leurs courants en opposition de phase avec ceux générés par la charge, ces courants et leurs références pour les deux topologies sont illustrés par les figures (IV.29, IV. 30) respectivement. Ces courants suivent parfaitement leurs références cela prouve l'efficacité de la stratégie de commande utilisée.

Les figures (IV.31 et VI.32), présente les formes d'ondes après filtrage, de la tension à la sortie de la PLL, les courants cotés source, le courant et la tension de la première phase  $I_{sa}, V_{sa}$ , la tension aux bornes du condensateur et sa référence  $V_{dc}, V_{dc}^*$  et finalement la puissance active et réactive  $P, q$ .

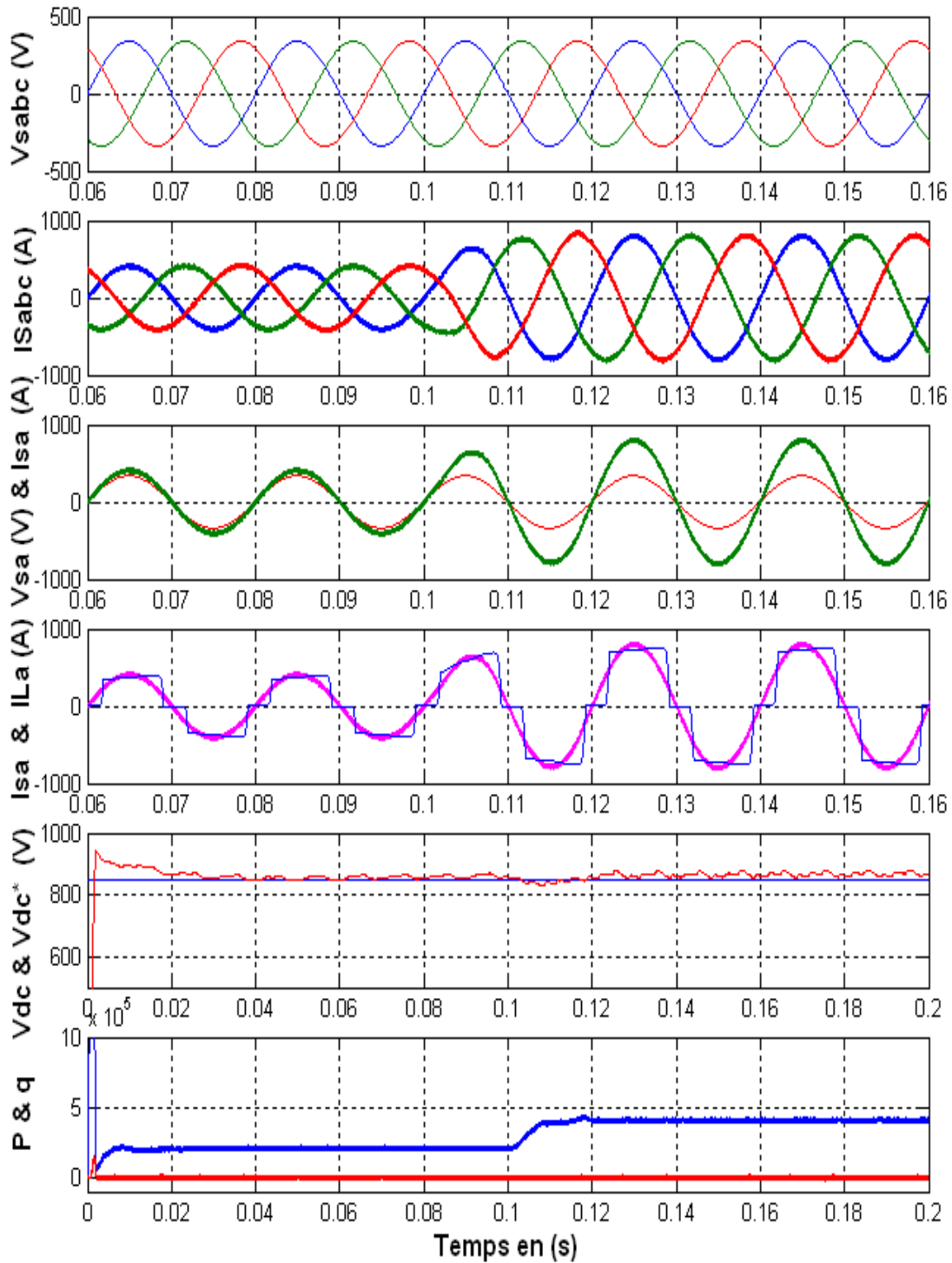


Figure IV.31 Résultats obtenus des différents signaux (MCD Neuronale. Topologie à trois bras).

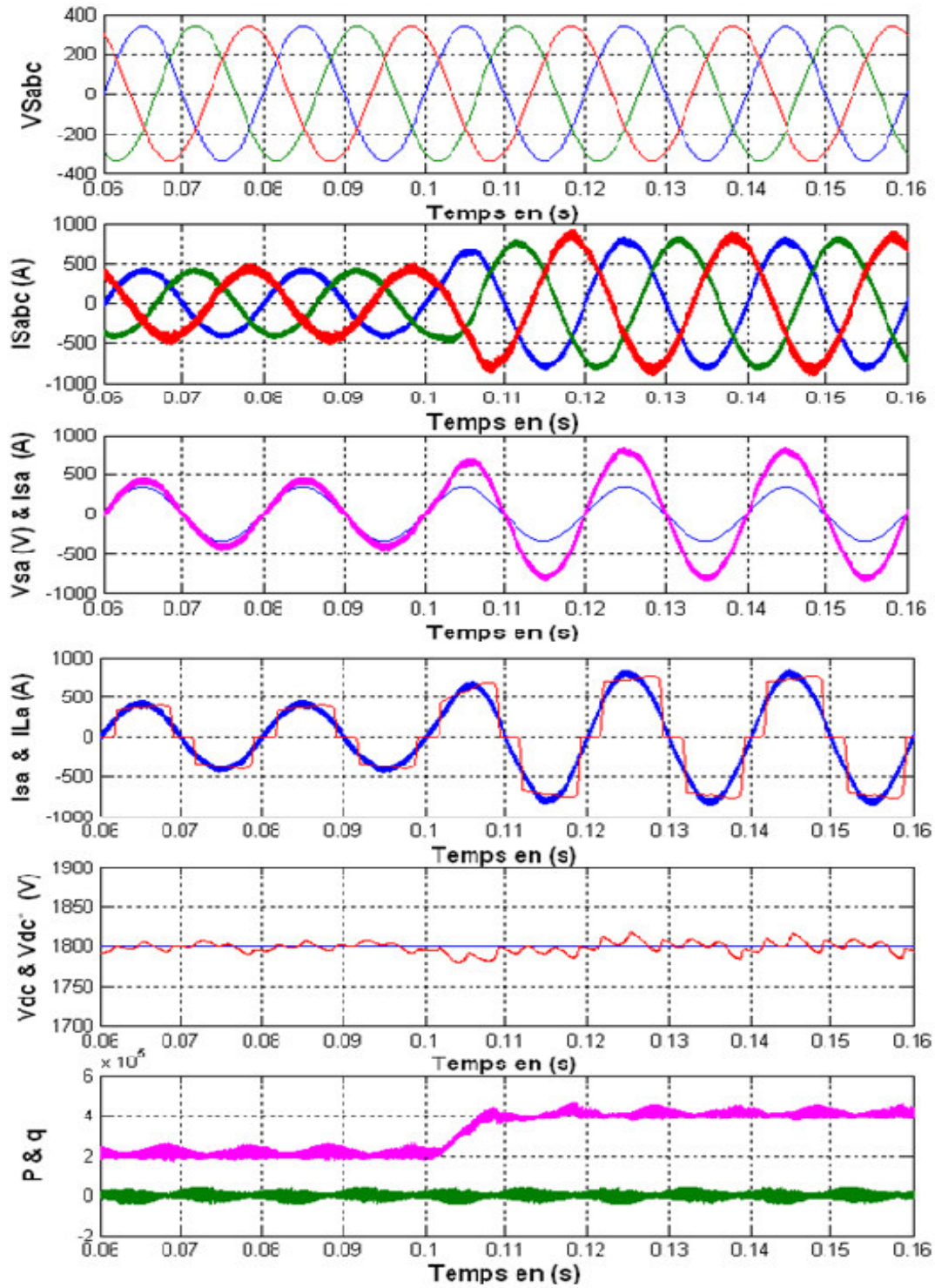


Figure IV.32 Résultats obtenus des différents signaux (MCD Neuronale. Topologie à deux bras avec condensateur à point milieu).

au niveau de l'annulation du courant de circulation entre les onduleurs, la méthode proposée permet d'anuler parfaitement ces courants, comme il est montré dans la figure (IV.33 a et IV.33 b).

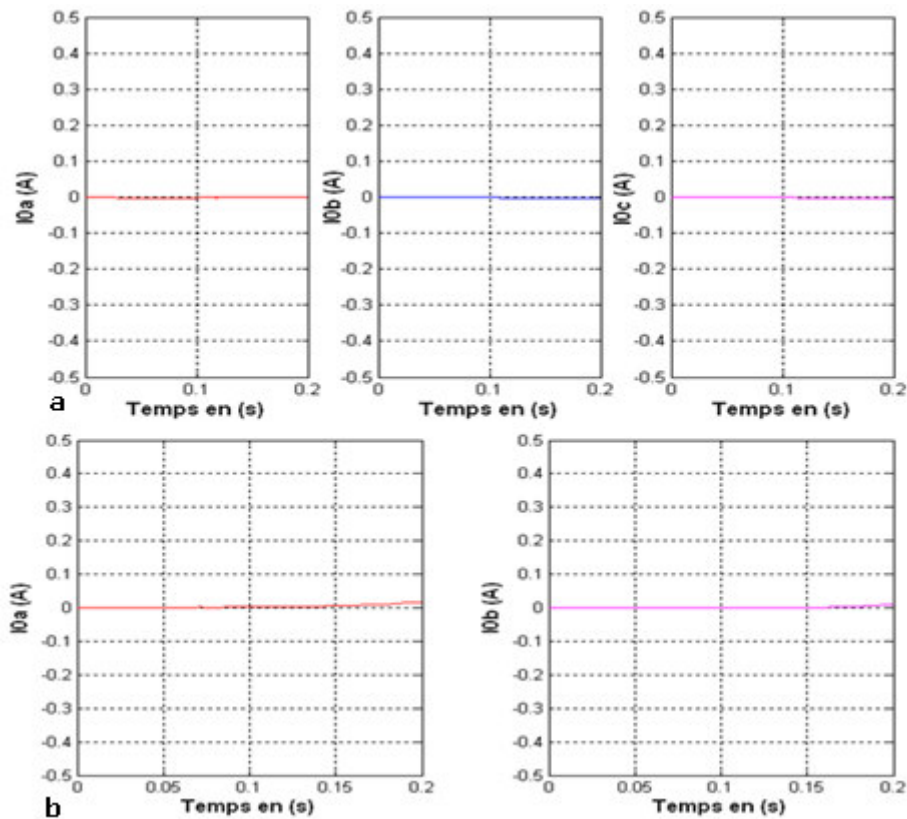


Figure IV. 33 Courants de circulation entre les onduleurs (MCD Neuronale).

a. Topologie à trois bras.

b. Topologie à deux bras avec condensateur à point milieu.

## IV.8 Comparaison des méthodes de compensation

Afin de faire une comparaison précise entre les méthodes étudiées, nous avons choisi six critères de comparaison pour les quatre approches appliquées au contrôle du filtre actif modulaire. Nous avons également évalué ces techniques sur les critères suivant :

- nécessité ou pas d'une utilisation de la PLL.
- nécessité ou pas d'une transformation des courants.
- nécessité ou pas d'une transformation des tensions.
- nécessité ou pas d'un calcul de la puissance active et réactive instantanées.
- utilisation d'un filtre passe bas
- compensation ou pas du courant réactif.

Le tableau IV.3 récapitule ces différents critères pour chaque méthode d'identification.

*Tableau IV.3 Comparaison des différentes techniques de compensation*

Méthodes Basées sur les FMV		Méthodes Basées sur les ADALINE	
<i>pq</i> Modifié	FMV directe	PIRI Neuronale	MCD Neuronale
<i>Nécessité de la PLL</i>			
<i>oui</i>	<i>non</i>	<i>oui</i>	<i>non</i>
<i>Besoin des transformations des courants</i>			
<i>oui</i>	<i>oui</i>	<i>oui</i>	<i>oui</i>
<i>Besoin des transformations des tensions</i>			
<i>oui</i>	<i>non</i>	<i>oui</i>	<i>oui</i>
<i>Besoin d'un filtre passe bas</i>			
<i>non</i>	<i>non</i>	<i>non</i>	<i>non</i>
<i>Besoin d'un calcul de la puissance active et réactive instantanées.</i>			
<i>oui</i>	<i>non</i>	<i>oui</i>	<i>non</i>
<i>Compense le courant réactif</i>			
<i>oui</i>	<i>oui</i>	<i>oui</i>	<i>oui</i>

La méthode des puissances active et réactive instantanée modifiée utilise deux filtres multi-variables, l'un pour extraire la composante directe des tensions triphasé, donc elle a besoin d'un système d'extraction de la tension directe du réseau électrique et le deuxième FMV utilisé pour séparer les composantes harmoniques des courants de la charge. Elle n'est pas applicable pour les systèmes monophasés. La nouvelle méthode que nous avons proposée exploite le même filtre multi-variable, mais cette fois-ci, la méthode élimine totalement le calcul des puissances actives et réactives instantanées. La méthode des PIRI neuronale utilise deux Adaline à la place des deux filtres passe bas utilisés dans la méthode PIRI classique. Elle a besoin d'un calcul des puissances actives et réactives instantanées, donc les transformations de Concordia seront nécessaires et elle a besoin d'un système d'extraction de la tension directe du réseau électrique. La méthode des courants diphasés (MCD), travaillant dans le repère  $dq$ . Cette méthode offre tous les avantages de la méthode des PIRI tout en s'affranchissant de la nécessité d'une PLL.

Une autre comparaison au niveau de l'amélioration de la qualité d'onde permet de comparer valablement ces quatre méthodes d'identification des courants harmoniques, de ce fait, nous avons gardé les mêmes conditions du travail pour les quatre approches. Le THD mesuré rend compte de l'efficacité de chaque technique. Nous avons comparé également les résultats obtenus avec la méthode des puissances actives et réactives instantanées modifiée. En effet, les résultats de simulation du système complet en tenant compte le déséquilibre au niveau de la tension au point de raccordement, le tableau IV.4 les résume pour les deux topologies et pour les quatre approches de commandes étudiées.

*Tableau IV.4 THD après filtrage pour les différentes techniques*

<b>THD avant filtrage <math>THD_i = 25.49\%</math> avec un système déséquilibré</b>		
<b>Techniques de Filtrage</b>	<b>Topologie à Trois Bras</b>	<b>Topologie à Deux Bras avec condensateur à Point Milieu</b>
<i>Méthodes Basée sur le filtre multi-variable FMV</i>		
<b>Méthode pq Modifiée</b>	1.93%	2.31%
<b>Méthode FMV Directe</b>	<b>0.47%</b>	<b>1.35%</b>
<i>Méthodes Basée les Techniques Neuronales ADALINE</i>		
<i>Méthode des PIRI Neuronale</i>	0.74%	1.09%
<i>Méthode des Courants diphasés Neuronale</i>	<b>0.43%</b>	1.09%

Les résultats des simulations que nous avons effectuées montrent une nette amélioration du THD du courant par rapport à la première méthode. Des améliorations plus significatives sont obtenues avec les méthodes FMV directe et MCD neuronale.

## IV.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons d'abord présenté la structure généralisé de la commande utilisée dans notre travail, ainsi, nous avons présenté le réseau électrique à trois fils à étudié, puis nous avons également fait une étude par simulation sans l'utilisation des systèmes de compensations qui montre que le taux

de distorsions harmonique en courant ( $THD_i = 25.49\%$ ) est supérieur à celui imposé par les normes internationales où ce paramètre doit être inférieur ou égal à 5% ( $THD_i \leq 5\%$ ). Pour compenser les harmoniques, nous avons ensuite étudié le même réseau en utilisant deux topologies de filtre actif modulaire, où ces topologies sont dédiées aux réseaux électriques à trois fils de forte puissance.

Les résultats de simulation du système complet, tenant compte du déséquilibre de la tension au point de raccordement, montrent bien que quelle que soit la topologie utilisée, la technique FMV directe et les techniques neuronales donnent d'excellents résultats comparativement à la méthode des puissances actives et réactives instantanées modifiée (pq modifié).

En ce qui concerne l'étude dans le cas d'un régime transitoire de la charge polluante nous avons testé le comportement des deux topologies par une diminution de 50% de la résistance de la charge de sa valeur initiale. Les résultats obtenus dans ce cas montrent que le courant de source reste sinusoïdal après la période transitoire avec une même valeur du THD.

Au niveau de la tension  $V_{dc}$ , on a noté qu'elle augmente légèrement puis se stabilise à sa valeur initiale. Finalement et comme nous avons démontré dans le chapitre II l'existence d'un courant homopolaire circulant entre les mêmes phases des différents onduleurs mis en parallèles, nous constatons que, grâce à la commande utilisée, quelle que soit la topologie utilisée, ces courants de circulations sont réduits dans le cas de la méthode pq modifiée et totalement annulés dans le cas de la technique FMV directe et les techniques basées sur les réseaux de neurones adaptatifs ADALINE.



# **CONCLUSION GENERALE**

Dans ce travail de recherche, nous nous sommes intéressés à étudier les dispositifs de compensation des harmoniques en utilisant les filtres actifs. Notre travail s'est porté plus particulièrement sur deux topologies de **filtres actifs modulaires** à structure tension pour les charges polluantes importantes: la topologie à trois bras et la topologie à deux bras avec condensateur à point milieu. Ces deux topologies et leurs commandes ont pour objectifs de compenser en même temps les puissants courants harmoniques et la puissance réactive consommée par les charges non-linéaires de grande puissance connectées aux réseaux électriques.

Nous avons présenté l'étude théorique de nouvelles approches destinées à l'ensemble contrôle-commande des deux topologies de filtres actifs modulaires. Le fonctionnement du filtre modulaire basée sur la modélisation par le modèle moyen est introduite.

Dans la partie contrôle-commande, nous avons présenté différentes méthodes intervenant dans le bloc d'identification des courants de références.

Nous avons appliqué pour les deux topologies modulaires quatre approches, dont les deux premières sont basées sur les filtres multi-variable : la méthode de la puissance active et réactive instantanées modifiée, la méthode FMV directe, tandis que les deux dernières sont basées sur les réseaux de neurones adaptatifs (ADALINE) : la méthode PIRI neuronale et la méthode des courants diphasés neuronale (MCD).

Pour le contrôleur du bus continu un régulateur basé sur la commande par la logique floue est exploité.

Pour le bloc de synchronisation, nous avons étudié une nouvelle PLL incorporant un filtre FMV qui conduit à de bons résultats.

Pour la commande de l'onduleur, nous avons choisi la méthode dite "*hystérésis modulé*". Cette méthode permet d'une part, d'imposer une fréquence de commutation fixe et d'autre part, garantir une dynamique satisfaisante en régime transitoire

Les résultats de simulation du système complet (Source-charge non-linéaire et filtre), tenant compte du déséquilibre des tensions au niveau point de raccordement ont été obtenus pour deux approches et discutés. Ils nous ont permis de démontrer les performances et l'efficacité du filtre actif modulaire pour les techniques proposées. Nous avons également conclu que quelle que soit la topologie utilisée, la technique FMV directe et les techniques neuronales donnent d'excellents résultats par rapport à la méthode pq modifié

En ce qui concerne le courant homopolaire qui circule entre les mêmes phases des déferents onduleurs mis en parallèles, nous avons constaté que, grâce à la commande, ces courants sont réduit dans le cas de la méthode pq modifiée et totalement annulés dans le cas de la techniques FMV directe et les techniques basées sur les réseaux de neurones adaptatifs ADALINE.

### Perspectives

De nombreuses actions peuvent faire suite à ce travail de recherche étant donné que les performances du filtre sont grandement influencées par l'algorithme de contrôle-commande utilisé afin d'améliorer les performances des filtres actifs.

**Premièrement** : nous pensons à la reformulation de ces techniques déjà étudiées dans un contexte de la commande prédictive à états finis FS-MPC (Finite States Model Predictive Control) avec un accent particulier sur la constance de la fréquence de commutation.

**Deuxièmement** : Ces travaux seront d'un grand intérêt si une plate forme expérimentale permet de valider les résultats obtenus. De ce fait, on prévoit prochainement une validation expérimentale dès l'acquisition du matériel nécessaire.

**Troisièmement** : introduire plus de souplesse dans la commande des filtres actifs en profitant du développement technologique.

# Références Bibliographiques

---

[ABD08] MOHAMED MUFTAH ABDUSALAM, ‘ Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales ’ thèse de Doctorat de l’université de Poincaré Nancy-I, 2008.

[AFO00] JOÃO AFONSO, CARLOS COUTO, JULIO MARTINS, ‘ Active Filters with Control Based on the p-q Theory ’ IEEE Industrial Electronics Society Newsletter vol. 47, n° 3, Sept. 2000.

[AFO03] JOÃO L. AFONSO, J. SEPULVEDA FREITAS, et JULIO S. MARTINS ‘ p-q Theory Power Components Calculations ’ ISIE’2003 - IEEE International Symposium on Industrial Electronics Rio de Janeiro, Brasil, 9-11 Juin 2003.

[AKA96] HIROFUMI AKAGI, ‘ New Trends in Active Filters for Power Conditioning ’ IEEE Transactions on Industry Applications, vol 32, n° 6, 1996.

[AKA05] HIROFUMI AKAGI, ‘ Active Harmonic Filters ’ Proceedings of IEEE, Vol. 93, N°. 12, Décembre 2005.

[AKA05.1] HIROFUMI AKAGI, ‘ The State-of-the-Art of Active Filters for Power Conditioning ’ EPE Dresden 2005.

[AKA07] HIROFUMI AKAGI, ‘ Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning ’ IEEE Press Series in Power Engineering, 2007.

[ALA02] MOHAMAD ALAA EDDIN ALALI, ‘ Contribution à l’Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension (Automatisation des systèmes de puissance électriques) ’ thèse de Doctorat Strasbourg, 2002.

[AND07] PIERRE HUBERTIN ANDRIANIRINA, ‘ Etude et développement des méthodes de contrôle des harmoniques dans le réseau de distribution électrique ’ Comme exigence partielle de la maîtrise en génie électrique et génie informatique l’université du Québec à Trois-Rivières, 2007.

[BEA07] STEEVE BEAULIEU, ‘ Etude et mise au point d'un filtre actif d'harmoniques en vue d'améliorer la qualité de l'alimentation électrique ’ mémoire présenté comme exigence partielle de la maîtrise en ingénierie, université du Québec à Chicoutimi, 2007.

[BEN03] M.C. BEN HABIB, E. JACQUOT, S. SAADATE, ‘ An Advanced Control Approach for a Shunt Active Power Filter ’ conférence internationale on énergie renouvelable et qualité d’énergie, Vigo Espagne, 2003.

[BEN04] BENHABIB MOHAMED CHOUKRI, ‘ Contribution à l’étude des différentes topologies et commandes des filtres actifs parallèles à structure tension : modélisation, simulation et validation expérimentale de la commande Nouvelle

stratégie de commande d'un conditionneur actif de puissance ' thèse de Doctorat de l'université de Poincaré Nancy-I, 2004.

[BOU94] B. BOUCHON-MEUNIER, ' La Logique Floue et ses Applications ' Edition Addison-Wesley, France, Décembre 1994.

[BOU08] MADJID BOUDJEDAIMI, ' Commande d'un onduleur avec des approches neuromimétiques pour la compensation des courants harmoniques dans les réseaux électriques ', International Conference on Electrical Engineering and its Applications ICEEA Sidi Bel-Abbes 2008.

[BOU10] BOUAFIA ABDELOUAHAB, ' Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance: application aux redresseurs à MLI ' thèse de Doctorat de l'université de SETIF, 2010.

[BRU99] N. Bruyant, 'Etude et commande généralisées de filtre actifs parallèles: Compensation globale ou sélective des harmoniques en régime équilibré ou déséquilibré', Thèse de doctorat, Université de Nantes, Ecole Doctorale Sciences pour l'Ingénieur, Génie Electrique, 1999.

[CHA04] AZIZ CHAGHI, ' Contribution au contrôle du courant sur un réseau de distribution électrique application d'un compensateur actif ' thèse de Doctorat de l'université de BATNA, 2004.

[CHA10] ABDELMADJID CHAOUI ' Filtrage actif triphasé pour charges non linéaire ' thèse de Doctorat de l'université de Sétif, 2010.

[CHE01] CHEN. L, VON JOUANNE. A 'A comparison and assessment of hybrid filter topology and control algorithms' 32<sup>nd</sup> IEEE/PESC conference, Vancouver, 2001, Canada.

[DIX89] JUAN W. DIXON and BOON T. OOI, ' Series and parallel operation of hysteresis current-controlled PWM rectifiers', IEEE Transaction on industry applications, Vol.25, n°4, July/August, pp 644-651, 1989.

[DJE07] HİND DJEGHLOUD, ' Filtrage actif de puissance ' thèse de Doctorat de l'université de Constantine, 2007.

[DON04] DONGHUA CHEN, SHAOJUN XIE, ' Review of the control strategies applied to active power filters ' IEEE International Conference on Electric Utility Deregulation, Restructuring and Power Technologies (DRPT 2004) Hong Kong, April 2004.

[DZO11] Serge Raoul DZONDE NAOUSSI, 'Implémentation de réseaux neuromimétiques sur cible FPGA- Application à l'intégration d'un système de filtrage actif ' thèse de Doctorat de l'université de Strasbourg, 2011.

[ETX03] ION ETXEBERRIA-OTADUI, ' sur les systèmes de l'électronique de puissance dédiés à la distribution électrique – application à la qualité de l'énergie ' thèse de Doctorat de l'université de Grenoble, 2003.

[EMA05] A. Emadi, A. Nasiri, S.B. Bekiarov, 'Uninterruptible power supplies and active filters', Chap. 2, Taylor & Francis CRC express 2005, ISBN 0-8493-3035-1.

[FAU06] JEROME FAUCHER, ' Les plans d'expériences pour le réglage de commandes à base de logique floue ', Thèse De Doctorat DE L'institut National Polytechnique de Toulouse en Génie Electrique Et Automatique, 2006.

[FER01] PHILIPPE FERRACCI, ' La qualité de l'énergie électrique ' Cahier technique n° 199, 2001.

[FOR09] CHRISTOPHE FORGEZ ' Contribution à la modélisation et à l'identification temps réel pour les systèmes à énergie électrique embarquée ' Synthèse scientifique présentée pour l'obtention de l'Habilitation à Diriger des Recherches de l'Université de Technologie de Compiègne, 2009.

[GAI10] ARNAUD GAILLARD ' Système éolien basé sur une MADA: contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service ' thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré Nancy-I, 2010.

[HAB00] M.EL-HABROUK, M.K.DARWISH et P.MEHTA, 'Active power filters: A review' IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 147, N°. 5, September 2000.

[HAM04] ABDELHAMID HAMADI, 'Amélioration des performances du filtre actif: application du régulateur proportionnel intégral et du régulateur flou ' Université du Québec Montréal, 2004.

[HAM12] F. HAMOUDI, ' Contribution aux stratégies de commande avancées d'un Filtre Actif Shunt à Quatre Fils », Thèse de Doctorat en Science, Département d'Electrotechnique, Université de Batna, 2012.

[HOP00] F. C Hoppensteadt, E. M. Izhikevich, 'Pattern recognition via synchronization in phase-locked neutral network', IEEE Trans. on Neutral Networks, vol. 11, no. 3, pp. 734-738, May 2000.

[HUA99] S. J. Huang and J. C. Wu, " Design and Operation of Cascade Active Power Filters for the reduction of Hannonic Distortions in A Power System," IEE Proc.-Gener. Transm. Dismb., Vol. 146, No. 2, pp. 193-199, March 1999.

[IGN06] VANYA IGNATOVA ' Méthodes d'analyse de la qualité de l'énergie électrique. Application aux creux de tension et à la pollution harmonique ' thèse de Doctorat en Génie électrique, Université Technique de Joseph Fourier, 2006.

[JIA94] JIANHONG XU ‘ Filtrage actif parallèle des harmoniques des réseaux de distribution d’électricité’, Thèse de doctorat de l’I.N.P.L, Nancy, France, 1994.

[JIH01] MOHAMMED EL JIHAD ‘ Modélisation probabiliste des harmoniques génères par les convertisseurs dans les installations électriques ’ thèse présentée comme exigence partielle de la maîtrise en Génie Electrique à l’université du Québec à Trois-Rivières, 2001.

[KAR97] G. R. Karnath and N. Mohan ‘Series-Connected, All-Hybrid Converters for Utility Interactive Applications’ Proceedings of the IECON97 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, Vol. 2, pp. 726-73 1,9-14 NOV, 1997.

[KAR09] SHAHRAM KARIMI ‘ Continuité de service des convertisseurs triphasés de puissance et prototypage "FPGA in the loop": application au filtre actif parallèle ’ thèse de Doctorat de l’Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2009.

[KAU77] A. KAUFMANN, ‘ Introduction à la Théories des Sous Ensembles Flous à l’Usage des Ingénieurs ’ Tome 1 Edition Masson, Paris, New York, Barcelone, Milon, 1977.

[KAU88] A. KAUFMANN, ‘ Les Logiques Humaines et Artificielle ’ Editions Hermes, Paris, 1988.

[KOU12] H. KOUARA, A.CHAGHI, ‘ Three Phase Four Wire Shunt Active Power Filter based Fuzzy Logic DC Bus Voltage Control ’, Acta Technica (ACTA), Vol. 05, pp 25-31, 2012.

[KOU12] H. KOUARA, H. LAIB, A.CHAGHI, ‘ A New Method To Extract Reference Currents For Shunt Active Power Filter In Three Phase Four Wire Systems ’, International Journal of Advanced Science and Technology (IJAST), Vol. 46, pp 165-175, 2012.

[KOU14] H. KOUARA, H. LAIB, A.CHAGHI, ‘ Comparative Study of Three Phase Four Wire Shunt Active Power Filter Topologies based Fuzzy Logic DC Bus Voltage Control ’, International Journal of Energy, Information and Communications (IJEIC), Vol. 05, pp 1-12, 2014.

[KOU15] H. KOUARA, ‘Contribution au Contrôle d’un Filtre Actif Parallèle Triphasé à Quatre fils dans un Milieu Perturbé’, thèse de Doctorat en science de l’Université Batna, Algérie, 2015.

[LAD02] P. Ladoux, G. Ollé, ‘Compensateur d’Harmoniques et de puissance réactive’, RESELEC, système didactique, 2002.

[LAI96] M. F. Lai, M. Nakano, G. C. Hsieh, 'Application of fuzzy logic in the phase-locked loop speed control of induction motor drive', IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 43, no. 6, pp. 607-608, Dec. 1996.

[LAIB13] H.LAIB, H. KOUARA, A.CHAGHI, 'A Now Approach of Modular Active Power Filtering", International Journal of Advanced Science and Technology (IJAST), Vol. 50, pp. 11-22, January 2013.

[LAIB13.1] H.LAIB, H. KOUARA, A.CHAGHI, 'A Advanced Control Approach of Modular Active Power Filtering", ACTA Technica Corviniensis - Bulletin of Engineering, Tome VI, Fascicule 2, June 2013.

[LAIB14] H.LAIB, H. KOUARA, A.CHAGHI, 'A Neural Network and Fuzzy Logic Approach for the Control of an Active Power Filter ", International Journal of Recent Advances in Multidisciplinary Research Vol. 01, Issue 01, pp.014-019, July 2014.

[LOP06] AMAIA LOPEZ DE HEREDIA BERMEJO, ' Commandes avancées des systèmes dédiés a l'amélioration de la qualité de l'énergie: de la basse tension à la montée en tension ' thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Grenoble, 2006.

[MAS04] A. M. MASSOUD, S. J. FINNEY, et B. W. WILLIAMS, ' Review of Harmonic Current Extraction Techniques for an Active Power Filter ' 11<sup>ème</sup> Conférence Internationale on Harmoniques et Qualité d'énergie, 2004.

[MEN03] NASSAR HANNA MENDALEK, ' Qualité de l'onde électrique et moyens de mitigation ' thèse présentée à l'école de technologie supérieure comme exigence partielle à l'obtention du doctorat en génie Montréal, 2003.

[MON06] MARTIN DE MONTIGNY, ' Modélisation harmonique des systèmes multi convertisseur triphasés ' thèse présentée comme exigence partielle de la maîtrise en électronique l'université du Québec à Trois-Rivières, 2006.

[MOU02] SALIM MOUTTOU ' Nouvelles approches de commande d'un filtre actif Parallèle à source de courant ', thèse présentée comme exigence partielle de la maîtrise en électronique l'université du Québec à Trois-Rivières, 2002.

[NAR11] T. NARONGRIT, K-L. AREERAK K-N. AREERAK, ' The Comparison Study of Current Control Techniques for Active Power Filters ', World Academy of Science, Engineering and Technology 60, pp 471-476, 2011.

[NGU10] NGAC KY NGUYEN ' Approche neuromimétique pour l'identification et la commande des systèmes électriques: application au filtrage actif et aux actionneurs synchrones ', thèse de Doctorat de l'université de Haute-Alsace, 2010.



[OLI10] SERGIO A. OLIVEIRA DA SILVA, ANGELO FERACIN NETO, SILVIA G. S. CERVANTES, ALESSANDRO GOEDEL et CLAUDIONOR F. NASCIMENTO, ‘ Synchronous Reference Frame Based Controllers Applied to Shunt Active Power Filters in Three- Phase Four-Wire Systems’, 2010. International Conference Industrial Technology (ICIT), pp 832-837, 2010.

[OUL05] DJAFFAR OULD ABDESLAM ‘ Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques: application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension ’ thèse de Doctorat de l’université de Haute-Alsace, 2005.

[OUL06] DJAFFAR OULD ABDESLAM ‘ Stratégie neuromimétique d’identification et de commande d’un filtre actif parallèle ’ Revue des Systèmes, Série Revue Internationale de Génie Electrique (RS-RIGE), vol. 9, no. 1, pp 35-64, 2006.

[PER90] F. PETRUZZIELLO, P. D. ZIOGAS and G.JOOS,’ A novel approach to paralleling of converter units with true redundancy’ IEEE power Electronics specialists conference, pp.808-813, 1990.

[RAH03] S. RAHMANI and K. Al-HADDAD, ‘ A new indirect current control algorithm based on the instantaneous active current for reduced switch active filters’, EPE, ISBN 90-75815-07-7, pp 1-10, Toulouse, (2003).

[RAM01] RAMADAN A. EL SHATSHAT, ‘A Novel Modular Approach to Active Power-Line Harmonic Filtering in Distribution Systems’, A thesis presented to the University of Waterloo in fulfillment of the thesis requirement for the degree of Doctor of Philosophy in Electrical and Computer Engineering Waterloo, Ontario, Canada, 2001.

[RAO09] M. Raouf ,A.A. Suratgar, ‘Adaptive control of PLL using neural network’, Journal of the Franklin Institute, vol. 346, no. 1, pp. 81-93, Feb. 2009.

[SAF02] SINA SAFARI ‘ Étude d'une commande non linéaire sur un filtre actif ’ mémoire présenté à l’école de technologie supérieure comme exigence partielle à l’obtention de la maîtrise en génie électrique, université du Québec, 2002.

[SAK07] HAKIM SAKKOU ‘ Conception d'un compensateur actif multifonctions Corrigeant toutes les perturbations en tension générées par Les charges non linéaires et les fours à arc ’, thèse présentée comme exigence partielle de la maitrise en Génie Electrique, Université du Québec, MONTRÉAL, 2007.

[SAL96] A. Salem Nia, ‘Contribution à l’étude théorique et expérimentale d’un filtre parallèle à commande analogique et numérique temps réel’, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, Génie Electrique, 1996.

[SAS71] H. Sasaki and T. Machida 'A New Method to Eliminate ac Harmonic Currents by Magnetic Flux Compensation-Consideration on Basic Design', IEEE Trans. Power App. Syst., pp. 2009-2019, Feb.1971.

[SCH10] SCHNEIDER ELECTRIC ' Détection et atténuation des harmoniques ' Chapitre M Guide de l'installation électrique, 2010.

[SIN99] B. N. Singh, B. Singh, A. Chandra and K. Al-Haddad,' Digital implementation of new type of hybrid filter with simplified control strategy', Conference Proceeding IEEE, APEC 99, Vol. 1, pp. 642-648, (1999).

[STV07] STEEVE BEAULIEU ' Etude et mise au point d'un filtre actif d'harmoniques en vue d'améliorer la qualité de l'alimentation électrique', mémoire présenté comme exigence partielle de la maîtrise en ingénierie de l'université du québec à chicoutimi, Mai 2007.

[TOH11] C. L. TOH, M. MOLINAS, E. NORUM, ' Regulated DC Link Voltage with Smaller DC Link Capacitor in Peng's Generalized Theory of Instantaneous Reactive ' Power IEEE Trondheim Power Tech, 2011.

[TON95] J. R.TONG-TONG, ' La Logique Floue ', Edition Hermes, Paris, 1995.

[UCA08] MEHMET UCAR, ENGIN OZDEMIR, 'Control of a 3-phase 4-leg active power filter under non-ideal mains voltage condition ', Electric Power Systems Research 78, pp. 58-73, 2008.

[VOD09] O. VODYAKHO T. KIM, ' Shunt active filter based on three-level inverter for three-phase four-wire systems», IET Power Electron, Vol. 2, 2009.

[WIR09] PATRICE WIRA ' Approches neuromimétiques pour l'identification et la commande ', Rapport d'Habilitation présentée en vue d'obtenir l'Habilitation à diriger des recherches de l'université de haute alsace, 2009.

[ZHI-00] ZHIHONG YE, 'Modeling and control of parallel three-phase PWM converters', Ph.D in electrical engineering, Faculty of the Virginia polytechnic institute and state university, Blacksburg, Virginia, USA, 2000.

[YAS08] YASH PAL, A. SWARUP, Senior Member, IEEE, and BHIM SINGH, Senior Member, IEEE, ' A Review of Compensating Type Custom Power Devices for Power Quality Improvement ', 2008.

# Résumé

---

## Résumé

Le problème de la pollution harmonique dans les réseaux électriques de distribution devient de plus en plus préoccupant avec l'accroissement de l'usage de charges non-linéaires. Le filtrage actif de puissance est l'un des solutions les plus efficaces face à ce problème. Il s'avère le plus utile dans la pratique. La contribution qu'apporte cette thèse, dans le champ du filtrage actif, consiste au développement des différentes stratégies de commande qui servent à identifier les perturbations du réseau à trois fils utilisant les filtres actifs parallèles et les filtres actifs modulaires pour compenser aussi bien les réseaux électriques à trois fils alimentant des charges non-linéaires de forte puissance, et les courants excessifs qui sont susceptibles de circuler entre les onduleurs constituant la topologie modulaire. Nos travaux portent sur l'étude conjointe de l'identification de ces harmoniques avec une approche basée sur la logique floue (FLC) et une autre neuronale basée sur l'ADALINE (ADAPtive LINear Element) comparées avec la méthode classique (p-q) et une autre introduisant un filtre multi-variable FMV. Des commentaires et des discussions comparatives ont été fournies à l'aide des résultats obtenus par simulation effectuée à l'aide du logiciel Matlab Simulink de la bibliothèque Sim Power System.

**Mots clefs:** qualité d'énergie, pollution harmonique, filtre actif parallèle, filtre actif modulaire, FMV, logique floue, réseaux neurones.

## Abstract

The widespread use of nonlinear loads in power systems is leading to harmonics components in current and voltage. To solve or minimize some power quality problems, shunt active power filters (APFs) have been developed. The contribution that brings this thesis consists on the development of current control techniques, for compensating as well as three-wire electrical network, using shunt active power filter and modular structure of active power filter and the excessive current that can flow between the inverters constituting the modular topology. Identification of currents references have been developed by classical extraction filters based on  $pq$  theory and with a self turning filter and by a novel control algorithm based on Fuzzy Logic Controller implemented instead of using high or low pass filter because of its various advantages: robustness, no need to accurate mathematical model, can work with imprecise inputs. The inclusion of neural network filter (Adaline) is used to separate alternative components from continuous components. By using those techniques, neutral current has been compensated. Moreover, the switching pattern of the inverter is generated by a modulated hysteresis current controller. The performance of both control strategies was compared and discussed in details through simulations results for tow models of shunt active filter in three phase four wire system.

**Key words:** Harmonics, shunt active power filter, modular active power filter, FMV, Fuzzy Logic Controller, neural network.