

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITÉ MOULOUD MAMMERRI DE TIZI-OUZOU  
FACULTÉ DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET DE L'INFORMATIQUE  
DÉPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE

# MÉMOIRE

DE FIN D'ÉTUDES

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE MASTER EN  
ÉLECTROTECHNIQUE  
OPTION MACHINES ÉLECTRIQUES

# THÈME

**Étude d'un filtre actif parallèle**  
**- Méthodes d'identification des harmoniques**  
**- Méthodes de commande**

PROPOSÉ ET DIRIGÉ PAR :

MR S. HADDAD

ETUDIÉ ET RÉALISÉ PAR :

MELLE: BEN ARAB LILIA

MELLE: TSABIT IMANE

PROMOTION 2011

## Remerciements

*A l'issue de ce travail, nous tenons à exprimer toute notre gratitude à l'ensemble des personnes qui ont contribué, chacune à sa manière, à l'accomplissement de notre formation.*

*Nous tenons à remercier notre promoteur Monsieur S.HADDAD PROFESSEUR à l'Université Mouloud Mammeri de (Tizi-Ouzou) pour son aide, les orientations et les conseils qu'il a su nous prodiguer durant l'élaboration de notre travail.*

*Que tous les membres du jury trouvent ici l'expression de nos profonds respects pour avoir pris la peine d'examiner le manuscrit.*

# Sommaire

Introduction générale.....	1
<b>Chapitre I: La pollution harmonique et les stratégies de dépollution</b>	
I.1 Introduction.....	3
I.2 Caractéristiques des perturbations électriques .....	3
I.3 Influence des harmoniques .....	4
I.3.1 Sources et description du phénomène.....	4
I.3.2 Caractéristiques de la pollution harmonique.....	5
I.3.3 Effets des perturbations harmoniques.....	6
I.3.3.1 Les effets instantanés .....	6
I.3.3.2 Les effets différés.....	6
I.4 Origines et effets des perturbations électriques .....	7
I.5 Normes et recommandations.....	8
I.5.1 Limitation des perturbations .....	8
I.5.2 Niveaux de compatibilité .....	9
I.5.3 Niveaux d'émission .....	11
I.6 Stratégies de dépollution.....	13
I.6.1 Solution classiques de dépollution.....	13
I.6.2 Solutions modernes .....	14
I.6.2.1 Convertisseurs «propres».....	15
I.6.2.1.1 Redresseur à commande MLI .....	16
I.6.2.2 Compensation active des harmoniques.....	17
I.7 Topologies des filtres actifs .....	18
I.7.1 Filtre actif série .....	18
I.7.2 Filtre actif parallèle .....	19
I.7.3 Combinaison filtre série-parallèle.....	19
I.7.4 Filtre hybride.....	20
I.8 Conclusion .....	23
<b>Chapitre II: Etude, modélisation et régulation d'un filtre actif parallèle</b>	
II.1 Introduction .....	25
II.2 Structure générale d'un filtre actif shunt .....	25
II.2.1 Etude de la partie puissance.....	27
II.2.1.1 Onduleur de tension.....	27

# Sommaire

II.2.1.2 Le filtre de sortie.....	30
II.2.1.3 Elément de stockage d'énergie.....	32
II.2.2 Etude de la partie commande.....	32
II.2.2.1 Méthodes d'identification des courants perturbés.....	32
II.2.2.2 Système à base de PLL.....	32
II.2.2.3 Commande de l'onduleur.....	33
II.2.2.4 Régulation de tension continue.....	33
II.2.2.5 Régulation des courants.....	37
II.2.2.5.1 Le choix des régulateurs.....	37
II.2.2.5.2 Régulation par PI.....	38
II.3 Modèle des courants de sortie du filtre actif.....	39
II.4 Modélisation du réseau.....	40
II.5 Modélisation de la charge polluante.....	41
II.6 Conclusion.....	41

## Chapitre III : Les méthodes d'identification des harmoniques

III.1 Introduction.....	42
III.2 Méthodes d'identification des grandeurs harmoniques.....	42
III.2.1 Domaine fréquentiel.....	42
III.2.1.1 Méthodes de Fourier & de la FFT.....	42
III.2.1.2 Technique de la multiplication sinusoïdale.....	43
III.2.2 Domaine temporel.....	43
III.2.2.1 Méthode des puissances instantanées.....	43
III.2.2.2 Méthode de détection synchrone.....	46
III.3 Conclusion.....	50

## Chapitre IV : Méthodes de commande de filtres actif parallèle

IV.1 Introduction.....	51
IV.2 Techniques de Commande.....	51
IV.2.1 Commande par hystérésis.....	51
IV.2.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion.....	52
IV.3 Conclusion.....	54

# *Sommaire*

## **Chapitre V : Simulation de l'ensemble réseau-filtre actif shunt-charge polluante**

V.1 Introduction .....	55
V.2 Schéma du système global .....	56
V.3 Paramètres de simulation.....	57
V.4 Résultats de Simulation de l'ensemble réseau-charge non linéaire-filtre actif .....	58
V.4.1 Résultats de simulation dans le cas de contrôle par MLI.....	58
V.4.1.1 Méthode des puissances instantanées.....	58
V.4.1.2 Méthode de détection synchrone.....	60
V.4.2 Résultats de simulation dans le cas du contrôle par hystérésis .....	62
V.5 Conclusion.....	64
Conclusion générale .....	65

# Introduction Générale

Les avancées ininterrompues dans le champ de l'électronique de puissance permettent l'essor vers de nouveaux composants semi-conducteurs qui répondent au compromis rapidité et puissance, tout en étant disponibles à de grandes quantités et à de bons prix. Ainsi, on les voit aujourd'hui incorporés dans l'intégralité des systèmes de puissance, notamment les entraînements des moteurs à vitesse ajustable, les redresseurs à diodes et à thyristors, les alimentations sans interruption (ASI), les ordinateurs et leurs périphériques,...etc.

Ces dispositifs offrent une solution technico-économique pour une gestion meilleure de l'énergie électrique. Toutefois, cette qualité se trouve dégradée par les caractéristiques de non linéarités que décrivent ces composants. Par conséquent, à la fois le courant et la tension d'alimentation présentent des distorsions dans leurs formes d'ondes. Une analyse fréquentielle de ces ondes révèle la présence de composantes harmoniques. Ces dernières sont la cause de ces distorsions. En réalité, ce phénomène mérite d'être pris au sérieux vu les nombreuses anomalies qu'il peut engendrer, et qui peuvent même déclencher des dommages.

En effet, dès qu'un courant harmonique traverse un circuit résonant, il se retrouve amplifié à la sortie. Si les composantes du réseau d'alimentation, ou les charges qui y sont connectées ne sont pas dimensionnées pour être capables de supporter cette amplification, le résultat sera leur détérioration. Plusieurs solutions parmi lesquelles on cite le filtrage actif, ont été proposées pour résoudre le problème de la pollution harmonique dans les réseaux électriques de distribution.

Un filtre actif de puissance est un convertisseur continu alternatif (onduleur) dont la vocation est la reproduction de composantes harmoniques identiques à celles qu'on souhaite éliminer, mais en opposition de phase.

Les filtres actifs sont mono ou triphasés, séries ou parallèles, purs ou hybrides, à deux ou multiniveaux. La plupart des configurations pures utilisent un convertisseur à modulation de largeur d'impulsion MLI soit à source de tension à élément de stockage capacitif, soit à source de courant à élément de stockage inductif. Les configurations hybrides utilisent un ou plusieurs convertisseurs MLI à source de tension associés à des filtres passifs.

# Introduction Générale

L'objectif de ce mémoire que nous avons réparti en cinq chapitres est d'abord de présenter une étude détaillée du concept de filtrage actif parallèle, puis de montrer ces performances à travers deux stratégies de commande (Hystérésis et MLI) et deux méthodes d'identifications des harmoniques (détection synchrone, et méthode des puissances).

Le premier chapitre sera consacré à la description des perturbations en courant et en tension pouvant intervenir dans un réseau électrique. Les origines, les conséquences et les normes inhérentes à ces perturbations seront analysées. Dans ce chapitre, nous présenterons également les solutions de dépollution apportées (filtrage passif, filtrage actif pour les installations existantes et convertisseurs statiques « propres » pour les nouvelles installations) ainsi que les différentes structures de filtres actifs (filtres actifs parallèles, filtres actifs série,...etc.).

Dans le second chapitre de ce mémoire, nous étudierons la structure générale et la modélisation : d'un filtre actif shunt avec ses différents constituants.

Dans le troisième chapitre, nous présenterons différentes méthodes d'identification des harmoniques de la charge polluante. Un intérêt particulier sera réservé à la méthode de détection synchrone et à la méthode des puissances instantanées.

Dans le quatrième chapitre, nous proposerons des méthodes de commande des filtres actifs telles que : la commande à hystérésis et la commande à MLI.

Le cinquième chapitre sera consacré à la simulation sous environnement MATLAB Simulink du système global. Ce dernier est composé d'une source alimentant une charge polluante (redresseur à diode) et d'un filtre actif parallèle.

Les performances du filtre actif seront analysées à travers la comparaison des résultats de simulation des deux commandes (Hystérésis et MLI) en termes de THD du courant soutiré de réseau.

Nous terminerons par une conclusion générale qui synthétisera les principaux résultats obtenus et proposera d'éventuelles études futures.

## **I.1 Introduction**

L'énergie électrique est généralement distribuée sous la forme de trois tensions constituant un système triphasé équilibré. Un des paramètres de ce système est la forme d'onde qui doit être la plus proche possible d'une sinusoïde. La correction de la forme d'onde devient nécessaire si la déformation dépasse certaines limites, souvent atteintes dans les réseaux possédant des sources de perturbations harmoniques tels que : fours à arc, convertisseurs statiques de puissance, ou encore certains types d'éclairage, etc....

Ce chapitre est une contribution à une meilleure connaissance des problèmes des harmoniques, de leurs causes, et des solutions les plus couramment utilisées.

## **I.2 Caractéristiques des perturbations électriques [1]**

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

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

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

On a donc quatre possibilités distinctes de perturbations :

### **➤ Les fluctuations de la fréquence à 50 Hz**

Elles sont rares et ne sont observées que lors de circonstances exceptionnelles, par exemple certains défauts graves du réseau, au niveau de la production ou du transport;

➤ **Les variations de l'amplitude**

Il ne s'agit pas des variations lentes de tension qui sont corrigées par les transformateurs de réglage en charge, mais de variations rapides de tension ou de creux de tension se présentant souvent sous forme d'à-coups brusques. Les creux de tension peuvent être soit isolés, soit plus ou moins répétitifs, de forme régulière ou non.

➤ **La modification de la forme d'onde de la tension**

Cette onde n'est alors plus sinusoïdale, et peut être considérée comme représentable par une onde fondamentale à 50 Hz, associée soit à des harmoniques de fréquence multiple entier de 50 Hz, soit même parfois à des ondes de fréquence quelconque;

➤ **La dissymétrie du système triphasé**, que l'on appelle déséquilibre.

### **I.3 Influence des harmoniques**

#### **I.3.1 Sources et description du phénomène [2]**

La prolifération des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques a entraîné ces dernières années une augmentation sensible du niveau de la pollution harmonique des réseaux électriques.

Ces équipements électriques sont considérés comme des charges non linéaires émettant des courants harmoniques dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale, ou parfois à des fréquences quelconques.

Le passage de ces courants harmoniques dans les impédances du réseau électrique peut entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordement et alors polluer les consommateurs alimentés par le même réseau électrique.

Les différents secteurs industriels concernés sont aussi bien du type secondaire (utilisation des gradateurs, des redresseurs, des variateurs de vitesse...), que du type tertiaire (informatique ou éclairage dans les bureaux, commerces,...) ou domestique (téléviseurs, appareils électroménagers en grand nombre).

### I.3.2 Caractéristiques de la pollution harmonique [6]

Dans l'industrie, la distorsion d'une tension ou d'un courant est décrite par trois indices : le facteur crête  $F_c$ , le facteur de distorsion  $F_{dis}$  et le taux global de distorsion harmonique (THD).

#### ✓ Facteur crête

Par définition, le facteur crête d'une tension est égal à la valeur crête divisée par la valeur efficace. Pour une tension sinusoïdale (qui n'a évidemment aucune distorsion) le facteur crête a une valeur de  $\sqrt{2}$ .

#### ✓ Taux de distorsion harmonique

Le THD d'un courant ou d'une tension est égale à la valeur efficace de l'ensemble des harmoniques divisée par la valeur efficace du courant total. Il est souvent utilisé pour quantifier la distorsion des ondes de tension et/ou de courant.

Dans le cas d'un courant chargé d'harmoniques, le THD est donnée par l'expression :

$$\text{THD}(\%) = \frac{I_h}{I} \quad (\text{I-1})$$

$$\text{Avec: } I = \sqrt{I_1^2 + \dots + I_n^2} \quad (\text{I-2})$$

$I$  : valeur efficace du courant

$$I_h = \sqrt{I_2^2 + I_3^2 \dots + I_n^2} \quad (\text{I-3})$$

Avec :  $I_h$  : la valeur efficace de l'ensemble des harmoniques du courant.

Pour une tension, le THD est donné par la formule analogue :

$$\text{THD} = \frac{E_h}{E} \quad (\text{I-4})$$

$$\text{Avec: } E = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 \dots + E_n^2} \quad (\text{I-5})$$

$E$  : valeur efficace de la tension.

$$E_h = \sqrt{E_2^2 + E_3^2 \dots + E_n^2} \quad (\text{I-6})$$

$E_h$  : valeur efficace de l'ensemble des harmoniques de tension.

### ✓ Le facteur de distorsion Fdis

Le facteur de distorsion noté Fdis donné par l'équation (I-7) nous renseigne sur la puissance déformante engendrée par les harmoniques, voir l'équation (I-8).

$$F_{dis} = \frac{I_1}{I} \quad (I-7)$$

$$D = S\sqrt{1 - (F_{dis})^2} \quad (I-8)$$

Où S est la puissance apparente  $S = \sqrt{P^2 + Q^2}$

P, Q: les puissances active et réactive respectivement.

## I.3.3 Effets des perturbations harmoniques [6]

Parmi les effets engendrés par les harmoniques, nous pouvons distinguer deux types :

### I.3.3.1 Les effets instantanés

Ce sont des effets immédiats, ils se manifestent en même temps que l'apparition des harmoniques :

- Réduction du facteur de puissance (gaspillage de l'énergie).
- Augmentation des pertes par effet joule (accroissement du courant efficace).
- Perturbation des systèmes de régulation et de synchronisme (les harmoniques peuvent faire varier l'instant de passage par zéro, par exemple).
- Dégradation de la classe de précision des appareils de mesures.
- Provocation de phénomène de résonance et d'anti-résonance.
- Déclenchement intempestif des disjoncteurs.

### I.3.3.2 Les effets différés

Ce sont des effets qui apparaissent suite à une exposition prolongée à des courants harmoniques.

- Vieillesse accélérée des composants et des isolants par échauffement (l'impact dépend de la constante thermique de chaque élément).
- Raccourcissement de la longévité des appareils (usure des machines tournantes sous l'effet des couples pulsatoires, par exemple).
- Augmentation de la fréquence de l'entretien des équipements et de la machinerie.
- Surcharge du neutre.

## I.4 Origines et effets des perturbations électriques [1]

<b>Perturbations</b>	<b>Origine</b>	<b>Principaux effets</b>	<b>Solutions possibles</b>
<b>Creux de tension</b>	Court-circuit, enclenchement de gros moteurs, appel de charges importantes, défauts internes ou externes	Variation de vitesse et arrêts d'équipements, Perturbation de l'électronique numérique, dysfonctionnement des régulateurs et variateurs	Alimentation sans interruption (ASI), augmentation de la puissance de court-circuit
<b>Variation de la fréquence</b>	Réseaux électriques, fonctionnement îloté sur groupe autonome	dysfonctionnement d'équipement électronique, Variation de vitesse des moteurs	Alimentation sans interruption (ASI)
<b>Coupures longues</b>	Court-circuit, Surcharge, déclenchement intempestif	Perturbation ou arrêt de procédé, Pertes de production, Ouverture de contacteur, Extinction des lampes à décharges	Alimentation de secours, Alimentation sans interruption (ASI)
<b>Interharmoniques</b>	Installation non linéaires et fluctuantes (fours à arc, machines à souder, éolienne), cycloconvertisseurs, télécommande centralisée.	Dysfonctionnement d'automatisme, perturbation des signaux de tarification, dégâts mécaniques sur les machines tournantes.	Filtrage actif ou passif, amortissement des filtres antiharmoniques.
<b>Déséquilibre</b>	Charges déséquilibrées (charge monophasée de forte puissance, tractions ferroviaires...)	Echauffement des machines tournantes, couple moteur inverse (vibration), dysfonctionnement de protection.	Augmentation de la puissance de court-circuit, conditionneur de réseau, dispositif d'équilibrage, filtrage actif parallèle.
<b>Surtension</b>	Manœuvres d'appareillage et de condensateurs, court-circuit, foudre.	Déclenchement intempestif, destruction d'appareillage, danger pour les personnes et pour le matériel.	Parafoudre, séparation galvanique, parasurtenseur, enclenchement synchronisé, self de choc.

## **I.5 Normes et recommandations [7]**

### **I.5.1 Limitation des perturbations [7], [9]**

Il y a une augmentation continue du volume d'équipements de l'électronique de puissance relié au système de service, ce qui signifie que les niveaux harmoniques de pollution continueront également à augmenter. En raison de ceci, des directives standards d'harmoniques strictes ont été établies par les agences nationales et internationales tel que la CEI (Commission Electrotechnique Internationale) et l'IEEE (Institut of Electrical and Electronics Engineers) ; pour limiter les niveaux harmoniques afin de disposer d'une bonne qualité de l'énergie.

Les différents niveaux et marges qui ont été définis sont :

- Niveau de susceptibilité : il s'agit du niveau à partir duquel il y a dysfonctionnement d'un matériel ou d'un système.
- Niveau d'immunité : C'est le niveau d'une perturbation supportée par un matériel ou un système.
- Niveau de compatibilité : C'est le niveau maximal de perturbation auquel on peut s'attendre dans un environnement donné.
- Niveau d'émission : C'est le niveau maximal d'émission de perturbation que ne doit pas dépasser un matériel.
- Marge d'immunité : C'est la marge qui existe entre le niveau de compatibilité et le niveau de limite d'immunité.
- Marge d'émission : C'est la marge qui existe entre le niveau de compatibilité et le niveau de limite d'émission.

Pour assurer la coexistence entre équipements et consommateurs ; des normes et des règlements ont été élaborés entre :

- ✚ Les abonnés qui génèrent la distorsion ;
- ✚ La distribution qui développe et transmet la distorsion en tension ;

Ces normes concernent à la fois les niveaux de compatibilité et les niveaux d'émission.

### **I.5.2 Niveaux de compatibilités**

Réseau ou installation	Norme
Réseau publique basse tension	CEI 61000-2-2
Réseau publique haute tension	Projet de norme CEI en cours
Installations industrielles	CEI 61000-2-4

Les niveaux de compatibilités préconisés par les normes pour les installations du tableau précédant sont :

Rang harmonique	Taux individuel d'harmonique (%)				
	Réseau publique		Installations industrielles		
	BT	HT	Matériel classe 1	Matériel classe 2	Matériel classe 3
2	2	1.5	2	2	3
3	5	2	3	5	6
4	1	1	1	1	1.5
5	6	2	3	6	8
6	0.5	0.5	0.5	0.5	1
7	5	2	3	5	7
8	0.5	0.2	0.5	0.5	1
9	1.5	1	1.5	1.5	2.5
10	0.5	0.2	0.5	0.5	1
11	3.5	1.5	3	3.5	5
12	0.2	0.2	0.2	0.2	1
13	3	1.5	3	3	4.5
Taux de distorsion global (%)	8	3	5	8	10

### I.5.3 Niveaux d'émissions

La solution équitable consiste à autoriser des puissances perturbatrices proportionnelles à la puissance souscrite par chaque usager. Toutefois cette solution est difficile à mettre en œuvre en basse tension, en particulier pour les applications domestiques. C'est pour cette raison que des normes limitant l'émission de courant harmoniques par produit ont été établies.

Au niveau international (CEI), les normes CEI-1000 définissent les niveaux des courants et des tensions harmoniques à respecter. Le tableau (I.1) présente la CEI-1000-3-2 qui fixe la limitation des courants injectés dans un réseau publique basse tension pour des équipements dont le courant par phase est inférieur à 16A. Il s'agit la des appareils du domaine domestique.

Harmoniques impaires		Harmoniques paires	
Ordre	Courant (A)	Ordre	Courant (A)
3	2.3	2	1.08
5	1.14	4	0.43
7	0.77	6	0.3
9	0.4	-	-
11	0.33	-	-
13	0.21	-	-
$15 \leq h \leq 39$	$0.15 \times (15/h)$	-	-

Tableau I-1 : Limite des composantes harmoniques en courant

Les normes CEI-1000-2-2 et CEI-1000-2-4 précisent le niveau des harmoniques de tension à respecter au point de raccordement sur les réseaux de distribution basse tension, public et industriel respectivement. Le tableau (I-2) présente les niveaux de compatibilités pour les tensions harmoniques sur les réseaux publics basse tension.

Harmoniques impaires non multiple de 3		Harmoniques impaires multiple de 3		Harmoniques paires	
Rang	V <sub>h</sub> (%)	Rang	V <sub>h</sub> (%)	Rang	V <sub>h</sub> (%)
5	6	3	5	2	2
7	6	9	1.5	4	1
11	3.5	15	0.3	6	0.5
13	3	21	0.2	8	0.5
17	2	>21	0.2	10	0.5
19	1.5	-	-	12	0.2
23	1.5	-	-	>12	0.2
25	1.5	-	-	-	-
>25	0.2+0.5*25/h	-	-	-	-

Tableau I-2 : Niveau de compatibilité des harmoniques en tension

(CEI-1000-2-2)

## **I.6 Stratégies de dépollution**

### **I.6.1 Solutions classiques de dépollution [6]**

Il existe aujourd'hui toute une panoplie de matériels et de solutions pour l'atténuation des harmoniques. Les solutions en question sont énumérées ci après.

#### **I.6.1.1 Surdimensionnement ou déclassement de l'installation électrique**

L'objectif n'est pas d'éliminer les courants harmoniques circulants dans l'installation électrique mais plutôt de « faire avec ». Pour une installation nouvelle l'idée consiste à surdimensionner tous les éléments de l'installation, susceptibles de véhiculer des courants harmoniques, à savoir les transformateurs, les câbles, les disjoncteurs et les groupes électrogènes.

La solution la plus utilisée est le surdimensionnement du conducteur du neutre. L'inconvénient est l'accroissement important du coût de l'installation.

Dans les installations existantes, la solution la plus répondue consiste à déclasser les équipements de distribution électrique soumis aux courants harmoniques. La conséquence est l'impossibilité de tirer profit du potentiel réel de l'installation.

#### **I.6.1.2 Transformateurs à couplage spéciale (couplage triangle- étoile ou triangle- zig zag)**

Cette solution empêche la propagation des courants harmoniques de rang 3 et de leurs multiples. Il s'agit d'une solution centralisée pour un ensemble de charges monophasées. Elle n'a cependant aucun effet sur les autres rangs d'harmoniques c'est-à-dire les harmoniques dont le rang  $h$  sont différents de  $3k$  ( $k \in \mathbb{N}^*$ ).

#### **I.6.1.3 Augmentation de la puissance de court-circuit**

L'impédance de court-circuit en un point du réseau est inversement proportionnelle à la puissance de court-circuit disponible en ce point. Aussi l'impact des harmoniques sera d'autant plus réduit que la puissance de court-circuit est grande.

#### **I.6.1.4 Filtrage passif**

Le principe est de piéger les courants harmoniques dans les circuits LC raccordés sur les rangs d'harmoniques à filtrer. Un filtre comprend donc une série de « gradins » dont chacun correspond à un rang d'harmonique.

On rencontre généralement deux types de filtres :

- Filtre résonnant série (LC) accordé sur une fréquence particulière, ce sont des filtres très sélectifs destinés à éliminer une fréquence précise.
- Filtre passe haut du deuxième et troisième ordre (LRC) qui présente une impédance faible sur une large bande de fréquence.

Le filtre résonnant peut développer sur le réseau des phénomènes d'antirésonance. Les harmoniques aux fréquences concernées sont alors amplifiés

On peut installer un filtre pour une charge ou pour un ensemble de charges. Sa conception nécessite une étude approfondie du réseau électrique. Le dimensionnement dépend du spectre harmonique de la charge et de l'impédance de la source d'énergie.

Il convient également de coordonner ces caractéristiques avec les besoins en puissance réactive des charges ; enfin il est souvent difficile de concevoir les filtres de manière à éviter un facteur de puissance avancé (capacitif) pour certaines conditions de charge.

Les filtres passifs sont encombrants et présentent des risques de dérive de la fréquence d'accord au fur et à mesure que les composants vieillissent.

Cette solution est d'une efficacité moyenne et sa conception dépend entièrement de la source d'énergie et des charges concernées ; elle n'offre que très peu de flexibilité et quasiment aucune évolutivité, son utilisation peut créer des résonances, qui dépendent des caractéristiques spécifiques du réseau.

#### **I.6.2 Solutions modernes [7]**

Les méthodes discutées jusqu'ici pour diminuer les perturbations, présentent des inconvénients importants. Les progrès réalisés durant ces dernières années dans le domaine des composants semi-conducteurs commandable ont rendu l'utilisation des filtres actifs intéressante.

Avant de présenter plus en détail les compensateurs actifs et les convertisseurs propres, il est intéressant de constater qu'il existe une certaine identité technologique entre ces deux dispositifs. En effet :

- lorsque la stratégie de commande d'un pont redresseur impose la circulation d'un courant réduit à son seul fondamental, il s'agit alors de **prélèvement sinusoïdal**, et le redresseur est alors qualifié de **propre**,
- lorsque la consigne de courant appliquée à cette même commande est par exemple égale au contenu harmonique du courant absorbé par une charge perturbatrice, alors le redresseur entraîne l'annulation globale des harmoniques au point de couplage : il s'agit là de **compensateur actif**.

Ainsi une même topologie de puissance est susceptible de satisfaire aux deux types de besoins distincts que sont la non-pollution et la dépollution ; seule la stratégie de commande diffère.

### I.6.2.1 Convertisseurs «propres» [2]

Qu'il s'agisse de redresseurs, de chargeurs de batteries, de variateurs de vitesse pour moteur à courant continu ou de convertisseurs de fréquence, l'élément en relation directe avec le réseau reste un « redresseur ». C'est ce même composant, et plus généralement l'étage d'entrée (puissance et commande), qui détermine le comportement harmonique du système complet.

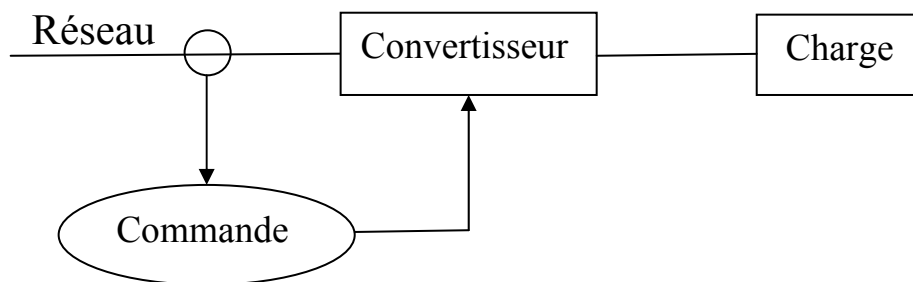


Figure I-1 : Convertisseur « propre »

### I.6.2.1.1 Redresseur à commande MLI [10]

Contrairement aux redresseurs classiques, les redresseurs MLI sont réalisés à l'aide de semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture. La possibilité de commande à l'ouverture permet un contrôle total du convertisseur, parce que les interrupteurs peuvent être commutés, selon les besoins, aussi bien à la fermeture qu'à l'ouverture avec une fréquence assez élevée. Le redresseur de tension fonctionne en gardant la tension du bus continu à une valeur de référence désirée, en utilisant une commande en boucle fermée, comme montré dans la figure ci-dessous.

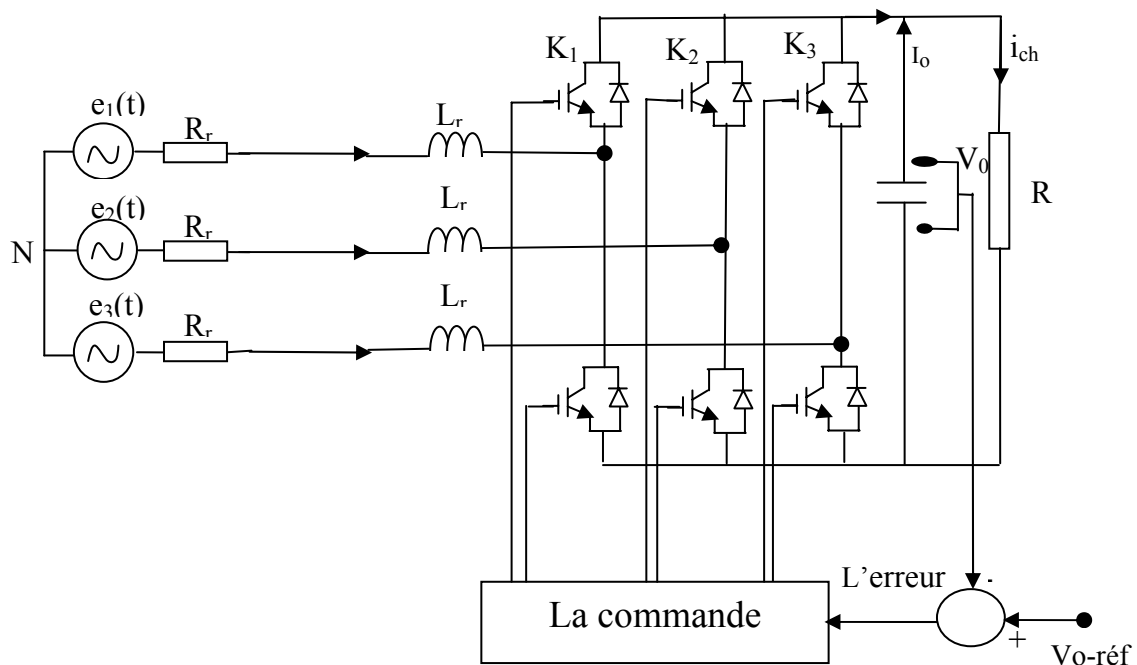


Figure I-2 : Redresseur triphasé de tension.

Pour accomplir cette tâche, la tension du bus continu  $V_0$  est mesurée et comparée avec une référence  $V_0\text{-réf}$ , le signal d'erreur produit de cette comparaison est employé pour commuter les six interrupteurs du redresseur à la fermeture et à l'ouverture. De cette façon, la puissance peut s'écouler dans les deux sens selon les conditions sur la tension du bus continu  $V_0$  mesurée aux bornes du condensateur C.

Quand le courant  $i_{ch}$  est positif (fonctionnement redresseur), le condensateur C est déchargé, et le signal d'erreur demande au bloc de commande plus de puissance de la source alternative. Le bloc de commande prend la puissance de la source alternative en produisant un signal MLI approprié pour les six interrupteurs.

De cette façon, un écoulement de courant de la source alternative au côté continu, et la tension de condensateur est récupérée. Inversement, quand  $i_{ch}$  devient négatif (fonctionnement onduleur), le condensateur C est surchargé, et le signal d'erreur demande au bloc de commande pour décharger le condensateur, et la puissance retourne à la source alternative.

La commande MLI non seulement peut contrôler la puissance active, mais également la puissance réactive, ce type du redresseur permet la correction du facteur de puissance. En outre, les formes d'onde des courants de la source peuvent être maintenues comme presque sinusoïdales, ce qui réduit la distorsion de la source.

### **I.6.2.2 Compensation active des harmoniques [2]**

Cette pollution a pour origine deux sources, les harmoniques provenant du côté charge qui se comporte comme des sources de courant harmonique  $I_h$  et ceux provenant de côté réseau qui sont des sources de tension harmonique  $V_h$ .

Selon différentes conditions et différents objectifs, plusieurs approches du filtrage sont envisageables :

- Dépolluer une source polluée pour alimenter une charge sensible.
- Dépolluer une charge polluée pour protéger les autres utilisateurs du réseau.
- Réaliser simultanément ces deux types de dépollution.

Une commande adéquate d'un onduleur lui permet d'opérer comme un filtre actif. En effet, en générant des courants ou des tensions harmoniques, l'onduleur peut être utilisé pour la dépollution du réseau. Il peut être connecté au réseau en série ou en parallèle selon qu'il compense les tensions ou les courants harmoniques.

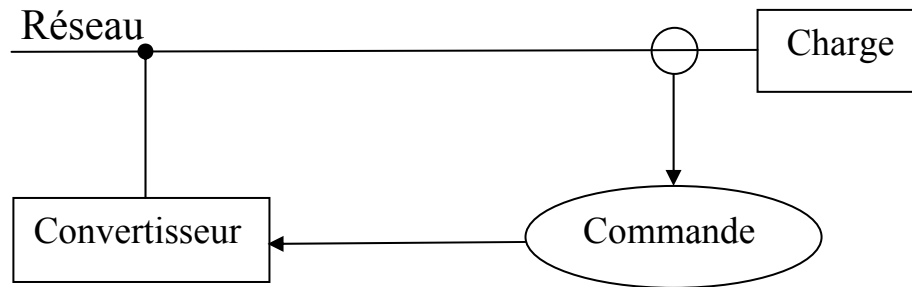


Figure I-3: Compensateur actif

## I.7 Topologies des filtres actifs

### I.7.1 Filtre actif série [4], [2]

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

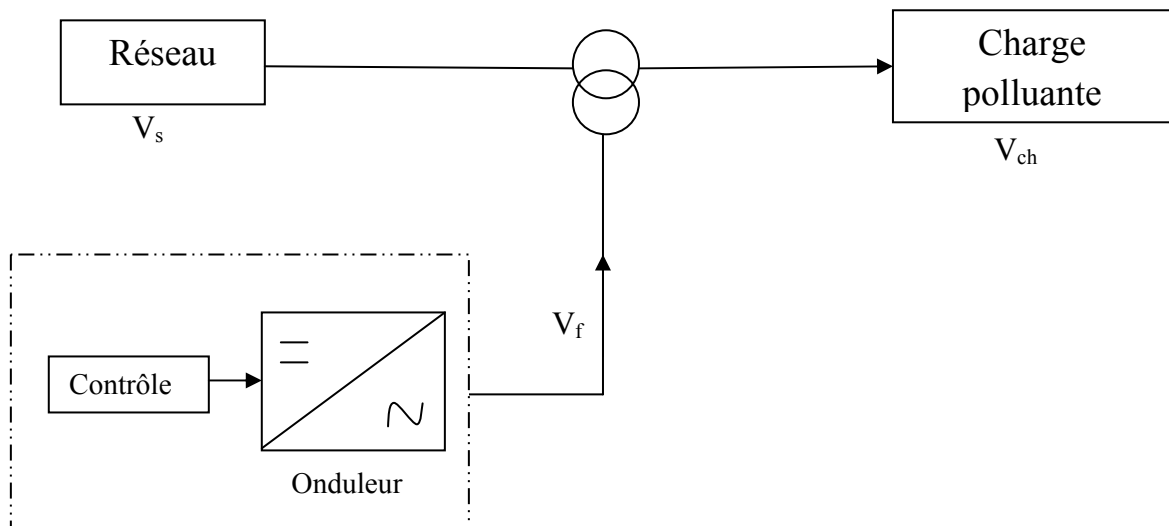


Figure I-4 : Structure d'un filtre actif série

### I.7.2 Filtre actif parallèle [4], [2]

Appelé aussi compensateur « Shunt », le filtre actif parallèle est connecté en parallèle sur le réseau.

Le filtre actif parallèle présenté sur la figure (I-5) .Consiste à neutraliser les harmoniques émis par la charge polluante. Généralement une analyse préalable de la charge permet d'identifier les perturbations et de les renvoyer en opposition de phase sur le réseau via l'onduleur. Le courant devient alors sinusoïdal, voire en phase avec la tension au point de raccordement dans le cas d'une compensation d'harmoniques et du fondamental réactif.

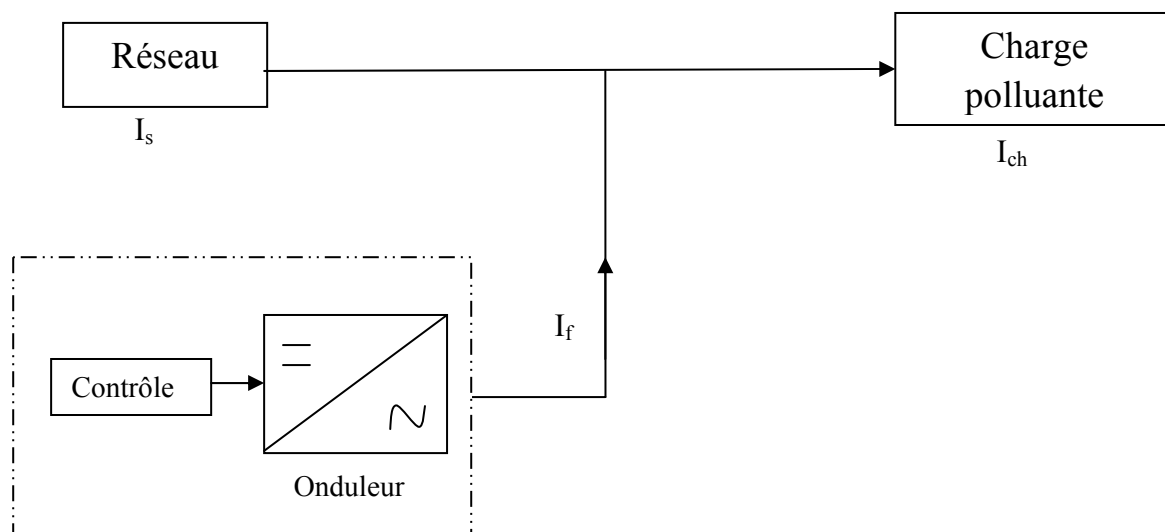


Figure I-5: Structure d'un filtre actif parallèle

### I.7.3 Combinaison filtre série-parallèle [2]

La combinaison série-parallèle actifs, aussi appelée Unified Power Quality Conditioner «UPQC », est l'association des deux filtres parallèle et série, comme le montre la figure (I-6). Des avantages de ces deux filtres actifs, l'UPQC assure un courant et une tension sinusoïdaux du réseau électrique à partir d'un courant et d'une tension perturbés.

L'UPQC résulte de l'association de deux onduleurs interconnectés par une liaison continue (condensateur). Le premier onduleur est connecté en parallèle au réseau et le second injecte une tension série sur la ligne.

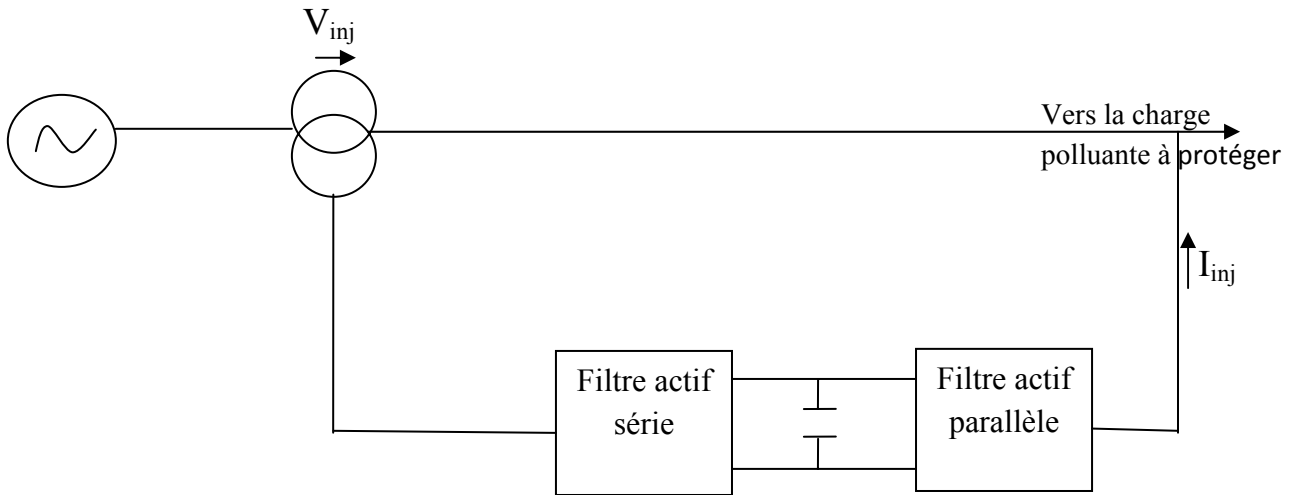


Figure I-6 : Structure d'un filtre UPQC

#### I.7.4 Filtre hybride [2], [8]

Des modes de filtrages associant des éléments passifs et des éléments actifs sont aussi utilisés, l'objectif est alors de bénéficier à la fois des avantages du filtre actif et de ceux du filtrage passif. Pour réduire l'encombrement et par conséquent le prix des filtres actifs, l'association de filtres de faible puissance à des filtres passifs peut être envisagée.

Dans ce cas, les filtres passifs ont pour rôle d'éliminer les harmoniques prépondérants permettant de réduire les dimensions des filtres actifs qui ne compensent que le reste des perturbations.

Le tableau ci-dessous résume les différentes configurations des filtres et dresse leurs principaux avantages et inconvénients :

Type	Configuration	Avantages & Inconvénients
<p><b>Actif Parallèle</b> <b>&amp; Passif</b> <b>Parallèle</b></p>		<p>♣ Avantages: Dimensionnement réduit du filtre actif destiné seulement aux basses fréquences harmoniques, applicabilité aux fortes puissances, régulation de l'énergie réactive, suppression des creux de tension des fours à arc et des cycloconvertisseurs.</p> <p>♣ Inconvénients: Les courants de compensation peuvent circuler dans les filtres passifs, les courants harmoniques peuvent transiter dans le filtre actif</p>
<p><b>Actif Série</b> <b>&amp; Passif</b> <b>Parallèle</b></p>		<p>♣ Avantages: Taux plus réduit du filtre actif destiné seulement à améliorer les caractéristiques de compensation du filtre passif, aucun risque de circulation d'harmoniques dans le filtre actif.</p> <p>♣ Inconvénients: Difficulté à protéger le filtre actif contre les surintensités, incapacité à contrôler l'énergie réactive.</p>

<p><b>Mise en série Actif &amp; Passif</b></p>		<p>♣ Avantages</p> <p>Taux plus réduit du filtre actif destiné seulement à améliorer les caractéristiques de filtrage du filtre passif, aucun risque de circulation d'harmoniques dans le filtre actif, protection aisée du filtre actif contre les surintensités, pas de grande nécessité aux transformateurs de couplage.</p> <p>♣ Inconvénients:</p> <p>Incapacité à contrôler l'énergie réactive.</p>
<p><b>Actif Parallèle Dédié aux 5ème et 7ème harmoniques</b></p>		<p>♣ Avantages:</p> <p>Isolation source-charge aux fréquences dominantes (5ème et 7ème), obéissance à la norme standard IEEE 519, applicabilité aux charges de forte puissance, taux très réduits des filtres actifs (1% à 2%), moindre pertes par commutation en comparant avec les onduleurs MLI, et équilibre des puissances des bus continus des deux onduleurs.</p>
<p><b>Actif Parallèle, Actif Série &amp; Passif Parallèle</b></p>		<p>♣ Avantages:</p> <p>Élimination d'harmoniques et des courants de séquence négative, régulation de la tension continue commune aux deux filtres actifs, correction des distorsions et des déséquilibres de la tension d'entrée, compensation des creux de tension.</p> <p>♣ Inconvénients:</p> <p>Fluctuations à basses fréquences de la puissance active s'écoulant à partir ou vers le filtre série lors de l'absorption des creux de tension.</p>

<p><b>AC Actif Parallèle &amp; DC Actif Série</b></p>		<p>♣ Avantages: Elimination des courants harmoniques du côté alternatif AC et des ondulations de la tension redressée du côté continu DC.</p>
<p><b>DC Actif parallèle Pour HVDC</b></p>		<p>♣ Avantages: Elimination des courants et tensions harmoniques engendrés par les systèmes HVDC (haute tension continue) et de traction.</p>

Tableau I-3 : Récapitulatif des configurations de base des filtres actifs

### I.8 Conclusion

Du fait de la profusion des charges non linéaires, la distorsion harmonique des réseaux est un phénomène dont l'ampleur est croissante. Ses effets ne peuvent être négligés, car la quasi-totalité des composants du réseau en est en pratique affectée.

La solution la plus couramment mise en œuvre a été le filtrage passif. A cette solution lourde et non exempte de risque, il est aujourd'hui proposé une alternative fort séduisante : l'utilisation de compensateurs actifs (le filtre actif parallèle, série et leur combinaison).

Ces dispositifs utilisent une structure de type convertisseur statique de puissance. Ainsi, grâce aux progrès des semi-conducteurs, les convertisseurs, qui sont habituellement des pollueurs harmoniques, sont capables d'être des dépollueurs efficaces et auto-adaptatifs.

Toutes les solutions présentées dans ce chapitre peuvent être utilisées, mais pour répondre à un besoin actif de dépollution, le filtre actif parallèle est proposé comme une solution performante et très souple. Elle compense les courants engendrés par une charge non-linéaire ; tout en s'adaptant aux évolutions du récepteur ; sans toucher aux installations du fournisseur d'énergie et du consommateur. Les chapitres suivants font du filtre actif parallèle leur objet d'étude.

## **II.1 Introduction**

Les inconvénients que présentent les méthodes de dépollution discutées dans le chapitre précédent tel que l'apparition des résonnances dans le filtre passif et les progrès réalisés durant ces dernières années dans le domaine des composants semi-conducteurs commandable ont rendu l'utilisation des filtres actifs intéressante.

Dans ce chapitre, nous procéderons à une étude détaillée du filtre actif parallèle et son système de régulation. Le principe du filtre actif est d'injecter un courant harmonique en opposition de phase, de même forme et même amplitude que celui généré par la charge polluante.

Un dispositif d'identification du contenu harmonique de la charge polluante est indispensable. L'onduleur est chargé de reproduire fidèlement ce contenu harmonique. Les performances de cet onduleur dépendent de la constance de sa tension d'entrée. Un régulateur de cette tension est également indispensable. En plus du filtrage des harmoniques, le filtre actif peut également jouer le rôle de correction du facteur de puissance.

## **II.2 Structure générale d'un filtre actif shunt [2]**

La Figure (II-1) donne la structure générale du filtre actif parallèle, se présentant la forme de deux blocs : la partie puissance et la partie commande.

La partie puissance est constituée :

- ✓ D'un onduleur de tension à base d'interrupteurs de puissance, commandable à l'amorçage et au blocage (GTO, IGBT, avec des diodes en antiparallèle).
- ✓ D'un circuit de stockage d'énergie, souvent capacitif.
- ✓ D'un filtre de sortie.

La partie commande quant à elle est constituée :

- ✓ D'un bloc d'identification des courants perturbés, muni d'un système à base de PLL.
- ✓ D'un régulateur de la tension continue appliquée aux éléments de stockage d'énergie.
- ✓ D'un régulateur du courant injecté sur le réseau à partir de l'onduleur de tension.
- ✓ D'un circuit de commande de l'onduleur de tension.

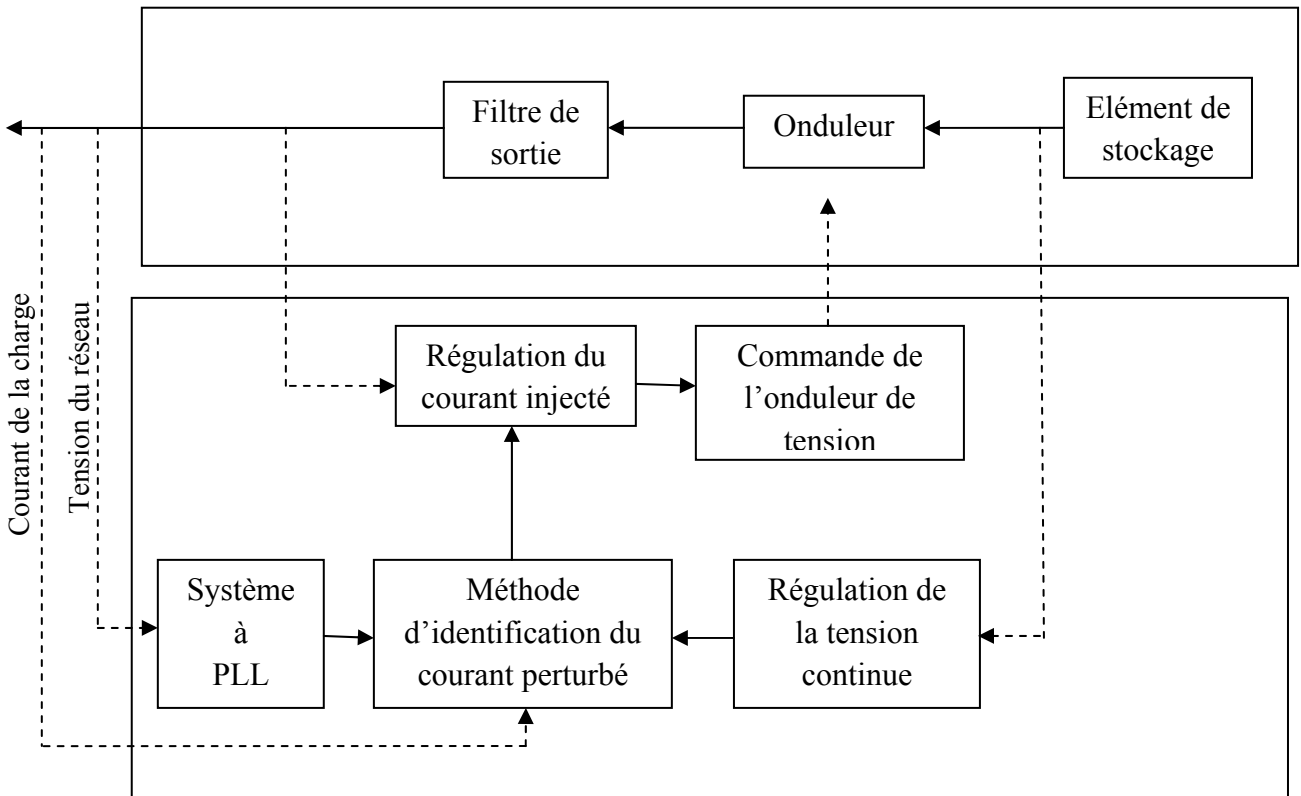


Figure II-1 : Structure générale du filtre actif shunt

## II.2.1 Etude de la partie puissance

### II.2.1.1 Onduleur de tension

#### a- Structure générale [5]

L'onduleur de tension, de par sa capacité à réaliser un grand nombre de fonctionnalités, a été naturellement mis à contribution pour réaliser des objectifs de compensation.

L'onduleur de tension est composé de trois bras, chacun à deux interrupteurs bidirectionnels en courant commandés à l'amorçage et au blocage, ils sont réalisés avec un transistor (MOSFET, IGBT, GTO) associé à une diode en antiparallèle pour obtenir la réversibilité en courant.

Le stockage de l'énergie se fait dans un condensateur  $C$  qui joue le rôle d'une source de tension continue  $V_0$ . L'onduleur de tension est connecté au réseau électrique via un filtre passif appelé aussi filtre de sortie.

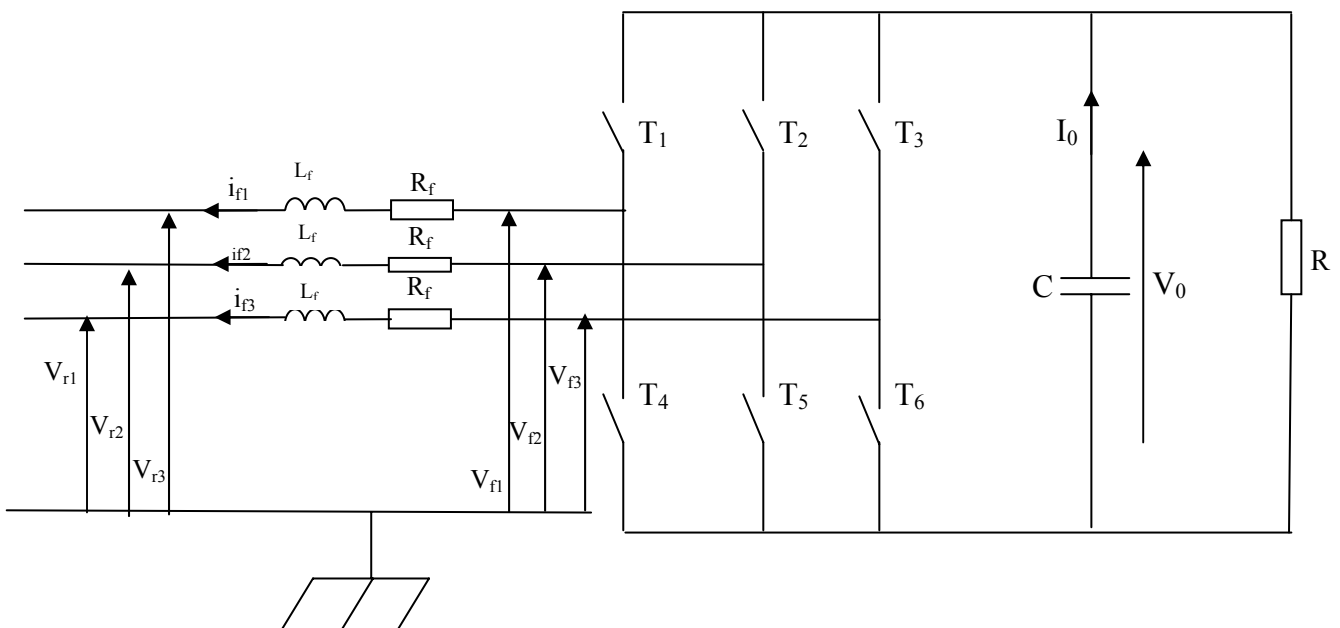


Figure II-2 : Filtre actif à structure tension

Au cours de son fonctionnement, le convertisseur statique relie par l'intermédiaire de ses interrupteurs une source de tension avec une source de courant entre lesquelles il assure le contrôle et l'échange d'énergie.

Pour que cette liaison puisse se faire, il faut respecter deux règles essentielles :

- Deux interrupteurs d'un même bras ne peuvent être fermés simultanément sous peine de court-circuiter le condensateur de stockage, mais ils peuvent être tous les deux ouverts pendant un temps d'attente appelé temps mort inséré entre la commande de blocage d'un interrupteur et la commande d'amorçage de l'autre. Toutefois, avec l'hypothèse des commutations instantanées, ce mode de fonctionnement ne sera pas pris en compte.
- Une source de courant ne doit jamais être ouverte ce qui impose la présence de la diode antiparallèle.

### b- Tension fournie par l'onduleur [5]

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur sont désignées par les fonctions de connexion  $(u_1, u_2, u_3)$  définies ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 u_1 &= \begin{cases} 1 & T_1 \text{ fermé et } T_4 \text{ ouvert} \\ 0 & T_1 \text{ ouvert et } T_4 \text{ fermé} \end{cases} \\
 u_2 &= \begin{cases} 1 & T_2 \text{ fermé et } T_5 \text{ ouvert} \\ 0 & T_2 \text{ ouvert et } T_5 \text{ fermé} \end{cases} \\
 u_3 &= \begin{cases} 1 & T_3 \text{ fermé et } T_6 \text{ ouvert} \\ 0 & T_3 \text{ ouvert et } T_6 \text{ fermé} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{II-1}$$

Dans l'hypothèse d'un système équilibré, les tensions du réseau sont supposées triphasées et sinusoïdales de fréquence (50 Hz), elles sont définies par :

$$v_{ri} = V_m \sin \left[ \omega t - (i - 1) \frac{2\pi}{3} \right] \quad (i = 1, 2, 3) \tag{II-2}$$

$$\text{Avec : } v_{r1} + v_{r2} + v_{r3} = 0 \tag{II-3}$$

$V_m$  et  $\omega$  sont respectivement, l'amplitude de la tension et la pulsation du réseau.

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

$$\begin{bmatrix} V_{f1} - V_{f2} \\ V_{f2} - V_{f3} \\ V_{f3} - V_{f1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1 - u_2 \\ u_2 - u_3 \\ u_3 - u_1 \end{bmatrix} V_0 \quad (\text{II-4})$$

Le courant délivré par la capacité est :

$$i_0 = -C \frac{dV_0}{dt} = \sum_{i=1}^3 (u_i i_{fi}) - \frac{V_0}{R} \quad (\text{II-5})$$

$V_{f1}, V_{f2}, V_{f3}$  sont les tensions par rapport au point neutre, elles vérifient l'équation :

$$\begin{bmatrix} V_{f1} \\ V_{f2} \\ V_{f3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{r1} \\ V_{r2} \\ V_{r3} \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{f3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & R_f & 0 \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{f3} \end{bmatrix} \quad (\text{II-6})$$

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

$$i_{f1} + i_{f2} + i_{f3} = 0 \quad (\text{II-7})$$

On déduit des équations (II-3), (II-6) et (II-7)

$$v_{f1} + v_{f2} + v_{f3} = 0 \quad (\text{II-8})$$

Les équations (II-4) et (II-8) donnent :

$$\begin{bmatrix} V_{f1} \\ V_{f2} \\ V_{f3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \frac{V_0}{3} \quad (\text{II-9})$$

Les variables  $u_1, u_2, u_3$  prennent chacune deux valeurs possibles, il en résulte huit états possibles pour les tensions  $v_{f1}, v_{f2}, v_{f3}$  résumés dans le tableau (II-1)

Etat	$u_1$	$u_2$	$u_3$	$v_{f1}$	$v_{f2}$	$v_{f3}$
1	0	0	0	0	0	0
2	0	0	1	$-\frac{1}{3}V_0$	$-\frac{1}{3}V_0$	$\frac{2}{3}V_0$
3	0	1	0	$-\frac{1}{3}V_0$	$\frac{2}{3}V_0$	$-\frac{1}{3}V_0$
4	0	1	1	$-\frac{2}{3}V_0$	$\frac{1}{3}V_0$	$\frac{1}{3}V_0$
5	1	0	0	$\frac{2}{3}V_0$	$-\frac{1}{3}V_0$	$-\frac{1}{3}V_0$
6	1	0	1	$\frac{1}{3}V_0$	$-\frac{2}{3}V_0$	$\frac{1}{3}V_0$
7	1	1	0	$\frac{1}{3}V_0$	$\frac{1}{3}V_0$	$-\frac{2}{3}V_0$
8	1	1	1	0	0	0

Tableau II-1 : Tensions délivrées par l'onduleur

### II.2.1.2 Le filtre de sortie [1], [5]

Le filtre de sortie est un filtre passif utilisé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique.

Le filtre de sortie est dimensionné pour satisfaire les deux critères suivants :

- Assurer la dynamique du courant :

$$\frac{d}{dt} \vec{I}_{h-ch} = \frac{d}{dt} \vec{I}_{inj} \tag{II-10}$$

Avec :  $i_{h\_ch}$  le courant harmonique de la charge et  $i_{inj}$  le courant du filtre actif,

- Empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique.

L'inconvénient du filtre de sortie utilisé, filtre de premier ordre, c'est qu'il ne peut pas vérifier les deux critères au même temps, car pour satisfaire l'égalité (II-10) et donc améliorer les performances de compensation, l'inductance  $L_f$  doit être relativement faible. Néanmoins, cela entraîne la propagation de ses composantes sur le réseau se qui affecte les installations et équipements électriques voisins.

Ainsi le bon dimensionnement du filtre de sortie utilisé dépend du compromis à trouver entre la dynamique et l'efficacité du filtre actif parallèle. La solution qui permet d'arriver à un bon compromis est celle qui consiste en l'installation d'un filtre passif auxiliaire :

- Soit en amont du côté réseau, dans ce cas les harmoniques à filtrer sont ceux du courant après compensation et le signal utile se limite au fondamental.
- Soit à la sortie de l'onduleur, dans ce cas les harmoniques à filtrer sont ceux du courant de l'onduleur et le signal utile est constitué de l'ensemble des contre harmoniques. Cette configuration permet d'inclure le filtre auxiliaire au filtre actif sans modifier la structure déjà existante.

Néanmoins, le filtre auxiliaire engendre des effets indésirables sur le réseau tel que la résonance avec d'autres éléments passifs voisins, une consommation de puissance active à travers sa résistance d'amortissement et une dégradation de performances à cause du vieillissement de leurs composants.

Dans la suite de ce travail, l'onduleur étant muni d'un filtre de sortie, le filtre auxiliaire est un filtre de deuxième ordre inséré au niveau de la ligne.

Ce filtre est formé d'une inductance  $L_1$  et d'une capacité  $C_1$  en série avec une résistance  $r_1$  qui permet d'introduire un amortissement, comme le montre la figure (II-3)

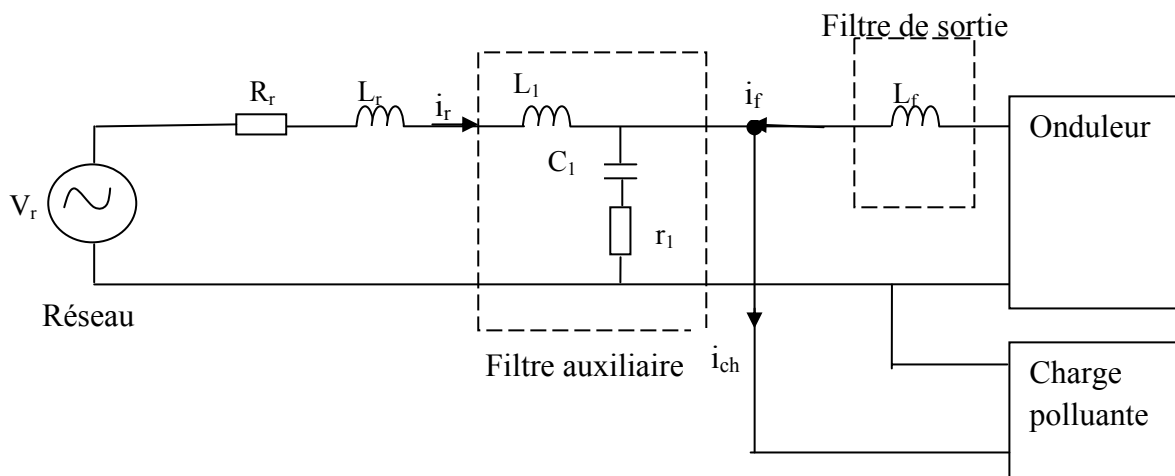


Figure II-3 : Insertion des filtres de sortie et auxiliaire

### II.2.1.3 Élément de stockage d'énergie [2]

Le stockage d'énergie du côté continu se fait souvent par un système capacitif représenté par un condensateur  $C$  qui joue le rôle d'une source de tension continue flottante  $V_0$  comme le montre la figure (II-2).

Le choix des paramètres du système de stockage ( $V_0$  et  $C$ ) se répercute sur la dynamique et sur la qualité de compensation du filtre actif parallèle. En effet une tension  $V_0$  élevée améliore la dynamique du filtre actif. D'un autre coté les ondulations de la tension continue  $V_0$ , causées par les courants engendrés par le filtre actif et limitées par le choix de  $C$ , peuvent dégrader la qualité de compensation du filtre actif parallèle. Ces fluctuations sont d'autant plus importants que l'amplitude du courant du filtre est grand et que sa fréquence est faible. Pour cette raison, nous pouvons estimer que seuls les quarante premiers harmoniques sont pris en compte dans le choix des paramètres du système de stockage.

## II.2.2 Etude de la partie commande

### II.2.2.1 Méthodes d'identification des courants perturbés [1]

Les différentes méthodes d'identification de courant perturbateur peuvent être regroupées en deux familles d'approche.

La première utilise la transformée de Fourier rapide dans le domaine fréquentiel, pour extraire les harmoniques du courant.

La deuxième famille est basée sur le calcul des puissances instantanées dans le domaine temporel. Certaines de ces méthodes se basent sur le calcul des puissances harmoniques de la charge non linéaire.

Une autre méthode, appelée la méthode de détection synchrone et repose sur la transformée de Park.

L'étude détaillée de ces méthodes d'identification feront l'objet d'un chapitre à part.

### II.2.2.2 Système à base de PLL [8]

Comme la tension du réseau est souvent perturbée et distordue, et afin de généraliser l'application des méthodes d'identification des grandeurs harmoniques à tout type de tension, un système à base de *PLL* (Phase Locked Loop ou Boucle à Verrouillage de Phase) peut être utilisé.

Le principe de la PLL utilise une propriété fondamentale de la transformation de Park, à savoir que si la dérivée de l'angle instantané intervenant dans la transformation est égale à la

pulsation du système triphasé et équilibré de tension, alors les composantes selon les axes  $d$  et  $q$  seront constantes.

Les tensions simples  $V_{r123}(\theta)$ , mesurées au point de raccordement, passent d'abord par la transformation de Concordia. Les tensions obtenues  $V_{\alpha,\beta}$  seront par la suite transformées en composantes de Park à travers une rotation d'un angle estimé  $\theta_e$  du plan  $\alpha$ - $\beta$  vers le plan  $d$ - $q$ . L'angle  $\theta_e$  est issu de l'intégration de l'estimation de la pulsation  $\omega_e$  déterminée par un régulateur de type PI.

On souhaite que la pulsation  $\omega_e$  du repère tournant soit identique à la pulsation  $\omega$  des tensions  $V_{r123}(\theta)$ , cela revient à fixer la tension de référence en jouant sur  $V_d$ .

Ainsi la PLL ne sera verrouillée que lorsque l'angle estimé est égal à l'angle de la tension directe.

### **II.2.2.3 Commande de l'onduleur**

Le but de la commande de l'onduleur est de permettre la meilleure reproduction des courants perturbés de référence, à travers les ordres de commande appliqués aux interrupteurs de puissance. Les deux principales familles de commande des convertisseurs statiques sont :

- ❖ la commande par hystérésis,
- ❖ la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

### **II.2.2.4 Régulation de tension continue [5]**

La source d'alimentation du filtre n'est pas une source de tension autonome mais c'est une source flottante.

La tension aux bornes de la source flottante n'est pas constante à cause de sa sensibilité aux échanges de puissance entre la charge polluante et le réseau, c'est le filtre actif qui fournira la puissance nécessaire pour rétablir l'équilibre. Le régime transitoire de la charge non linéaire et les pertes dans les composants de puissance font aussi varier la tension aux bornes du condensateur.

Une boucle externe de tension s'avère alors nécessaire, car elle permet de :

- 1) Maintenir la tension, côté continu, de l'onduleur constante tout en assurant une compensation des pertes dans le filtre actif.
- 2) Limiter ses variations en régime dynamique afin préserver les performances de la commande.

Pour maintenir la tension aux bornes de la source flottante constante, il suffit alors de déterminer l'amplitude du courant actif  $I_0$  qui est nécessaire pour produire la puissance active absorbée par le filtre, et on l'ajoute aux références de courants.

Dans le repère de Park dq, la dynamique du convertisseur est donnée sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \frac{di_{fd}}{dt} &= -\frac{R_f}{L_f} i_{fd} + \omega i_{fq} - \frac{V_0}{L_f} u_d + \frac{v_{rd}}{L_f} \\ \frac{di_{fq}}{dt} &= -\frac{R_f}{L_f} i_{fq} - \omega i_{fd} - \frac{V_0}{L_f} u_q + \frac{v_{rq}}{L_f} \\ \frac{dV_0}{dt} &= -\frac{V_0}{RC} + \frac{3}{2C} (i_{fd} u_d + i_{fq} u_q) \end{aligned} \quad (II-11)$$

On suppose que la dynamique de la boucle interne des courants est suffisamment rapide de telle sorte que l'on puisse admettre que les variables internes ont déjà atteint leurs valeurs de référence et qu'elles se trouvent dans leur état stationnaire (commande en cascade).

D'où :

$$\begin{aligned} i_{fd} &= i_{fdref} \\ i_{fq} &= i_{fqref} \\ \frac{di_{fd}}{dt} &= 0 \\ \frac{di_{fq}}{dt} &= 0 \end{aligned} \quad (II-12)$$

La commande en état stationnaire est donnée par l'expression suivante :

$$\begin{cases} u_d = \frac{L_f}{V_0} \left( -\frac{R_f}{L_f} i_{fdref} + \omega i_{fqref} + \frac{v_{rd}}{L_f} \right) \\ u_q = \frac{L_f}{V_0} \left( -\frac{R_f}{L_f} i_{fqref} - \omega i_{fdref} + \frac{v_{rq}}{L_f} \right) \end{cases} \quad (II-13)$$

Les tensions de la source étant parfaites :

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = V_m \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (II-14)$$

En remplaçant (II.13) dans la troisième expression de (II-11) on aura :

$$\frac{dV_0}{dt} = -\frac{V_0}{RC} + \frac{3L_f}{2C} \left[ -\frac{R_f}{L_f} (i_{fdref}^2 + i_{fqref}^2) + \frac{V_{rd}}{L_f} i_{fdref} \right] \quad (II-15)$$

En considérant que :

$$\left[ \frac{R_f}{L_f} (i_{fdref}^2 + i_{fqref}^2) \right] \ll V_m i_{fdref} \quad (II-16)$$

Pour des raisons de linéarité on néglige la chute de tension aux bornes de la résistance R devant la tension  $V_m$  et on choisit d'asservir non pas directement la tension continue mais son carré  $V_0^2$

La relation (II.15) se simplifie et devient :

$$\frac{dV_0}{dt} = \frac{3L_f}{2C} \frac{1}{V_0} \left[ \frac{V_m}{L_f} i_{fdref} \right] - \frac{V_0}{RC} \quad (II-17)$$

En multipliant par  $V_0$  on aura :

$$V_0 \frac{dV_0}{dt} = \left[ \frac{3L_f}{2C} \frac{1}{V_0} \left[ \frac{V_m}{L_f} i_{fdref} \right] - \frac{V_0}{RC} \right] V_0 \quad (II-18)$$

Ensuite en faisant un changement de variable  $Z = V_0^2$  on obtient :

$$\frac{1}{2} \frac{dZ}{dt} = \frac{3}{2C} V_m i_{fdref} - \frac{Z}{RC} \quad (II-19)$$

D'où :

$$\frac{dZ}{dt} = \frac{3}{C} V_m i_{fdref} - \frac{2Z}{RC} \quad (II-20)$$

Le point d'équilibre est obtenu pour  $\frac{dZ}{dt} = 0$ , l'expression (II.20) s'écrit alors sous la forme suivante :

$$Z_{oeq} = \frac{3RV_m}{2} i_{fdeq} = V_{oeq}^2 \quad (II-21)$$

Le modèle (II.20) est linéaire, il est directement utilisé pour la mise en œuvre d'une boucle linéaire de régulation.

Dans le domaine de Laplace, la relation (II.20) est exprimée par :

$$F(s) = \frac{Z}{i_{fdeq}} = \frac{3V_m}{2} \frac{1}{1 + \frac{RC}{2}s} \quad (II-22)$$

La régulation de la tension représentée ci-dessous est réalisée grâce à un régulateur du type PI dont le réglage est basé sur la fonction de transfert  $F(s)$ . L'action intégrale est fréquemment combinée à l'action proportionnelle, dans le but d'améliorer le régime permanent sans avoir à dégrader le régime transitoire. La raison de cette combinaison est que l'action intégrale seule améliore le régime permanent tout en détériorant le régime transitoire. Quand à l'action proportionnelle, elle offre la possibilité de modifier en même temps le régime transitoire et le régime permanent.

La fonction de transfert du régulateur PI s'écrit :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (II-23)$$

Avec :

$K_p$  : Gain proportionnel

$K_i$  : Gain intégral

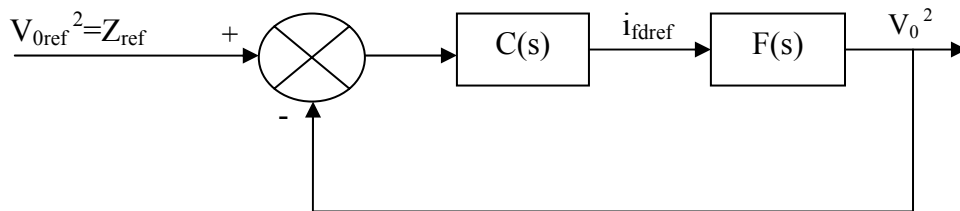


Figure II-4 : Boucle de régulation de la tension continue

$$F(s) = \frac{3RV_m}{2} \frac{1}{1 + \frac{RC}{2}s} = \frac{K}{1 + \tau s} \quad (II-24)$$

Avec :  $K$  est le gain statique tel que :

$$K = \frac{3R}{2} V_m \quad (II-25)$$

$\tau$  Constante de temps, telle que :

$$\tau = \frac{RC}{2} \quad (II-26)$$

Un filtre passe bas est ajouté à la sortie du régulateur afin d'éviter que les oscillations de basse fréquence « 30 Hz » des grandeurs du côté continu de l'onduleur ne se répercutent sur la commande. Les constantes  $K_p$  et  $K_i$  du régulateur PI sont données par les équations suivantes :

$$K_p = \frac{\tau}{K\tau_d}, \quad K_i = \frac{1}{K\tau_d} \quad (\text{II-27})$$

La constante est choisie en fonction de la période de la grandeur à réguler ( $\tau_d = T, 2T..$ )

- **Calcul de la tension de référence  $V_{0ref}$**

La tension nécessaire pour que l'onduleur puisse poursuivre un harmonique précis, sachant que le système est équilibré, c'est-à-dire que la composante homopolaire est nulle, est donnée par la relation suivante

$$V_{0ref} > 2(V_m + L_r\omega i I_{ondi}) \quad (\text{II-28})$$

Tel que :

$i$  compris entre 1 et  $k$  (étant le rang maximal des harmoniques)

Et  $I_{ondi} = \max\{I_0 n I_{chn}, (2 < n < k)\}$

### II.2.2.5 Régulation des courants [6]

Le choix du régulateur du courant du filtre actif se fait en fonction des objectifs de régulation et de l'ordre du filtre de sortie

#### II.2.2.5.1 Le choix des régulateurs

Un régulateur doit satisfaire les objectifs généraux de la régulation ainsi que les contraintes liées au rejet des perturbations tel que :

1. Minimiser l'écart entre la référence et la grandeur asservie.
2. La rapidité de réponse.
3. Rejet des perturbations sans modifier le fondamental qui véhicule l'essentiel de la puissance consommée.
4. Etre robuste aux incertitudes sur les paramètres ainsi qu'à la variation de charge.

L'utilisation d'un régulateur PI est appropriée en raison de sa simplicité, et son efficacité de minimiser le déphasage entre les courants identifiés et ceux injectés par le filtre actif.

### II.2.2.5.2 Régulation par PI [6], [5]

Pour le réglage des courants à la sortie du filtre actif, on utilise un régulateur classique proportionnel intégral PI qu'on dimensionne en utilisant la méthode de compensation de pôles. Sachant que :

$$\begin{aligned} L_s &= L_f + L_1 \\ R_s &= R_f + r_1 \end{aligned}$$

$\beta_i (i = 1, 2, 3 \text{ avec } -1 < \beta < 1)$  sont les signaux de commande de l'onduleur.

Les équations de courant s'écrivent :

$$\begin{cases} L_s \frac{di_{f1}}{dt} = v_{r1} - R_s i_{f1} - \beta_1 \frac{V_0}{2} \\ L_s \frac{di_{f2}}{dt} = v_{r2} - R_s i_{f2} - \beta_2 \frac{V_0}{2} \\ L_s \frac{di_{f3}}{dt} = v_{r3} - R_s i_{f3} - \beta_3 \frac{V_0}{2} \end{cases} \quad (\text{II-29})$$

D'où :

$$\begin{cases} \frac{di_{f1}}{dt} = \frac{v_{r1}}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} i_{f1} - \beta_1 \frac{V_0}{2L_s} \\ \frac{di_{f2}}{dt} = \frac{v_{r2}}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} i_{f2} - \beta_2 \frac{V_0}{2L_s} \\ \frac{di_{f3}}{dt} = \frac{v_{r3}}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} i_{f3} - \beta_3 \frac{V_0}{2L_s} \end{cases} \quad (\text{II-30})$$

On remarque à partir de l'équation (II-30) que les courants «  $i_{f1}$  » sont indépendants.

Il suffit de dimensionner un régulateur pour une phase et l'appliquer aux autres phases.

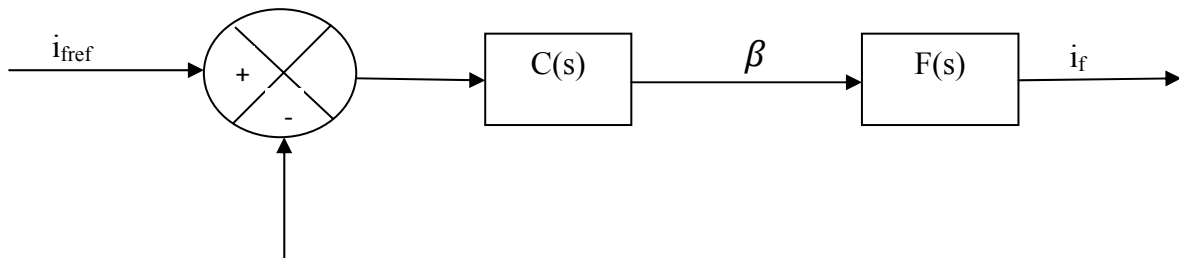


Figure II-5: Boucle à régulation du courant du filtre actif

La fonction de transfert du régulateur PI dans le plan de Laplace étant :

$$C(s) = k_p \frac{s + \frac{k_i}{k_p}}{s} \quad (\text{II-31})$$

D'après (II-30), l'expression du courant est la suivante :

$$\frac{di_{fi}}{dt} = \frac{v_{ri}}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} i_{fi} - \beta_i \frac{V_o}{2L_s} \quad i = 1, 2, 3 \quad (\text{II-32})$$

Pour simplifier le calcul des paramètres du régulateur PI, on ajoute à l'expression le terme  $(-v_r/L_s)$

D'où on écrit dans le plan de Laplace :

$$F(s) = \frac{I_f}{\beta} (s) = \frac{-\frac{V_o}{2L_s}}{s + \frac{R_s}{L_s}} \quad (\text{II-33})$$

Les paramètres du régulateur PI ( $k_p$  et  $k_i$ ) sont donnés par les équations suivantes :

$$k_p = \frac{2L_s}{\tau_s V_o} \quad (\text{II-34})$$

$$k_i = \frac{R_s}{L_s} k_p$$

$\tau_s$  doit être inférieure à la plus petite constante de temps.

### II.3 Modèle des courants de sortie du filtre actif

Le modèle mathématique des courants de sortie du filtre actif se présente comme suit :

$$L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{f3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \frac{V_o}{3} - \begin{bmatrix} V_{r1} \\ V_{r2} \\ V_{r3} \end{bmatrix} \quad (\text{II-35})$$

Avec :

$u_1, u_2, u_3$  : Les signaux de commande de l'onduleur

La tension du bus continu est donnée par :

$$C \frac{dV_o}{dt} = \sum_{i=1}^3 u_i i_{fi} - \frac{V_o}{R}$$

### II.4 Modélisation du réseau

Le réseau est représenté par une source de tension triphasée sinusoïdale et équilibrée  $e_i(t)$  en série avec une impédance de court-circuit  $Z_{cc}$  comme le montre la figure (II-6).

$$e_i(t) = \sqrt{2}E \sin\left(\omega t - (i - 1) \frac{2\pi}{3}\right), \quad i = 1, 2, 3 \quad (\text{II-36})$$

$$Z_{cc} = R_r + jL_r\omega \quad (\text{II-37})$$

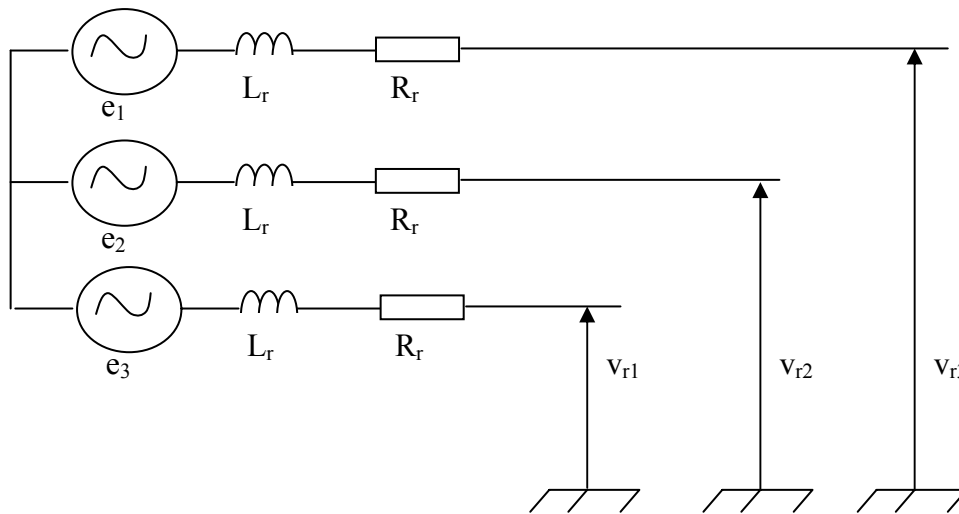


Figure II-6 : Schéma du réseau

Avec :

$\omega$  : Pulsation du réseau

## II.5 Modélisation de la charge polluante

La charge polluante utilisée est un redresseur triphasé à diodes débitant sur une charge résistive  $R_{ch}$  en série avec une inductance  $L_{ch}$ , elle est illustrée par la figure (II-7).

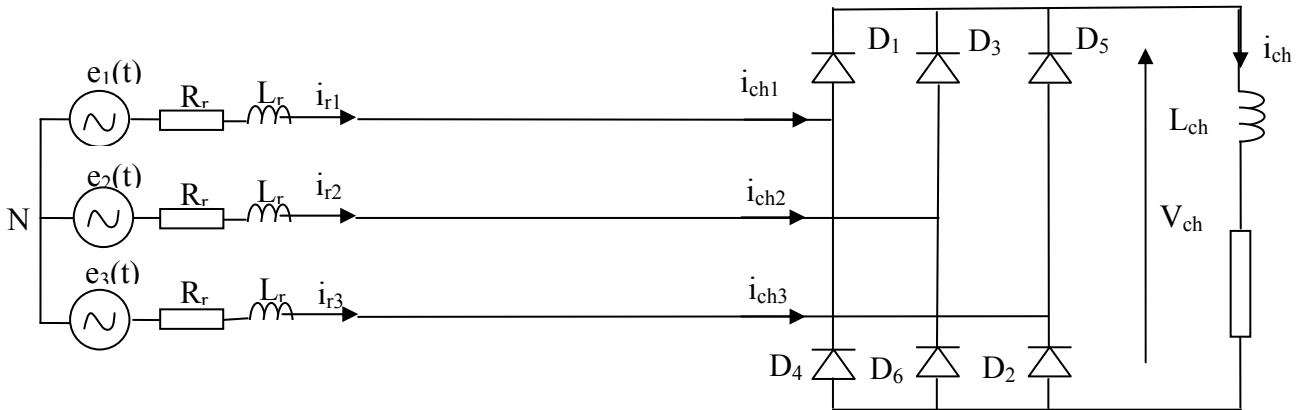


Figure II-7 : Schéma de la charge polluante (redresseur à diodes).

## II.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté et décrit tous les composants du filtre actif parallèle. Nous avons ensuite modélisé chaque élément du dispositif complet en mettant l'accent sur :

- les méthodes d'identifications des courants harmoniques,
- les méthodes de commande de l'onduleur
- la régulation des courants de référence
- la régulation de la tension du bus continu.

Les chapitres suivants traiteront respectivement des méthodes d'identification du contenu harmonique de la charge polluante et des méthodes de commande de l'onduleur.

### III.1 Introduction

Comme il a été présenté dans le chapitre précédent, un filtre actif est essentiellement constitué d'un onduleur. Le bon choix de la méthode d'identification des grandeurs de référence (courant de référence dans le cas d'un filtre actif parallèle, tension de référence dans le cas d'un filtre actif série), est primordial afin que le filtre actif puisse remplir les tâches pour lesquelles il est destiné.

Dans la littérature, différentes méthodes d'identification des courants perturbés ont été développées. Ces méthodes ont pour rôle d'améliorer les performances des systèmes classiques de dépollution des installations électriques.

### III.2 Méthodes d'identification des grandeurs harmoniques [8]

Selon leur champ de calcul, les méthodes d'identification des grandeurs harmoniques sont classées dans deux domaines, *fréquentiel* et *temporel*.

#### III.2.1 Domaine fréquentiel

Les méthodes appartenant à ce domaine sont basées sur l'analyse de Fourier appliquée aux grandeurs distordues (courants ou tensions) afin d'en extraire les signaux de compensation. En utilisant la transformée de Fourier, les composantes harmoniques de compensation sont d'abord séparées des signaux harmoniques polluants et sont ensuite combinées pour générer les consignes.

La fréquence de commutation des semi-conducteurs du filtre actif est généralement maintenue deux fois plus grande que les fréquences harmoniques dans l'objectif d'avoir une compensation effective.

L'application de la transformée de Fourier (système d'équations non linéaires) est un calcul encombrant ; il en résulte un temps de réponse relativement lent.

Parmi les méthodes appartenant à cette classe, on peut citer:

##### III.2.1.1 Méthodes de Fourier & de la FFT

En utilisant la transformée rapide de Fourier (*Fast Fourier Transform FFT*), la composante harmonique du signal peut être reconstituée en éliminant la composante fondamentale du signal transformé. Après, la FFT inverse est appliquée pour l'obtention du signal final dans le domaine temporel.

L'inconvénient majeur de cette technique est le retard de réponse engendré. En effet, le système a besoin de prendre des échantillons d'une période complète afin de générer les coefficients de Fourier. Par conséquent, cette méthode ne convient qu'aux systèmes à variation lente dans le temps.

### III.2.1.2 Technique de la multiplication sinusoïdale

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

### III.2.2 Domaine temporel

Les méthodes de compensation dans le domaine temporel sont basées sur la détermination instantanée des grandeurs de compensation des courants/tensions harmoniques.

Généralement, les courants de référence sont requis non seulement pour la compensation des courants harmoniques mais également pour remplacer les déficits de la puissance réactive et les fluctuations du bus continu du filtre actif. Fondamentalement, les différents schémas proposés essaient d'inclure la composante réactive afin d'éliminer les courants harmoniques et de corriger le facteur de puissance. Beaucoup de méthodes entrent dans cette catégorie, notamment :

#### III.2.2.1 Méthode des puissances instantanées [5]

Cette méthode exploite la transformation  $\alpha$ - $\beta$  pour obtenir les puissances réelles et imaginaires.

Notons par  $(v_\alpha, v_\beta)$  et  $(i_\alpha, i_\beta)$  les composantes orthogonales du repère  $\alpha$ - $\beta$  associées respectivement aux tensions de raccordement du filtre actif parallèle ( $v_r$ ) et aux courants absorbés par les charges polluantes ( $i_r$ ). La transformation

$\alpha$ - $\beta$ -0 triphasée permet d'écrire, la relation des tensions suivante :

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{r1} \\ v_{r2} \\ v_{r3} \end{bmatrix} \quad \text{(III-1)}$$

Et la relation des courants ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix} \quad (\text{III-2})$$

Les composantes avec l'indice (0) représentent les séquences homopolaires du système triphasé de courant et de tension.

On considère que le réseau étudié est à neutre isolé et composé de trois fils se qui empêche la circulation des composantes homopolaires.

La puissance active  $p$  et la puissance réactive  $q$  sont exprimées par la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{III-3})$$

Dans le cas général, chacune des puissances  $p$  et  $q$  comporte une partie continue et une partie alternative, ce qui nous permet d'écrire l'expression ci-dessous :

$$p = \bar{p} + \tilde{P} \quad (\text{III-4})$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q}$$

Avec :

- $\bar{p}$  Une puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension,
- $\bar{q}$  Une puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant et de la tension,
- $\tilde{P}$  et  $\tilde{q}$  des puissances alternatives liées à la somme des composantes harmoniques du courant et de la tension.

Afin d'isoler les puissances actives et réactives conventionnelles, il faut connaître avec précision les fréquences des pulsations des puissances instantanées formées à partir de la relation (III.3).

Après avoir identifié les pulsations des puissances instantanées, le filtre de puissance chargé d'isoler les puissances active et réactive conventionnelles peut être dimensionné. Un circuit constitué d'un filtre passe bas avec un soustracteur peut être employé, comme le présente la figure (III-1).

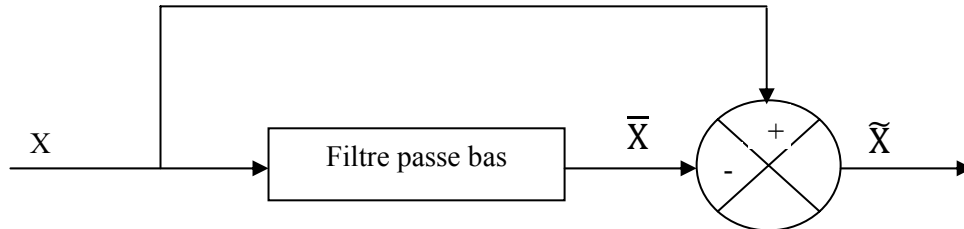


Figure III-1: Schéma représentant le principe de séparation des puissances

La fréquence de coupure,  $f_0 = \omega_0 / 2\pi$ , est choisie pour que le filtre de puissance puisse bloquer toute composante perturbatrice des puissances instantanées ( $\tilde{X}$ ). Elle doit aussi permettre le passage des composantes continues représentant les puissances active et réactive à la fréquence fondamentale ( $\bar{X}$ ). Cette fréquence est donc choisie selon le type de la charge, soit:

- a. 60 Hz pour un courant de charge équilibré avec un temps de réponse du filtre de 20 ms,
- b. 20 Hz pour un courant de charge déséquilibré avec un temps de réponse du filtre de 60 ms.

En inversant la relation (III.3), nous pouvons recalculer les courants dans le repère  $\alpha$ - $\beta$  comme le montre l'équation (III.5)

$$\begin{bmatrix} i_{ref\alpha 1} \\ i_{ref\beta 1} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_0 - \tilde{p} \\ -\tilde{q} \end{bmatrix} \tag{III-5}$$

Avec :  $\Delta = v_\alpha^2 + v_\beta^2$  supposé constant dans l'hypothèse d'une tension sinusoïdale équilibrée du réseau électrique.

Cette expression montre donc que l'identification des différentes composantes du courant dans le repère ( $\alpha$ - $\beta$ ) revient à séparer des termes continus des puissances réelle et imaginaire instantanées.

$$\begin{bmatrix} i_{ref\alpha 2} \\ i_{ref\beta 2} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ -\bar{q} \end{bmatrix} \tag{III-6}$$

$$\begin{bmatrix} i_{ref\alpha} \\ i_{ref\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_0 - \tilde{p} \\ -\tilde{q} - \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (III-7)$$

Les courants perturbateurs triphasés qui représentent les courants identifiés, dits courants de référence ( $i_{ref}$ ), sont calculés à partir de la transformation  $\alpha$ - $\beta$  (Concordia) inverse.

$$\begin{bmatrix} i_{ref1} \\ i_{ref2} \\ i_{ref3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ref\alpha} \\ i_{ref\beta} \end{bmatrix} \quad (III-8)$$

La méthode des puissances instantanées est illustrée par la figure (III-2):

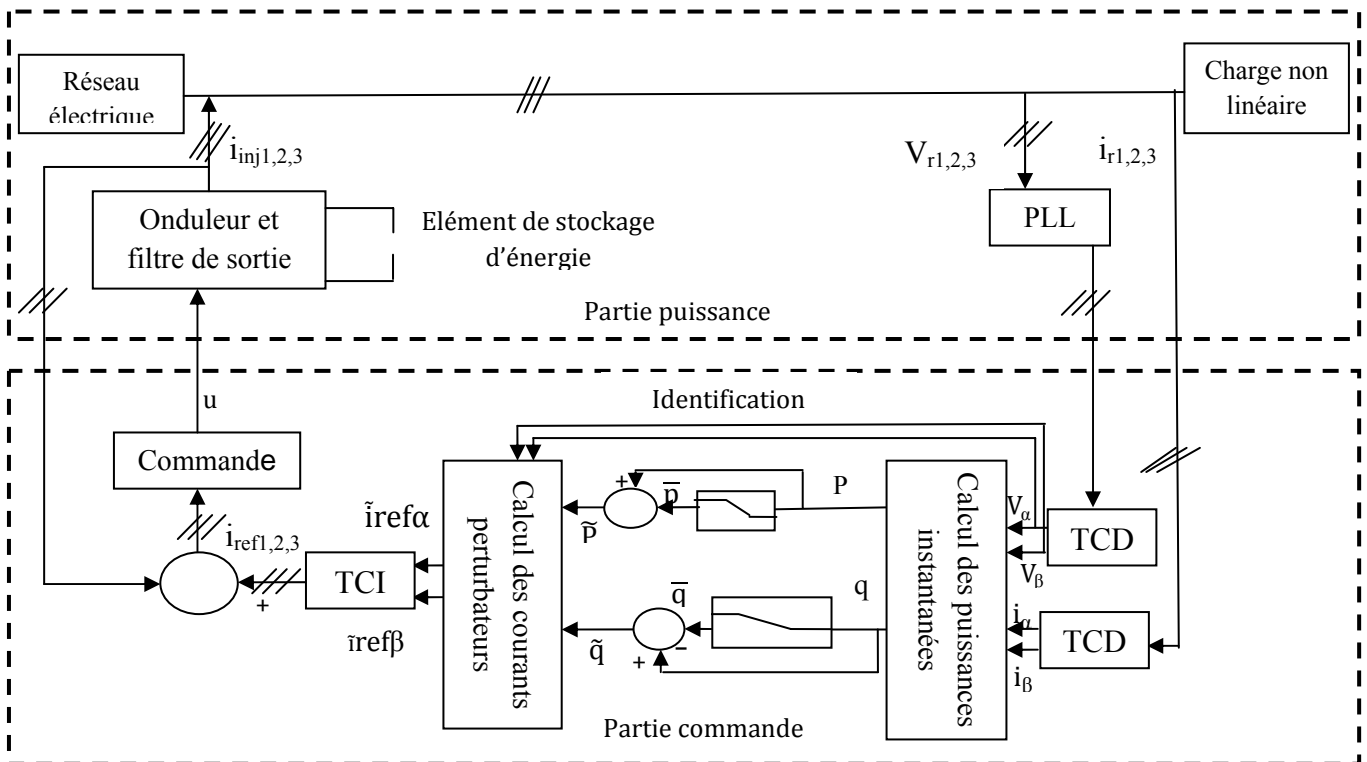


Figure III-2 : Structure d'un filtre actif shunt basé sur la méthode des puissances instantanées

### III.2.2.2 Méthode de détection synchrone [5]

La méthode de détection synchrone appelée aussi méthode des courants instantanés, travaille dans l'espace de Park dq, elle requiert de ce fait moins de calcul tout en étant plus précise et plus robuste.

Tout comme la méthode des puissances instantanées, la méthode de détection synchrone n'est applicable que si la tension du réseau est parfaitement sinusoïdale et équilibrée.

D'abord on ramène les courants triphasés de la charge polluante dans le domaine de Park comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III-9})$$

Comme pour la méthode des puissances instantanées, on considère que le réseau étudié est composé de trois fils.

$\theta$  : est l'angle de la transformation de Park.

Dans le domaine de la dépollution des réseaux électriques, la pulsation de référence est fixée : c'est la pulsation du réseau notée  $\omega$ . L'angle de la transformation de Park est défini par :

$$\theta = \omega t \quad (\text{III-10})$$

Les courants harmoniques sont composés d'une composante continue liée au fondamental, et d'une composante alternative liée aux harmoniques.

$$\begin{aligned} i_d &= \overline{i_d} + \tilde{i}_d \\ i_q &= \overline{i_q} + \tilde{i}_q \end{aligned} \quad (\text{III-11})$$

Pour séparer ces deux composantes du courant et extraire la composante continue, on utilise un filtre passe bas et un soustracteur comme dans la figure (III.1).

Finalement, pour calculer les courants perturbateurs triphasés qui représentent les courants identifiés, dits courants de référence  $i_{ref}$ , on utilise la transformé inverse de Park. Ces courants sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} i_{refd} \\ i_{refq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_0 - \tilde{i}_d \\ -\tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (\text{III-12})$$

Avec :

$I_0$ : L'amplitude du courant actif fondamental nécessaire à la régulation de la tension continue. Les références des phases étant prises selon la tension de la phase (1) et le courant  $I_0$  étant un courant actif, donc en phase avec cette tension, sa composante de Park selon l'axe q est nulle.

D'où :

$$\begin{bmatrix} i_{ref1} \\ i_{ref2} \\ i_{ref3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{refd} \\ \bar{i}_{refq} \end{bmatrix} \quad (III-13)$$

La méthode de détection synchrone permet la compensation de l'énergie réactive en utilisant l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{refd} \\ i_{refq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\bar{i}_q \end{bmatrix} \quad (III-14)$$

Et pour compenser la puissance réactive et l'ensemble des harmoniques simultanément, on utilise la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{refd} \\ i_{refq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_0 - \tilde{i}_d \\ -\bar{i}_q - \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (III-15)$$

L'identification de courants harmoniques par la méthode de détection synchrone est représentée par la figure (III-3)

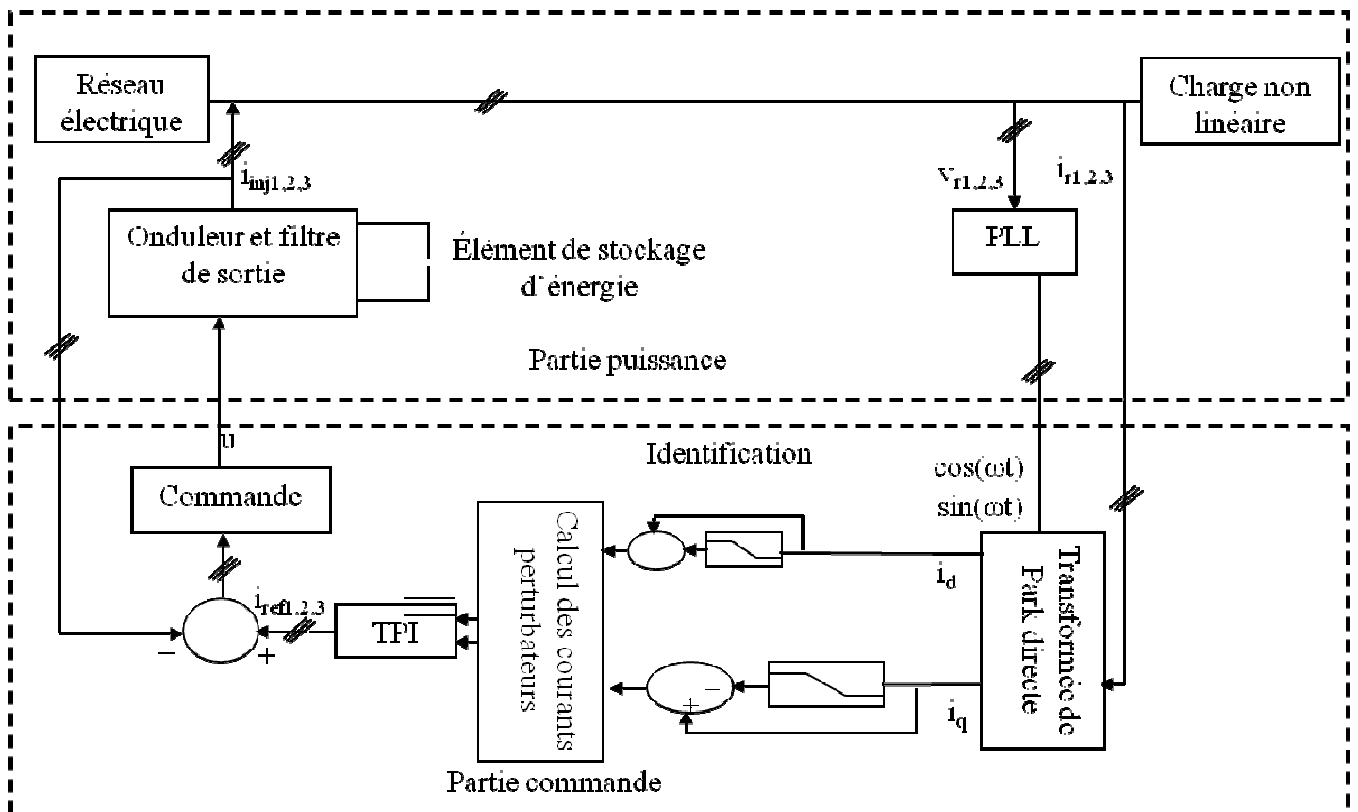


Figure III-3 : Structure d'un filtre actif shunt basé sur la méthode de détection synchrone.

### ❖ Application

Pour montrer la validité de ces deux méthodes, nous les avons appliquées à un signal composé d'un fondamental et de l'harmonique de rang 5 (les courants sont déphasés de  $\pi/6$  par rapport aux tensions).

L'objectif étant bien sur d'éliminer l'harmonique de rang 5 et de compenser le déphasage de  $\pi/6$  entre le courant et la tension de source. Pour cela nous avons supposé que le filtre actif est idéal (sommer les courants de charges et de référence)

#### ➤ Méthode des puissances instantanées :

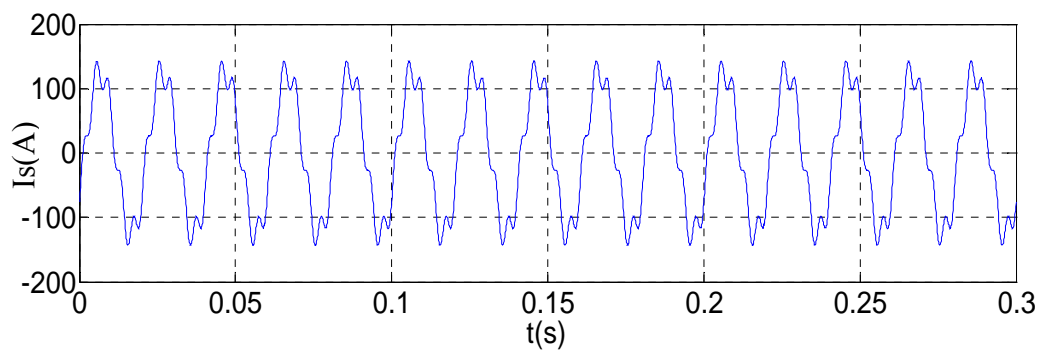


Figure III-4 : Allure du courant de source  $I_s$ (A) avant filtrage

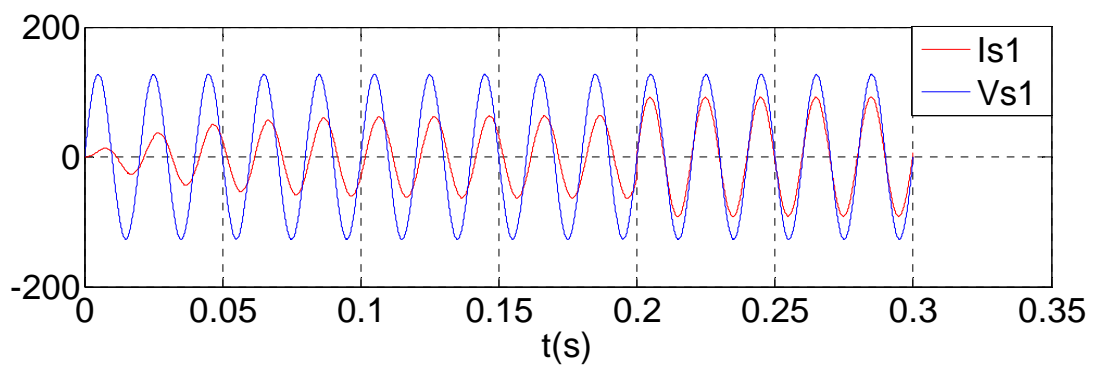


Figure III-5 : Allure du courant  $I_{s1}$ (A) et de la tension  $V_{s1}$ (v) de source après filtrage idéal

➤ **Méthode de détection synchrone:**

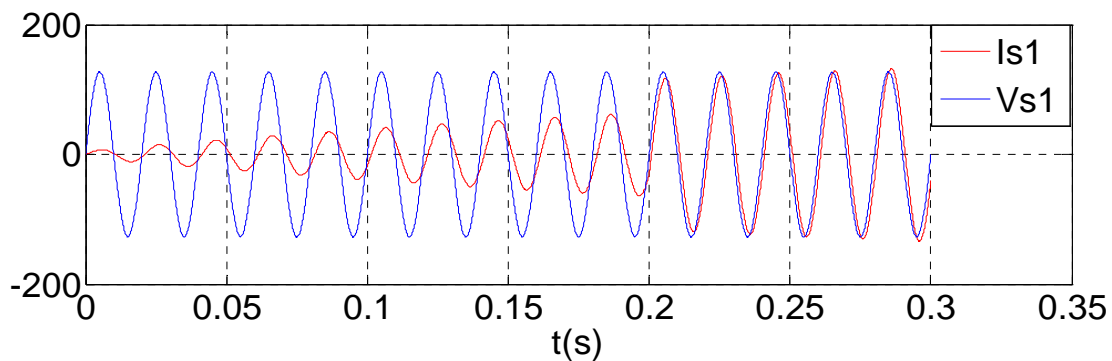


Figure III-6 : Allure du courant  $I_{s1}(A)$  et de la tension  $V_{s1}(v)$  de source après filtrage idéal

❖ **Interprétation**

Les résultats obtenus des deux méthodes utilisées (figures III-5 et III-6) montrent bien leur efficacité puisqu'ils ont répondu aux besoins de filtrage de l'harmonique 5 et de compensation du déphasage  $\pi/6$ . L'action de la compensation de la puissance réactive (le déphasage de  $\pi/6$ ) est injectée à l'instant  $t=0.2s$  pour plus de clarté.

Ces résultats sont bien sur ceux d'un filtre idéal, les performances d'un filtre réel sont dictées par ses capacités à générer avec une précision suffisante les courants de références donnés par le bloc d'identification. C'est la commande de l'onduleur qui joue un rôle important.

### III.3 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié deux méthodes d'identification des harmoniques de la charge polluante :

- La méthode des puissances instantanées.
- La méthode de détection synchrone.

Nous avons ensuite appliqué ces deux méthodes à un signal artificiel simple composé d'un fondamental et d'un harmonique de rang 5. Ce signal connu a servi à la validation de ces deux méthodes, puisqu'elles ont toutes identifié cet harmonique (rang 5) et ont toutes compensé le déphasage.

## IV.1 Introduction

L'objectif de la commande appliquée à l'onduleur du filtre actif est de déterminer les instants d'ouvertures et de fermetures des interrupteurs qui permettent d'obtenir une tension de sortie, côté alternatif, qui suit le plus fidèlement possible la consigne.

Différents types de méthodes de commande de l'onduleur sont recensés dans la littérature, on peut citer la commande par hystérésis et la commande à Modulation de Largeurs d'Impulsions (MLI).

## IV.2 Techniques de Commande

### IV.2.1 Commande par hystérésis [1], [6]

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur existant entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur. L'erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis. Dès que l'erreur atteint la bande inférieure ou supérieure, un ordre de commande est envoyé de manière à rester à l'intérieur de la bande. La simplicité de la mise en œuvre, comme le montre la Figure (IV-1), est le principal atout de cette technique. En revanche, les commutations évoluant librement à l'intérieur de la bande d'hystérésis, on ne peut maîtriser correctement le spectre des hautes fréquences dû aux fréquences de commutations.

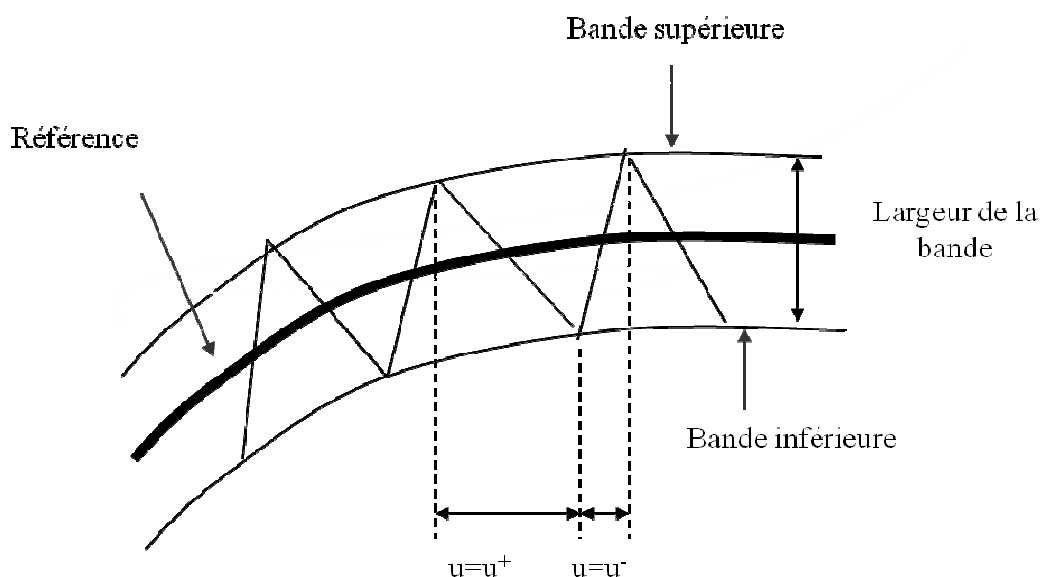


Figure IV-1 : Principe du contrôle par hystérésis

Afin de résoudre ce problème de la maîtrise des fréquences de commutation et de sa répercussion sur les interrupteurs, une autre stratégie de commande peut être proposée à savoir la commande par hystérésis modulée. Mais dans cette stratégie de commande, il est difficile de définir la largeur de la bande de l'hystérésis. De plus, le fonctionnement avec une fréquence de commutation quasi fixe nous empêche de conserver l'avantage d'une rapidité illimitée obtenue par la commande par hystérésis.

### IV.2.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion [1]

La technique de commande par MLI résout le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation en fonctionnant avec une fréquence fixe facile à filtrer en aval de l'onduleur.

La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d'impulsion est sans doute la MLI à échantillonnage naturel, dite MLI intersective. Cette technique de commande met en œuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence de l'onduleur (modulatrice) à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence. Cette dernière est ensuite comparée avec un signal triangulaire (porteuse à fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs. Le schéma de principe est donné par la Figure (IV-2)

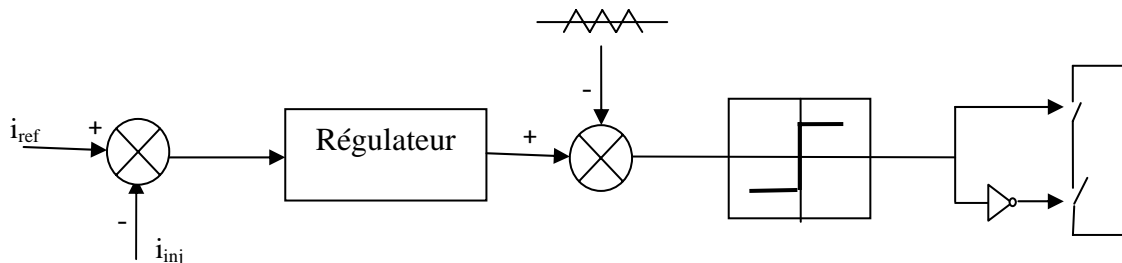


Figure IV-2 : Principe de commande des courants par MLI

D'autres techniques de MLI existent également dans la littérature comme la MLI à échantillonnage régulier où on peut distinguer deux méthodes :

- \_ la MLI à échantillonnage régulier symétrique où la référence est échantillonnée à chaque période de la porteuse,
- \_ la MLI à échantillonnage régulier asymétrique où la référence est échantillonnée à la demi-période de la porteuse.

➤ **Caractéristiques de la commande MLI**

Quand la référence est sinusoïdale, deux paramètres suffisent pour caractériser la commande :

L'indice de modulation M tel que :

$$M = \frac{f_p}{f_m} \tag{IV-1}$$

Avec :  $f_p$ : Fréquence de la porteuse  
 $f_m$ : Fréquence de la modulatrice.

Le coefficient de réglage en tension r tel que :

$$r = \frac{v_m}{v_p} \tag{IV-2}$$

Avec :  $v_m$ : Amplitude de la tension de référence (modulatrice).  
 $v_p$ : Valeur crête de l'onde porteuse.

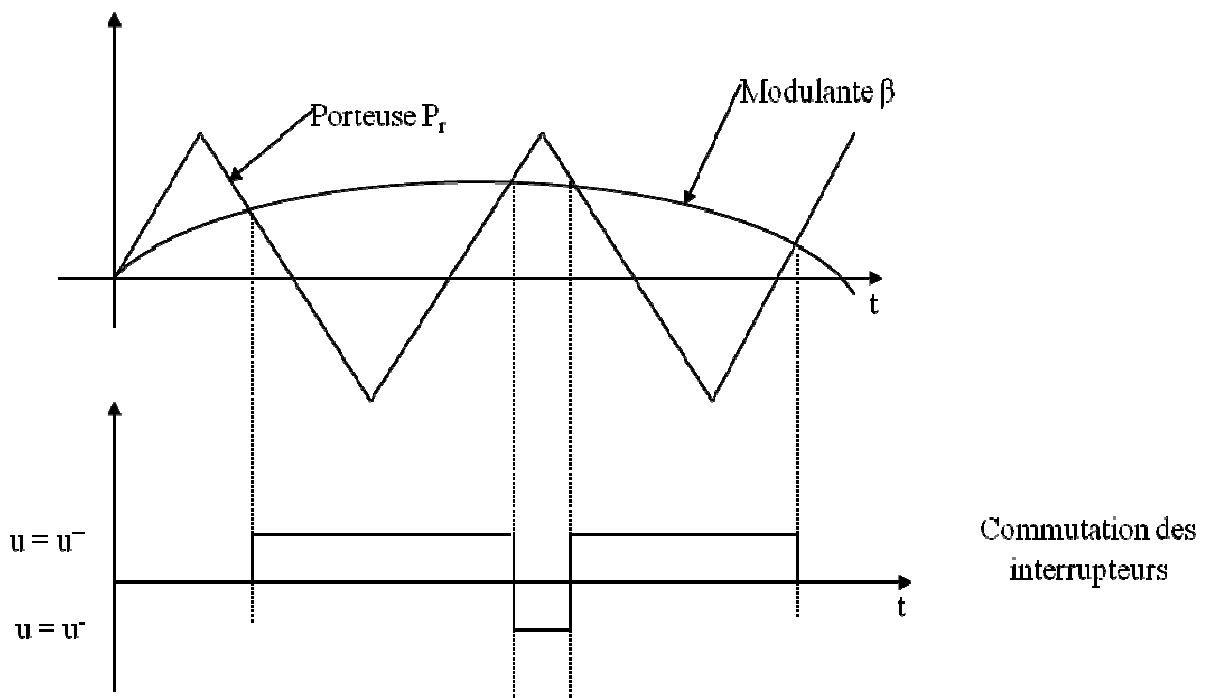


Figure IV-3 : Principe de la MLI

Le signal de commande  $\beta_i$  ( $i = 1, 2, 3$  avec  $-1 < \beta < 1$ ) est comparé au signal triangulaire  $Pr$ , si le signal  $\beta$  est supérieur au signal  $Pr$ , on commande le transistor supérieur du bras et inversement. Les trois bras ont chacun un fonctionnement indépendant et les transistors de même bras sont commandés de façon complémentaire. Les tensions en sortie de l'onduleur référencées par rapport au point milieu fictif ne prennent que deux valeurs ( $V_o/2$ ) et ( $-V_o/2$ ) selon le signal de ( $\beta_i - Pr$ )

### **IV.3 Conclusion**

Parmi les différentes commandes appliquées à l'onduleur permettant d'obtenir la meilleure reproduction possible des courants de référence, nous avons détaillé dans ce chapitre les deux types de commande les plus utilisées : la commande par hystérésis et la MLI, qui jouent un rôle dans le choix des éléments constitutifs de la partie commande du filtre actif.

La commande par hystérésis est excellente dans la mesure où elle assure une bonne réponse de l'onduleur vis-à-vis des changements rapides des courants de référence, en revanche son inconvénient est les commutations évoluant librement à l'intérieur de la bande d'hystérésis. La technique de commande par MLI résout le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation mais elle nécessite des régulateurs de courants.

## V.1 Introduction

Dans ce chapitre nous effectuons une simulation globale du comportement du filtre actif parallèle en utilisant deux méthodes d'identification des harmoniques de la charge polluante (méthode de détection synchrone et méthode des puissances instantanées) et deux méthodes de commande de l'onduleur (commande à hystérésis et commande à MLI).

Nous avons effectué les simulations des différentes méthodes avec les mêmes paramètres en vue d'en faire une comparaison.

Nous avons également injecté un échelon de tension du bus continu à l'instant  $t=0.2$  s, pour tester la boucle de régulation de la tension continue.

Nous utilisons le logiciel de simulation Matlab, plus particulièrement son environnement graphique de programmation Matlab simulink. Nous avons utilisé en particulier la toolbox Powergui permettant d'effectuer l'analyse harmonique des signaux et d'en fournir en même temps le THD. Pour cela il suffit d'enregistrer le signal à analyser dans le scoop et de spécifier dans ses paramètres (data history), le nom du signal et l'option (structure with time). La toolbox Powergui chargera automatiquement tous les signaux enregistrés avec ce mode.

Les paramètres de simulation sont ceux utilisés par [11], ceci dans le but de valider nos résultats de simulations.

V.2 Schéma du système global

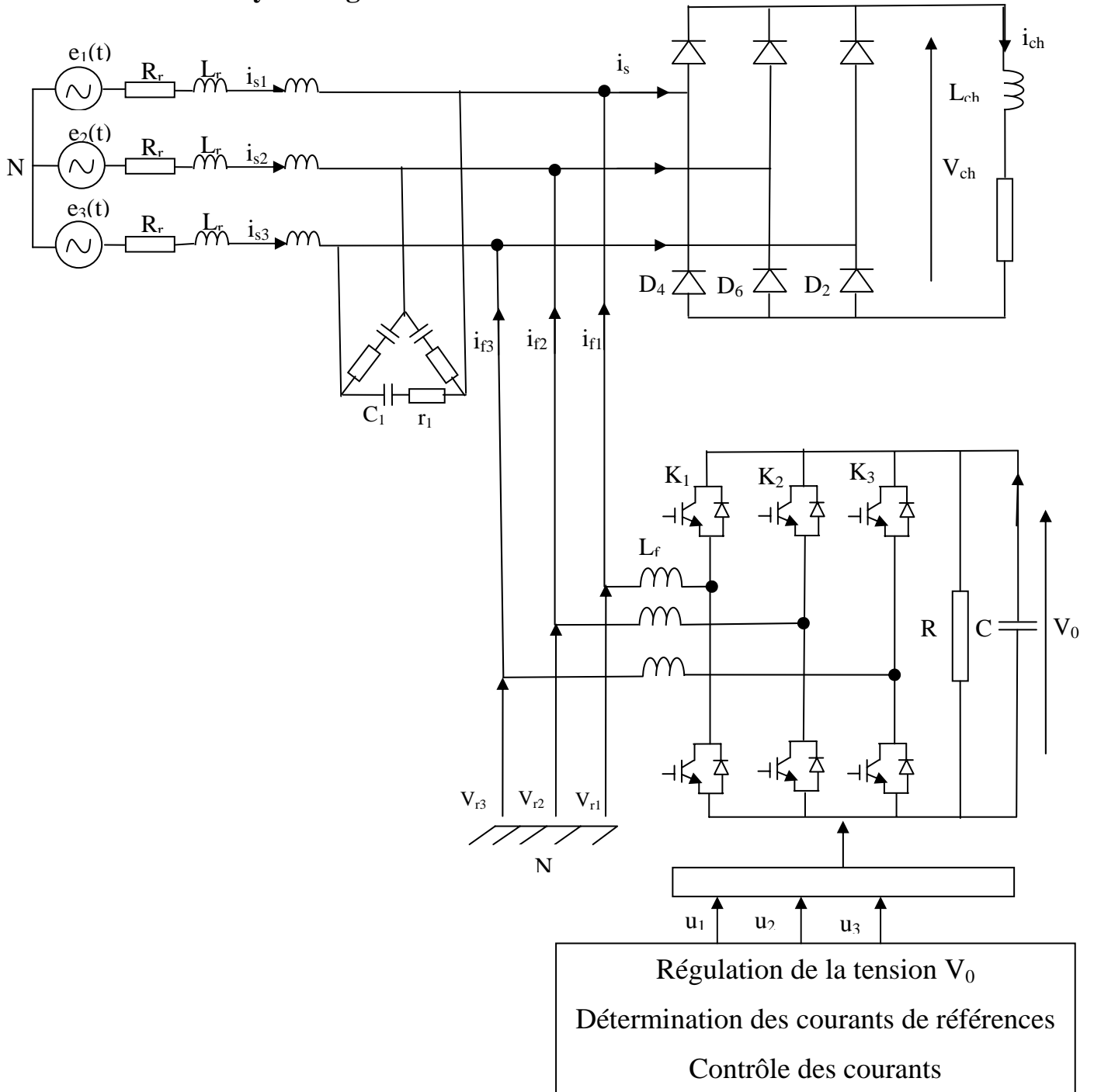


Figure V.1 : Schéma du système global

### V.3 Paramètres de simulation [11]

Les données de simulation utilisées sont :

Source :

$$\text{Tension efficace : } V_s = 127\text{v}$$

$$\text{La fréquence : } f = 50\text{Hz}$$

Impédance de réseau :

$$L_r = 45\mu\text{H}$$

$$R_r = 0.16\Omega$$

Côté continu de la charge polluante :

$$R_{ch} = 10\Omega$$

$$L_{ch} = 68\text{mH}$$

Filtre de sortie :

$$L_f = 2\text{mH}$$

$$R_f = 8e-3\Omega$$

Côté continu de l'onduleur :

$$R = 300\Omega$$

$$C = 3.3\text{mF}$$

$$m = 21$$

$$r = 0.9$$

Filtre passif :

$$L_1 = 4\text{mH}$$

$$C_1 = 168\mu\text{F}$$

$$r_1 = 3\Omega$$

La valeur de la tension continue en régime permanent est choisie  $V_o = 600\text{v}$ .

**V.4 Résultats de Simulation de l'ensemble réseau-charge non linéaire-filtre actif**

**V.4.1 Résultats de simulation dans le cas de contrôle par MLI**

**V.4.1.1 Méthode des puissances instantanées**

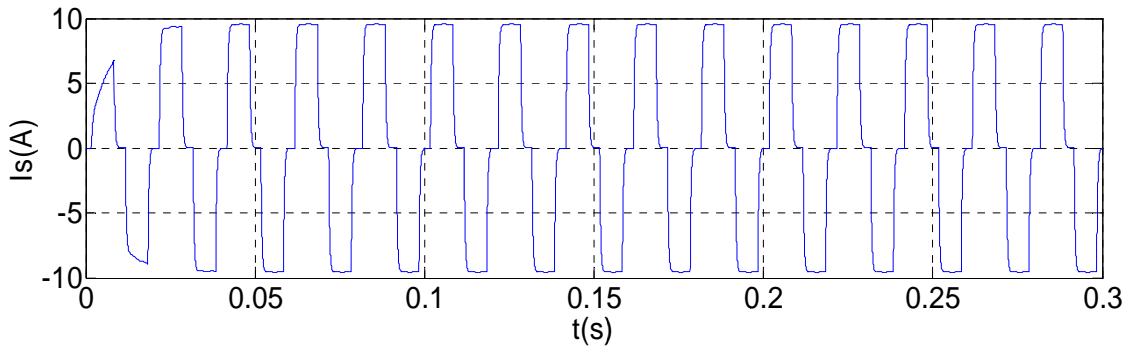


Figure V.2 : Courant de source avant filtrage  $I_s(A)$

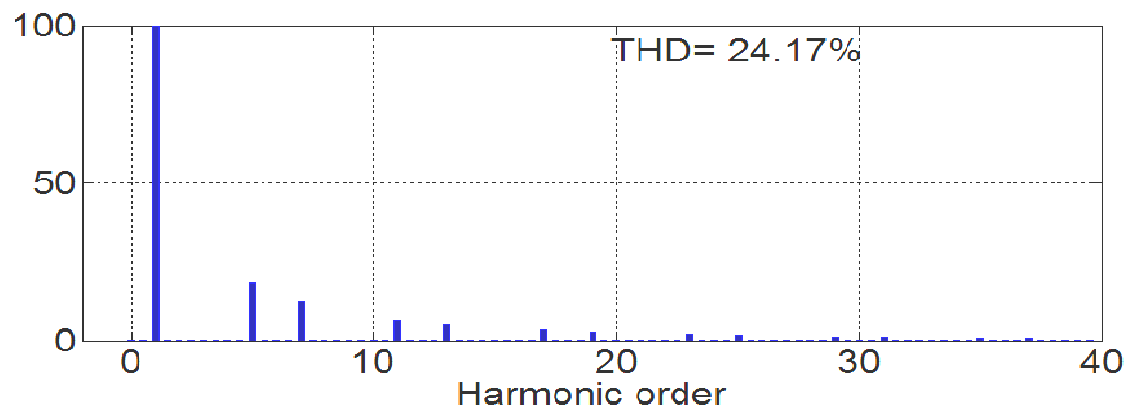


Figure V.3 : Spectre harmonique du courant de source avant filtrage  $I_s(A)$

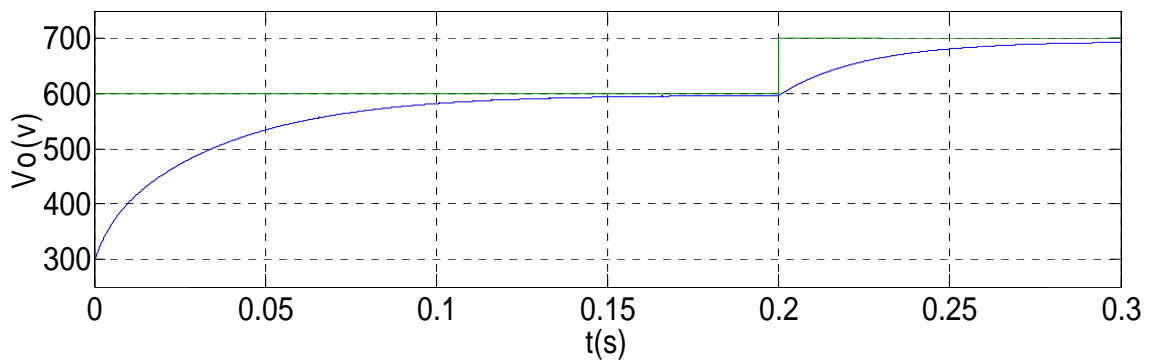


Figure V.4 : Tension continue à l'entrée de l'onduleur  $V_o$  , application d'une variation en échelon à l'instant  $t=0.2s$ , (de 600V à 700V)

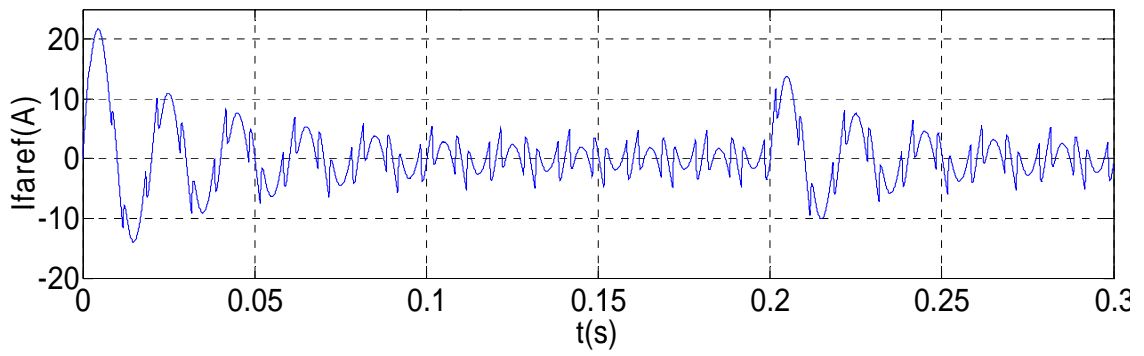


Figure V.5 : Courant injecté par le filtre  $I_{faref}$  (A)

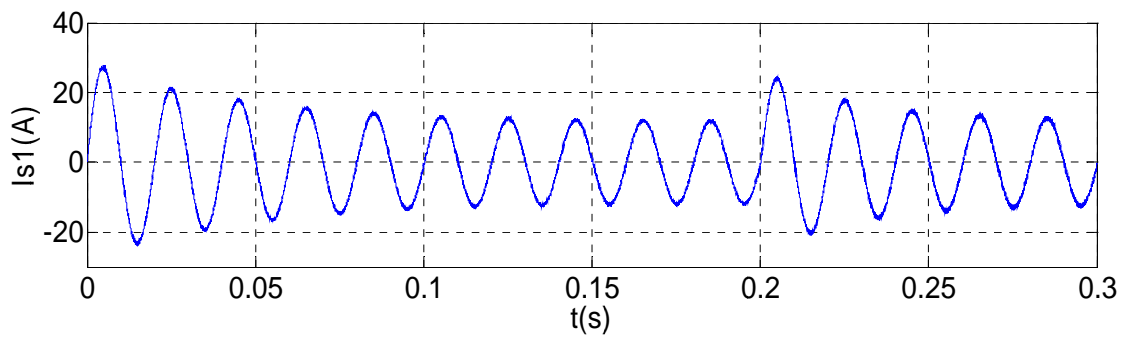


Figure V.6 : Courant de source après filtrage  $I_{s1}$  (A)

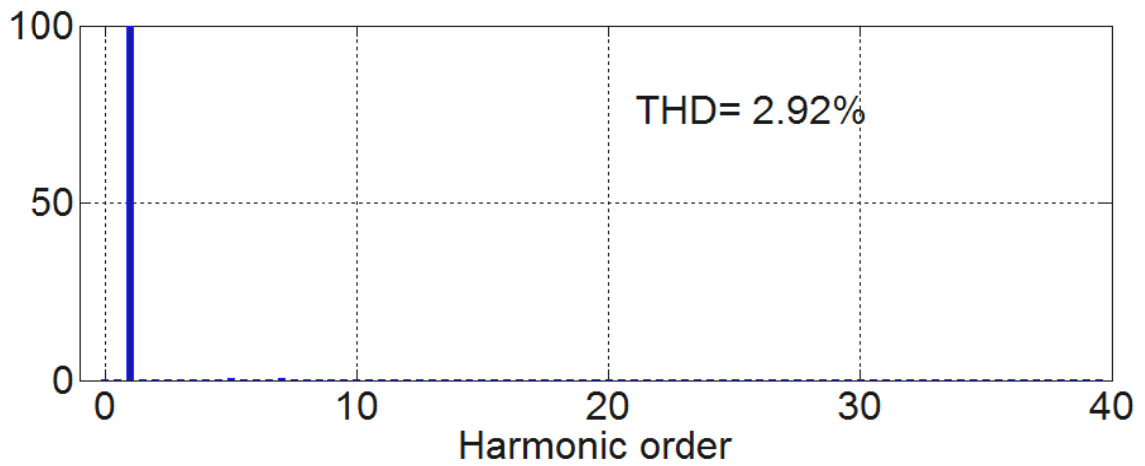


Figure V.7 : Spectre harmonique du courant de source après filtrage  $I_{s1}$  (A)

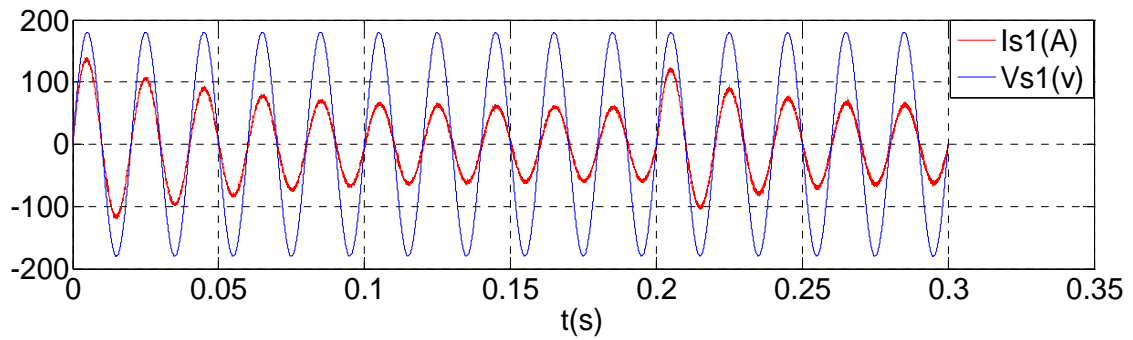


Figure V.8 : Courant ( $I_{s1}(A)*5$ ) et tension ( $V_{s1}(v)$ ) de source après filtrage

### V.3.1.2 Méthode de détection synchrone

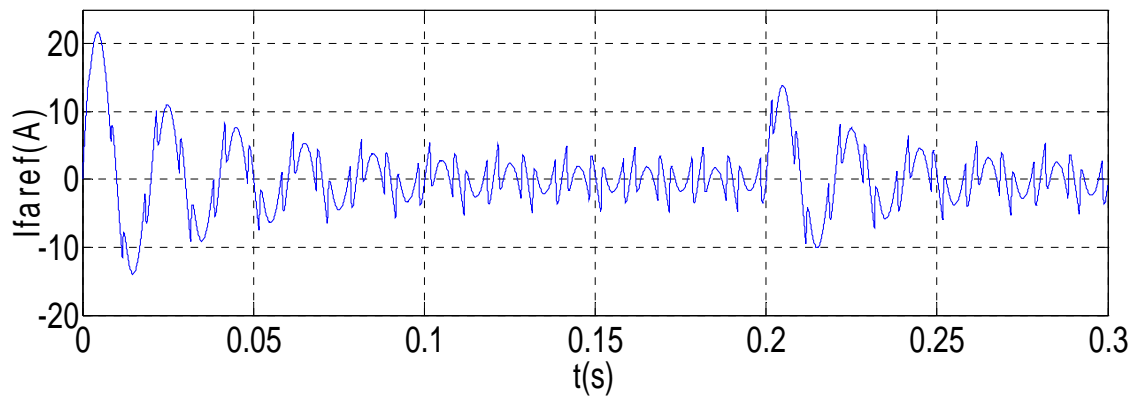


Figure V.9 : Courant injecté par le filtre  $I_{faref}(A)$

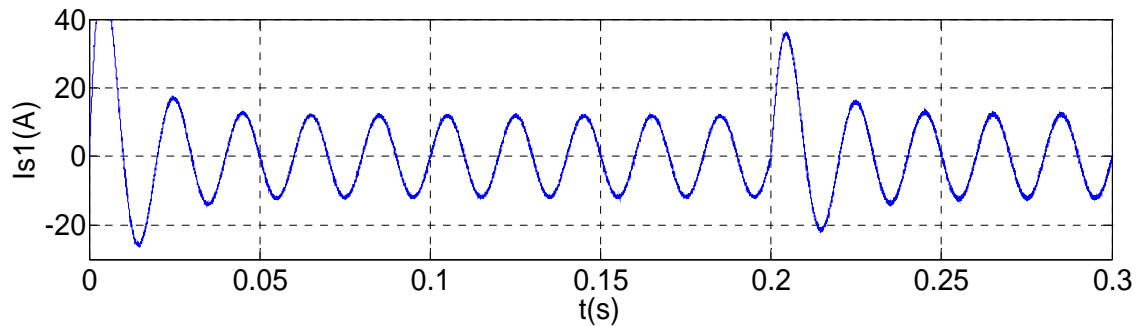


Figure V.10 : Courant de source après filtrage  $I_{s1}(A)$

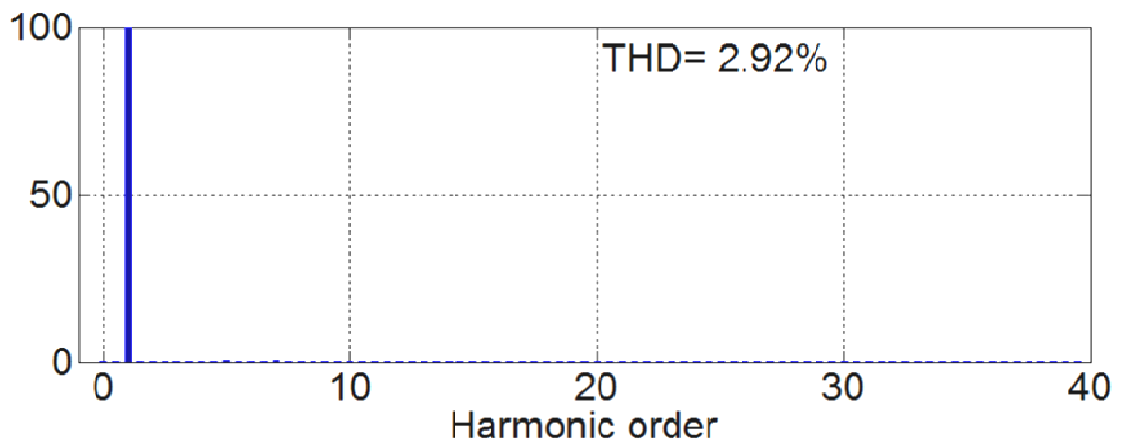


Figure V.11 : Spectre harmonique du courant de source après filtrage  $I_{s1}$  (A)

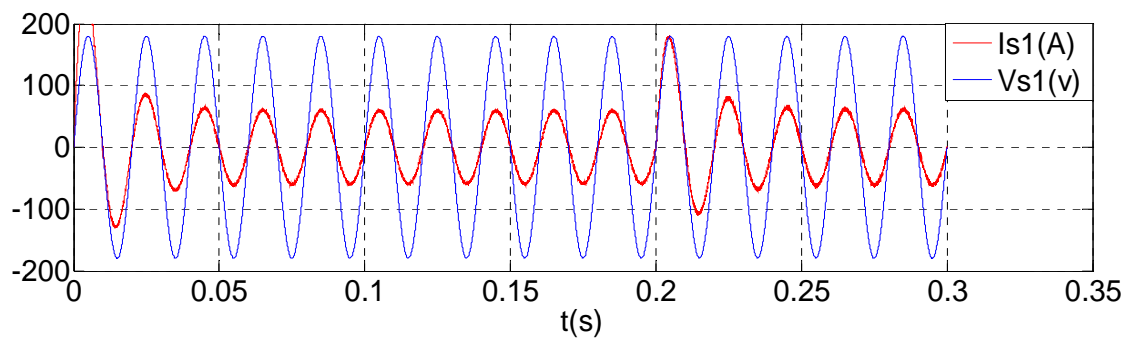
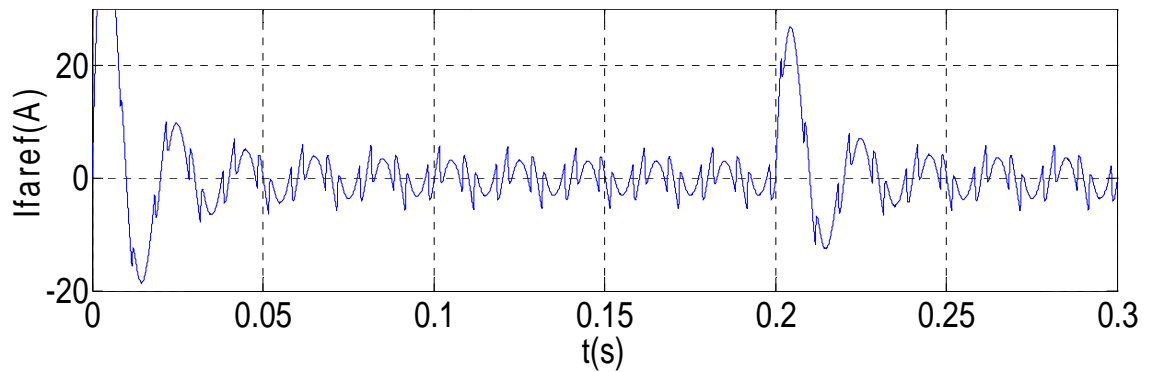
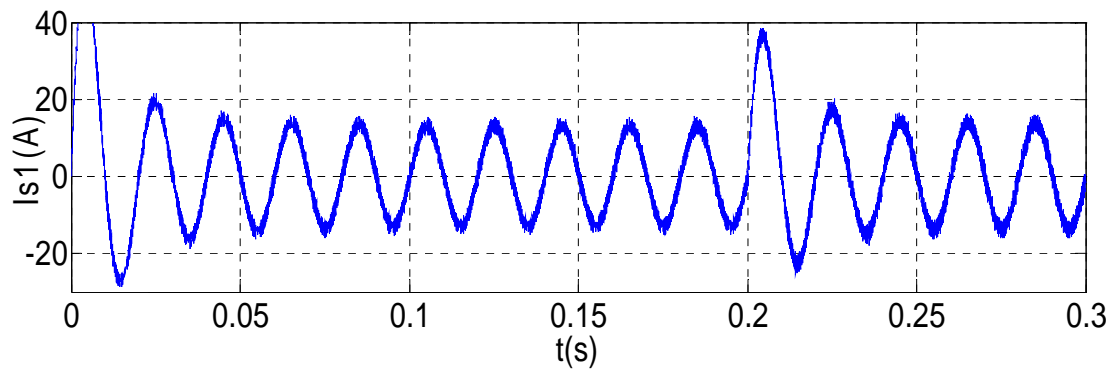
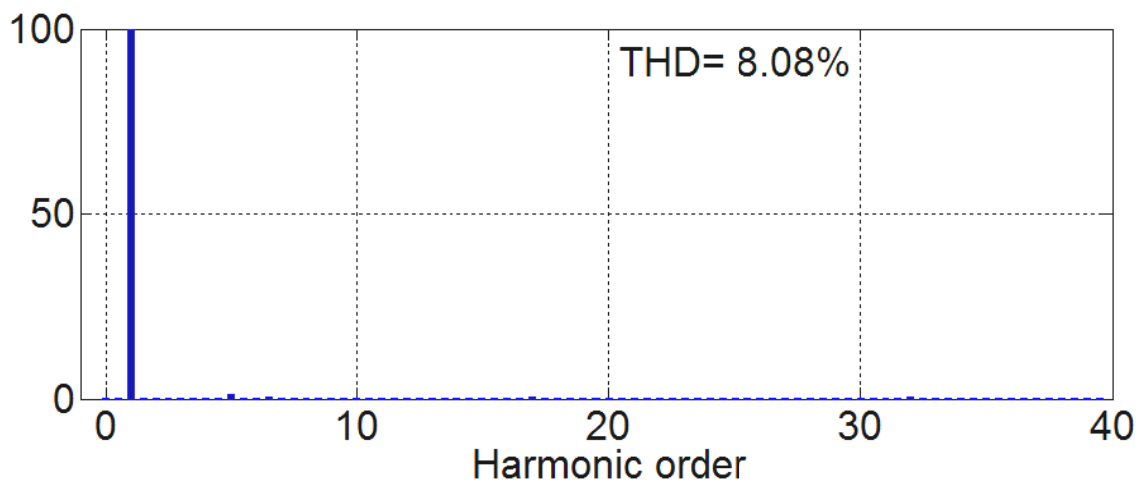


Figure V.12 : Courant ( $I_{s1}(A)*5$ ) et tension ( $V_{s1}(v)$ ) de source après filtrage

## V.4.2 Résultats de simulation dans le cas du contrôle par hystérésis

Figure V.13 : Courant injecté par le filtre  $I_{faref}$  (A)Figure V.14 : Courant de source après filtrage  $I_{s1}$  (A)Figure V.15 : Spectre harmonique du courant de source après filtrage  $I_{s1}$  (A)

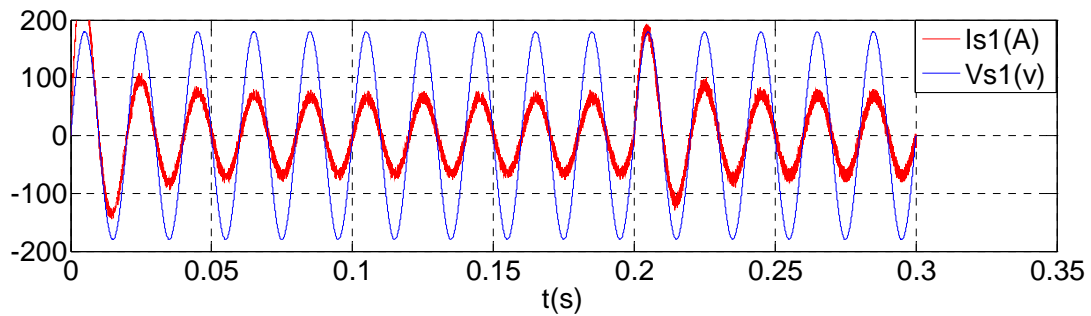


Figure V.16 : Courant ( $I_{s1}(A)*5$ ) et tension ( $V_{s1}(v)$ ) de source après filtrage

### ❖ Interprétation des résultats

**N.B:** Puisque les courants de sources avant filtrage ( $I_{s1}$ ,  $I_{s2}$ ,  $I_{s3}$ ) sont d'allures identiques, nous présentons les résultats de simulation pour une seule phase, en l'occurrence la phase 1.

Les figures (V.2), (V.3) et (V.4) montrent que :

- Le courant de source avant filtrage (V.2) est de forme alternative non sinusoïdale chargé des composantes harmoniques de rang  $(2k+1)$ , ainsi son taux de distorsion harmonique est de 24.17% (V.3), ce THD est calculé pour les quarante premiers harmoniques selon la « norme C.E.I ». Ce THD est bien au delà des seuils tolérés par les normes, un filtrage est donc nécessaire.
- La tension du bus continue (V.4) suit bien sa référence (en forme d'échelon), le régulateur de tension a donc joué son rôle correctement.

Les figures V.5 et V.9 montrent les courants de sortie des blocs d'identification (méthode des puissances instantanées et méthode de détection synchrone respectivement), ils servent comme référence à la commande de l'onduleur. Ces deux courbes sont bien sur identiques puisque les deux méthodes devraient nécessairement aboutir au même résultat. C'est d'ailleurs pour cela que nous n'avons gardé qu'une seule méthode (Figure V.13) dans le cas de la commande à hystérésis.

La différence entre ces deux méthodes se voit lors de la réalisation pratique. La méthode des puissances nécessite des capteurs de courant et de tension, par contre la méthode de détection synchrone ne nécessite que des capteurs de courants, mais elle fait appel à une PLL et une transformation de Park. Les deux méthodes ne s'appliquent que dans le cas des tensions purement sinusoïdales. Dans la simulation la différence se constate au niveau du temps de calcul où le programme complet basé sur la détection synchrone est plus lent.

Les courants de références sont des ondes idéales et l'onduleur du filtre actif devra les reproduire le plus fidèlement possible, tout dépend de la structure de l'onduleur et de sa commande.

Les figures (V.6), (V.10), et (V.14) montrent les courants de source après filtrage en utilisant respectivement les couples de méthodes suivantes : MLI-méthode des puissances, MLI-méthode de détection synchrone et Hystérésis-méthode de détection synchrone:

- Les courants de source après compensation sont quasi –sinusoïdaux, leurs taux de distorsion harmonique THD sont respectivement de 2.92% (pour la MLI) et de 8.08% (pour l'Hystérésis). Ces trois courbes montrent que la commande à MLI suit mieux la référence que la commande à Hystérésis. La commande à Hystérésis a comme avantage d'être simple à implémenter dans la pratique (en simulation ça se voit dans le temps de calcul qui est plus faible). Son inconvénient réside dans la fréquence de commutation qui est libre à l'intérieur de la bande d'Hystérésis.
- La commande à MLI offre de meilleures performances au prix d'une complexité plus grande. La fréquence de commutation est ici contrôlée ce qui représente un net avantage surtout quand il s'agit des grandes puissances.

Les figures (V.8), (V.12) et (V.16) représentent les courants et les tensions de source dans un même graphe, elles montrent bien que ces deux grandeurs sont en phase. Dans ces figures, les courants sont multipliés par un facteur 5 pour plus de clarté.

## **V.5 Conclusion**

Dans le but d'étudier le comportement du filtre actif parallèle, nous avons procédé à une simulation de l'ensemble : réseau-filtre-charge polluante dans l'environnement graphique de programmation Matlab simulink.

Les résultats ont montré que les deux méthodes d'identification (méthode des puissances et méthode de détection synchrone) du contenu harmonique de la charge polluante aboutissent au même résultat. Leur différence réside dans leur complexité de réalisation pratique et dans leur temps de réponse.

Les deux commandes testées (MLI et Hystérésis) ont toutes les deux répondu aux objectifs de filtrage mais avec des performances différentes. La commande MLI offre de meilleures qualités au prix d'une complexité plus grande.

## *Conclusion générale*

Au terme de notre travail nous avons étudié un moyen pour dépolluer le réseau électrique : le filtrage actif parallèle.

Le travail qui nous a été confié a consisté à tester deux méthodes de commande, en l'occurrence la MLI et l'hystérésis, associées à deux méthodes d'identifications des harmoniques, à savoir la méthode des puissances et la méthode de détection synchrone.

Un premier chapitre d'étude bibliographique sur la pollution harmonique, ces effets indésirables et les préoccupations qu'ils engendrent, nous a permis de comprendre la dimension du problème. Les solutions existantes étudiées dans ce même chapitre, a permis de situer le sujet que nous avons à traiter. Le filtre actif parallèle apparaît comme une solution moderne et pertinente de dépollution des réseaux électriques.

Un second chapitre a été dédié à l'étude détaillée de la structure générale du filtre actif parallèle. Le système complet a été décomposé en plusieurs modules selon leurs fonctionnalités. Nous avons modélisé chaque module et nous avons mis l'accent sur le bloc d'identification des courants harmoniques et le bloc de commande de l'onduleur.

Nous avons illustré dans le troisième chapitre les différentes méthodes d'identification des grandeurs harmoniques en choisissant de traiter en particulier la méthode des puissances instantanées et la méthode détection synchrone.

Nous avons consacré le quatrième chapitre à l'étude de deux techniques de commande à savoir : la commande à Hystérésis et la commande à MLI.

Nous avons dans un cinquième chapitre procédé à la simulation sous environnement Matlab-Simulink du système complet en vue de tester les méthodes d'identification et de commande citées précédemment.

Des résultats de simulation obtenus ressortent deux principaux enseignements :

- Le filtre actif parallèle commandé par MLI offre de meilleures performances que quand il est commandé par Hystérésis. Cette dernière est plus simple à implanter expérimentalement mais elle présente l'inconvénient d'une fréquence de commutation non contrôlée. La commande à MLI ne présente pas cet inconvénient mais elle nécessite une commande plus complexe.
- Les deux méthodes d'identification des courants harmoniques offrent la même précision, leur différence est peu perceptible par simulation numérique, hormis le temps de calcul qui est plus lent dans le cas de la méthode de détection synchrone.

## *Conclusion générale*

Les perspectives envisageables pour notre travail sont nombreuses et variées, il suffit de considérer les suites à réserver aux deux types de commande étudiées.

La commande par logique floue nous apparaît comme une suite logique à la commande hystérésis (en tout ou rien). La commande par Hystérésis peut également être améliorée en utilisant l'hystérésis modulée.

La commande à MLI offre plus de possibilités d'amélioration à travers ses différentes variantes telles que la MLI vectorielle.

Il est également possible d'apporter des améliorations en agissant sur la structure de l'onduleur (l'onduleur multiniveaux).

La liste des travaux futurs peut être rallongée, mais nous estimons que seule la réalisation expérimentale permet de cerner les véritables problèmes et de décider en connaissance de causes des suites à envisager à court et à long termes.

# ***Bibliographie***

**[1] : Mohamad Alaa Eddine Alali**

« Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension ».

Thèse de Doctorat. Université Louis Pasteur Strasbourg I, 2002.

**[2] : Abdelmalek Tarik**

« Etude d'un filtre actif shunt triphasé commandé par hystérésis ».

Mémoire d'ingénieur en électrotechnique. Université UMMTO de TIZI-OUZOU, 2005

**[3] : M. HAMAIDI, F. HAMOUANI, L. HAMMANI**

« Contribution à l'étude d'un filtre actif parallèle monophasé ».

Mémoire d'ingénieur en électrotechnique. Université UMMTO de TIZI-OUZOU, 2002

**[4] : BELBAR Mohamed**

« Commande d'un filtre actif triphasé à quatre fils ».

Mémoire de Magister. Ecole Militaire Polytechnique, 2008

**[5] : KEBIRI Samia**

« Etude d'un filtre actif parallèle multiniveaux ».

Mémoire de Magister. Université UMMTO de TIZI-OUZOU, 2009

**[6] : DJ. FERHAT, B. HALLOU, F. HAMAS**

« Etude d'un filtre actif parallèle monophasé commandé par MLI ».

Mémoire d'ingénieur en électrotechnique. Université UMMTO de TIZI-OUZOU, 2003

# ***Bibliographie***

**[7] : E. Bettega, J-N. Fiorina**

«Harmoniques : convertisseurs propres et compensateurs actifs».

Cahier technique Schneider électrique n°183. Edition Schneider Electric, 2000.

**[8] : HIND DJEGHLOUD**

« Filtrage actif de puissance ».

Thèse de Doctorat. Université MENTOURI CONSTANTINE, 2007.

**[9] : Mohamed Mustapha ABDUSALAM**

« Structure et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales ».

Thèse de Doctorat. Université HENRI POINCARÉ, NANCY-I, 2008.

**[10] : Abdelmalek BOULAHIA**

« Etude des convertisseurs statiques destinés à la qualité de l'énergie électrique».

Mémoire de Magister. Université de CONSTANTINE, 2009.

**[11] : Séverine GUFFON**

« Modélisation et commande à structure variable de filtre actif de puissance».

Thèse de Doctorat. Institut Nationale Polytechnique de GRENOBLE, 2000.