

Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique  
Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou  
Faculté de génie électrique et de l'informatique  
Département de l'électrotechnique



## Mémoire

De fin d'études

En vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électrotechnique  
Option machines électriques

Thème

# Etude et simulation d'un filtre actif shunt avec un régulateur à réponse pile

Proposé et dirigé par :

M<sup>elle</sup> R. KACHENOURA

fait par :

HAMRANI HACENE

YAHY NACER

Promotion 2009

# Remerciements

Nous tenons à exprimer notre gratitude envers notre promotrice, mademoiselle Kachenoura pour son aide et sa disponibilité, et pour nous avoir offert la possibilité de réaliser notre projet.

Nous exprimons notre reconnaissance à Monsieur S.HADDAD d'avoir accepté de présider le jury. Ses compétences avérées et ses connaissances apporteront le complément scientifique souhaité à notre travail.

Nous exprimons également notre profonde reconnaissance et notre sincère remerciement à Monsieur A.CHALLAL, d'avoir accepté de juger notre travail. Ses remarques nous seront d'un apport appréciable pour le complément scientifique attendu.

Nous exprimons aussi notre sincères remerciements à Monsieur A.NAHI, d'avoir accepté de juger notre travail. Ses remarques nous seront d'un apport appréciable pour le complément scientifique attendu.

# **SOMMAIRE**

<b>Introduction générale.....</b>	<b>1</b>
-----------------------------------	----------

## **Chapitre I : GENEALITES SUR LES HARMONIQUE**

<b>1.1 Introduction .....</b>	<b>4</b>
-------------------------------	----------

<b>1.2 Principales charges polluantes .....</b>	<b>4</b>
---	----------

<b>1.3 Caractéristiques des perturbations .....</b>	<b>4</b>
---	----------

1.3.1 Le facteur de puissance .....	6
-------------------------------------	---

1.3.2 Facteur de crête et facteur de distorsion .....	7
---	---

<b>1.4 Nuisance dues aux harmoniques .....</b>	<b>7</b>
--	----------

1.4.1 Les effets instantanés .....	7
------------------------------------	---

1.4.1.1 phénomènes de résonance .....	7
---------------------------------------	---

1.4.1.2 Vibrations mécaniques.....	8
------------------------------------	---

1.4.2 Effet à terme .....	8
---------------------------	---

1.4.2.1 Échauffement dans les conducteurs et les équipements électriques.....	8
---	---

1.4.2.2 Effets sur le conducteur du neutre .....	8
--	---

1.4.2.3 Dysfonctionnement d'appareils utilisant la tension comme référence.....	9
---	---

<b>1.5 Normes de qualité.....</b>	<b>9</b>
-----------------------------------	----------

<b>1.6 Conclusion.....</b>	<b>9</b>
----------------------------	----------

## **CHAPITRE II : MOYENS DE MITIGATION CONTRE HARMONIQUE**

<b>2.1 Introduction.....</b>	<b>10</b>
------------------------------	-----------

<b>2.2 Surdimensionnement du neutre.....</b>	<b>10</b>
<b>2.3 Transformateurs spéciaux.....</b>	<b>10</b>
2.3.1 Transformateur de mise à la terre.....	10
2.3.2 Transformateur à secondaire zigzag.....	11
<b>2.4 Filtrage d'harmoniques.....</b>	<b>11</b>
2.4.1 Filtres passifs.....	11
2.4.2 Filtrage actif.....	12
2.4.2.1 Classification selon le type du convertisseur.....	13
2.4.2.1.1 Onduleur de tension.....	13
2.4.2.1.2 Commutateur de courant.....	14
2.4.2.2 Classification selon la configuration de base.....	14
2.4.2.2.1 Le filtre actif série (F.A.S).....	15
2.4.2.2.1.1 Principe de fonctionnement.....	15
2.4.2.2.1.2 Mise en œuvre.....	16
2.4.2.2.2 Le filtre actif parallèle (F.A.P).....	17
2.4.2.2.2.1 Principe de fonctionnement.....	17
2.4.2.2.2.2 Mise en œuvre.....	18
<b>2.4.3 Les structures hybrides.....</b>	<b>19</b>
2.4.3.1 Filtre actif shunt associé à des filtres passifs parallèles.....	19
2.4.3.2 Filtre actif série et filtre passif parallèle.....	20
2.4.3.3 Filtre actif en série avec un filtre passif.....	22
2.4.4 Choix de la structure.....	23
<b>2.5 Domaines d'application des filtres actifs.....</b>	<b>23</b>
<b>2.6 Filtrage actif shunt.....</b>	<b>24</b>

2.6.1 Rôle.....	24
2.6.2 Points de raccordement.....	25
2.6.3 Critère requis.....	25
2.6.4 La commande du filtre actif.....	25
2.6.4.1 Structure générale de la commande.....	26
2.6.4.2 Choix des grandeurs à commander.....	29
2.6.4.2.1 Contrôle des courants de ligne.....	29
2.6.4.2.2 Contrôle des courants du filtre.....	29
2.6.4.2.3 Méthode De Détection De la Référence des courants.....	31
2.6.4.2.4 Contrôle des puissances.....	32
2.6.4.3 Les lois de commande traditionnelles.....	34
2.6.4.3.1 La commande par hystérésis.....	34
2.6.4.3.2 La modulation en largeur d'impulsion (MLI).....	35
2.7 Conclusion.....	36

### **CHAPITRE III: MODELISATION ET COMMANDE EN COURANT DU FILTRE ACTIF PARALLELE**

<b>3.1 Introduction.....</b>	<b>37</b>
<b>3.2 Élaboration du modèle d'état dans le plan dq .....</b>	<b>38</b>
3.2.1 Modèle dans le repère $\alpha \beta$ .....	41
3.2.2 Modèle dans le repère dq .....	45
<b>3.3 Influence des erreurs d'estimation paramétriques.....</b>	<b>49</b>
<b>3.4 Influence des retards de numérisation .....</b>	<b>49</b>
<b>3.5 Correcteur prédictif DEAD-BEAT.....</b>	<b>52</b>
3.5.1 Etat de l'art des techniques Dead-Beat .....	53

<b>3.6 Commande à réponse-pile MLI vectorielle.....</b>	<b>54</b>
3.6.1 La synthèse du contrôleur de courant.....	55
3.6.2 Modulateur vectoriel.....	56
3.6.2.1 Définition du vecteur de référence.....	57
3.6.2.2 Génération des séries d'impulsions.....	57
3.6.2.2.1 Approximation du vecteur de commande.....	57
3.6.2.2.2 Détermination des instants de commutation pour chaque interrupteur.....	60
3.6.3 Résultat de simulation.....	60
3.7 Conclusion.....	65
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>67</b>

## **Bibliographie**

# **INTRODUCTON GENERALE**

## INTRODUCTION

Durant la dernière décennie il est devenu difficile, même parfois impossible, d'ajouter des lignes de transport de l'énergie électrique ou bien de construire des nouvelles centrales de production. Plusieurs facteurs sont en cause. Il faut mentionner entre autres les contraintes économiques, écologiques, politiques et les coûts très élevés. La demande de l'électricité est pourtant en hausse progressive. D'autre part, il est certain que les harmoniques engendrés par les charges non-linéaires, le besoin en puissance réactive des charges inductives, et le déséquilibre des systèmes de tensions sont les principales raisons qui limitent la quantité d'énergie transportée et qui causent des pertes considérables en empêchant ainsi l'ultime exploitation de l'énergie électrique produite.

Il existait en fait des moyens conventionnels (compensation traditionnelles) pour remédier à la plupart des imperfections rencontrées dans les réseaux électriques et causées par les *harmoniques* et la puissance réactive. Citons Les filtres passifs shunts L-C syntonisés à des fréquences fixes pour éliminer les harmoniques prépondérants connus (5<sup>ém</sup> 7<sup>ém</sup>, etc.), les condensateurs shunts pour compenser la puissance réactive, et les condensateurs séries pour diminuer l'impédance équivalente de la ligne et augmenter ainsi la puissance maximale transportée. Cependant, des charges non-linéaires comme par exemple les cycloconvertisseurs créent des harmoniques d'ordres variables qui ne sont pas suffisamment absorbables par les filtres passifs et se propagent vers la source en provoquant parfois la résonance parallèle entre les filtres passifs et l'impédance de la source.

D'autres charges non-linéaires comme les ponts à diodes ou à thyristors génèrent des harmoniques d'ordres fixes, mais souvent ils ne sont pas adéquatement éliminés à cause de la dépendance entre le comportement des filtres passifs et la valeur de l'impédance de la source, celle-ci étant parfois variable. Les distorsions et le déséquilibre des tensions de la source entraînent à leur tour la surcharge et l'échauffement des filtres passifs et affectent les charges sensibles aux harmoniques. Au pire des cas l'impédance de la source entre en résonance série avec les filtres passifs à cause des harmoniques des courants engendrés par les distorsions des tensions d'alimentation. De plus la performance des filtres passifs est sensible à la tolérance des composants L-C, ce qui affecte souvent leurs syntonisations.

Face à cette situation les recherches se poursuivent dans le but de trouver le biais nécessaire pour remédier aux lacunes dues à la compensation passive et permettre, par conséquent, le

conditionnement parfait de l'énergie électrique. Les filtres actifs de puissance (FAP), plus généralement dénommés les conditionneurs de la qualité de l'énergie, sont proposés comme solution pour remédier aux inconvénients de la compensation passive.

Le travail présenté dans ce projet concerne plus particulièrement l'utilisation du filtre actif parallèle afin de réduire les harmoniques.

Ce rapport de mémoire est composé de 3 chapitres distincts.

Dans le premier chapitre, nous présentons les causes, les généralités sur la théorie et les effets des harmoniques. Ainsi que les normes qui s'appliquent au phénomène des harmoniques sur les réseaux électriques.

Dans le deuxième chapitre, nous exposons les différentes solutions traditionnelles et modernes de dépollution. Finalement, nous détaillerons les avantages, inconvénients et les perspectives de développement des solutions de type filtre actif, aujourd'hui très utilisées dans l'industrie. Dans ce chapitre, nous présenterons également le compensateur actif série, appliqué ici pour réduire les perturbations en tension, et de la solution *combinée série-parallèle*, proposée pour compenser l'ensemble des perturbations du réseau électrique basse tension.

Le troisième chapitre sera consacré à l'étude de la commande en courant du filtre actif.

Dans un premier temps, on fait la représentation du système en modèle d'état dans le plan tournant synchrone dq, ensuite on va analyser l'influence des erreurs d'estimation paramétriques et de numérisation. Finalement, nous concluons ce travail en élaborant la Commande à réponse-pile MLI vectorielle et la représentation des résultats de simulations.

Enfin, nous terminons notre projet par une conclusion générale.

## **Chapitre 1**

# **GENEALITES SUR LES HARMONIQUES**



## **1.1 Introduction :**

L'énergie électrique, principalement produite et distribuée sous forme de tensions triphasées sinusoïdales, permet de fournir la puissance électrique nécessaire à différentes charges connectées sur le réseau électrique. Lorsque la forme d'onde de la tension n'est plus sinusoïdale, on rencontre des perturbations qui peuvent affecter le bon fonctionnement de nombreux équipements et de charges raccordés sur le réseau. Dans ces conditions, des problèmes de compatibilité électromagnétique peuvent survenir entre ces éléments connectés au réseau. L'utilisation croissante des équipements de l'électronique de puissance sur les réseaux électriques contribue à la détérioration de la tension d'alimentation. En effet, ces charges dites déformantes sont non linéaires et appellent du réseau électrique un courant non sinusoïdal possédant un contenu harmonique. Ces courants harmoniques circulant à travers les impédances du réseau peuvent, lorsqu'ils sont importants en amplitude, créer des tensions harmoniques et ainsi perturber le fonctionnement des autres équipements branchés au point commun de raccordement.

## **1.2 Principales charges polluantes :**

Certains appareils, contenant en général des éléments d'électronique de puissance pour se raccorder au réseau, absorbent un courant qui n'est pas sinusoïdal. Ces charges sont connues sous le nom de charges non linéaires et sont principalement à l'origine de la distorsion harmonique présente sur le réseau. Les convertisseurs statiques sont les plus gênants du fait du nombre et de la puissance des dispositifs installés. Nous pouvons citer.

- Les gradateurs, que cela soit pour les entraînements de faible puissance, les systèmes d'éclairage et de chauffage.
- Les redresseurs de tension à diode ou à thyristor.
- Les redresseurs de courant à diode avec filtrage actif, présent dans les alimentations des ordinateurs ou des téléviseurs.
- Les circuits magnétiques saturables.

### 1.3 Caractéristiques des perturbations :

Le cœur de notre étude repose sur des grandeurs électriques non sinusoïdales, il est nécessaire de faire un rappel sur les grandeurs électriques en présence d'harmonique. La théorie classique de l'énergie électrique ne tient compte que des systèmes électriques basés sur des signaux sinusoïdaux équilibrés. Cependant les signaux électriques présents sur les réseaux (surtout les courants) sont souvent perturbés et ils ne sont pas parfaitement sinusoïdaux ni équilibrés. Dans le domaine de la qualité de l'énergie, il est indispensable de bien connaître tous les échanges d'énergies entre le réseau et les différentes charges de façon à pouvoir compenser les éventuelles perturbations. L'analyse des signaux non sinusoïdaux et déséquilibrés est basée sur deux concepts mathématique qui sont les harmoniques et les composantes symétriques, qui permettent la décomposition des signaux électriques perturbés en composantes idéales.

Le concept d'harmonique a été introduit au début du XIXème siècle par Joseph Fourier[1], en démontrant que tout signal périodique non sinusoïdal peut être décomposé sous la forme d'une série donnée par :

$$X(t) = X_0 + \sum_1^{\infty} X_n \sqrt{2} \sin[(n\omega t + \varphi_n)] \quad (1.1)$$

$X_0$ : la composante continue généralement nulle

$\omega$ : pulsation de la fréquence fondamentale

$n$ : le rang de l'harmonique

$X_n$ : valeur efficace de l'harmonique de rang « n »

$\varphi_n$ : phase de l'harmonique de rang « n »

Les expressions instantanées du courant  $I(t)$  et de la tension  $V(t)$  peuvent donc se mettre sous la forme :

$$I(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sqrt{2} \sin[n\omega t + \alpha_n] \text{ et } V(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \sqrt{2} \sin[n\omega t + \beta_n] \quad (1.2)$$

Les valeurs efficaces de  $I(t)$  et  $V(t)$ , respectivement  $I_{eff}$  et  $V_{eff}$ . Sont données par l'application de la formule générale:

$$X_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T X^2(t) dt} \quad (1.3)$$

Où:

$$I_{eff} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \text{ et } V_{eff} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \quad (1.4)$$

L'outil principal pour étudier les déséquilibres sont les *composantes symétriques*. Cette théorie a été développée par Charles L. Fortescue à la fin de 1913 [WA-33]. La principale propriété des composantes symétriques réside dans le fait que n'importe quel système triphasé déséquilibré peut être décomposé en trois composantes équilibrées : la composante *directe*, la composante *inverse* et la composante *homopolaire*. Cette décomposition est applicable à n'importe quel système triphasé. Dans le cas particulier du réseau électrique, on l'applique à la tension et au courant.

Ainsi, ces deux concepts ont permis l'élargissement de la théorie énergétique classique basée en principe sur des signaux parfaitement sinusoïdaux et équilibrés.

### 1.3.1 Le facteur de puissance :

Dans le cas d'un réseau équilibré, on peut définir les grandeurs de puissance suivantes : la puissance instantanée ( $p$ ), la puissance active ( $P$ ) et la puissance apparente ( $S$ )

$$p(t) = v(t) \cdot i(t) \quad (1.5)$$

$$S = I_{eff} \cdot V_{eff} \quad (1.6)$$

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cdot V_n \cos(\varphi_n) \text{ où } \varphi_n = \beta_n - \alpha_n \quad (1.7)$$

Le facteur de puissance « F », défini par le rapport entre la puissance active et la puissance apparente s'exprime par :

$$F = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} I_n \cdot V_n \cos(\varphi_n)}{I_{eff} \cdot V_{eff}} \quad (1.8)$$

Afin d'estimer la participation des harmoniques dans la puissance apparente, une puissance supplémentaire appelée puissance déformante (D) est introduite, elle est exprimée par la relation (I. 9)

$$D = V_1 \cdot \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad (1.9)$$

La puissance apparente peut donc se mettre sous la forme :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (1.10)$$

Le facteur de puissance s'écrit alors

$$F = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (1.11)$$

Cette dernière expression fait clairement apparaitre l'impacte de la puissance déformante sur la dégradation du facteur de puissance

### 1.3.2 Facteur de crête et facteur de distorsion :

Différents critères sont définis pour caractériser les perturbations harmoniques. Dans l'industrie la distorsion d'une tension ou d'un courant est décrite par deux indices, soit le facteur de crête et le facteur de distorsion.

Par définition le facteur de crête d'une tension est égal à la valeur crête de la tension, divisée par sa valeur efficace.

$$\text{facteur crête} = \frac{\text{tension crête}}{\text{tension efficace}} \quad (1.12)$$

Pour une tension sinusoïdale, le facteur crête a une valeur de  $\sqrt{2} = 1,41$ . Une onde ayant un facteur crête inférieur à 1,4 sera plutôt aplatie. Par contre, si le facteur crête est supérieur à 1,4 l'onde sera plutôt pointue.

Par définition le facteur de distorsion (total harmonic distortion (THD)) d'un courant ou d'une tension est égal à la valeur efficace de l'ensemble des harmoniques, divisé par la valeur efficace de la composante fondamentale.

$$\text{le facteur de distorsion (THD)} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} X_n^2}}{X_1} \quad (1.13)$$

Il s'ensuit que les tensions et les courants sinusoïdaux ont un facteur de distorsion nul.

#### **1.4 Nuisance dues aux harmoniques :**

Les courants harmoniques associés aux différentes impédances du réseau vont donner naissance à des tensions harmoniques qui vont se superposer à la tension fondamentale du réseau. La tension qui en résulte n'est plus sinusoïdale.

La pollution, alors présente sur le réseau de distribution pourrait être préjudiciable au bon fonctionnement de tous les récepteurs (ou charge) raccordés sur ce même réseau. On distingue deux types d'effet des harmoniques sur les équipements électriques :

##### **1.4.1 Les effets instantanés :**

Ce sont les effets immédiats sur le bon fonctionnement d'un équipement. Par exemple, dans le cas des appareils électroniques, il peut s'agir d'une altération de l'image pour les écrans de télévision ou une altération du son d'un téléphone. La précision des appareils de mesure est également affectée par la présence d'harmoniques.

##### **1.4.1.1 phénomènes de résonance :**

L'apparition du phénomène de résonance est due à la présence sur les réseaux d'éléments capacitifs et inductifs [2]. Le danger de ce phénomène est qu'il peut engendrer de grandes valeurs d'impédance  $z_n$ , de tension  $v_n$  et de courant harmonique  $I_n$ , aux bornes des différents éléments constituant le réseau. Lorsque ces valeurs de tension et de courant harmoniques sont trop élevées, ils peuvent endommager et même détruire les équipements qui y sont soumis.

#### **1.4.1.2 Vibrations mécaniques :**

La présence d'harmoniques peut engendrer des couples mécaniques pulsatoires sur l'arbre des moteurs asynchrones. Ces couples, qui sont dus aux champs tournant harmoniques, engendrent des vibrations dans les moteurs électriques.

#### **1.4.2 Effet à terme :**

Ils se manifestent après une longue exposition au phénomène et se traduisent par une perte partielle des fonctionnalités ou une destruction complète de l'appareil.

##### **1.4.2.1 Échauffement dans les conducteurs et les équipements électriques :**

Les courants harmoniques circulant dans les conducteurs provoquent l'échauffement de ceux-ci par effet Joule. Cependant, les harmoniques ne contribuent pas au transfert de puissance active, ils créent uniquement des pertes électriques et participent à la dégradation du facteur de puissance. La circulation des courants harmoniques dans les transformateurs et dans les enroulements du moteur asynchrone crée également des échauffements supplémentaires. En plus des pertes Joule, le transformateur subit des échauffements supplémentaires en présence d'harmoniques qui sont causés par les pertes fer dans le noyau magnétique. Ces dernières résultent des pertes par hystérésis et par courants de Foucault. De plus, les condensateurs sont très sensibles à la circulation de courants harmoniques de par leur impédance qui décroît en fonction de l'augmentation de la fréquence. Ces courants harmoniques circulent alors plus aisément dans le condensateur de faible impédance ce qui crée des échauffements qui risquent de le détruire.

##### **1.4. 2.2 Effets sur le conducteur du neutre :**

Dans un système équilibré, la composante homopolaire dans le neutre est nulle. Ceci n'est pas le cas des systèmes comportant une charge non linéaire [3]. En effet, les courants homopolaires des harmoniques de rang multiple de 3 vont s'additionner dans le conducteur neutre. L'intensité de ces courants superposés peut endommager sérieusement le câble neutre.

### **1.4.2.3 Dysfonctionnement d'appareils utilisant la tension comme référence :**

Une tension déformée peut altérer le bon fonctionnement de certains appareils électroniques qui utilisent les passages à zéro de la tension d'alimentation pour fonctionner adéquatement. En effet, les tensions harmoniques peuvent créer des faux passages de la tension par zéro, ce qui engendre un mauvais fonctionnement pour ces appareils. Divers équipements sont sensibles à cette problématique, citons : les convertisseurs de courant (exemple : les redresseurs, les cycloconvertisseurs, ... ), les automates programmables.

### **1.5 Normes de qualité :**

Afin de limiter les effets des perturbations harmoniques sur les réseaux électriques, des normes ont été mises en place. Les deux principaux organismes qui ont établi de telles normes sont la Commission Électrotechnique Internationale (CEI) et l'IEEE. Les normes qu'ils ont établies sont, de façon respective, la série CEI 61000 et l'IEEE Standard 519.

De façon générale ces normes identifient les principales sources de pollution harmonique, décrivent les effets de ces harmoniques sur les réseaux, décrivent des méthodes d'analyse et de mesure pour les harmoniques et fournissent diverses recommandations en vue de réduire la présence d'harmoniques sur les réseaux électriques.

### **1.6 Conclusion :**

Ce court chapitre descriptif récapitule succinctement les origines, les effets ainsi que les normes qui s'appliquent au phénomène des harmoniques sur les réseaux électriques. Lorsque l'onde de la tension d'alimentation n'est plus sinusoïdale, il y a présence d'harmoniques. Cette pollution est principalement causée par la présence croissante des convertisseurs statiques qui sont vus par le réseau comme des charges non linéaires. Les dommages causés par la présence des harmoniques peuvent être plus ou moins importants selon la configuration du réseau et des équipements présents. Différentes normes existent afin d'établir les limites tolérables d'harmoniques sur les réseaux. Dans le prochain chapitre, nous examinerons les principaux moyens de mitigation contre les harmoniques.

## **CHAPITRE2**

### **MOYENS DE MITIGATION CONTRE LA POLLUTION HARMONIQUE**



## 2.1 Introduction :

Diverses méthodes sont employées afin de réduire la pollution harmonique sur les réseaux de distribution. Parmi ces méthodes, citons : le surdimensionnement des éléments composant le réseau, l'utilisation de transformateurs spéciaux, le filtrage passif et le filtrage actif. Les deux derniers moyens de mitigation mentionnés sont les plus répandus.

## 2.2 Surdimensionnement du neutre :

Comme nous l'avons mentionné à la section 1.4.5, les courants homopolaires des harmoniques s'additionnent dans le conducteur du neutre. Afin d'éviter l'usure prématurée de conducteur du neutre, il peut s'avérer avantageux de surdimensionner ce dernier. Cette solution consiste à doubler, voire même tripler la section des ces conducteurs.

## 2.3 Transformateurs spéciaux :

### 2.3.1 Transformateur de mise à la terre :

Afin d'éviter le passage des courants harmoniques par le conducteur du neutre, l'ajout d'un transformateur de mise à la terre créant un neutre artificiel est une solution efficace. Ce type de transformateur fournit un chemin de faible impédance pour les courants harmoniques qui sont déviés dans son propre neutre.

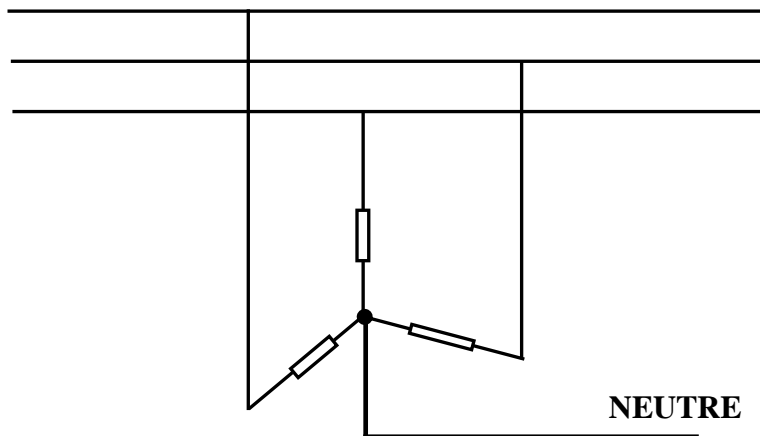


Figure 2.1 : Transformateur de mise à la terre

### 2.3.2 Transformateur à secondaire en zig-zag :

L'utilisation de transformateur zig-zag au secondaire (figure 2.2) permet d'éviter le transfert de la composante homopolaire (harmonique multiple de trois) au primaire. Elle est bien adaptée au cas de charges non linéaires du type redresseurs de courant et gradateur, dont le contenu harmonique homopolaire est statistiquement très élevé.

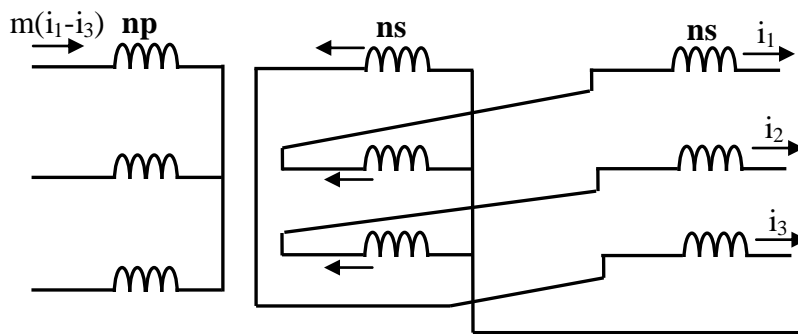


Figure 2.2 : transformateur Yz

### 2.4 Filtrage d'harmoniques :

Les transformateurs spéciaux ne constituent pas les moyens les plus efficaces et usuels pour éliminer les harmoniques. En effet, ces montages ne fonctionnent que pour des charges qui sont équilibrées. La méthode la plus employée et efficace est celle du filtrage.

#### 2.4.1 Filtres passifs :

Il s'agit des premiers dispositifs utilisés pour l'élimination d'harmoniques. Ils sont composés par des éléments passifs comme des inductances, des condensateurs et des résistances. En général, les filtres d'harmoniques sont connectés en parallèle avec les charges génératrices d'harmoniques (les redresseurs à diodes ou à thyristors, fours à arcs électriques, etc.) comme illustré sur la figure 2.3. On différencie quatre types de filtres passifs : les filtres réglés à des fréquences déterminées, les filtres passe-haut, les filtres passe-bas et les filtres passe-bande. Le choix le plus commun pour le redresseur à thyristors de haute puissance consiste à utiliser une combinaison de plusieurs filtres réglés sur une seule fréquence

(Sur les harmoniques 5, 7, 11 et 13) et un filtre passe haut du deuxième ordre réglé autour de la fréquence de l'harmonique 17

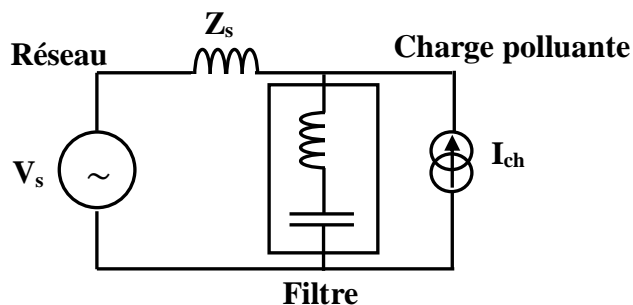


Figure 2.3 : filtrage passif des harmoniques

Les filtres harmoniques passifs ont l'avantage de pouvoir corriger le facteur de puissance en dimensionnant correctement les condensateurs afin d'échanger une quantité déterminée de puissance réactive avec le réseau. Cependant, ces filtres présentent quelques inconvénients :

- L'impédance du réseau en présence des filtres peut faire apparaître des résonances.
- Le filtrage passif peut absorber les courants harmoniques d'autres charges non linéaires et dans ce cas, le filtre passif peut être surchargé.
- Le filtrage passif est peu flexible, en cas de modifications dans le réseau, il peut avoir du mal à s'adapter aux nouveaux besoins du filtrage.
- La conception des filtres passifs doit considérer la tolérance de fabrication et les dérives paramétriques qui apparaissent à l'usage.

Ainsi, avant d'installer un filtre de ce type, une étude détaillée doit être menée afin d'analyser, cas par cas, les risques de résonance et de surcharge

#### 2.4.2 Filtrage actif :

La notion actuelle des filtres actifs de puissance (FA) a été présentée par *L.Guygui* (1976). Ces filtres visent à améliorer la qualité de l'énergie électrique en atténuant les harmoniques et en éliminant la possibilité de l'apparition des phénomènes de résonances. Ils rendent les caractéristiques équivalentes de la ligne et du filtrage plus flexibles devant les imperfections des charges et de la source[13][14][5].

### 2.4.2.1 Classification selon le type du convertisseur :

L'élément principal d'un filtre actif est le convertisseur à semi-conducteurs. Ce convertisseur peut être de type source de tension ou source de courant.

#### 2.4.2.1.1 Onduleur de tension :

Le schéma de principe du filtre actif à structure tension raccordé au réseau est représenté sur la figure 2.4. Dans cette structure, le condensateur (C) se comporte comme une source de tension continue ( $V_o$ ) quasi-constante. Le filtre de raccordement est une simple inductance ( $L_f$ ). Ainsi, les courants du filtre actif sont directement générés à partir de la différence des tensions entre la sortie de l'onduleur et le réseau. Les interrupteurs sont bidirectionnels en courant. Ils sont constitués de semi-conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture (IGBT, IGCT, ...) en antiparallèle avec une diode.

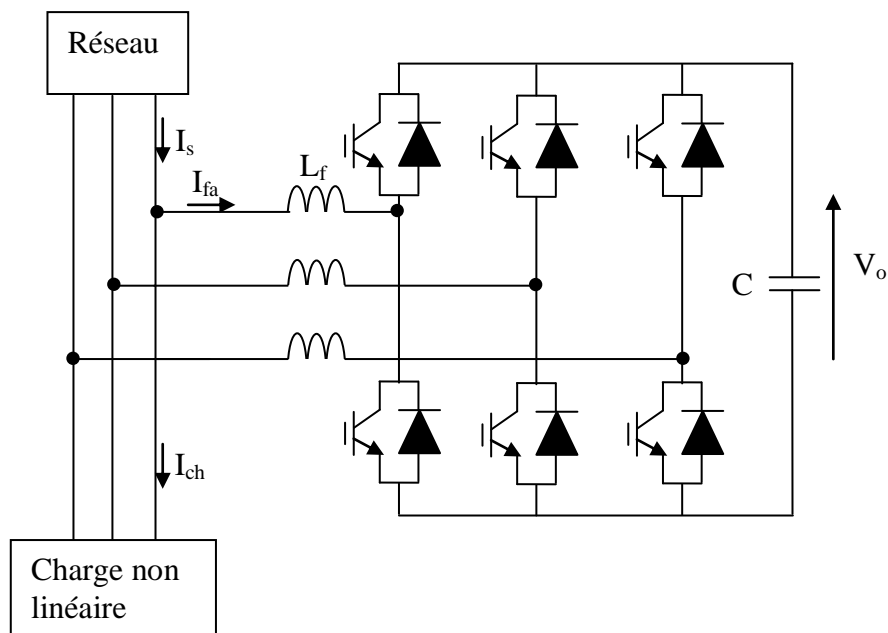


Figure 2.4 : filtre actif à structure tension

### 2.4.2.1.2 Commutateur de courant :

Le commutateur de courant est la structure duale de l'onduleur de tension. Dans cette seconde structure, représentée sur la figure 2.5, l'inductance ( $L$ ) joue le rôle d'une source de courant ( $I_o$ ) maintenue constante. Les courants générés par l'onduleur sont injectés sur le réseau à travers un filtre du second ordre ( $L_f C_f$ ). Les interrupteurs sont unidirectionnels en courant.

Ils sont constitués de semi-conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture (IGBT, IGCT,...). Dans le cas d'un onduleur à transistor, une diode en série permet de tenir les tensions inverses.

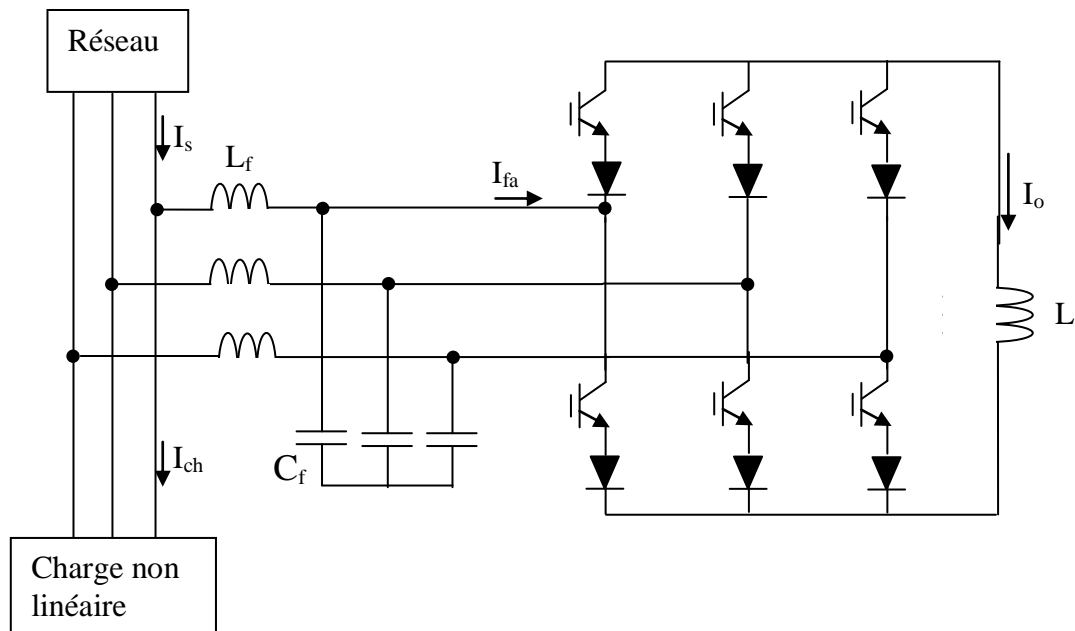


Figure 2.5 : filtre actif à structure courant

### 2.4.2.2 Classification selon la configuration de base

Il existe deux configurations de base pour un filtre actif. La configuration shunt où le filtre est branché en parallèle avec la ligne, la deuxième configuration de base est le branchement du filtre actif en série avec le circuit par l'intermédiaire d'un transformateur de courant (TC).

#### 2.4.2.2.1 Le filtre actif série (F.A.S) :

Le principe du compensateur série représenté sur la figure 2.6 consiste à introduire une tension en série sur la ligne de manière à contrôler la tension réseau.

On note :

$V_{ch}$  : la tension du réseau avant la compensation.

$V_s$  : la tension du réseau après la compensation.

$V_{fa}$  : la tension insérée par l'onduleur.

$I_s$  : le courant de ligne.

On a donc :  $V_s = V_{ch} + V_{fa}$ .

Le réglage de la tension insérée (phase, amplitude) permet donc de régler la tension réseau  $V_s$ . Il dépend des objectifs fixés.

Ainsi si l'on s'intéresse uniquement à la dépollution harmonique de la tension, la tension  $V_{fa}$  est en phase avec la tension initiale  $V_{ch}$  et son amplitude dépend du niveau de distorsion. Un tel réglage permet donc de faire du maintien de tension (figure 2.7.a).

La tension  $V_{fa}$  peut également être réglée à ce que la tension après la compensation  $V_s$  soit de même amplitude que  $V_{ch}$  mais déphasée d'un angle  $\alpha$ . Le compensateur série se comporte alors comme un compensateur d'énergie réactive (figure 2.7.b).

##### 2.4.2.2.1.1 Principe de fonctionnement :

Le filtre actif série (F.A.S) est placé en série entre la source et la charge non linéaire pour forcer le courant de la source à être sinusoïdal. Cette approche est basée sur le principe d'isoler les harmoniques par le contrôle de la tension de sortie du (F.A.S). En d'autres mots, le (F.A.S) présente une impédance élevée au courant harmonique, ce qui isole ces courants les empêchant ainsi d'aller vers la source ou vers la charge.

Le filtre actif série se comporte dans ce cas, comme une source de tension qui s'oppose aux tensions perturbatrices (creux, déséquilibre, harmonique) venant de la source et également à celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Ainsi la tension aux bornes de la charge à protéger est purement sinusoïdale.

Dans le principe du compensateur série, il est tout à fait possible de conjuguer ces deux types de compensation (harmonique et énergie réactive).

Par filtre actif série, on retiendra le compensateur série dont le rôle est d'insérer sur la ligne une tension anti harmonique  $V_{fa}$  de façon à ce que la tension résultante  $V_s$  soit sinusoïdale. Ainsi, le filtre actif série a deux fonctions :

- d'une part il sert d'isolateur harmonique entre la source et la charge.
- d'autre part il régule la tension de la source qui est susceptible d'être déformée par un déséquilibre du réseau.

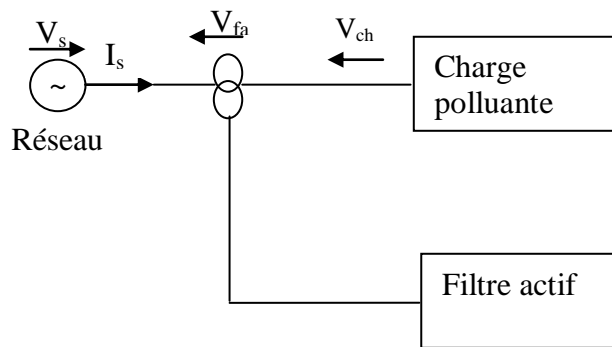
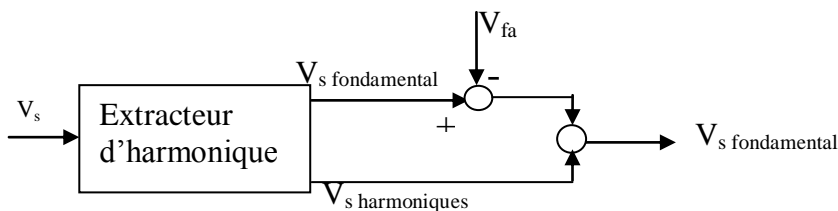
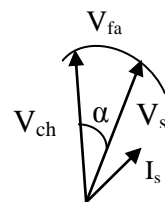


Figure 2.6 : Filtre actif en structure série



(a)Compensateur harmoniques



(b) compensation de l'énergie réactive

Figure 2. 7 : principe du compensateur série

#### **2.4.2.2.1.2 Mise en œuvre :**

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

En 1976, une famille de filtres actifs séries avec des onduleurs à transistors contrôlés en MLI a été présentée[4][12]. Un compensateur statique pour le rééquilibrage de la tension du réseau électrique a été proposé en 1985. La génération, par l'onduleur à thyristors, des composantes non désirées, ayant une faible fréquence de commutation, a découragé l'avancement pratique de cette solution.

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

#### **2.4.2.2.2 Le filtre actif parallèle (F.A.P) :**

##### **2.4.2.4.2.1 Principe de fonctionnement :**

Le filtrage actif parallèle est aussi appelé filtrage shunt. Son principe de fonctionnement consiste à injecter par une voie parallèle un courant de même amplitude et de signe opposé au contenu harmonique du courant à filtrer. Ce courant est appelé courant de compensation.

En faisant fonctionner un filtre actif shunt, les courants non linéaires de la charge sont toujours présents, aussi bien du point de vue de la puissance réactive que du point de vue harmonique. Par contre ils ne circulent plus dans le réseau ou des pertes inutiles et des perturbations de tension seraient générées, mais ils sont échangés entre le filtrage actif lui-même et cette charge. Ainsi le filtre prend le relais du réseau là où aucun apport de puissance active n'est nécessaire. Les courants de compensation sont imposés par un onduleur. Le schéma d'un tel système est représenté sur la figure 2.8.

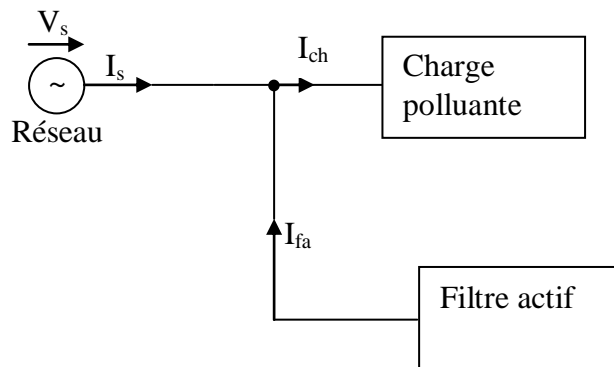


Figure 2.8 : Filtre actif en structure shunt

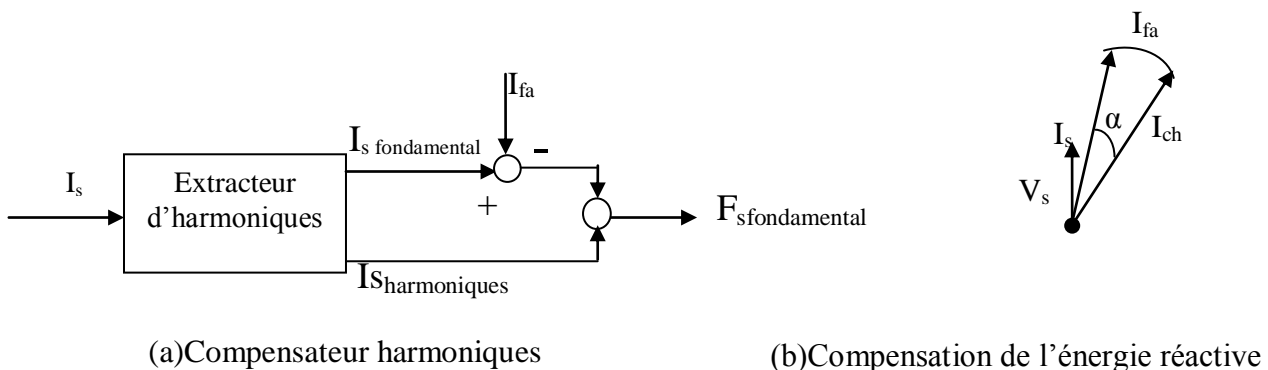


Figure 2.9 : Principe du compensateur shunt

#### 2.4.2.4.2.2 Mise en œuvre :

Les premiers principes de fonctionnement des filtres actifs parallèles ont été présentés dans la littérature dès le début des années 1970. En 1976, une première famille de filtre actif parallèle a été conçue à partir d'onduleurs à transistors de puissance commandés en MLI. Ces premiers dispositifs de puissance étaient alors proposés pour la seule compensation des courants harmoniques. Cependant, à cette époque, il était encore difficile de concevoir ce type de système pour des applications industrielles. En effet, dans ces années là, il était presque impossible de trouver, sur le marché, des interrupteurs de puissance capables de fonctionner aux fréquences de commutation et aux niveaux de puissance exigés par la réalité industrielle. Cette barrière technologique sera franchie, dès 1977, lors de la conception d'un premier

prototype de filtre actif parallèle à base de thyristors à commutations naturelles pour la compensation de courant harmonique. Cependant, l'application des onduleurs à base de thyristor a tout de suite posé le problème de la génération non désirée de composantes injectées sur le réseau à la fréquence de commutation. La même raison a également empêché l'utilisation de compensateurs statiques parallèles à thyristors, lesquels avaient été conçus pour la compensation conjointe de la puissance réactive et des courants déséquilibrés.

Au cours des années 1980, des progrès importants dans le domaine des semi-conducteurs ont permis de développer de nouveaux composants de puissance associant hautes fréquences de commutation et fortes puissances. Profitant de ces avancées, et de l'avènement des interrupteurs de puissance de type GTO et IGBT, de nombreux onduleurs de puissance, commandés en MLI, ont pu être conçus en vue de répondre aux contraintes industrielles de conception des filtres actifs parallèles. Ainsi, ces derniers ont commencé à être commercialisés et installés à travers le monde, plus spécialement dans les pays les plus industrialisés comme le Japon. Ces premiers prototypes ne compensaient alors que les perturbations harmoniques de courant. Suite à ces premiers développements, d'autres types de filtre actif parallèle ont pu être réalisés pour compenser à la fois la puissance réactive, et/ou les harmoniques et les déséquilibres de courant.

Actuellement, les filtres actifs parallèles sont essentiellement installés par les consommateurs industriels. L'évolution future de ces dispositifs de puissance pourrait autoriser le fournisseur d'énergie à prendre un rôle plus important, en lui permettant de les installer lui-même. Cette approche permettrait d'amortir la propagation des harmoniques causées par la résonance, laquelle peut être observée entre les inductances du réseau et les batteries de condensateur installées pour améliorer le facteur de puissance. De même, des filtres actifs parallèles installés par le fournisseur auraient aussi pour objectif de réduire la distorsion harmonique de tension en amont, côté réseau électrique.

### **2.4.3 Les structures hybrides :**

Des modes de filtrage associant des éléments actifs et des éléments passifs sont aussi utilisés.

L'objectif est alors de bénéficier à la fois des avantages du filtrage actif et de ceux du filtrage passif. Le pourcentage élevé de la puissance du filtre actif par rapport à celle de la charge polluante est un obstacle à l'utilisation des filtres actifs. En effet, un niveau de courant commuté élevé se traduit par une fréquence de travail de l'onduleur faible, donc par une

dégradation des performances de sa commande. Si un filtre passif permet d'éliminer un harmonique prédominant, le filtre actif n'aura plus à le faire. On aura alors besoin d'un plus faible dimensionnement du convertisseur par rapport au filtre actif seul ; on pourra donc travailler avec une fréquence de commutation plus élevée.

#### 2.4.3.1 Filtre actif shunt associé à des filtres passifs parallèles :

Cette association, représentée sur la figure 2.10, consiste à combiner un filtre actif shunt avec un ou plusieurs filtres passifs aussi en parallèle. Les filtres passifs absorbent une partie des harmoniques (en général les harmoniques de rang faible car ce sont les harmoniques statistiquement majoritaires) et le filtre actif permet une compensation plus fine des harmoniques restants.

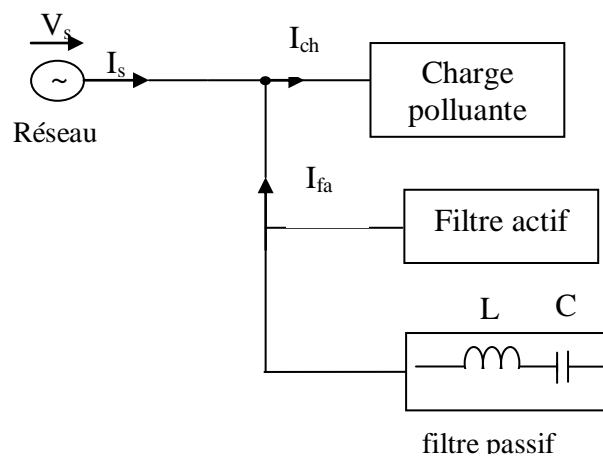


Figure 2.10: Filtre actif shunt, filtre passif parallèle

#### 2.4.3.2 Filtre actif série et filtre passif parallèle :

Dans cette structure, représentée sur la figure 2.11, le filtre actif série sert de « découpleur » entre la charge et le réseau. Il permet de s'affranchir des effets néfastes des filtres passifs comme les problèmes d'accord entre ceux-ci et l'impédance variable du réseau. Les filtres passifs peuvent être calculés pour une configuration donnée du réseau que le filtre actif se chargera de conserver. On utilise généralement deux filtres passifs réglés sur les fréquences des harmoniques dominants de la charge à savoir les harmoniques 5 et 7 dans le cas d'une charge exempte de composante homopolaire.

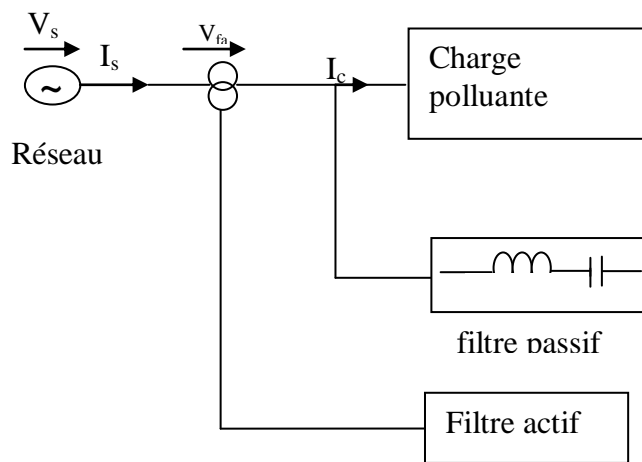


Figure 2.11: Filtre actif série. filtre passif parallèle

Le rôle du filtre actif série est de générer une tension à partir d'une détection courant-tension :  $V_{fa} = k_1 \cdot I_s + k_2 \cdot V_n$  où  $k_1$  et  $k_2$  varient avec la fréquence, comme explicité sur la figure 2.12.

Le premier terme traduit le fait que le filtre actif agit comme une résistance importante vis-à-vis des courants harmoniques de la charge et un court-circuit pour le courant fondamental, contraignant ainsi les courants harmoniques à circuler dans le filtre passif le deuxième terme bloque les harmoniques de la source, les empêchant de se propager vers la charge.

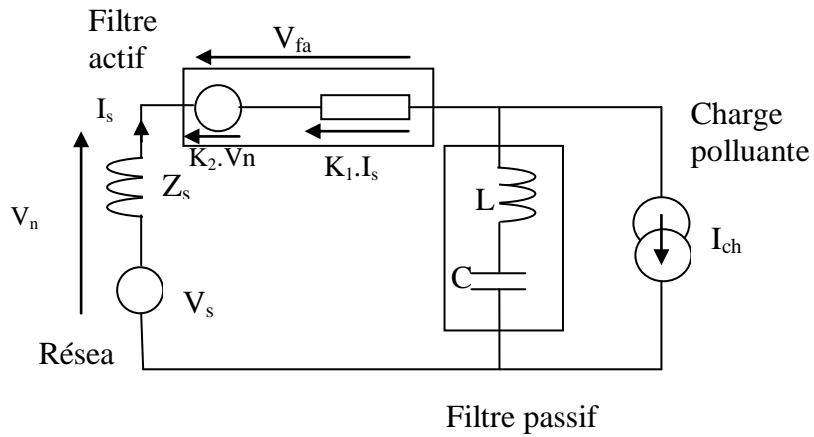


Figure : 2.12 principe de l'association filtre actif série, filtre passif parallèle

Un filtre actif shunt peut être rajouté à cette structure (on a alors une structure d'ensemble d'UPFC). Son rôle est de réguler la tension continue du filtre actif.

#### 2.4.3.3 Filtre actif en série avec un filtre passif :

Le schéma de principe de cette association est représenté sur la figure 2.13.

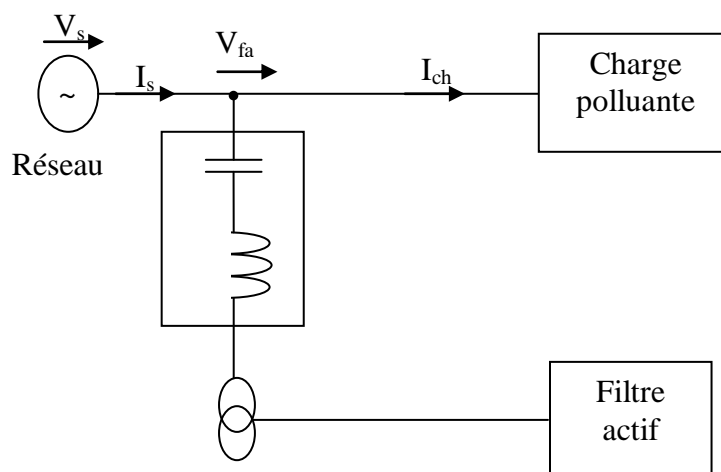


Figure 2. 13 : filtre actif série en série avec un filtre passif

Grâce à cette association, les contraintes en tension sur le filtre sont moindres que si le filtre actif était branché directement sur le réseau.

Toutefois, ce genre de structures ne peut s'appliquer qu'à un filtrage sélectif comme illustré sur la, figure 2. 14 : chaque branche parallèle comportant un filtre passif en série avec un filtre actif ne permet la compensation que d'un seul harmonique de charge de rang  $n$ .

La tension délivrée par le filtre actif ( $V_{fan}$ ) peut être obtenue par l'intermédiaire d'une inductance fictive définie pour le rang de l'harmonique considéré.

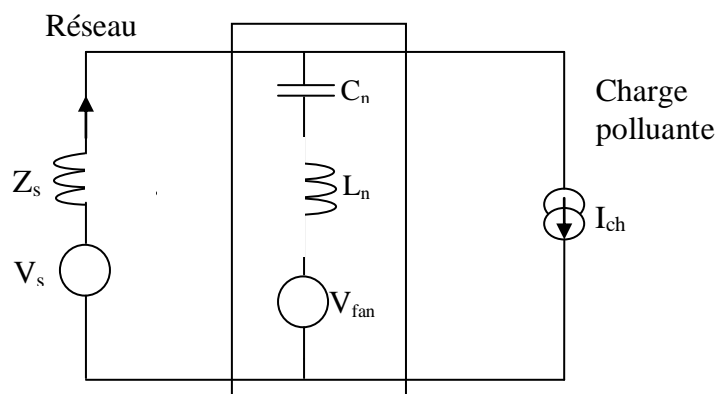


Figure 2. 14: principe de l'association filtre actif série, filtre actif parallèle

En conclusion, l'utilisation de filtres passifs est bien adaptée à des montages tels que les redresseurs à diodes, à thyristors en conduction continue, les onduleurs à pleine onde. En effet ces charges génèrent des formes d'onde où les harmoniques 5 et 7 sont largement prédominants (dans le cas où le neutre n'est pas raccordé). Mais l'insuffisance de ces filtres passifs apparaît dès lors que d'autres harmoniques soumis à des fluctuations de fréquence apparaissent et lors des régimes transitoires.

#### 2.4.4 Choix de la structure :

Afin de choisir une structure de filtre actif adaptée à nos besoins, il est nécessaire d'étudier le filtre actif dans son environnement : réseau et charge.

Ainsi une étude conjointe du filtre actif et de la charge non linéaire permet d'optimiser le dimensionnement du filtre actif et donc d'améliorer la dynamique. Si on souhaite dépolluer le réseau pour alimenter une charge sensible, on choisira de mettre un filtre actif en série. Si en revanche on s'intéresse à l'atténuation des perturbations générées par la charge non

linéaire, on optera pour un filtre actif en parallèle. Les objectifs peuvent alors être différents selon le type de la charge connectée :

- Compensation des courants harmoniques seule. Cette compensation peut être globale ou sélective.
- Compensation de l'énergie réactive seule.
- Compensation de tout ou d'une partie de la puissance réactive et des courants harmoniques.

## **2.5 Domaines d'application des filtres actifs :**

L'utilisation du filtrage actif est particulièrement bien adaptée à la dépollution des réseaux basse tension, c'est-à-dire pour compenser l'ensemble ou une partie des harmoniques générés par les différentes charges polluantes. Son caractère auto adaptatif semble particulièrement bien approprié à un réseau de bord et d'un navire, soumis à des fluctuations de fréquence significatives où les fréquences de certains harmoniques sont fonction de la vitesse donc variables. Le filtrage actif est également utilisé dans le transport par ligne continue haute tension. Il peut également assister d'autres dispositifs comme par exemple les systèmes de compensation d'énergie réactive shunt ou encore les systèmes contenant des redresseurs de courant de puissance.

Dans le cadre de cette étude, nous nous intéressons au problème de pollution harmonique des réseaux. Les grandeurs filtrées sont des grandeurs électriques. La notion de filtrage actif peut être envisagée plus globalement sous la notion de filtrage électromécanique dont le rôle est d'effectuer une dépollution harmonique des grandeurs électriques et des grandeurs mécaniques. Ainsi, on ne recherche plus uniquement une qualité spectrale sur un courant ou une tension mais aussi sur un couple mécanique. Parmi les domaines d'applications de ce filtrage actif, on peut citer les entraînements à vitesse variable, les machines outils ou la propulsion électrique.

## 2.6 Filtrage actif shunt:

Dans notre étude, nous nous intéresserons au filtre actif shunt réalisé à partir d'un onduleur de tension et destiné principalement à compenser l'ensemble des courants harmoniques absorbés par une charge non linéaire.

### 2.6.1 Rôle :

Le rôle du filtre actif shunt est d'injecter sur le réseau des courants ( $I_{fa}$ ) égaux aux courants harmoniques générés par la charge non linéaire ( $I_{ch}$ ) mais en opposition de phase. Ainsi le courant résultant au niveau de la ligne ( $I_s$ ) est sinusoïdal. Le courant de charge est celui absorbé par un redresseur à diodes sur charge inductive idéalisée. Si le filtre actif fournit à tout instant exactement et seulement les courants « anti-harmoniques », alors la loi des nœuds au point de raccordement garantit que le courant de ligne est sinusoïdal et égal au fondamental du courant de charge. L'association charge polluante et filtre actif devient alors une charge linéaire.

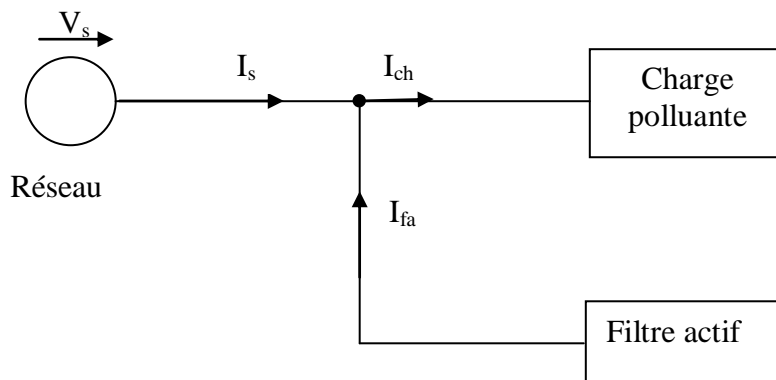


Figure 2.15 principe du compensateur shunt idéal

### 2.6.2 Points de raccordement :

Comme nous l'avons déjà mentionné, le filtre actif doit être considéré dans son environnement : réseau et charges polluantes. Plusieurs charges étant interconnectées à un réseau industriel comme le montre la figure 2.16, la compensation peut être globale ou locale.

Ainsi le filtre actif peut être raccordé sur l'entrée du tableau de distribution ; il compose alors les harmoniques de l'ensemble des charges polluantes. Il peut également n'être raccordé qu'aux bornes d'une seule charge. La compensation globale est envisageable dans le cas de

charges non linéaires multiples et de faible puissance. Quant à la compensation locale, elle est bien adaptée au cas où les charges sont limitées en nombre mais de puissance significative par rapport à la puissance globale. On associe alors un compensateur à chacune des charges polluantes qui contribuent majoritairement à la pollution harmonique.

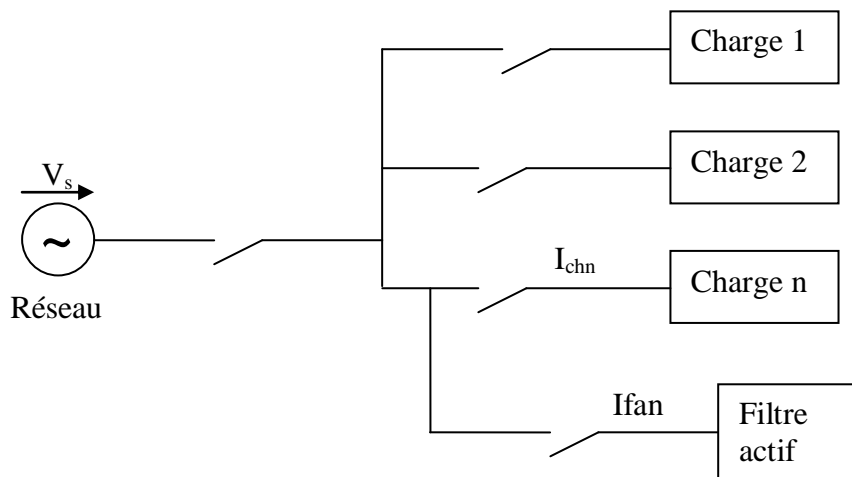


Figure 2.16 : raccordement d'un filtre actif shunt

### 2.6.3 Critère requis :

Les principaux critères que doit satisfaire le filtre actif sont les suivants :

- Sa puissance : c'est le principal critère de dimensionnement du compensateur. Pour être viable, le pourcentage de la puissance du filtre par rapport à celle de la charge polluante doit rester raisonnable (généralement de l'ordre de 30%)
- Sa bande passante : celle-ci est définie par  $n_{min}$  et  $n_{max}$ , rangs harmoniques minimum et maximum. La bande passante du filtre actif doit être suffisante pour garantir une bonne compensation des harmoniques de charge statiquement majoritaires. Cette bande passante dépend essentiellement de l'impédance du filtre du raccordement, du mode de régulation utilisé et de la fréquence de découplage.
- Sa capacité dynamique de suivi en courant : le compensateur doit être capable de poursuivre des références rapidement variables. La compensation doit être efficace non seulement en régime établi mais aussi en régime transitoire « lent » (10ms).

Il est important de souligner que l'on ne souhaite pas nécessairement une compensation totale des harmoniques. La puissance et la bande passante du filtre doivent permettre d'atteindre les objectifs de dépollution souhaités. A titre d'exemple, l'objectif peut consister à obtenir avec un filtre actif commandé de manière à compenser les harmoniques de rang 5 et 7 associé à un seul pont redresseur hexaphasé des formes d'onde similaires à celles obtenues avec deux ponts et un transformateur à deux secondaires (courant à douze niveaux), solution coûteuse et volumineuse.

#### **2.6.4 La commande du filtre actif :**

La commande du filtre actif doit faire l'objet d'une attention particulière. En effet, le bon fonctionnement d'un convertisseur statique résulte d'une bonne adéquation entre sa structure, et les composants de l'électronique de puissance et sa loi de commande.

##### **2.6.4.1 Structure générale de la commande :**

Indépendamment de la loi de commande utilisée, la structure de commande d'un filtre actif shunt comporte généralement deux boucles.

A partir des mesures nécessaires (courants de charge, courants du filtre, tension réseau...), des boucles internes de courant permettent d'imposer les courants désirés dans le filtre.

On est également amené à munir le filtre d'une boucle externe de tension permettant la régulation de la tension côté continu de l'onduleur, celle-ci étant susceptible de varier à cause des pertes par commutation et durant les régimes transitoire de la charge non linéaire. Il faut noter que la régulation de la tension continue n'est pas une fonction propre au filtrage actif. Cette tension doit simplement être maintenue constante pour préserver les performances de la commande. Une tension délivrée par une batterie pourrait être utilisée mais cette solution serait plus coûteuse d'autant plus qu'elle pourrait accélérer le vieillissement de la batterie. La tension côté continu peut également être la sortie d'un redresseur à filtrage capacitif.

Si celle-ci est alors quasiment constante et n'a donc plus à être soumise à un asservissement, on peut en revanche se demander si cette source auxiliaire ne vient pas apporter des harmoniques perturbateurs supplémentaires. Le surcroît de dimensionnement de l'onduleur fonctionnant en filtre actif occasionné par cette fonction supplémentaire n'étant pas significative, on choisira de munir la commande d'une boucle externe de régulation de la tension continue de l'onduleur.

Les boucles internes de courant et la boucle externe de la tension sont schématisées sur la figure 2.17.

La commande du filtre doit donc assurer plusieurs fonctions à savoir :

- La génération des consignes de l'onduleur qui, dans la plupart des structures de commande, nécessite une procédure d'extraction des courants harmoniques de charge.
- L'envoi des ordres de commande aux interrupteurs de l'onduleur de façon à asservir le courant du filtre actif à sa référence.
- La régulation de la tension de l'onduleur côté continu

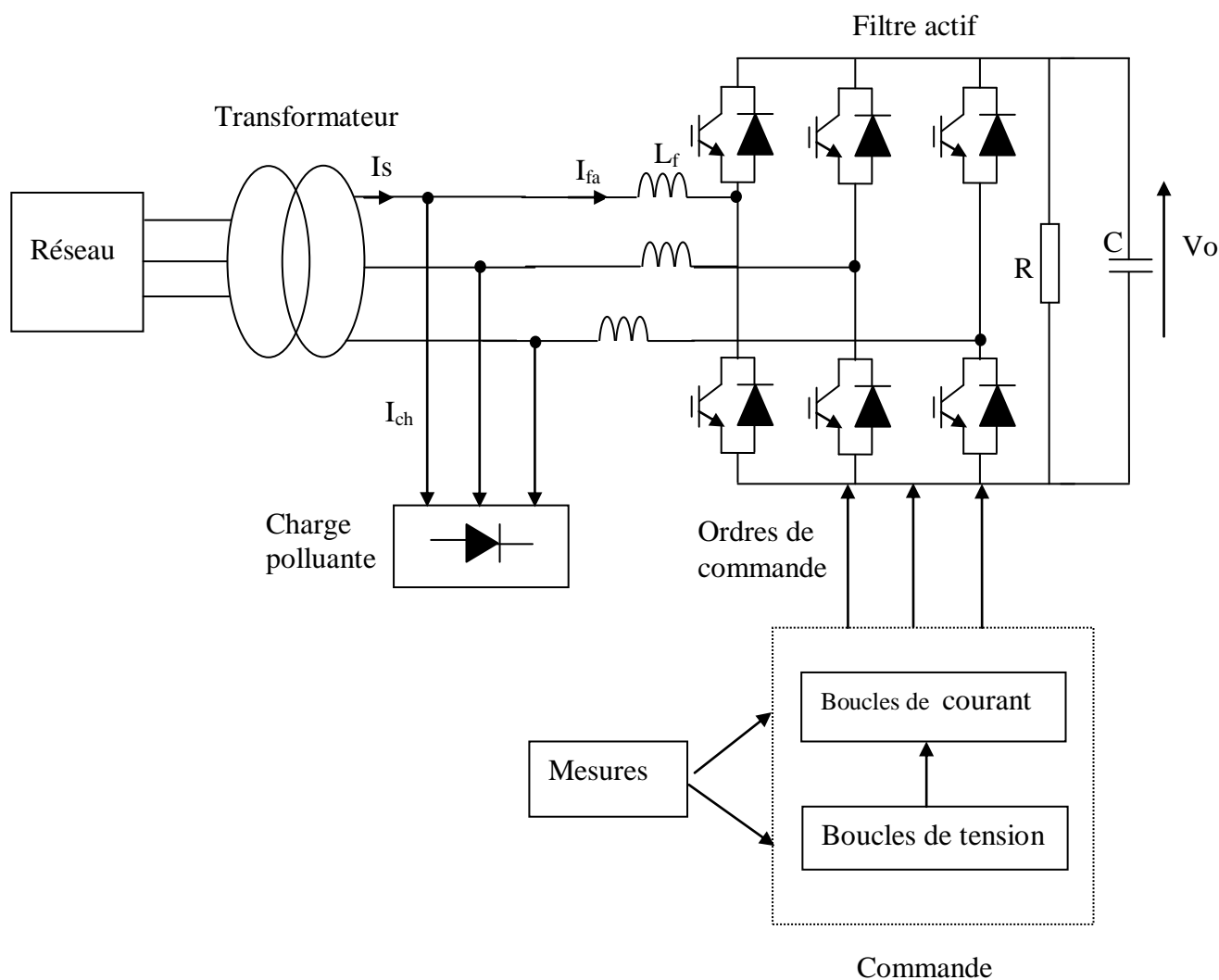


Figure 2.17 : structure de commande du filtre

## 2.6.4.2 Choix des grandeurs à commander :

### 2.6.4.2.1 Contrôle des courants de ligne :

Puisque l'on cherche à rendre le courant de ligne  $I_s$  sinusoïdal, l'idée la plus naturelle consiste à effectuer directement un asservissement de ce courant. Le courant de référence, noté  $I_s^*$ , peut alors simplement être le fondamental du courant de ligne mesuré ( $I_{sfond}$ ) auquel on ajoute une référence de courant ( $I_c^*$ ) issue de la boucle externe de tension (figure 2.18.a).  $I_c^*$  représente la référence du courant actif fondamental que doit délivrer l'onduleur pour régler la tension continue donc pour un fonctionnement en redresseur à absorption sinusoïdal de l'onduleur. Ce principe de commande effectue une compensation globale des harmoniques mais est mal adapté si l'on souhaite faire une compensation d'énergie réactive.

Le courant de référence peut également être déterminé à partir de la tension réseau et de la boucle externe de tension (figure 2.18.b). Dans ce cas, la compensation des harmoniques est globale et va de pair avec la compensation d'énergie réactive, le courant étant asservi de sorte à être sinusoïdal et en phase avec la tension réseau.

Le contrôle direct des courants de ligne sinusoïdaux. En revanche, les courants fournis par l'onduleur ne sont absolument pas maîtrisés, notamment lors des régimes transitoires. Par ailleurs, la charge n'étant pas incluse dans la boucle de régulation des courants, les performances dépendent fortement des paramètres de la charge. Ainsi, une commande basée sur la mesure des courants de ligne peut être soumise à des pertes de stabilité.

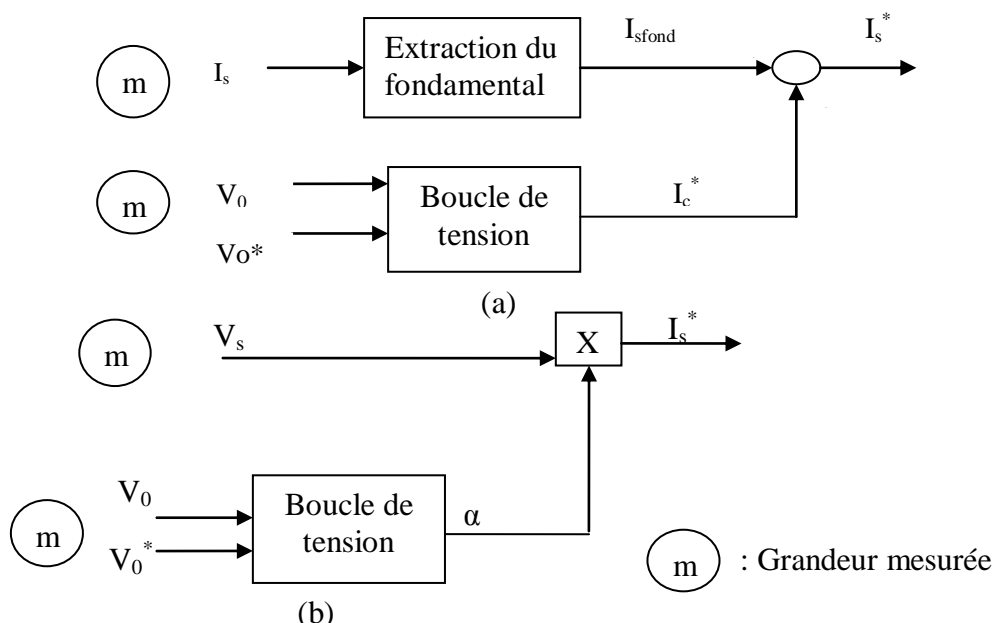
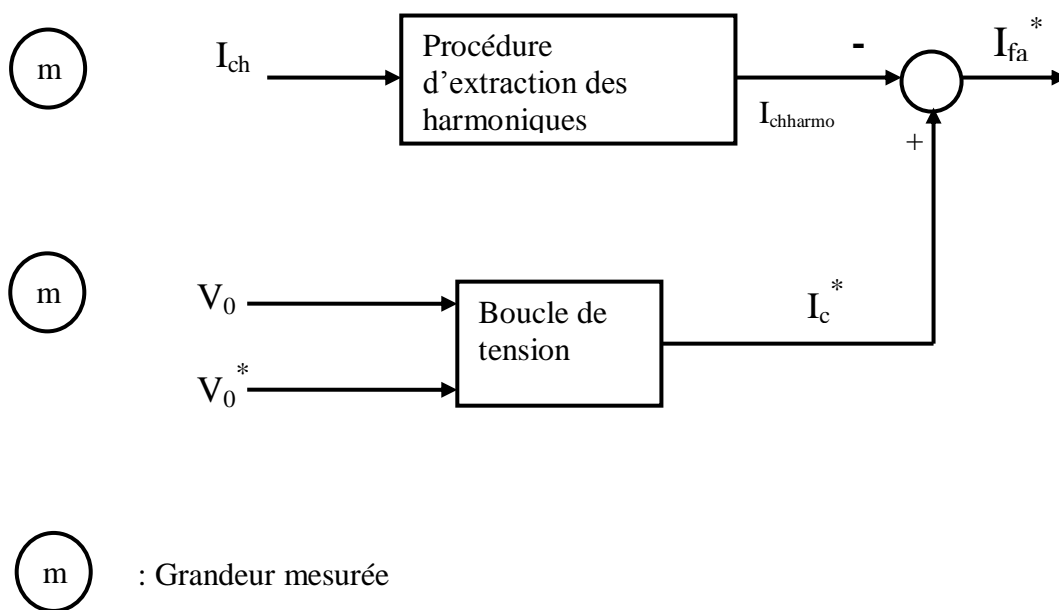


Figure 2.18 : contrôle des courants de ligne

### 2.6.4.2.2 Contrôle des courants du filtre :

La technique de commande la plus usitée consiste à extraire les harmoniques du courant de charge pour générer les références de courant à poursuivre par l'onduleur. Cette technique, qui présente l'avantage de contrôler directement les courants de l'onduleur ( $I_{fa}$ ), offre également une grande variété de modes de compensation. Ainsi l'identification de l'ensemble du contenu harmonique du courant de charge ne permet d'effectuer qu'une compensation globale tandis que celle d'un ou plusieurs harmoniques ne permet d'effectuer qu'une compensation partielle. Une fois la procédure d'extraction globale ou partielle des courants harmoniques de la charge accomplie, la référence du courant du filtre actif ( $I_{fa}^*$ ) peut être générée en adjoignant aux courants harmoniques que l'on désire compenser le courant actif issu de la boucle externe (figure 2.19).



$I_{chharmo}$  : courants harmoniques que l'on souhaite compenser

Figure 2.19 contrôle des courants du filtre

### 2.6.4.2.3 Méthode De Détection De la Référence des courants :

Les méthodes utilisées pour extraire les composantes harmoniques peuvent être classées en deux grandes familles

La première, qualifiée de « temps différé » utilise les outils d'analyse fréquentielle et s'appuie sur la transformée de Fourier rapide ; elle est bien adaptée aux cas des charges dont le contenu harmonique varie lentement.

Cette méthode permet de sélectionner, dans le domaine des fréquences, les harmoniques à compenser. Le filtrage peut donc être appliqué uniquement aux harmoniques dominants.

Il est à noter que cette méthode nécessite une grande puissance de calcul afin de réaliser en temps réel les transformations de Fourier directe et inverse.

La deuxième, qualifiée de « temps réel », utilise la méthode de la démodulation ou la méthode dite de « détection synchrone » qui repose sur la transformée de Park ; elle est bien adaptée aux cas de charges dont le contenu harmonique est sujet à des variations rapides.

La transformée de Park est définie par :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$\theta$  est l'angle de la transformée de Park. Dans le domaine qui nous intéresse (dépollution des réseaux électriques), la pulsation de référence est fixe : c'est la pulsation du réseau notée  $\omega$ . En général l'angle de la transformée de Park sera définie :  $\theta = \omega t$ .

Dans le cadre de notre étude c'est la méthode « temps réel », qu'on va utiliser. L'idée consiste d'abord à représenter le courant absorbé par la charge dans le repère  $dq$  ensuite, à l'aide d'un filtre passe bas, on extrait la composante due aux harmoniques[13] On illustre cette idée sur la figure 2.20

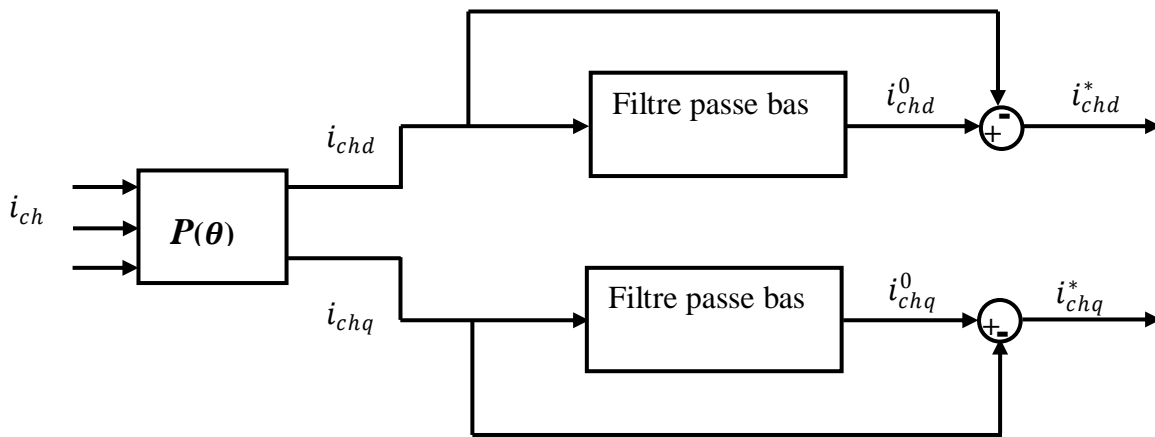


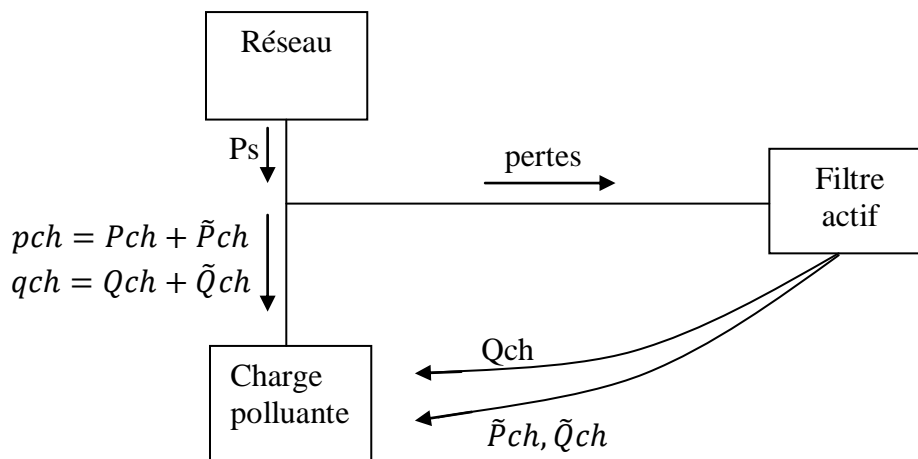
Figure 2.20 : détermination des courants harmonique de la charge

#### 2.6.4.2.4 Contrôle des puissances :

Un principe de commande à base du contrôle des puissances est également utilisé. En effet, la charge consomme de la puissance active et réactive ( $P_{ch}$  et  $Q_{ch}$ ) correspondant aux formes d'onde sinusoïdales et des puissances fluctuantes ( $\tilde{P}_{ch}$  et  $\tilde{Q}_{ch}$ ) dues aux harmoniques de courant. Les puissances instantanées active et imaginaire s'écrivent donc :

$$\begin{cases} p_{ch} = P_{ch} + \tilde{P}_{ch} \\ q_{ch} = Q_{ch} + \tilde{Q}_{ch} \end{cases} \quad (2.2)$$

Pour compenser les harmoniques et l'énergie réactive, l'onduleur doit donc fournir les puissances fluctuantes et la puissance réactive.



A partir de la mesure des courants de charge et des tensions d'alimentation moyen de la transformée de Concordia, définie par la relation (2.3), on calcule les puissances instantanées active et imaginaire de la charge :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\begin{bmatrix} p_{ch} \\ q_{ch} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{s_\alpha} & V_{s_\beta} \\ -V_{s_\beta} & V_{s_\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ch_\alpha} \\ I_{ch_\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{ch} + \tilde{P}_{ch} \\ Q_{ch} + \tilde{Q}_{ch} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Les composantes fluctuantes de ces puissances sont ensuite séparées des composantes active et réactive par un simple filtrage. A partir des références des puissances, les références des courants seront calculées [5][13]. Cette méthode est illustrée sur la figure 2.23

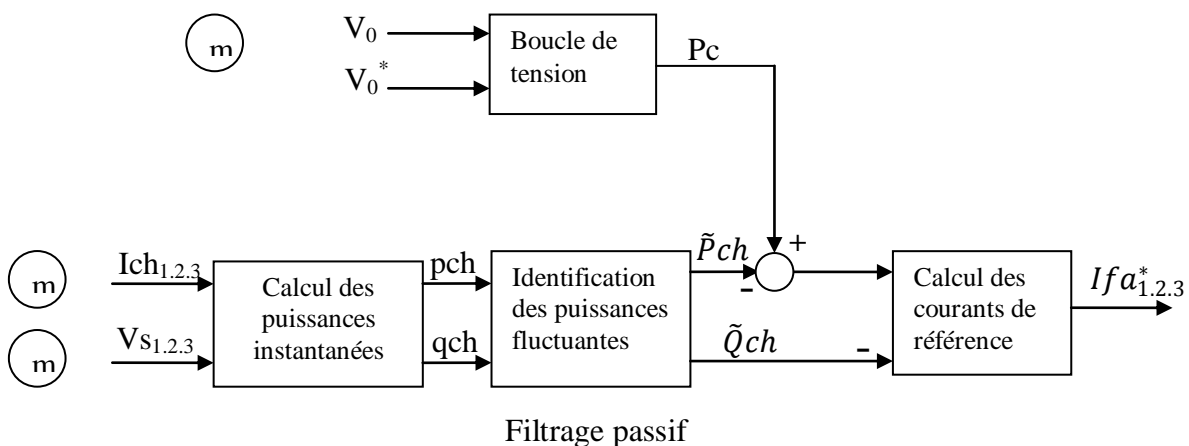


Figure 2.23 : contrôle des puissances

### 2.6.4.3 Les lois de commande traditionnelles :

Une fois les références de courants définies, les ordres de commande appliqués sur les bases des interrupteurs doivent permettre de poursuivre les références souhaités.

Il existe principalement deux stratégies de commande des convertisseurs statiques : la commande par hystérésis et la commande par largeur d'impulsions.

#### 2.6.4.3.1 La commande par hystérésis :

Dans cette technique, l'état des interrupteurs est directement fonction de l'évolution des variables d'état du convertisseur. La différence entre le courant de référence et le courant mesuré est simplement comparé à une bande de largeur fixe. Dès que l'erreur atteint la bande inférieur (supérieur), un ordre de commande  $u$  est envoyé de manière à augmenter ( $u = u_c/2$ ), abaisser ( $u = -u_c/2$ ) en sortie de l'onduleur. En revanche, les commutations évoluant librement à l'intérieur de la largeur de bande, le spectre hautes fréquences du aux harmoniques de découplage n'est pas maîtrisé.

Pour pallier à cet inconvénient, une commande à hystérésis avec une largeur de bande variable peut être mise en œuvre. Celle-ci revient à établir un compromis entre une fréquence de commutation à peu près constante, donc peu dépendante des variations de la charge, et une largeur de la bande elle aussi à peu près constante.

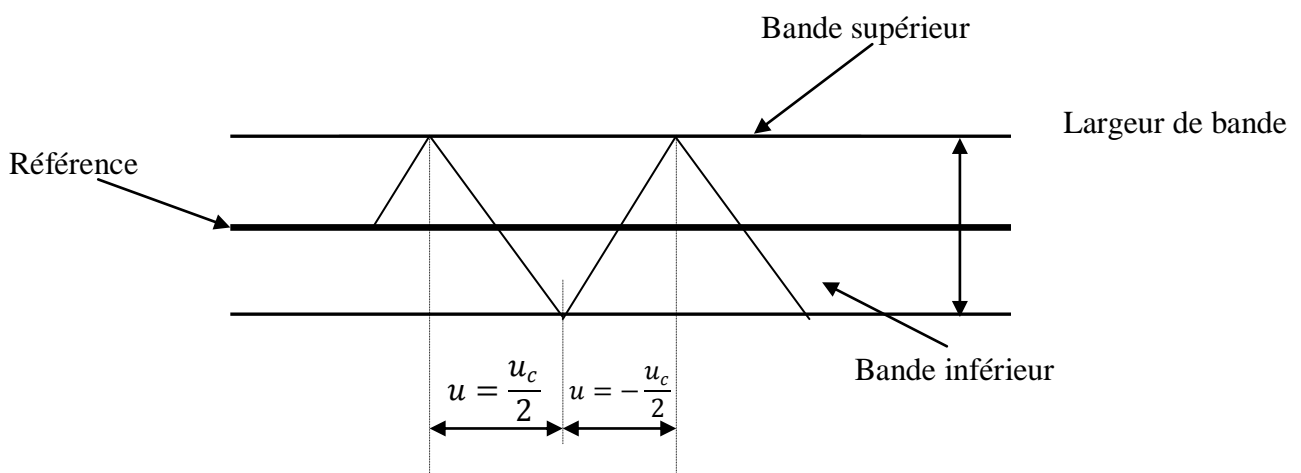


Figure 2.24: principe du contrôle par hystérésis

### 2.6.4.3.2 La modulation en largeur d'impulsion (MLI)

Dans cette technique, la conversion d'énergie est contrôlée par le rapport entre les intervalles d'ouverture et de fermeture (rapport cyclique) de chaque interrupteur donc par la modulation des impulsions de contrôle de ces interrupteurs (MLI). Différentes techniques de MLI existent. La solution la plus employée consiste à utiliser les intersections entre une onde porteuse (par exemple un signal triangle de fréquence élevée) avec une onde modulante de fréquence beaucoup plus basse (fréquence fondamentale). Si le signal de commande est supérieur (inférieur) au signal de la porteuse, on commande l'interrupteur supérieur (inférieur) du bras. Les trois bras ont chacun un fonctionnement indépendant et les interrupteurs d'un même bras sont commandés de façon complémentaire. Cette technique de MLI, représentée sur la figure 2.25, est désignée sous le terme de MLI intersective

D'autre part, il existe la MLI vectorielle, qui diffère de la technique précédente par le fait qu'elle ne s'appuie pas sur des modulations séparées pour chacun des interrupteurs.

Ces techniques de commande par MLI présente l'avantage d'améliorer grandement la qualité spectrale haute fréquence de la grandeur commandée. Ce spectre est connu et ne dépend aucunement des variations de la charge il est donc plus facile de filtrer par un circuit passif.

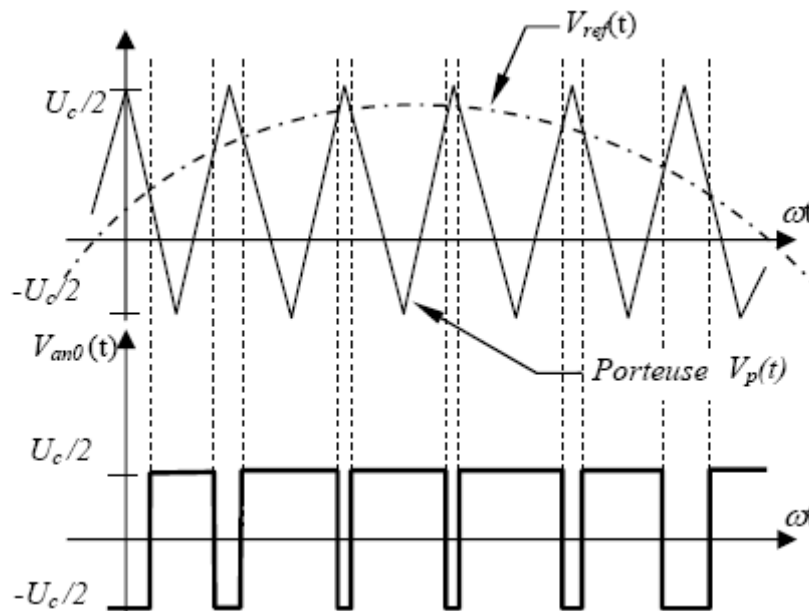


Figure 2.25: fonctionnement d'un bras de l'onduleur en MLI

## **2.7 Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents moyens de mitigation contre la pollution harmonique. Le surdimensionnement des éléments composant le réseau le transformateur de mise à la terre, les transformateurs zig-zag, le filtrage passif et le filtrage actif sont toutes des méthodes qui sont utilisées pour minimiser les harmoniques et certaines de leurs conséquences. Le filtrage passif ainsi que le filtrage actif se sont clairement démarqués dans le monde industriel lors des dernières décennies. De part ses avantages sur le filtre passif, le filtre actif constitue la voie par excellence pour, non seulement compenser les harmoniques, mais aussi pour améliorer la qualité de l'énergie du réseau électrique.

Comme on a pu le constater, La pièce maitresse qui garantit le bon fonctionnement du filtrage actif, donc l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique qui doit être conforme aux nouvelles contraintes normatives, est la commande. C'est ainsi que l'objectif du chapitre suivant est d'étudier, la méthode de régulation avancées (dead-beat).

CHAPITRE 3: MODELISATION ET COMMANDE EN COURANT  
DU FILTRE ACTIF PARALLELE



### 3.1 Introduction :

Dans ce chapitre une stratégie de commande avancée en boucle fermée, du convertisseur triphasé à six interrupteurs (figure 3.1) est élaborée et validée par la simulation à l'aide du logiciel Simulink / Matlab. La commande a pour tâche le contrôle de la commutation des éléments semi-conducteurs formant l'onduleur. Au moyen de stratégies de contrôle appropriées. Afin d'effectuer la compensation des harmoniques du réseau en générant des signaux harmoniques à la sortie de l'onduleur et la régulation de la tension du bus continu. Ce double objectif est réalisé en utilisant la représentation du système en modèle d'état dans le plan tournant synchrone  $dq$ , un modèle invariant dans le temps mais fortement non-linéaire.

### 2.2 Élaboration du modèle d'état dans le plan dq :

Dans cette étude, on considère le convertisseur montré sur la figure 3.1, où  $L_f$  représente les inductances de fuite du transformateur,  $R_f$  les pertes de conduction du transformateur et de l'onduleur,  $C$  le condensateur du bus continu et  $R$  les pertes dues aux commutations dans l'onduleur, ainsi que celles du condensateur.

Plusieurs méthodes ont été développées pour analyser les systèmes de puissance. La méthode nodale et la méthode des variables d'état, ainsi que tous leurs dérivés, sont les plus utilisées puisqu'elles présentent une précision acceptable tout en étant peu complexe à implémenter et rapide à exécuter. Dans le cadre de ce projet on utilisera la méthode des variables d'état, Le principal avantage de cette méthode est la possibilité de modéliser et de simuler simultanément tous les éléments d'un système de puissance (éléments linéaires, éléments non-linéaires, systèmes de commande et l'électronique de puissance) de façon unifiée. Les lois De Kirchhoff sont utilisées pour construire les matrices d'état. L'analyse du circuit de la figure 3.1 est faite afin de présenter la méthode.

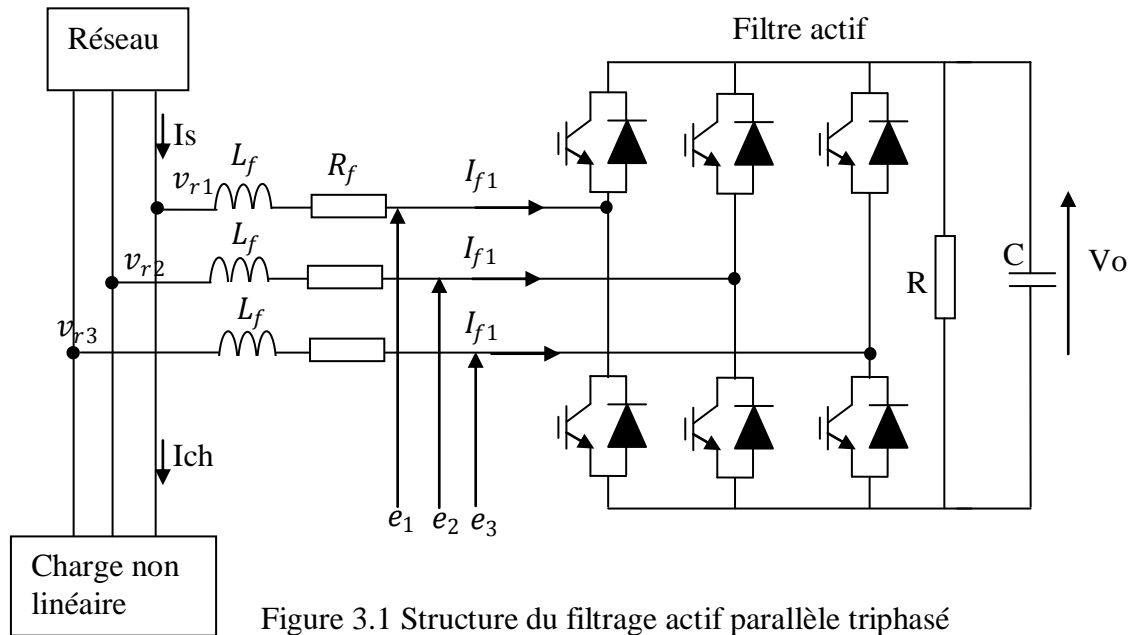


Figure 3.1 Structure du filtrage actif parallèle triphasé

Pour simplifier l'étude, on supposera que les interrupteurs et les sources de tension sont considérés comme idéaux.

Dans l'hypothèse d'un système équilibré, les tensions du côté alternatif sont définies comme :

$$\begin{aligned}
 v_{r1} &= v_m \cos \omega t \\
 v_{r2} &= v_m \cos \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\
 v_{r3} &= v_m \cos \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right)
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

L'hypothèse d'un système équilibré implique :

$$\sum_{k=1}^3 v_{rk} = 0
 \tag{3.2}$$

L'application de la loi de Kirchhoff nous donne

$$\begin{aligned}
v_{r1} - e_1 &= L_f \frac{di_{f1}}{dt} + R_f i_{f1} \\
v_{r2} - e_2 &= L_f \frac{di_{f2}}{dt} + R_f i_{f2} \\
v_{r3} - e_3 &= L_f \frac{di_{f3}}{dt} + R_f i_{f3}
\end{aligned} \tag{3.3}$$

Où  $e_{1,2,3}$  sont les tensions par rapport au point neutre du réseau

D'où l'écriture matricielle suivante :

$$L_f \frac{di_f}{dt} = v_r - e - R_f i_f \tag{3.4}$$

$$\text{ou } i_f = [i_{f1} \ i_{f2} \ i_{f3}]^T, v_r = [v_{r1} \ v_{r2} \ v_{r3}]^T, e = [e_1 \ e_2 \ e_3]^T \tag{3.5}$$

On définit la fonction de commutation suivante pour définir l'état des interrupteurs (k=1.2.3)

$u_k = 1$  Quand l'interrupteur est fermé

$u_k = 0$  Quand l'interrupteur est ouvert

L'expression qui relie la tension  $v_0$  à la tension  $e$  en fonction de la position des interrupteurs :

$$\begin{vmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{vmatrix} = \frac{v_0}{3} \begin{vmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{vmatrix} \tag{3.6}$$

L'équation (3.6) peut se mettre sous la forme compacte suivante

$$e = \frac{v_0}{3} \cdot K \cdot u \tag{3.7}$$

$$\text{Avec } k = \begin{vmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{vmatrix} \text{ et } u = \begin{vmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{vmatrix} \tag{3.8}$$

En remplaçant l'équation (3.7) dans (3.4), on déduit l'équation de couplage des côtés alternatif et continu :

$$L_f \frac{di_f}{dt} = v_r - \frac{v_0}{3} \cdot K \cdot u - R_f i_f \quad (3.9)$$

Le modèle complet s'obtient par Le rajout de la dynamique côté continu :

$$c \frac{dv_0}{dt} = i_0 - \frac{v_0}{R} \quad (3.10)$$

Sachant que le courant continu  $i_0$  s'exprime par :

$$i_0 = \frac{1}{2} u^T i_f \quad (3.11)$$

En remplaçant (3.11) dans (3.10) on obtient :

$$c \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{2} u^T i_f - \frac{v_0}{R} \quad (3.12)$$

Le système d'équation (3.13) présente le modèle dynamique de l'onduleur de tension triphasé dans le repère abc

$$\begin{cases} L_f \frac{di_f}{dt} = v_r - e - R_f i_f \\ c \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{2} u^T i_f - \frac{v_0}{R} \end{cases} \quad (3.13)$$

Avec  $i_{f1} + i_{f2} + i_{f3} = 0$  et  $e = \frac{v_0}{3} \cdot K \cdot u$

### 3.2.1 Modèle dans le repère $\alpha\beta$ :

$$\text{On a } i_{\alpha\beta 0} = C_{\alpha\beta 0} \cdot i_f \quad (3.14)$$

Où :  $i_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix}$  et la matrice  $C_{\alpha\beta 0}$  est la matrice de transformation de Concordia qui est

définie comme :

$$C_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \sqrt{\frac{2}{3}} & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Il est à remarquer que cette matrice est orthogonale, c'est – à – dire  $C_{\alpha\beta 0}^{-1} = C_{\alpha\beta 0}^T$

Et le fait d'avoir un système équilibré (composante homopolaire nulle) nous permet de réduire la dimension de la matrice. Le nouveau changement de coordonnées sera ainsi défini :

$$i_{\alpha\beta} = C_{\alpha\beta} \cdot i_f \quad (3.16)$$

$$\text{Avec } i_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

En dérivant (3.16) on obtient :

$$\frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = C_{\alpha\beta} \cdot \frac{di_f}{dt} \quad (3.17)$$

En remplaçant (3.4) dans (3.17) on obtient :

$$L_f \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = v_{\alpha\beta} - e_{\alpha\beta} - R_f i_{\alpha\beta} \quad (3.18)$$

$$\text{Avec } e_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \text{ et } v_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}$$

Sachant que  $C_{\alpha\beta} \cdot K = 3 \cdot C_{\alpha\beta}$  La relation entre le côté alternatif et continu peut être mise sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 e_{\alpha\beta} &= C_{\alpha\beta} \cdot e \\
 &= \frac{1}{3} v_0 c_{\alpha\beta} \cdot k \cdot u \\
 &= \frac{1}{3} v_0 3 \cdot c_{\alpha\beta} \cdot u \\
 &= v_0 \cdot c_{\alpha\beta} \cdot u \\
 &= v_0 \cdot u_{\alpha\beta}
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

Avec  $u_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix}$

En ce qui concerne le côté continu, le courant total absorbé par la charge peut être exprimé par :

$$\begin{aligned}
 i_0 &= \frac{1}{2} u^T (c_{\alpha\beta}^{-1} \cdot i_{\alpha\beta}) \\
 &= \frac{1}{2} u^T (c_{\alpha\beta}^T \cdot i_{\alpha\beta}) \\
 &= \frac{1}{2} (u \cdot C_{\alpha\beta})^T i_{\alpha\beta} \\
 &= \frac{1}{2} u_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta}
 \end{aligned} \tag{3.20}$$

Dans ce repère, le vecteur  $u_{\alpha\beta}$  représente les huit états que peuvent prendre les interrupteurs le tableau 3.1 indique pour chacun de ces états les valeurs de ce vecteur. Deux de ces valeurs sont nuls. Les six autres ont le même module égal à  $\sqrt{\frac{2}{3}}$ . Les extrémités de ces six vecteurs définissent (Figure 3-2) les sommets d'un hexagone régulier.

$u_1$	$u_2$	$u_3$	$u_\alpha$	$u_\beta$	$u^i$
0	0	0	0	0	$u^1$
1	0	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	0	$u^2$
1	1	0	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$u^3$
0	1	0	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$u^4$
0	1	1	$-\sqrt{\frac{2}{3}}$	0	$u^5$
0	0	1	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$	$u^6$
1	0	1	$+\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$	$u^7$
1	1	1	0	0	$u^8$

Figure 3.1 Les 8 vecteurs possibles de commande

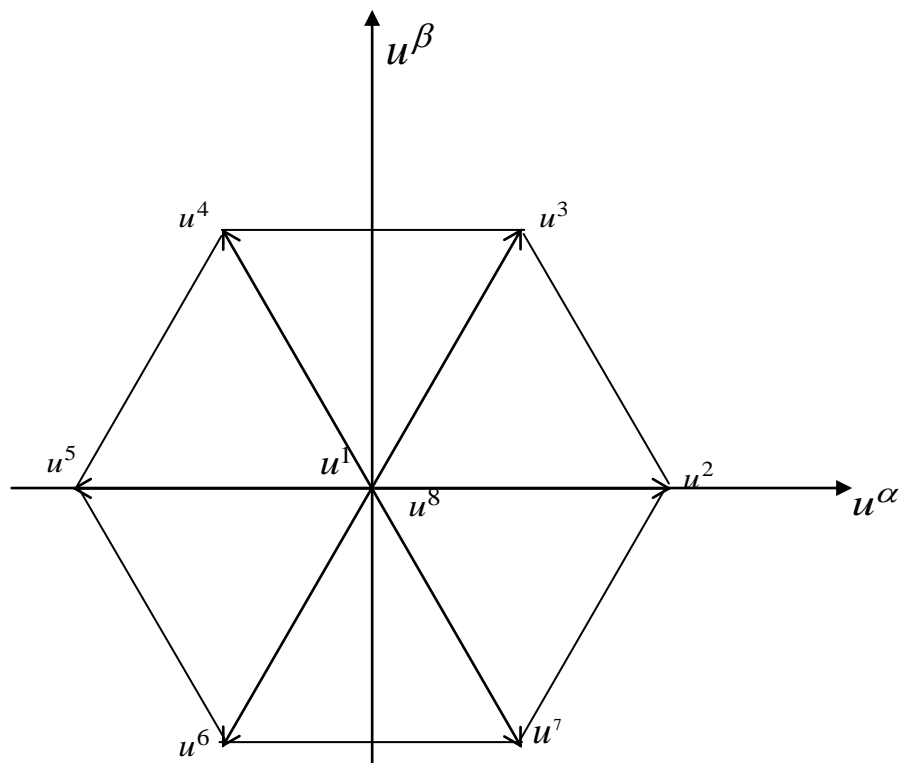


Figure 3.2 : vecteur de commande dans le repère  $\alpha \beta$

Finalement, l'expression de la tension continue, donnée par l'équation (3.10) en abc devient dans ce nouveau repère :

$$c \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{2} u_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta} - \frac{v_0}{R} \quad (3.21)$$

Dans le tableau 3.1 on récapitule les équations principales

$$\begin{aligned} L_f \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} &= v_{\alpha\beta} - e_{\alpha\beta} - R_f i_{\alpha\beta} \\ c \frac{dv_0}{dt} &= \frac{1}{2} u_{\alpha\beta}^T i_{\alpha\beta} - \frac{v_0}{R} \\ e_{\alpha\beta} &= v_0 u_{\alpha\beta} \end{aligned}$$

TAB. 3.2: Modèle dynamique de l'OT-triphasé dans le repère  $\alpha \beta$

En faisant le changement de variable suivant  $x_3 = v_0$  et  $x_{12} = i_{\alpha\beta}$  la forme des équations données dans le tableau 3.2 deviennent :

$$\begin{cases} \dot{x}_{12} = A_1 x_{12} + B_1 x_3 u_{\alpha\beta} + \omega_1(t) \\ \dot{x}_3 = A_2 x_3 + B_2 x_{12}^T u_{\alpha\beta} \end{cases} \quad (3.22)$$

Avec  $A_1 = -\frac{R_f}{L_f}$ ,  $B_1 = -\frac{1}{L_f}$ ,  $B_2 = -\frac{1}{2c}$ ,  $\omega_1(t) = \frac{1}{L_f} v_{\alpha\beta}$ ,  $A_2 = -\frac{1}{cR_f}$

### 3.2.2 Modèle dans le repère dq :

Il existe une autre transformation utilisée en électrotechnique appelée transformation de Park. Dans la section précédente on a vu qu'une quantité sinusoïdale dans le repère  $\alpha\beta$  est représentée par un vecteur tournant. L'idée de la transformation de Park est de faire tourner le repère  $\alpha\beta$  à la fréquence angulaire des quantités sinusoïdales impliquées, il en résulte que les quantités sinusoïdales tournant à la même fréquence angulaire deviennent des constantes dans ce nouveau repère. En prenant la tension  $V_{r,l}$  comme origine des phases, la transformation de Park est définie comme :

$$P_{dq0} = R(\theta) \cdot C_{\alpha\beta 0} \quad (3.23)$$

Où :  $\theta = \omega t$ ,  $R(\theta)$  est la matrice de rotation donnée par:

$$R(\theta) = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.24)$$

L'équation (3.23) peut s'écrire de la façon suivante :

$$P_{dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (3.25)$$

De même on note que cette transformation de Park ainsi définie est orthogonale c.-à-d. :

$$P_{dq0}^{-1} = P_{dq0}^T \quad (3.26)$$

D'une façon similaire on définit le changement de coordonnées suivant :

$$i_{dq0} = R(\theta) \cdot i_{\alpha\beta 0} \quad (3.27)$$

$$\text{Avec } i_{dq0} = [i_d \ i_q \ i_0]^T \quad (3.28)$$

De même, le fait d'avoir un système triphasé dont la somme des courants est nulle nous permettra d'obtenir une composante homopolaire nulle. On utilisera une forme simplifiée de la transformée de Park. On utilisera également une forme réduite de la matrice de rotation formée des deux premières lignes et des deux premières colonnes, elle sera appelée  $R(\theta)$

Le nouveau changement de coordonnées est ainsi défini comme :

$$i_{dq} = R_{(\theta)} i_{\alpha\beta} \quad (3.29)$$

$$\text{Avec } i_{dq} = [i_d \ i_q]^T$$

En dérivant l'équation (3.27), on trouve l'expression suivante :

$$L_f \frac{di_{dq}}{dt} = R_{(\theta)} L_f \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} - \omega L_f H R_{(\theta)} i_{\alpha\beta} \quad (3.30)$$

$$\text{Avec } H = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$$

En substituant (3.18) dans (3.30) on obtient :

$$L_f \frac{di_{dq}}{dt} = R_{(\theta)} v_{\alpha\beta} - R_{(\theta)} e_{\alpha\beta} - R_{(\theta)} R_f i_{\alpha\beta} - \omega L_f H R_{(\theta)} i_{\alpha\beta} \quad (3.31)$$

Le modèle du système dans ce nouveau repère est :

$$L_f \frac{di_{dq}}{dt} = v_{dq} - e_{dq} - R_f i_{dq} - \omega L_f H i_{dq} \quad (3.32)$$

$$\text{Avec } e_{dq} = [e_d \ e_q]^T, \ v_{dq} = [v_d \ v_q]^T$$

$$e_{dq} = R_{(\theta)} e_{\alpha\beta}$$

$$= R_{(\theta)} v_0 u_{\alpha\beta}$$

$$= v_0 u_{dq}$$

$$(3.33)$$

Avec  $u_{dq} = [u_d \ u_q]^T$

D'autre part

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{dq} = R_{(\theta)} v_{\alpha\beta} \\ \quad = R_{(\theta)} \cdot c_{\alpha\beta} v_s \\ \quad = P_{(\theta)} v_s \\ \quad = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} v_m \\ 0 \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (3.34)$$

Le courant côté continu peut être représenté dans le repère dq comme :

$$\begin{aligned} i_0 &= \frac{1}{2} u_{\alpha\beta}^T (R^{-1}(\theta) \cdot i_{dq}) \\ &= \frac{1}{2} u_{\alpha\beta}^T (R^T(\theta) \cdot i_{dq}) \\ &= \frac{1}{2} (R^T(\theta) \cdot u_{\alpha\beta})^T i_{dq} \\ &= \frac{1}{2} u_{dq}^T i_{dq} \end{aligned} \quad (3.35)$$

L'expression de la tension continue dans les nouvelles coordonnées devient :

$$C \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{2} u_{dq}^T i_{dq} - \frac{v_0}{R} \quad (3.36)$$

Dans le tableau 3.3 on récapitule les équations principales qui décrivent la dynamique du convertisseur dans ce nouveau repère.

$$\begin{aligned}
L_f \frac{di_{dq}}{dt} &= v_{dq} - e_{dq} - R_f i_{dq} - \omega L_f H i_{dq} \\
C \frac{dv_0}{dt} &= \frac{1}{2} u_{dq}^T i_{dq} - \frac{v_0}{R}
\end{aligned}$$

Avec  $e_{dq} = v_0 u_{dq}$  et  $v_{dq} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} v_m \\ 0 \end{bmatrix}$

TAB. 3.3: Modèle dynamique de l'OT-triphasé dans le repère  $dq$

D'une façon similaire au cas du repère  $\alpha \beta$  les équations du tableau 3.2 peuvent être rangées sous la forme :

$$\begin{aligned}
L_f \frac{di_{dq}}{dt} &= -\frac{1}{L_f} (R_f I + \omega L_f H) i_{dq} - \frac{1}{L_s} v_0 u_{dq} + \frac{1}{L_s} v_{dq} \\
\frac{dv_0}{dt} &= \frac{1}{2C} i_{dq}^T u_{dq} - \frac{1}{RC} v_0
\end{aligned} \tag{3.37}$$

Avec I matrice identité

Si l'on définit  $x_{12} = i_{dq}, x_3 = v_0$

$$\begin{cases} \dot{x}_{12} = A_1 x_{12} + B_1 x_3 u_{dq} + \omega_1 \\ \dot{x}_3 = A_2 x_3 + B_2 x_{12}^T u_{dq} \end{cases} \tag{3.38}$$

$$\text{où } A_1 = \frac{1}{L_s} (R_f I + \omega L_f H), B_1 = -\frac{1}{L_f}, \omega_1 = \frac{1}{L_f} v_{dq}, A_2 = -\frac{1}{RC}, B_2 = \frac{1}{2C}$$

### 3.3 Influence des erreurs d'estimation paramétriques :

En général, la conception d'un système de commande se réalise sur la base du modèle mathématique du système physique à contrôler. Ce modèle contient des paramètres qui en général sont considérés comme étant linéaires et invariants, ce qui est rarement le cas dans la réalité. Ainsi, dans le cas de l'onduleur de tension raccordé au réseau via une inductance, les deux paramètres les plus significatifs sont l'inductance et la résistance de raccordement, sur une hypothèse de paramètres connus et invariants, ne répondra pas dans la réalité comme espéré, il se peut même qu'elle entraîne une instabilité du système.

### 3.4 Influence des retards de numérisation:

En tenant compte, que dans la plupart des cas la commande de courant sera numérique, il peut être intéressant d'analyser la discrétisation du modèle et les contraintes inhérentes à la commande numérique [10].

Rappelant que la grandeur de consigne  $y_c(k)$  est fréquemment mémorisée, donc englobé dans le bloc algorithmique.

A l'instant d'échantillonnage  $kh$  délivré par l'horloge, un régulateur débute par la comparaison de la consigne  $y_c(k)$  et de la grandeur à réguler échantillonnée  $y(k)$ , opération fournissant l'écart  $e(k)$  :

$$e(k) = y_c(k) - y(k) \quad (3.39)$$

La grandeur de réglage  $u(k)$  au temps  $kh$  est ensuite élaborée selon l'équation aux différences linéaire à coefficient constant suivante, où les nombres

$$u(k-1), u(k-2), \dots, u(k-n), e(k-d), e(k-d-1), \dots, e(k-d-m)$$

Sont tirés de la mémoire :

$$u(k) = -a_1 u(k-1) - \dots - a_n u(k-n) + b_0 e(k-d) + \dots + b_m e(k-d-m) \quad (3.40)$$

Après exécution de (3.40), les quantités

$u(k-1), u(k-2), \dots, u(k-n), e(k-d), e(k-d-1), \dots, e(k-d-m)$  Sont mises à jour pour l'instant de l'échantillonnage suivant. Pour les premiers instants d'échantillonnage,

les nombres  $e(-1), e(-2), \dots, e(-n)$  et les conditions initiales  $u(-1), u(-2), \dots, u(-n)$  sont choisis comme nulle.

La conversion numérique analogique de l'échantillon  $u(k)$  peut être effectuée immédiatement après son évaluation selon (3.40). Souvent pour ne pas retarder l'usage de l'écart entre la consigne et la grandeur à régler, il est souhaitable d'imposer  $d = 0$  ; l'équation (3.40) devient

$$u(k) = -a_1 u(k-1) - \dots - a_n u(k-n) + b_0 e(k) + \dots + b_m e(k-m) \quad (3.41)$$

Vu que l'élaboration de la grandeur de réglage  $u(k)$  à l'instant  $kh$  requiert l'écart  $e(k)$  au même moment, l'implantation de cette équation n'est possible que lorsque le temps de calcul et de conversion est négligé vis-à-vis de la période d'échantillonnage  $h$  (figure 3.3)

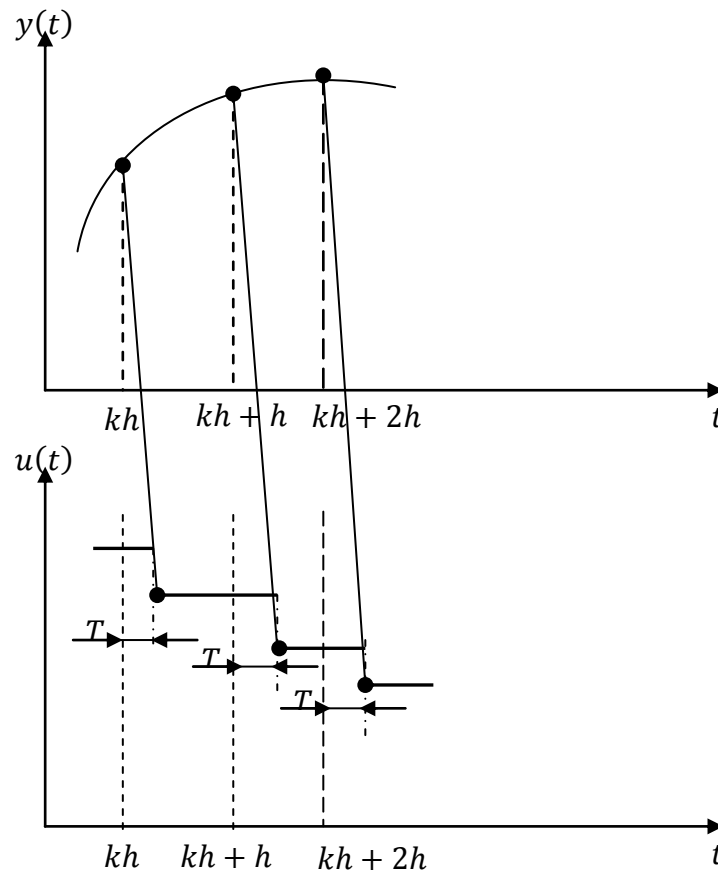


Figure 3.3 Grandeur réglée et de réglage quand le temps  $T$  nécessaire à la conversion A-N de  $y(t)$ , à l'algorithme de réglage et à la conversion N-A est négligé par rapport à la période d'échantillonnage  $h$  ; le temps  $T$  peut varier légèrement d'un instant d'échantillonnage  $h$  à un autre et dépend notamment de la programmation.

Lorsque le temps pris pour l'évaluation de la grandeur de réglage et les conversions est égal à la période d'échantillonnage, les opérations démarrant au temps  $kh$  aboutissent à la commande appliquée à l'instant d'échantillonnage  $kh + h$ , comme l'illustre la figure 3.4

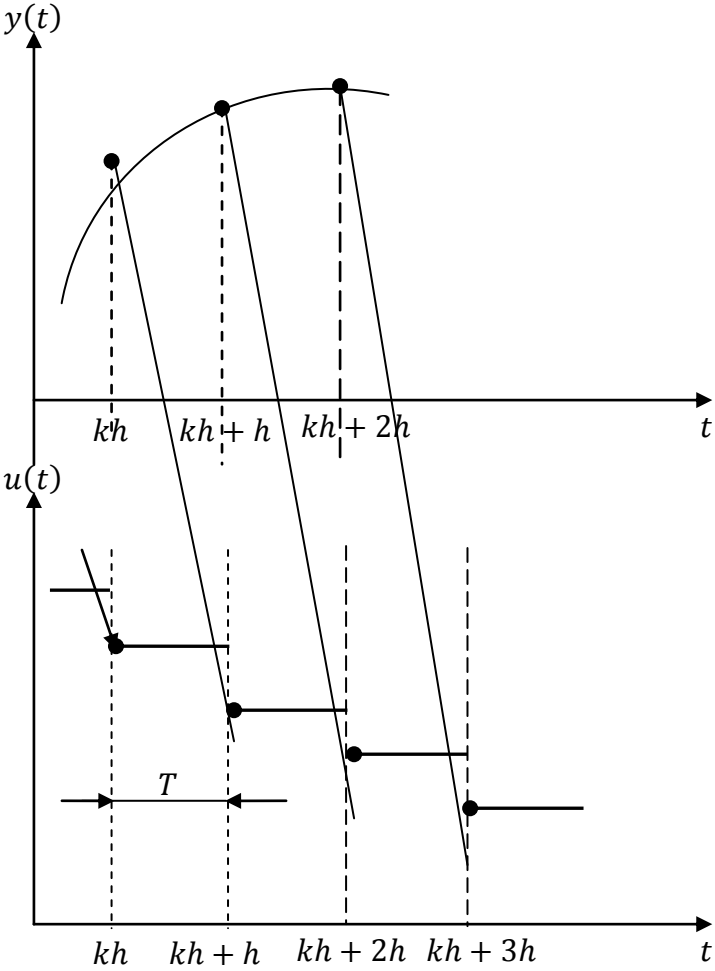


Figure 3.4 Grandeur réglée et de réglage quand le temps nécessaire à la conversion A-N de  $y(t)$ , à l'algorithme de réglage et a la conversion N-A de  $u(k)$  est égal à  $h$

Ce retard peut avoir des conséquences sur les performances de la commande, surtout dans les systèmes travaillant avec des consignes à fréquence élevées. Ce retard supplémentaire réduit la marge de phase du système et donc, influence directement la stabilité du système. L'équation (3.42) montre le déphasage supplémentaire  $\Delta\theta$  introduit par la numérisation à une pulsation choisie.

$$\Delta\theta = \frac{3}{2} \omega_0 \cdot T_e \cdot \frac{180}{\pi} \quad (3.42)$$

Où  $T_e$  est la période d'échantillonnage et  $\omega_0$  la pulsation choisie.

Dans les applications où la bande passante doit être élevée, ce déphasage devient très important. Par exemple, si l'on veut compenser l'harmonique 13 et avec une période d'échantillonnage est de  $100\mu\text{s}$ , le retard numérique introduit un déphasage supplémentaire de  $35.1^\circ$ . Dans le cas d'une période d'échantillonnage de  $200\mu\text{s}$ , le déphasage augmente jusqu'à  $70^\circ$ .

Ainsi, ce déphasage est d'autant plus important que la fréquence du signal à contrôler augmente et que la fréquence d'échantillonnage diminue. D'où la nécessité de mettre en œuvre des correcteurs capable de rattraper ce retard. Dans le cas d'un régulateur dead-beat ce retard et bien connu il est de deux période d'échantillonnage, différentes méthodes sont présentées dans la littérature afin de compenser ce retard.

Les méthodes de compensation de la phase(6) et les techniques de prédiction de la consigne (7)

### 3.5 Correcteur prédictif DEAD-BEAT

La stratégie de contrôle prédictif est basée sur la prédiction, au début de chaque période d'échantillonnage, du signal de contrôle à appliquer en se basant sur la consigne, la sortie actuelle et les paramètres du système physique et ce, afin de minimiser l'erreur. Lorsque le signal de contrôle est choisi afin d'annuler l'erreur de courant à la fin de la période d'échantillonnage suivante le contrôle prédictif est appelé *contrôle à réponse pile*, plus connu par son acception anglaise *Dead-Beat Control* [14]. Il ne s'agit pas strictement d'un type de correcteur, mais plutôt d'une philosophie de réglage basée sur un type de réponse souhaitée.

L'avantage le plus important du correcteur Dead-Beat est sa rapidité car la sortie atteint la valeur de la référence après deux périodes d'échantillonnage. Ce correcteur est

considéré comme le correcteur numérique le plus rapide [7]. Toutefois, ce retard de réponse provoque une erreur inadmissible en haute fréquence. D'où, la nécessité d'utiliser des techniques de compensation du retard de réponse. Ce correcteur possède aussi un inconvénient relativement important : basé sur le modèle du système, il est très sensible aux variations paramétriques, aux incertitudes du système et au bruit : ceci peut provoquer des erreurs de précision. Même si cela fait longtemps que les correcteurs Dead-Beat sont étudiés, c'est un problème encore très présent de nos jours. [6] propose d'ajouter au système un observateur d'état. Avec un réglage adéquat des paramètres de l'observateur, les désagréments concernant les erreurs paramétriques liées au correcteur Dead-Beat sont minimisées, mais au prix d'une diminution légère de la dynamique du système et une augmentation de la complexité.

Dans cette partie, on présente d'abord un état de l'art des différents types de techniques Dead-Beat que l'on trouve dans la littérature. Ensuite, on va faire une étude détaillée de la commande à réponse-pile MLI vectorielle.

### **3.5.1 Etat de l'art des techniques Dead-Beat**

Les techniques Dead-Beat aussi appelés « à réponse pile » sont très utilisées pour des applications où l'on a besoin d'une grande dynamique, tant en repère fixe comme en repère tournant, comme c'est le cas pour le filtrage actif [8]

La plupart des correcteurs avec réponse Dead-Beat que l'on trouve dans la littérature sont basés sur le réglage prédictif du premier ordre. Ces correcteurs sont utilisés dans des applications de contrôle de courant d'un onduleur de tension et de filtrage actif [7]. Cependant d'autres méthodes sont également proposées.

La référence [6] analyse la commande en courant de l'onduleur de tension, et une classification des différentes techniques Dead-Beat selon la méthode de réglage proposée.

Deux principales techniques sont différenciées : le réglage de pôles et le réglage en équations aux différences. Dans la méthode de réglage de pôles, il décrit le correcteur RST et la méthode d'imposition de la fonction de transfert en boucle fermée. En ce qui concerne le réglage en équations aux différences, il présente deux réglages possibles : le réglage par modèle inverse et le réglage prédictif. Dans tous ces cas, les correcteurs travaillent en repère fixe et un retard de deux périodes d'échantillonnage est obtenu entre la sortie et la référence.

Dans [7], on utilise la Commande par Modèle Interne pour obtenir une réponse Dead-Beat dans une application au filtrage actif parallèle. Ce correcteur permet de placer les pôles en boucle fermée aux endroits désirés en imposant la dynamique du système. Deux

différentes études ont été réalisées : tout d'abord, un correcteur avec un retard d'une période d'échantillonnage entre la sortie et la référence (le retard de calcul du correcteur est négligé) et ensuite un correcteur avec un retard de deux périodes. On constate que la Commande de Modèle Interne est équivalente à un correcteur PI classique en repère tournant.

Finalement, la référence [9] analyse la commande en courant d'un filtre actif en s'appuyant sur la technique Dead-Beat MLI vectorielle. Dans le cadre de notre projet on se limitera à la présentation détaillée de la Commande à réponse-pile MLI vectorielle.

### **3.6 Commande à réponse-pile MLI vectorielle :**

Cette technique de commande semble bien ancrée dans le domaine de l'électrotechnique [9]. Sa stratégie consiste à imposer la dynamique de l'erreur en boucle fermée, puis, faire un développement direct des algorithmes de commande sous forme d'équations aux différences. On réalise des opérations entre les signaux échantillonnés du système correspondant à une même période ou à des périodes différentes. La synthèse d'une telle loi de commande comporte principalement deux problèmes :

- La synthèse du contrôleur de courant en utilisant le modèle de convertisseur dans le plan tournant synchrone **dq**.
- la construction du modulateur de type vectoriel dont la fonction est de reconstituer en moyenne, le vecteur de commande issu du contrôleur à réponse-pile en utilisant les vraies configurations des interrupteurs.
- Par la suite, on abordera ces deux problèmes d'une façon indépendante.

La figure 3.3 présente la chaîne de contrôle du courant d'un système numérique basé sur une Commande à réponse-pile MLI vectorielle.

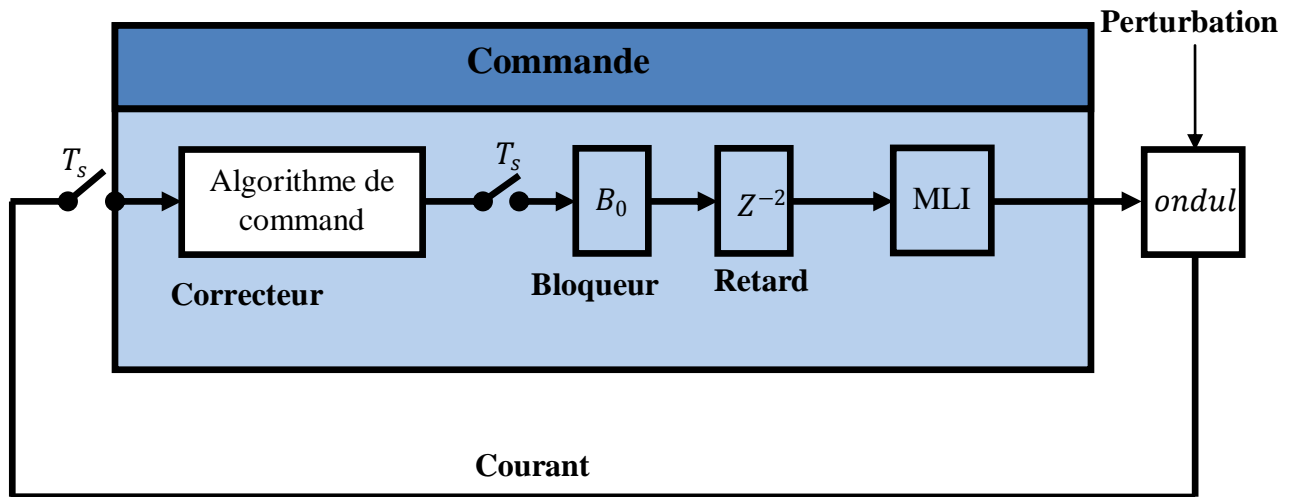


Figure 3.3 chaîne de contrôle de courant

### 3.6.1 La synthèse du contrôleur de courant :

On ne considérant que la boucle interne de courant, cela nous mène à supposer que la tension du bus continu est bien contrôlée et qu'elle peut jouer le rôle d'un paramètre.

En définissant l'erreur des courants comme  $e_{12} = x_{12}^* - x_{12}$  (3.43)

En utilisant (3.38), la dynamique de l'erreur s'écrit comme :

$$\dot{e}_{12} = A_1 e_{12} - B_1 x_3 u_{dq} - \omega_1 - A_1 x_{12}^* + \dot{x}_{12}^* \quad (3.44)$$

Ensuite, on va s'intéresser à imposer la dynamique de l'erreur en boucle fermée suivante :

$$\dot{e}_{12} = -\frac{1}{T_s} e_{12} \quad (3.45)$$

Où  $T_s$  correspond à la constante de temps désirée en boucle fermée. En égalisant (3.38) et (3.36), on trouve la commande qui nous permet d'imposer une telle dynamique

$$u_{dq}^* = \frac{((1+T_s A_1)e_{12} - T_s(\omega_1 + A_1 x_{12}^* - \dot{x}_{12}^*))}{(T_s B_1 x_3)} \quad (3.46)$$

Dans le repère  $\alpha \beta$ , cette commande devient :

$$u_{\alpha\beta}^* = \frac{((1+T_s A_1)e_{12} - T_s(\omega_1 + A_1 x_{12}^* - \dot{x}_{12}^*))}{(T_s B_1 x_3 R(\theta))} \quad (3.47)$$

### 3.6.2 Modulateur vectoriel :

On voit que la commande donnée par (3.46) ne correspond pas au vrai vecteur de commande à appliquer au filtre. Donc, on ne peut pas l'appliquer directement, d'où le besoin d'un modulateur. Ainsi le rôle du modulateur est l'approximation du vecteur de référence  $u_{\alpha\beta}^*$  en utilisant des portions des huit vecteurs de base, ces portions sont liées par un rapport cyclique aux vecteurs de base, donc aux durées de modulation. Une simple approximation est de générer la valeur de la tension à la sortie de l'onduleur dans une petite période d'échantillonnage  $T_{mod}$  de telle sorte à ce qu'elle soit identique à  $u_{\alpha\beta}^*$  au cours de cette période.

Donc, la modulation vectorielle peut être implémentée de la manière suivante :

- 1 étape : Détermination du vecteur de référence et l'angle  $\rho$  ;
- 2 étape : Génération des séries d'impulsions;
- 3 étape : Détermination des instants de commutation pour chaque transistor (K1 à K6).

### 3.6.2.1 Définition du vecteur de référence :

Le vecteur de référence  $u_{\alpha\beta}^*$  issu du contrôleur à réponse-pile peut être défini de plusieurs manières (figure 3.5) dans le plan :

- En coordonnées polaires

$$\bar{u}_{\alpha\beta}^* = |u_{\alpha\beta}^*| \cdot e^{j\rho} \quad (3.48)$$

- En coordonnées cartésiennes (référenciel correspondant à la transformation de Clarke-Concordia) :

$$\bar{u}_{\alpha\beta}^* = u_{\alpha}^* + ju_{\beta}^* \quad (3.49)$$

Avec :

$$\begin{cases} u_{\alpha}^* = |u_{\alpha\beta}^*| \cos \rho \\ u_{\beta}^* = |u_{\alpha\beta}^*| \sin \rho \end{cases} \quad (3.50)$$

$$|u_{\alpha\beta}^*| = \sqrt{u_{\alpha}^{*2} + u_{\beta}^{*2}} \quad (3.51)$$

$$\rho = \tan^{-1} \left( \frac{u_{\beta}^*}{u_{\alpha}^*} \right) = \omega t \quad (3.52)$$

### 3.6.2.2 Génération des séries d'impulsions

#### 3.6.2.2.1 Approximation du vecteur de commande[10] :

Le vecteur de commande  $u_{\alpha\beta}^*$  est approché, sur la période de modulation  $T_{mod}$ , par la génération d'un vecteur de commande moyen élaboré par l'application des vecteurs de commande adjacents de l'onduleur  $\bar{u}^i$  et  $\bar{u}^{i+1}$  pour  $i = 2 \dots 6$  et des vecteurs nuls  $\bar{u}^1$  et  $\bar{u}^8$

Pour cela le vecteur de référence est échantillonné à la fréquence  $f_{mod} = \frac{1}{T_{mod}}$ .

Le vecteur de commande  $u_{\alpha\beta}^*$  projeté sur ses deux vecteurs adjacents assure le calcul des temps de commutation (figure 3.5 et 3.6)

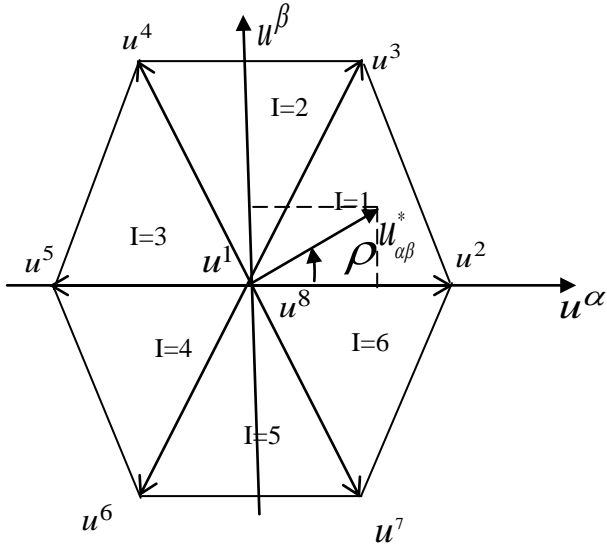


Figure 3.6 vecteur commande dans le repère  $\alpha\beta$

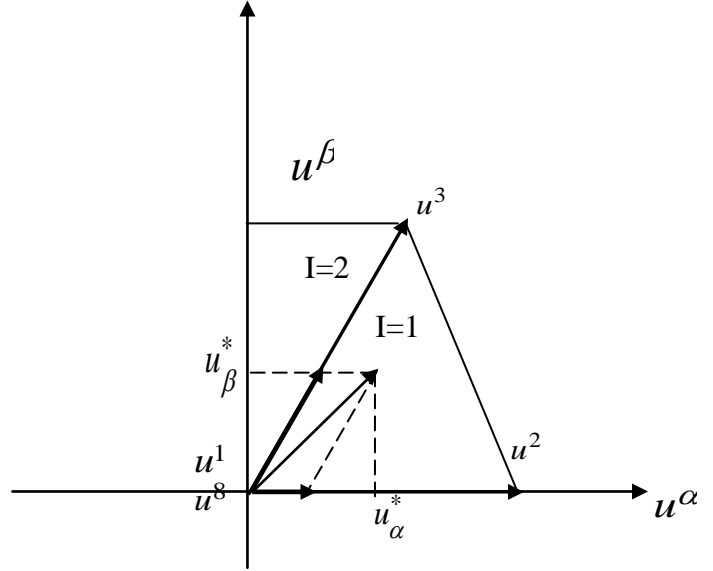


Figure 3.5 décomposition d'un vecteur commande

La somme de  $\mathbf{T}_1$  et de  $\mathbf{T}_2$  doit être inférieure à la période de modulation  $\mathbf{T}_{mod}$  [10]. Pour illustrer la méthode, considérons ici le vecteur de commande entre les vecteurs de commande adjacents  $\bar{u}^i$  et  $\bar{u}^{i+1}$  qui correspondent aux commutations  $u^i$  et  $u^{i+1}$

$$\bar{u}^i = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot e^{j(i-2)\frac{\pi}{3}} \quad (3.53)$$

En exprimant le vecteur de commande de référence dans le repère  $\alpha$  et  $\beta$  nous aurons :

$$\bar{u}_{\alpha\beta e}^* = u_{\alpha}^* + ju_{\beta}^* = \frac{T_i}{T_{mod}} \bar{u}^i + \frac{T_{i+1}}{T_{mod}} \bar{u}^{i+1} \quad (3.54)$$

On ajoute à cette équation l'équation suivante

$$T_0 = T_{mod} - (T_i + T_{i+1}) \quad (3.55)$$

Ou  $T_0$  et le temps d'application des vecteurs nuls  $\bar{u}^1$  et  $\bar{u}^8$

En développant ces équations il est possible d'exprimer les temps d'applications  $T_1$  et  $T_2$  des vecteurs  $\bar{u}^i$  et  $\bar{u}^{i+1}$  en fonction de  $u_\alpha^*$  et  $u_\beta^*$

$$\begin{aligned}\bar{u}_{\alpha\beta e}^* &= u_\alpha^* + ju_\beta^* = \frac{T_i}{T_{\text{mod}}} \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \cos(i-2)\frac{\pi}{3} + j \sin(i-2)\frac{\pi}{3} \right) + \frac{T_{i+1}}{T_{\text{mod}}} \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \cos(i-1)\frac{\pi}{3} + j \sin(i-1)\frac{\pi}{3} \right) \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \frac{T_i}{T_{\text{mod}}} \cos(i-2)\frac{\pi}{3} + \frac{T_{i+1}}{T_{\text{mod}}} \cos(i-1)\frac{\pi}{3} \right) + j \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \frac{T_i}{T_{\text{mod}}} \sin(i-2)\frac{\pi}{3} + \frac{T_{i+1}}{T_{\text{mod}}} \sin(i-1)\frac{\pi}{3} \right)\end{aligned}\quad (3.56)$$

Comme on a  $\begin{cases} u_\alpha^* = |u_{\alpha\beta}^*| \cos \rho \\ u_\beta^* = |u_{\alpha\beta}^*| \sin \rho \end{cases}$  alors

$$|u_{\alpha\beta}^*| \cos \rho + j |u_{\alpha\beta}^*| \sin \rho =$$

$$\sqrt{\frac{2}{3}} \left( \frac{T_i}{T_{\text{mod}}} \cos(i-2)\frac{\pi}{3} + \frac{T_{i+1}}{T_{\text{mod}}} \cos(i-1)\frac{\pi}{3} \right) + j \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \frac{T_i}{T_{\text{mod}}} \sin(i-2)\frac{\pi}{3} + \frac{T_{i+1}}{T_{\text{mod}}} \sin(i-1)\frac{\pi}{3} \right)\quad (3.57)$$

$$\begin{cases} |u_{\alpha\beta}^*| \cos \rho = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \frac{T_i}{T_{\text{mod}}} \cos(i-2)\frac{\pi}{3} + \frac{T_{i+1}}{T_{\text{mod}}} \cos(i-1)\frac{\pi}{3} \right) \\ |u_{\alpha\beta}^*| \sin \rho = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \frac{T_i}{T_{\text{mod}}} \sin(i-2)\frac{\pi}{3} + \frac{T_{i+1}}{T_{\text{mod}}} \sin(i-1)\frac{\pi}{3} \right)\end{cases}\quad (3.58)$$

$$\begin{vmatrix} T_{\text{mod}} \sqrt{\frac{3}{2}} |u_{\alpha\beta}^*| \cos \rho \\ T_{\text{mod}} \sqrt{\frac{3}{2}} |u_{\alpha\beta}^*| \sin \rho \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos(i-2)\frac{\pi}{3} & \cos(i-1)\frac{\pi}{3} \\ \sin(i-2)\frac{\pi}{3} & \sin(i-1)\frac{\pi}{3} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} T_i \\ T_{i+1} \end{vmatrix}\quad (3.59)$$

Après résolution nous obtenons

$$T_i = \sqrt{2} T_{\text{mod}} |u_{\alpha\beta}^*| \sin \left( (i-1)\frac{\pi}{3} - \rho \right)\quad (3.60)$$

$$T_{i+1} = \sqrt{2} T_{\text{mod}} |u_{\alpha\beta}^*| \sin \left( \rho - (i-2)\frac{\pi}{3} \right)\quad (3.61)$$

$$T_0 = T_{\text{mod}} - (T_i + T_{i+1})\quad (3.62)$$

### 3.6.2.2.2 Détermination des instants de commutation pour chaque interrupteur :

Les séquences d'applications des vecteurs commande doit répondre à certaines contraintes.

- Sur les harmoniques
- sur la fréquence de commutation

Il est intéressant de réduire, si possible, le nombre de commutation de chaque bras.

Parmi les deux vecteurs adjacents, il y a toujours « 1 » vecteur d'état « impair » et « 1 » vecteur d'état « pair ». Comme il y a une possibilité de choix pour la réalisation du vecteur nul, celui-ci est sélectionné de la manière suivante :

- $\bar{u}_1(0.0.0)$  est utilisé avant et après  $\bar{u}_3, \bar{u}_5, \bar{u}_7$
- $\bar{u}_8(1.1.1)$  est utilisé avant et après  $\bar{u}_2, \bar{u}_4, \bar{u}_6$

Dans ce cas, un bras ne commute que 2 fois pendant la période. La fréquence de commutation est donc égale à  $f_{\text{mod}}$ .

Le tableau (3.2), montre des portions de temps (durée des commutations) qui doivent être allouées à chaque bras de l'onduleur dans chaque secteur.

Secteur	Les interrupteurs du haut	Les interrupteurs du bas
<b>1</b>	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_0 / 2$	$S_4 = T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
<b>2</b>	$S_1 = T_1 + T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_0 / 2$	$S_4 = T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
<b>3</b>	$S_1 = T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_0 / 2$
<b>4</b>	$S_1 = T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_0 / 2$
<b>5</b>	$S_1 = T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_0 / 2$
<b>6</b>	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_0 / 2$	$S_4 = T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_2 + T_0 / 2$

Tableau (3.2) : Temps de commutations dans chaque secteur.

### 3.6.3 Résultat de simulation :

Afin de valider l'approche exposée dans ce chapitre, on va donner quelques résultats obtenus lors de son application au contrôle du filtre actif.

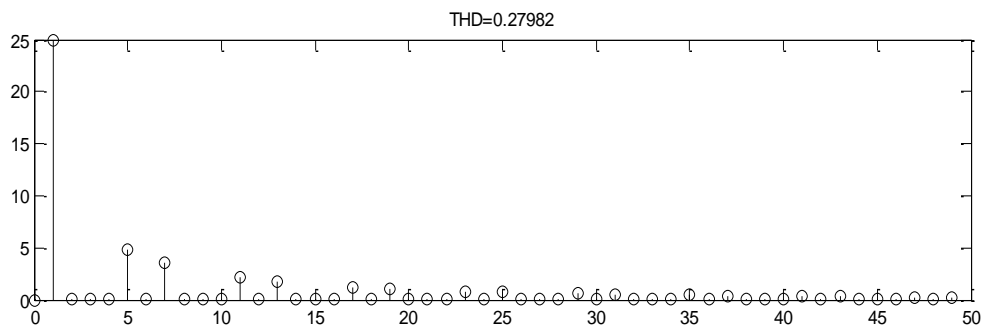
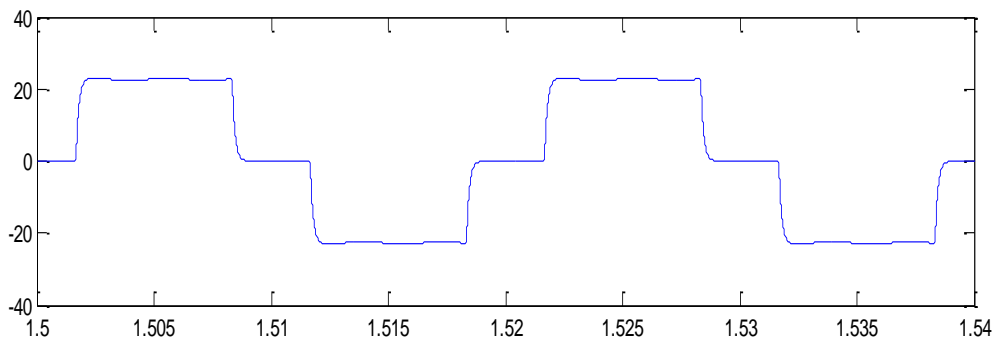
Les valeurs caractéristiques du système sont :  $V_m = \sqrt{2} \cdot 127 \text{ V}$  ,  $R_f = 3 \Omega$  ,  $L_f = 3 \text{ mH}$   
 $R = 300 \Omega$   $c = 3.33 \text{ mF}$

En ce qui concerne la boucle externe de bus continu, la tension continue est réglée à  $600 \text{ V}$

Sur la figure 3.8 les résultats de simulation sont montrés, avec un taux global de distorsion harmonique (THD) toujours inférieur à 3%

Sur cette figure on montre la réponse temporelle de système face à la consigne.

On observe un suivi de la consigne correcte même durant le régime transitoire.



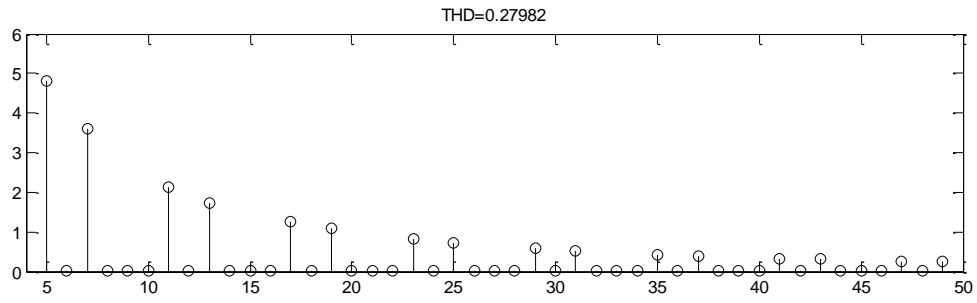


Figure 3.7 spectre du courant de charge sans la composante fondamentale

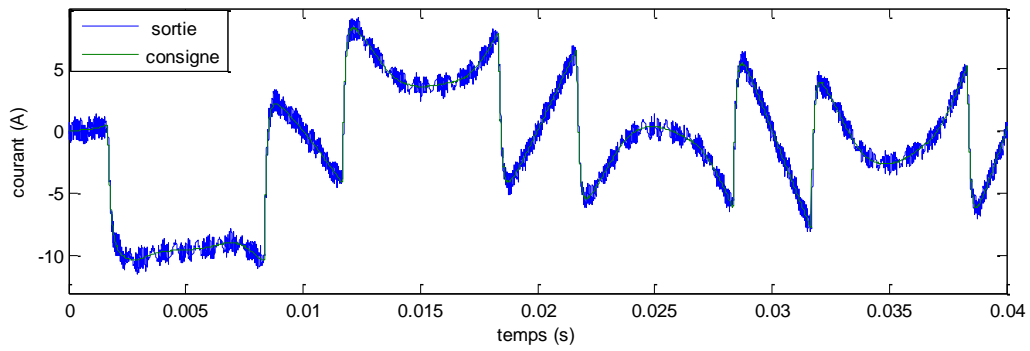


Figure 3.8 réponse temporelle en courant face à la consigne

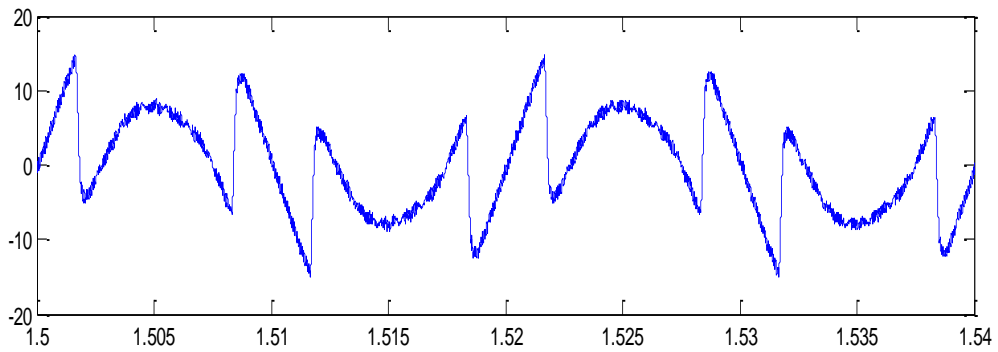


Figure 3.9 courant à la sortie du filtre

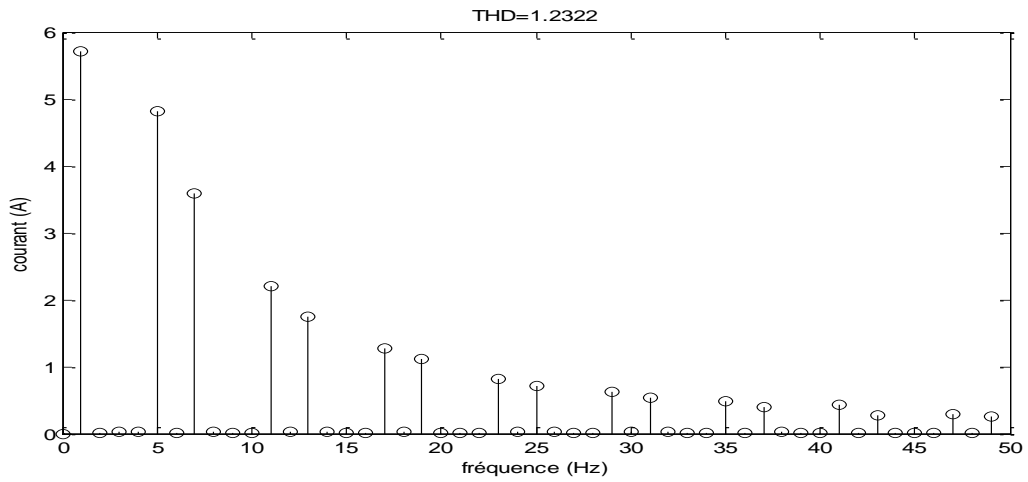


Figure 3.10 spectre du courant à la sortie du filtre

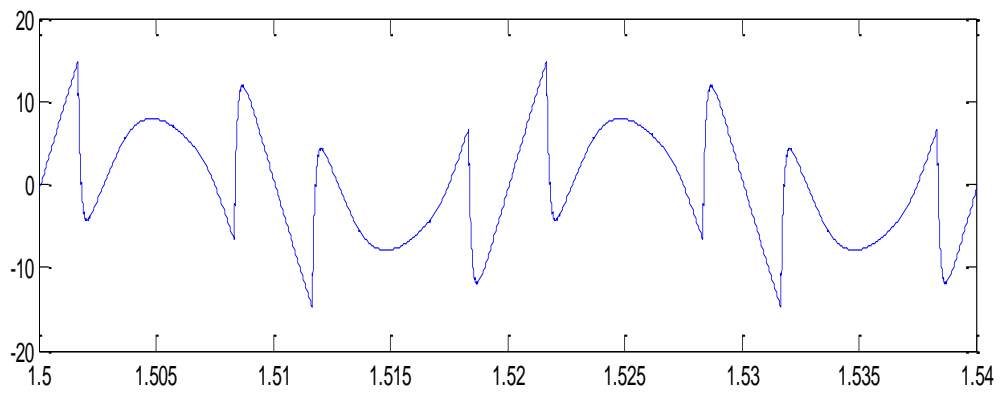


Figure 3.11 courant de référence

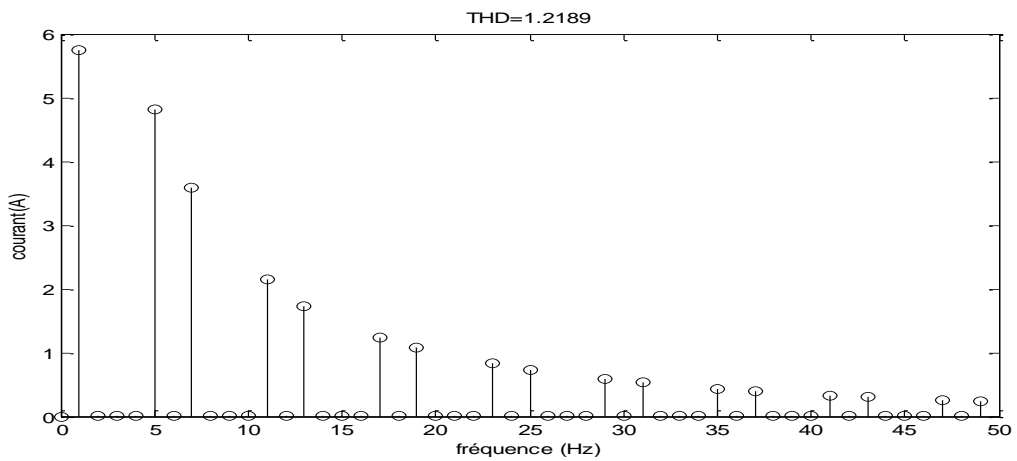


Figure 3.12 spectre du courant de référence

La figure 3.13 illustre le courant du réseau qui est presque sinusoïdal

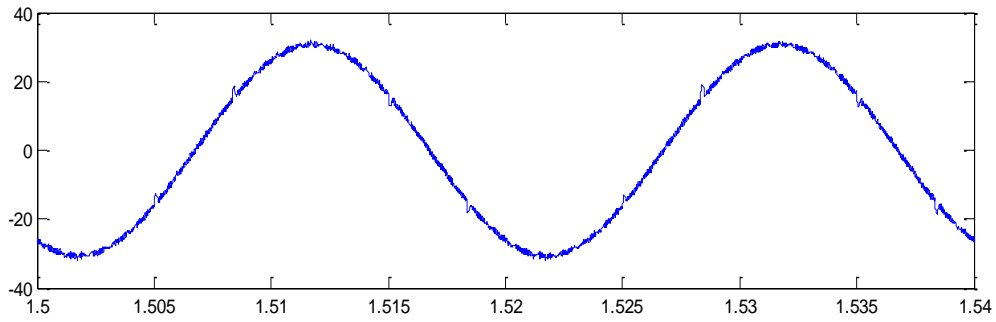


Figure 3.13 courant de source

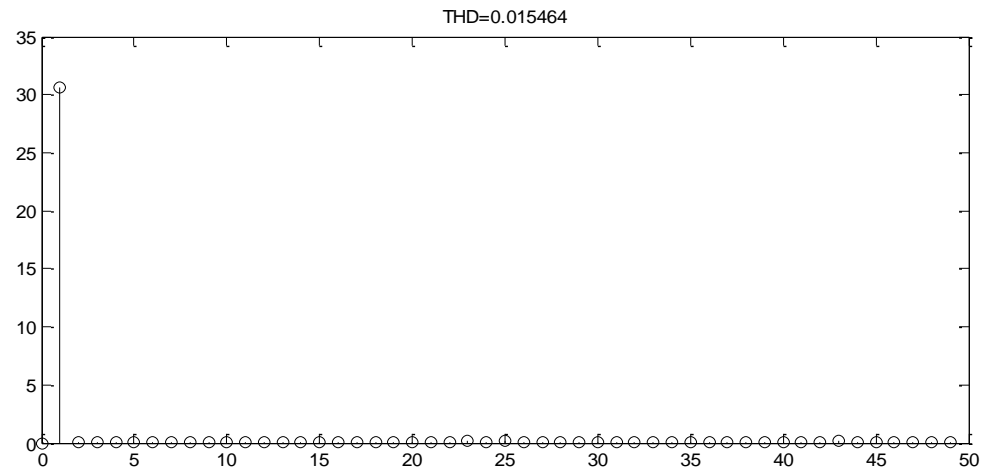


Figure 3.14 spectre du courant de source

Afin de tester la vitesse de réponse de l'algorithme de commande, figure 3.10 on a simulé un changement dans la consigne de courant de charge du redresseur ( $i^*$ ) de 15A à 25A, cet essai met en évidence la bonne vitesse de réponse de l'algorithme de commande ainsi que sa flexibilité vis-à-vis du changement instantané de la consigne.

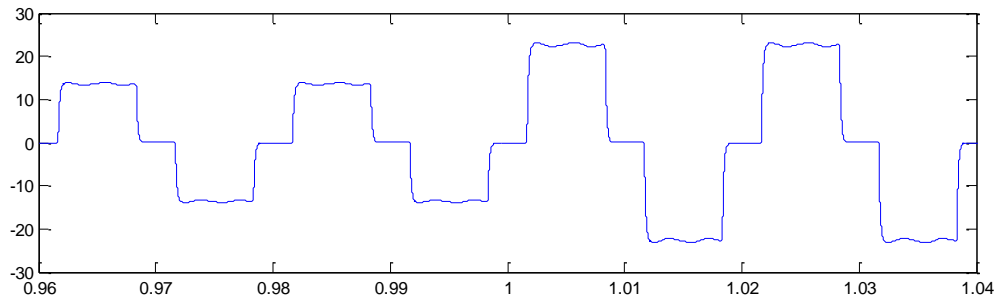


Figure 3.15 courant de charge avec un changement

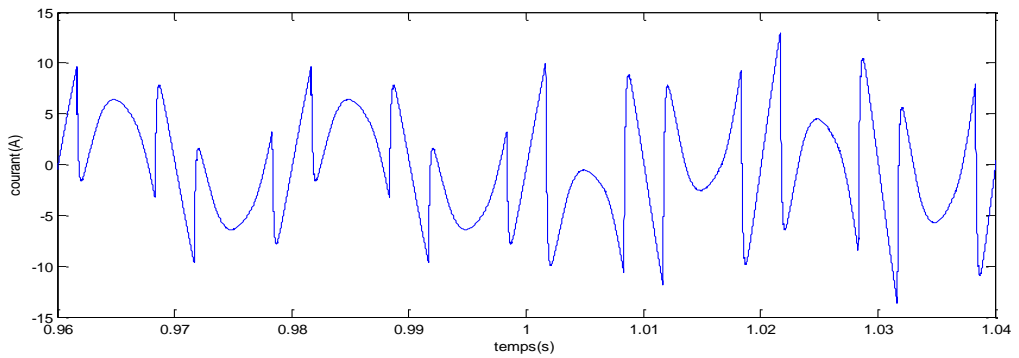
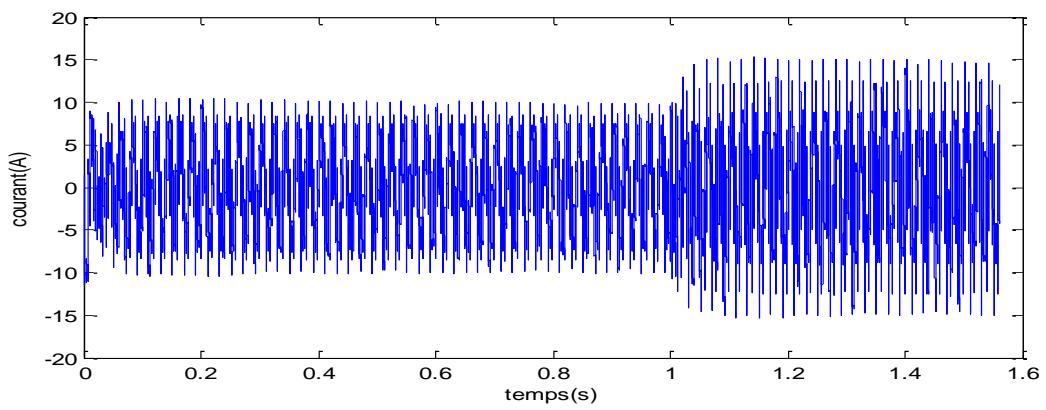


Figure 3.16 courant à la sortie du filtre avec changement de la consigne

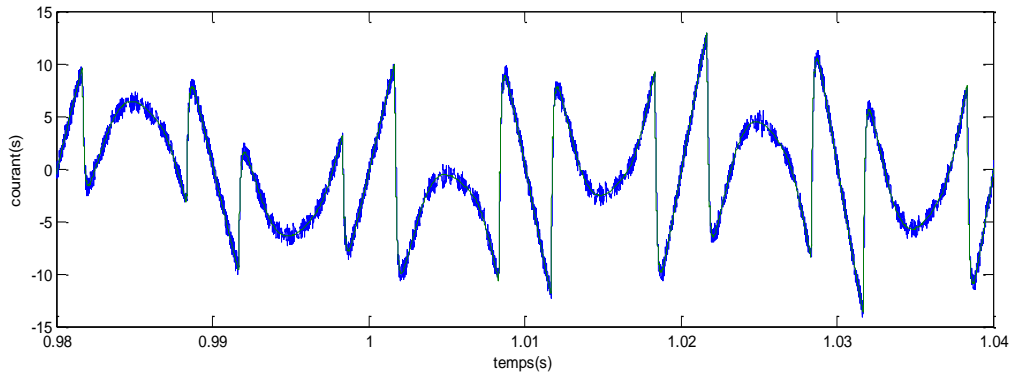


Figure 3.17 courant à la sortie du filtre et la consigne avec son changement

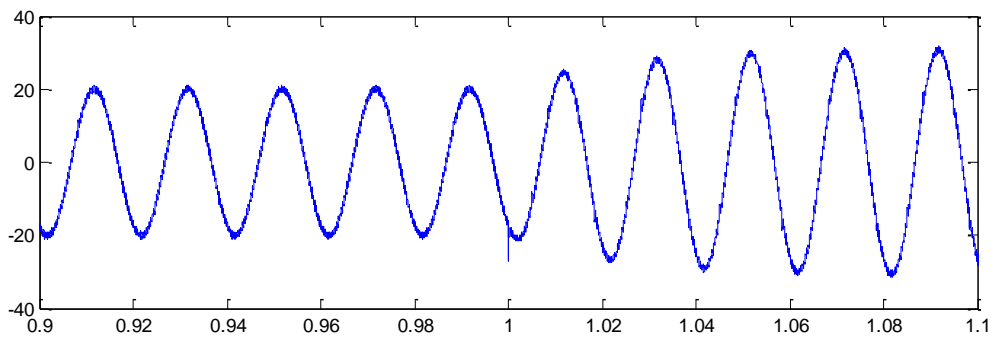
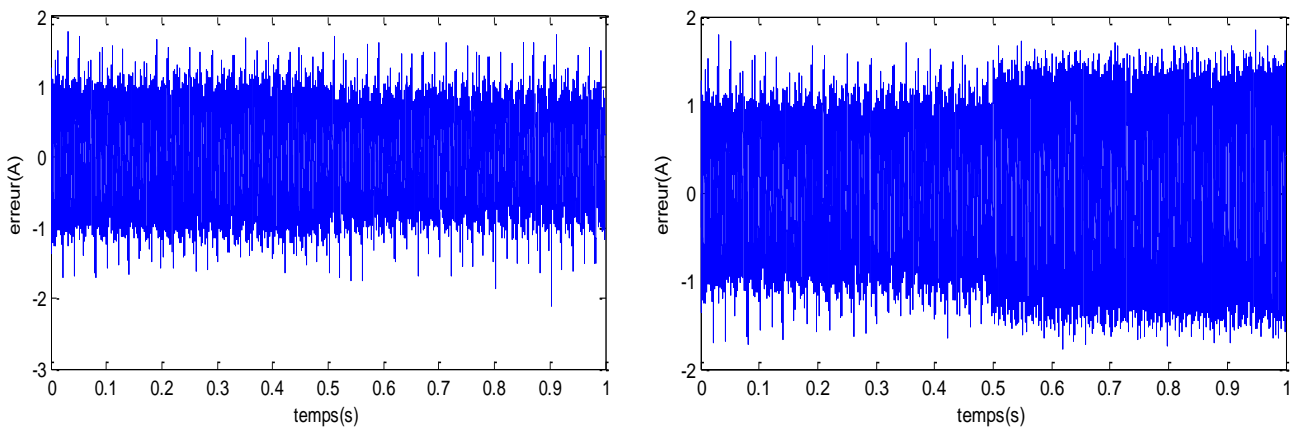


Figure 3.18 courant de source avec changement de consigne

La figure 3.19 montre que l'erreur d'estimation de  $\pm 25\%$  sur la valeur de l'inductance par rapport au système réel n'affecte pas la stabilité du système, mais de point de vu de la précision cette erreur détériore la réponse du système.



On voit Sur la figure 3.20 que les erreurs d'estimation de la valeur de la résistance de +/- 25% ont pas une influence significative sur la réponse du système, et donc leur influence sur la stabilité et la précision du système est négligeable

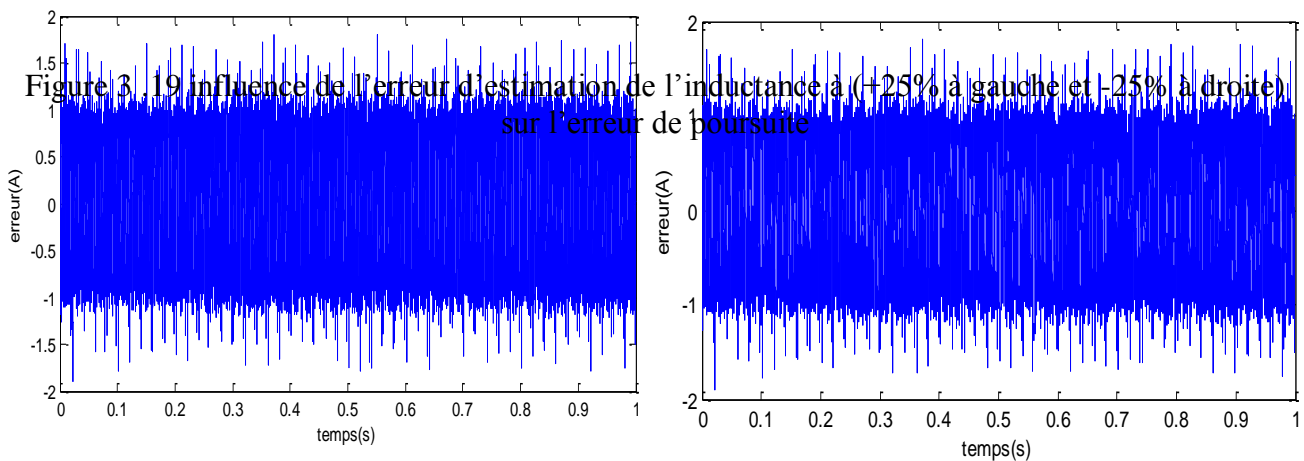


Figure 3.20 influence de l'erreur d'estimation de la résistance à (+25% à gauche et -25 à droite) sur l'erreur de poursuite

### 3.7 Conclusion

Les techniques de réglage pile permettent une réponse parfaite à un retard près si la connaissance des paramètres est suffisamment précise. Le grand avantage de ce type de commande est sa simplicité. Il est capable de corriger des signaux dans une large bande de fréquence, ce qui est très intéressant pour une application de type filtrage actif. De plus ils présentent une très bonne dynamique. Le point faible des correcteurs piles est *la nécessité d'une connaissance relativement précise des valeurs des paramètres du système*, car leur comportement tant du point de vue de la stabilité comme de la précision dépend fortement de l'exactitude des paramètres utilisés dans le correcteur. Ainsi, ils sont relativement robustes du point de vue de la stabilité.

# **CONCLUSION GENERALE**



## Conclusion générale

De nos jours, la qualité de l'énergie est un domaine de la plus haute importance. À l'heure où l'économie des pays industrialisés repose sur leurs capacités à produire ou à acheter l'énergie, l'utilisation adéquate et sans perte inutile est capitale. Ce projet, bien que ne touchant qu'un de ces domaines de la qualité de l'énergie pourtant si vaste, a permis de faire un bref survol de la problématique liée à la pollution harmonique sur les réseaux de distribution électrique ainsi que des différents moyens de mitigation utilisés. Une bonne compréhension de la problématique des harmoniques, de leurs influences sur le réseau électrique, ainsi que des moyens de mitigation existant pour les minimiser est maintenant devenue essentielle pour tout ingénieur travaillant dans le domaine de l'électrotechnique.

Le travail présenté dans ce mémoire consiste à étudier les diverses solutions possibles au problème de la contamination harmonique dans les réseaux électriques.

La source principale de cette contamination est constituée des charges non-linéaires comportant des convertisseurs de puissance. Les filtres passifs représentent un moyen de mitigation traditionnel qui cependant comporte des inconvénients majeurs, notamment en matière de la résonance et de la compensation fixe.

Dans un premier temps, plusieurs topologies de filtres actifs ont été présentées.

Ces filtres sont susceptibles de compenser les perturbations engendrées par les charges non-linéaires et de couvrir les limitations des filtres passifs, amortissent les résonances et ajustent les caractéristiques du filtrage.

Il en découle que les filtres actifs sont capables d'effectuer la correction de toutes les imperfections rencontrées dans un réseau électrique. Il existe une grande variété de configuration pour le filtre actif. Dans ce travail, le filtre actif parallèle a été étudié.

Une attention particulière a été portée sur la commande *DEAD-BEAT* du filtre actif de puissance.

On a constaté que le correcteur Dead-Beat est capable de corriger des signaux composés de fréquences multiples, si des techniques de compensation du retard de réponse sont ajoutées au prix d'une augmentation de sa complexité. En plus sa sensibilité (du point de vue surtout de la précision) face aux erreurs paramétriques est loin d'être négligeable.

Par le biais des outils de simulation *MATLAB/Simulink* il a été possible d'étudier et de réaliser le filtrage actif.

Les filtres actifs de puissance ont de meilleures performances de compensation que les filtres passifs conventionnels. En effet, ils sont beaucoup moins influencés par les variations de fréquence des harmoniques ainsi que de l'impédance de ligne.

# **BIBLIOGRAPHIE**



- 
- [1] : N. Piskounov « calcul différentiel et intégral » tome 2 4<sup>e</sup> édition mir. Moscou 1970
- [2] : Theodore Wildi, Gibert Sybille « électrotechnique » 4<sup>e</sup> édition Boeck et Larcier 2005
- [3] : Guy.Segulier « les convertisseurs de l'électronique de puissance » tome1 2<sup>em</sup> édition, Lavoisier 1995
- [4]: H. Sasaki and T. Machida, « A New Method to Eliminate AC Harmonic Currents by Magnetic Compensation-Consideration on Basic Design », IEEE Trans, 2009.
- [5]: Séverine Guffon « modélisation et commandes à structure variable de filtres actifs de puissance ». Thèse Doctorat de l'institut national polytechnique de Grenoble 2000.
- [6] Amaia Lopez « commande avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie » thèse de doctorat, Grenoble 2006.
- [7] Ion Etxeberria-Otadui « systèmes de l'électronique de puissance dédié à la distribution électrique-application à la qualité de l'énergie » thèse de doctorat, Grenoble 2003
- [8] Mohamad Alaa Eddin Alali « contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électrique de basse tension » thèse de doctorat, Strasbourg 2002
- [9] Aaron Sarinana Toledo « commande directe et observation des convertisseurs de puissance: application à l'onduleur de tension triphasé » thèse de doctorat, Grenoble 2000
- [10] Carlos Canude « modélisation, contrôle vectorielle » volume 1,paris,Hermése science 1<sup>er</sup> edition, 2000.
- [11] Rolans Longchamp « commande numérique des systèmes dynamique » polytechnique et universitaire Romande, 1995
- [12] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg. «Control in Power Electronics. Selected Problems ». *Academic Press*. 2002.
- [13] Ali Amadi “uninterruptible power supplies and active filters” 1<sup>er</sup> CRC prees LLC 2005
- [14] Muhammad H.Rachide (Editor in chief) “power electronics Handbook” 2<sup>em</sup> edition Elsevier2007