

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOULOU MAMMERI, TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE MAGISTER

En : **Electrotechnique**
Option : **Machines Electriques**

Présenté par

M^{elle} KEBIRI Samia

Modélisation et simulation d'un filtre actif multiniveaux

Devant le jury d'examen composé de :

M^f BENAMROUCHE Nacereddine	Professeur UMMTO	Président
M^f HADDAD Salah	Professeur UMMTO	Rapporteur
M^f BENFDILA Arezki	Professeur UMMTO	Examineur
M^f LAGHROUCHE Mourad	Maître de conférences UMMTO	Examineur
M^f HARMIM Said	Docteur chargé de cours UMMTO	Examineur

Soutenu le : 12/04/2009

Remerciements

Je remercie :

Monsieur S. HADDAD, Professeur à l'Université Mouloud MAMMARI de Tizi-Ouzou, pour l'honneur qu'il me fait d'encadrer ce mémoire, sa disponibilité, ses conseils et sa tolérance. Je tiens aussi à lui exprimer ma sincère reconnaissance pour l'aide précieuse qu'il m'a apporté et mon profond respect à son égard.

Monsieur N. BENAMROUCHE, Professeur à l'Université Mouloud MAMMARI de Tizi-Ouzou, pour m'avoir fait l'honneur d'accepter la présidence du jury d'examen de ce mémoire.

Messieurs A. BENFDILA, Professeur à l'Université Mouloud MAMMARI de Tizi-Ouzou, M. LAGHROUCHE, Maîtres de conférence à l'Université Mouloud MAMMARI de Tizi-Ouzou et S. HARMIM, Docteur chargé de cours à l'Université Mouloud MAMMARI de Tizi-Ouzou, pour avoir accepté de faire partie du jury d'examen de ce mémoire.

Particulièrement Mademoiselle R. KACHENOURA, Maître assistante chargée de cours à l'Université Mouloud MAMMARI de Tizi-Ouzou, pour sa sympathie, sa serviabilité et pour les conditions très favorables qu'elle m'a procuré pour mener à bien ce mémoire.

Tous ceux qui m'ont soutenu de près ou de loin.

A ma mère

Sommaire

Sommaire

Introduction générale	1
-----------------------------	---

Chapitre1 : Pollution des réseaux électriques et stratégies de dépollution

1.1. Introduction	6
1.2. Définitions.....	6
1.3. Origine des harmoniques	11
1.3.1. Creux de tension et coupures brèves	11
1.3.2. Les fluctuations rapides de tension	13
1.3.3. Le déséquilibre de la tension et du courant	13
1.3.4. Les harmoniques	13
1.3.5. Les interharmoniques	15
1.4. Les effets à terme et les effets instantanés	16
1.4.1. Les effets instantanés	16
1.4.2. Effets à terme	17
1.5. Normes et recommandations	18
1.6. Solutions de dépollution des réseaux électriques	20
1.6.1. Solutions de dépollution traditionnelles	20
1.6.2. Solutions de dépollution modernes	26
1.7. Comparaison des différents filtrages	34
1.8. Conclusion	34

Chapitre2 : Etude, dimensionnement et régulation d'un filtre actif parallèle

deux niveaux

2.1. Introduction	36
2.2. Point de raccordement	36
2.3. Rôle du filtre actif	37
2.4. Structure générale d'un filtre actif parallèle	38

2.5. Etude de la partie puissance	39
2.5.1. Onduleur de tension	39
2.5.2. Système de stockage de l'énergie	43
2.5.3. Filtre de sortie	45
2.6. Etude de la partie commande	46
2.6.1. Introduction à la stratégie de commande	47
2.6.2. Généralités sur les méthodes d'identification	47
2.6.3. Système à base de PLL	54
2.6.4. Régulation de la tension continue	55
2.6.5. Commande de l'onduleur	59
2.7. Régulation des courants i_{fi}	63
2.8. Simulation de l'ensemble réseau-filtre actif-charge polluante	65
2.8.1. Modélisation du réseau	65
2.8.2. Modélisation de la charge polluante	66
2.8.3. Modélisation du filtre actif	67
2.8.4. Paramètres de simulation	69
2.8.5. Résultats de simulation et interprétation	70
2.9. Conclusion	85

Chapitre3 : Filtre actif parallèle multiniveaux

3.1. Introduction	86
3.2. Mise en série des interrupteurs	87
3.3. Mise en série d'onduleurs	87
3.4. Différent types d'onduleurs multiniveaux	88
3.4.1. Onduleurs multiniveaux NPC	88
3.4.2. Onduleurs multiniveaux multicellulaires	90
3.5. Modélisation de l'onduleur multiniveaux	93
3.5.1. Hypothèses simplificatrices	93

3.5.2. Fonctions de connexion et de conversion	94
3.5.3. Cas d'une structure n/q	97
3.5.4. Application à l'onduleur multiniveaux	104
3.5.5. Généralisation de la commande MLI	104
3.6. Modélisation du filtre actif multiniveaux	105
3.7. Calcul du régulateur de courant i_{fi}	105
3.8. Résultats de simulation et interprétation	108
3.9. Conclusion	112
Conclusion générale	113
Bibliographie	

*Introduction
générale*

Introduction générale

Depuis de nombreuses années, le fournisseur d'énergie électrique s'efforce d'en garantir la qualité. Les premiers efforts se sont portés sur la continuité de service afin de rendre toujours disponible l'accès à l'énergie chez l'utilisateur.

Aujourd'hui, les critères de qualité ont évolué avec le développement des équipements où l'électronique prend une place prépondérante dans les systèmes de commande et de contrôle et qui entraîne de plus en plus de problèmes de perturbations au niveau des réseaux électriques

D'un coté, l'expansion de l'électronique de puissance et l'utilisation de plus en plus des équipements électroniques (redresseurs, gradateurs, cyclo-convertisseurs, ordinateurs, radio, imprimantes, téléviseurs, etc) ont fait que le problème de la pollution des réseaux électriques par les harmoniques s'intensifie rapidement. On appelle ces équipements des charges non linéaires car ils absorbent des courants non sinusoïdaux, consomment de la puissance réactive et produisent une augmentation de pertes de puissance supplémentaires dans les lignes de transport.

En effet, le développement croissant des appareils générateurs d'harmoniques entraînera une hausse sensible des perturbations injectées par les clients. On s'attend à un dépassement de 50% à 150% des niveaux limités par les normes internationales d'ici quelques années si rien n'est réellement entrepris [OUL05].

D'un autre côté, c'est grâce aux progrès réalisés ces dernières années dans le domaine de l'électronique de puissance que les convertisseurs statiques voient progressivement leur champ d'applications s'élargir. Il est possible de réduire la génération d'harmonique par l'utilisation de convertisseurs « propres » tels les redresseurs à prélèvement sinusoïdal. Mais dès lors que l'installation comporte déjà des convertisseurs de grande puissance polluants, le rajout d'une structure absorbant les harmoniques générés est mieux adapté, c'est ainsi qu'on fait appel aux filtres de puissance.

On distingue deux types de filtres, les filtres passifs qui sont beaucoup utilisés, mais qui présentent certains inconvénients du fait que les harmoniques couvrent un domaine fréquentiel large et fluctuant. En outre, ils peuvent présenter des risques d'apparition de résonance avec le réseau auquel ils sont connectés. Pour toutes ces raisons et des raisons d'encombrement, une autre solution de dépollution des réseaux électriques a été proposée, se sont les filtres actifs.

Les filtres actifs plus souples et moins encombrants, sont basés essentiellement sur les onduleurs de tension commandés soit par hystérésis ou par la Modulation de Largeur d'Impulsion « MLI ». Leur principe, mathématiquement parlant, est la production et l'injection de courants ou tensions harmoniques d'égale amplitude et en opposition de phase avec les harmoniques produits par la charge non linéaire et que l'on désire compenser, ce qui permet de garder le courant du réseau sinusoïdal à tout instant. Physiquement, le filtre actif fait appel à la puissance active du réseau qu'il transforme en une puissance réactive appelée par la charge non linéaire.

L'onduleur joue le rôle d'interface entre source d'énergie électrique et consommateur. Il est constitué d'interrupteurs de puissance réalisant la

connexion de ses noeuds d'entrée à ses noeuds de sortie, permettant ainsi d'y contrôler le transfert d'énergie. Lorsqu'il permet de commuter chaque entrée ou sortie entre deux niveaux de tension ou de courant, on parle alors d'onduleur à deux niveaux.

L'objectif recherché est d'obtenir une tension ou un courant du réseau s'approchant le plus possible du signal sinusoïdal, ce qui nous mène à l'utilisation d'une nouvelle génération d'onduleurs dits multiniveaux.

Les convertisseurs multiniveaux ont été tout d'abord créés dans le but d'associer des composants pour augmenter la puissance commutable avec les semi conducteurs disponibles. Ils autorisent également une réduction des éléments de filtrage qui repose totalement le problème du comportement transitoire.

En électronique de puissance moderne, la technique des onduleurs multiniveaux représente un domaine de recherche important, recherche liée également à des applications toujours plus performantes et plus puissantes. Si depuis plus d'une décennie les onduleurs appelés «à trois niveaux» sont devenus des produits presque classiques, d'autres topologies sont apparues au cours des dernières années, aussi bien au niveau académique qu'au niveau industriel tel que les convertisseurs multicellulaires série ou parallèle.

Deux motivations principales sont à l'origine des onduleurs multiniveaux, à savoir d'une part l'augmentation de puissance par le biais de la génération de tensions plus élevées, au-delà de celles compatibles avec les tensions de blocage des dispositifs à semi-conducteurs de puissance. D'autre part, on cherche à obtenir des grandeurs de sortie ayant une meilleure définition, c'est-à-dire qui présentent un contenu harmonique réduit.

Le filtrage actif constitue cependant un cas particulier remarquable en tout point. D'une part, le fait de ne traiter pratiquement que de la puissance réactive permet de réaliser les différentes sources flottantes à l'aide de simples condensateurs qui ne nécessitent ni alimentation ni transformateur. D'autre part, le filtrage de courants harmoniques de rang élevé sur des réseaux de distribution ou de transport fait ressortir les avantages de ces structures : aptitude à commuter de hautes tensions et performances dynamiques élevées.

L'objectif de notre travail est de modéliser un ensemble charge polluante – filtre actif parallèle simple niveau, puis de généraliser cette modélisation à un filtre actif multiniveaux et de montrer par simulation numérique sous environnement Matlab les améliorations en terme de réduction de la pollution harmonique qu'ils peuvent apporter. Le mémoire en lui-même est divisé en trois chapitres, comme suit :

Le premier chapitre est consacré à des généralités sur les différentes sources de pollution des réseaux électriques et les différentes stratégies de dépollution. Les différentes normalisations à respecter de différents organismes sont aussi présentées.

Dans le deuxième chapitre, une étude du filtre actif parallèle deux niveaux est menée, deux méthodes d'identification des harmoniques sont détaillées (la méthode des puissances instantanées et la méthode de détection synchrone) et les différentes stratégies de commande de l'onduleur (hystérésis et MLI) sont appliquées et comparées par plusieurs simulations.

Au troisième chapitre, les onduleurs multiniveaux sont abordés avec leurs principes de fonctionnement et les différentes structures qui existent,

ensuite nous avons modélisé l'onduleur multiniveaux en partant d'un onduleur deux niveaux, et appliqué au filtre actif. A la fin des résultats de simulation des différents niveaux sont présentés, comparés et interprétés.

Enfin, nous avons terminé ce mémoire par une conclusion générale.

Chapitre I

1.1. Introduction

L'utilisation des appareils électriques est de plus en plus intense que ce soit pour des applications industrielles ou domestiques. Cependant la plupart de ces appareils tels que les redresseurs, les gradateurs, le matériel informatique, les appareils de climatisation ou encore les éclairages à base de tubes fluorescents absorbent des courants non sinusoïdaux, ce qui provoque des distorsions harmoniques dans l'ensemble du réseau électrique. Ces harmoniques peuvent perturber le fonctionnement normal de certains équipements électriques voir même les endommager.

Toutefois, le rôle des réseaux électriques est de fournir aux consommateurs de l'énergie électrique avec une parfaite continuité, sous forme de tension parfaitement sinusoïdale ayant des valeurs d'amplitude et de fréquence préétablies en fonction du point de raccordement. Afin d'atteindre cet objectif, plusieurs méthodes de dépollution harmonique sont étudiées, parmi elles les filtres actifs qui sont une alternative très intéressante du point de vue rendement, fiabilité et coût.

Dans ce chapitre, nous présentons d'abord les différentes sources d'harmoniques et leurs effets sur l'ensemble des équipements électriques, nous abordons ensuite les différentes stratégies de dépollution de ces harmoniques.

1.2. Définitions

1. Toute fonction périodique de fréquence « f » peut être représentée par une somme composée [SEG85] :

- D'un terme sinusoïdal appelé le fondamental de fréquence f et de valeur efficace Y_1 .
- De termes sinusoïdaux appelés harmoniques dont les fréquences sont n fois la fréquence du fondamental et de valeurs efficaces Y_n .
- D'une éventuelle composante continue de valeur Y_0 .

Cette somme est aussi appelée série de Fourier, elle est donnée par l'expression (1.1) :

$$y(t) = y_1 \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi_1) + \dots + y_n \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi_n) + Y_0 \quad (1.1)$$

2. Valeur efficace d'une grandeur périodique non sinusoïdale Y_{eff} (RMS)

$$Y_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T y^2(t) dt} \quad (1.2)$$

Cas d'une grandeur périodique sinusoïdale :

$$y(t) = Y_m \cos(\omega t + \varphi) \quad (1.3)$$

$$Y_{\text{eff}} = \frac{Y_m}{\sqrt{2}} \quad (1.4)$$

3. Calcul des Puissances

Une charge donnée soumise à une tension $v(t)$ et traversée par un courant $i(t)$, consomme une puissance instantanée $p(t)$ définie par :

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

Si $v(t)$ et $i(t)$ sont périodiques de période T , la puissance moyenne ou puissance active consommée par cette charge est donnée par :

$$P = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} v(t) i(t) dt \quad (\text{Watts}) \quad (1.6)$$

- Dans le cas où $v(t)$ et $i(t)$ sont sinusoïdaux et déphasés de l'angle φ alors :

L'expression de P sera la suivante :

$$P = V_{\text{eff}} I_{\text{eff}} \cos \varphi \quad (1.7)$$

La puissance apparente S consommée par la charge est :

$$S = V_{\text{eff}} I_{\text{eff}} \quad (\text{VA}) \quad (1.8)$$

La puissance réactive Q exprimée en VAR par :

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} = V_{\text{eff}} I_{\text{eff}} \sin \varphi \quad (1.9)$$

- Calcul des puissances en régime périodique non sinusoïdal

L'expression de la puissance moyenne (puissance active) devient:

$$P = V_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos \varphi_n \quad (1.10)$$

Les termes de cette expression sont relatifs à la composante continue et à chaque harmonique de rang n qui contribue à l'élaboration de la puissance active.

L'expression de la puissance apparente est :

$$S = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \quad (1.11)$$

Et la puissance réactive donnée par l'expression (1.12) :

$$Q = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} V_n I_n \sin \varphi_n \quad (1.12)$$

4. Facteur de puissance

Le facteur de puissance F_p est le rapport de la puissance active P à la puissance apparente S , avec :

$$F_p = \frac{P}{S} \quad (1.13)$$

F_p est calculée à partir des expressions précédentes comme suit :

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{V_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos \varphi_n}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} \quad (1.14)$$

Dans le cas d'un réseau puissant qui délivre une tension sinusoïdale de valeur efficace V à travers une impédance de court circuit nulle l'équation(1.14) devient:

$$F_p = \frac{I_1 \cos \varphi_1}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} \quad (1.15)$$

I_1 : la valeur efficace du fondamental du courant

φ_1 : le déphasage entre la tension et le fondamental du courant

5. Le facteur de déphasage $\cos\varphi_1$

Le facteur de déphasage représente le cosinus de l'angle entre les fondamentaux de la tension et du courant tel que :

$$\cos\varphi_1 = \frac{P_1}{S_1} \quad (1.16)$$

P_1 : La puissance active de la composante fondamentale.

S_1 : La puissance apparente de la composante fondamentale.

6. Le facteur de déformation F_D

Le facteur de déformation est le lien entre le facteur de puissance F_P et $\cos\varphi_1$, avec :

$$F_D = \frac{F_p}{\cos\varphi_1} \quad (1.17)$$

7. Le facteur de crête F_c

Le facteur de crête est le rapport de la valeur de crête à la valeur efficace d'une grandeur périodique tel que :

$$F_c = \frac{Y_{\text{crête}}}{Y_{\text{eff}}} \quad (1.18)$$

8. Le taux de distorsion harmonique THD

Le taux global de distorsion harmonique THD permet d'évaluer l'écart entre la forme d'onde réelle et la forme d'onde sinusoïdale pour un courant ou une tension. Il est donné par le rapport entre la valeur efficace des harmoniques et celle du fondamental, tel que [GUF00] :

$$\text{THD} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{V_n^2}{V_1^2}} \quad (1.19)$$

9. Bilan de puissance

Les puissances active et réactive définies pour la fréquence fondamentale étant respectivement :

$$P = V_1 I_1 \cos \varphi_1 \quad (1.20)$$

$$Q = V_1 I_1 \sin \varphi_1 \quad (1.21)$$

Pour estimer la contribution des harmoniques dans le bilan des puissances, on définit la puissance déformante D par :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} = V_1 \left(\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (1.22)$$

L'expression du facteur de puissance peut se mettre sous la forme suivante :

$$F_p = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (1.23)$$

L'équation (1.23) montre qu'en régime non sinusoïdal, les harmoniques créent une puissance déformante qui diminue le facteur de puissance. En régime sinusoïdal la puissance déformante est nulle. Le facteur de puissance est simplement :

$$F_p = \cos \varphi_1 \quad (1.24)$$

10. L'impédance de source

L'impédance de source, aux diverses fréquences harmoniques, joue un rôle fondamental dans l'apparition de la distorsion en tension. Si l'impédance de source est faible, elle ne permet pas le passage des courants harmoniques causés par la charge alors la distorsion en tension est faible.

Pour chaque harmonique de courant I_n , il apparaît une chute de tension V_n aux bornes de l'impédance de source à cette fréquence tel que :

$$V_n = Z_s I_n \quad (1.25)$$

Le taux individuel d'harmonique H_n étant :

$$H_n = V_n / V_1 \quad (1.26)$$

$$\text{D'où : THD\%} = 100 \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} H_n^2} \quad (1.27)$$

1.3. Origine des harmoniques

Dans un réseau électrique, les tensions constituent un système alternatif triphasé dont la fréquence est la fréquence de la source (50 Hz), les paramètres caractéristiques d'un tel système sont :

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

La perturbation de l'un de ces paramètres conduit à la perturbation de la tension et donc du réseau électrique, mais la question qui se pose est :

Qu'est ce qui peut causer la perturbation de ces paramètres ?

Dans un réseau électrique, on distingue deux types de perturbations à savoir les perturbations de tension et les perturbations de courant.

Les perturbations de tension ont pour origine soit le réseau lui-même : Creux de tension, les déséquilibres, les harmoniques de tension, soit la charge.

Les perturbations de courant proviennent généralement de l'utilisation de charges non linéaires. En effet, le courant harmonique est fixé par la charge et non pas par l'impédance ou la tension du réseau auquel elles sont raccordées [DEF98].

1.3.1. Creux de tension et coupures brèves

Un creux de tension est une réduction brève de la tension d'alimentation de 10% à 90% de la tension nominale en un point du réseau électrique pendant une période variant de 10ms à quelques secondes [OUL05].

Les creux de tension sont dus au démarrage des appareils électriques de fortes puissances ou à l'enclenchement d'une protection lors de l'apparition des phénomènes aléatoires tels que la foudre et les courts circuits sur les réseaux de distribution.

Une coupure brève est l'interruption de la tension pendant une période qui ne dépasse pas une minute [OUL05].

Ces creux de tensions et coupures brèves peuvent avoir des conséquences néfastes sur les installations industrielles et tertiaires. Le tableau (1.1) résume l'influence des creux de tension sur quelques matériels industriels et tertiaires sensibles [ALA02].

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

Tableau (1.1) : Conséquences des creux de tension sur quelques matériels industriels et tertiaires sensibles.

1.3.2. Les fluctuations rapides de tension

Les fluctuations rapides de tension sont des variations aléatoires de la tension dans une bande de +/-10% de sa tension absorbée (machine à souder, four à arc, laminoir,... etc). Ces fluctuations se manifestent aussi par un papillotement de l'éclairage des lampes à incandescence, phénomène appelé « Flicker ».

1.3.3. Le déséquilibre de la tension et du courant

On dit qu'une tension ou un courant est en déséquilibre lorsque les amplitudes des trois tensions (courants) du système triphasé sont différentes et/ou leur déphasage affectif est différent de 120°. Ce déséquilibre peut être engendré par la présence de fortes charges monophasées raccordées non uniformément sur le réseau triphasé, comme cela peut être dû à des machines à souder, des fours à arc ou à des traction ferroviaires.

Le déséquilibre d'une installation triphasée peut entraîner un mauvais fonctionnement des appareils monophasés alimentés par une tension très faible, et leur destruction lorsqu'ils sont alimentés par une tension plus élevée. Le déséquilibre en tension est caractérisé par le taux de déséquilibre de tension τ_v donné par le rapport des amplitudes des tensions inverse et direct, avec :

$$\tau_v = \frac{V_i}{V_d} \quad (1.28)$$

1.3.4. Les harmoniques

Un harmonique est un signal sinusoïdal dont la fréquence est un multiple entier de la fréquence fondamentale, l'ajout de plusieurs harmoniques au fondamental constitue un signal courant ou tension déformé. Les équipements électriques qui consomment des courants harmoniques, dits charges non linéaires, sont à l'origine de la pollution des réseaux électriques

car ils entraînent des tensions harmoniques au point de raccordement par l'intermédiaire des impédances du réseau électrique. En revanche, les matériels de production, transport et distribution de l'énergie électrique (alternateurs, transformateurs et convertisseurs de fréquence) produisent des harmoniques avec de faibles proportions.

Les charges non linéaires généralement rencontrées sont des convertisseurs statiques tels que : Les gradateurs, les redresseurs, les variateurs de vitesse, le matériel informatique, l'éclairage fluorescent, les téléviseurs et appareils électroménagers en grands nombres ...

Le tableau (1.2) montre les caractéristiques de quelques générateurs d'harmoniques [FET06].

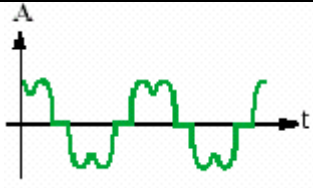
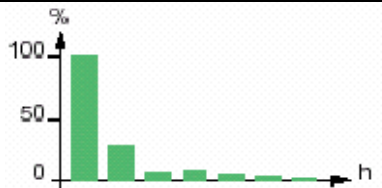
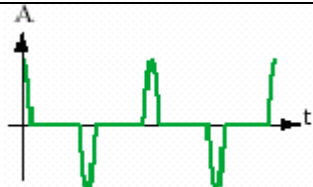
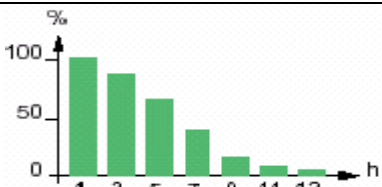
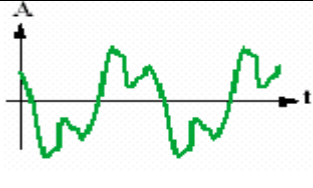
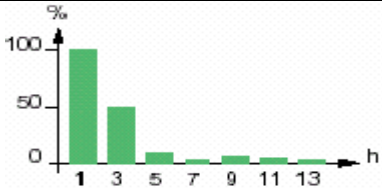
Charge polluante	Forme d'onde de courant	Spectre	THD
Redresseur, chargeur			28%
Charge informatique			115%
Eclairage fluorescent			53%

Tableau (1.2) : Caractéristiques de quelques générateurs d'harmoniques

Le tableau (1.3) résume l'influence des harmoniques sur certains équipements électriques [FET06] :

Matériel	Effets
Condensateurs de puissance	Echauffement, vieillissement prématuré (claquage), résonance.
Moteurs	Pertes et échauffements supplémentaires. Réduction des possibilités d'utilisation à pleine charge. Couple pulsatoire (vibrations, fatigue mécanique). Nuisances sonores.
Transformateurs	Pertes (ohmique-fer) et échauffements supplémentaires Vibrations mécaniques. Nuisances sonores.
Disjoncteurs	Déclenchements intempestifs (dépassements des valeurs crêtes de la tension...).
Câbles	Pertes diélectriques et ohmiques supplémentaires (particulièrement dans le neutre en cas de présence d'harmonique 3).
Ordinateurs	Troubles fonctionnels.
Electronique de Puissance	Troubles liés à la forme d'onde (commutation, synchronisation).

Tableau (1.3) : Influence des harmoniques sur certains équipements électriques.

1.3.5. Les interharmoniques

Un interharmonique contrairement à l'harmonique est un signal dont la fréquence n'est pas un multiple entier de la fréquence du fondamental. Certains de ces signaux peuvent être engendrés par les charges non linéaires, d'autres sont générés et injectés intentionnellement par les distributeurs sur leurs réseaux pour télécommander des relais, et ainsi piloter les changements de tarification des compteurs domestiques et professionnels.

1.4. Les effets à terme et les effets instantanés

Les harmoniques ont des effets néfastes sur les installations et équipements électriques qu'on peut classer sous deux catégories :

1.4.1. Les effets instantanés

Les effets instantanés sont les conséquences immédiates de la perturbation harmonique sur le fonctionnement de certains appareils électriques ou électroniques, les effets instantanés les plus rencontrés sont :

1.4.1.1. Dysfonctionnement des dispositifs d'acquisition

En présence d'harmoniques, les grandeurs électriques changent de signes plusieurs fois au cours d'une demi période, et comme ces grandeurs sont utilisées dans des systèmes de régulation comme références pour générer des commandes de semi conducteurs ou comme base de temps pour les systèmes de synchronisation, ces systèmes seront alors perturbés.

1.4.1.2. Phénomène de résonance

Pour relever le facteur de puissance, on raccorde des batteries de condensateurs au réseau à l'aide des câbles et des inductances des transformateurs conçus avec des fréquences de résonance assez élevées.

Lorsque la tension est déformée, des courants harmoniques importants circulent dans ces condensateurs, l'impédance de ces derniers diminuent lorsque la fréquence augmente, néanmoins, la présence d'inductance dans l'installation risque d'entraîner des fréquences de résonances assez faibles avec les condensateurs, ce qui pourra amplifier l'harmonique qui a la même fréquence.

Cette résonance peut être néfaste pour les condensateurs et tous les appareils raccordés au réseau.

1.4.1.3. Bruits et vibrations

Les courants harmoniques sont à l'origine des bruits et vibrations acoustiques dans les appareils électromagnétiques (transformateurs, inductances, machines tournantes).

D'autres effets instantanés qu'on peut citer :

- Dégradation de la classe de précision et erreurs de lecture de certains appareils de mesure et compteurs d'énergie.
- Dysfonctionnement des récepteurs de télécommande centralisée et un déclenchement intempestif des relais de protection.
- Dégradation de la qualité de l'image des micro-ordinateurs.
- Réduction du facteur de puissance.

1.4.2. Effets à terme

Les effets à terme sont essentiellement de nature thermique, en effet, les harmoniques génèrent des pertes supplémentaires (pertes par effets joules dans les enroulements accentuées par l'effet de peau, et les pertes par hystérésis et courants de Foucault dans les circuits magnétiques) qui sont à l'origine de l'échauffement des conducteurs et de tous les composants traversés par les courants harmoniques, la dégradation du rendement des équipements tel que les transformateurs et les machines tournantes et le vieillissement prématuré des isolants et donc la diminution de la durée de vie des équipements. Dans ce cas le surdimensionnement des équipements est nécessaire, en particulier le conducteur du neutre.

Lorsque des charges monophasées absorbent des courants homopolaires (harmoniques de rang 3 et ses multiples), ces courants se trouvent en phase et s'additionnent dans le neutre pour former un courant très élevé qui peut être deux fois le fondamental dans le cas d'une charge ayant un harmonique 3 de 67% [GUF00].

1.5. Normes et recommandations

Les normes, d'après la définition de l'ISO, sont « des accords documentés contenant des spécifications techniques ou autres critères précis destinés à être utilisés systématiquement en tant que règles, lignes directrices ou définitions de caractéristiques pour s'assurer que des matériaux, produits, processus et services sont aptes à l'emploi ». En ce qui concerne la qualité de l'énergie, les normes ont un double objectif [OUL05] :

- Etablir la définition des caractéristiques nominales de la fourniture, c'est-à-dire les valeurs nominales comme les déviations admissibles de la tension et de la fréquence.

- Définir les perturbations qui peuvent agir sur le réseau (par exemple le seuil qui sépare un creux de tension d'une interruption etc.), comme la quantité ou l'intensité maximale de perturbations pouvant avoir lieu dans un réseau particulier.

Différentes normalisations de différents organismes [ETX03]

Les normes CEI établissent des limites pour les émissions de courants harmoniques (IEC 61000-3-2, IEC 61000-3-4 et 61000-3-6) et en même temps établissent le niveau de compatibilité (IEC 61000-2-4 et 61000-2-2) qui détermine le taux de distorsion harmonique de la tension de référence sur le réseau.

Ci dessous les tableaux (1.4) et (1.5) montrent, respectivement, les limites CEI 1000-2-4 des émissions de courants harmoniques et les limites CEI 1000-3-2 pour la distorsion harmonique de la tension.

Harmoniques impairs		Harmoniques pairs	
ordre	Courant (A)	ordre	Courant (A)
3	23	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 (1.4) : Limites CEI 1000-2-4 des émissions de courants harmoniques (courant appelé par les appareils .16 A par phase de classe A).

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

a) $100 \text{ kV} \geq V > 30 \text{ kV}$ (avec un THD < 3%)

b) $30 \text{ kV} \geq V > 1 \text{ kV}$ (avec un THD < 8%)

Tableau (1.5) : Limites CEI 1000-3-2 pour la distorsion harmonique de la tension.

La norme EN 50160 étant une description des caractéristiques de la tension réseau, elle ne détermine que les valeurs limites des harmoniques de tension. Ces limites sont pratiquement identiques à celles fixées par la CEI.

En ce qui concerne l'IEEE, la norme IEEE 519: 1992, Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Power Systems, détermine les procédures pour contrôler les harmoniques présents sur le

réseau électrique ainsi que les limites recommandées de pollution admissible de la part des clients et de distorsion harmonique globale dans le réseau.

1.6. Solutions de dépollution des réseaux électriques

La minimisation des perturbations harmoniques au sein des dispositifs électriques évite un surdimensionnement, réduit la fatigue mécanique, permet une discrétion acoustique...etc.

Pour dépolluer les courants et tensions harmoniques et diminuer ainsi le taux de distorsion harmonique THD, on peut agir à deux niveaux :

- Du côté distributeur en filtrant la tension source.
- Du côté client en compensant les courants harmoniques absorbés par la charge non linéaire.

Il existe deux types de solutions de dépollution de ces harmoniques, les solutions traditionnelles et les solutions modernes.

1.6.1. Solutions de dépollution traditionnelles

On présente les solutions de dépollution traditionnelles selon le type de perturbation considéré.

1.6.1.1. Solutions de dépollution des courants harmoniques

➤ Compensation de la puissance réactive

La consommation d'énergie réactive entraîne des surcharges des équipements de transport et de conversion d'énergie ainsi qu'une augmentation des chutes de tension en ligne [LOT97].

La méthode la plus utilisée pour compenser la puissance réactive consommée surtout par les dispositifs à base d'électronique de puissance et les machines asynchrones, consiste à raccorder en parallèle avec le réseau des batteries de condensateurs.

L'inconvénient de cette méthode est le fait que ces condensateurs fournissent une puissance réactive constante, donc qui ne s'adapte pas à l'évolution des besoins.

➤ Rééquilibrage des courants du réseau

Les méthodes les plus connues pour le rééquilibrage des courants du réseau sont :

La répartition égale des charges monophasées et biphasées sur trois phases du réseau.

L'installation de compensateur passif appelé montage de Steinmetz qui permet d'équilibrer l'impédance du réseau mais uniquement à la fréquence 50Hz, car à des fréquences différentes de 50 Hz ce montage provoque un fort déséquilibre avec des résonances qu'il faut éviter d'exciter à proximité d'un générateur d'harmoniques [ALA02].

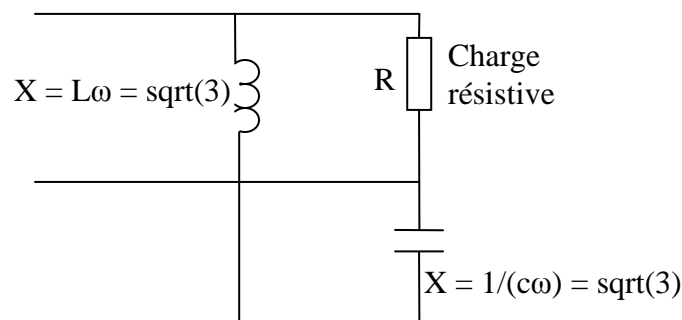


Figure (1.1) : Montage de Steinmetz pour rééquilibrage

➤ Compensation des courants harmoniques

Plusieurs solutions ont été envisagées afin d'immuniser les équipements électriques des courants harmoniques, parmi elles on distingue celle qui est appelée confinement des harmoniques.

Cette méthode consiste à diminuer ou arrêter la propagation des courants harmoniques dans le réseau en utilisant des transformateurs à couplages appropriés :

✓ Transformateur à secondaire zigzag

On utilise le couplage zigzag au secondaire d'un transformateur lorsque la charge non linéaire est du type redresseur ou gradateur qui est riche en harmonique homopolaire, car il empêche le passage de cette harmonique au primaire.

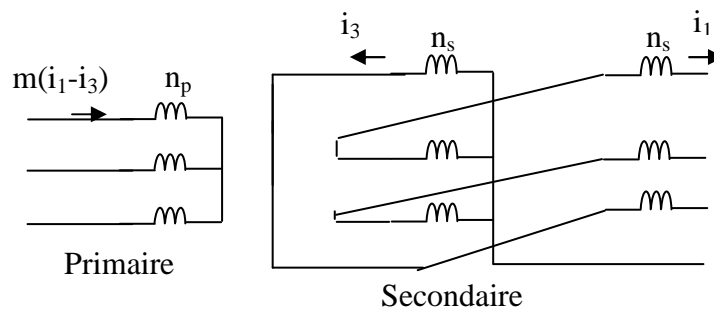


Figure (1.2) : Transformateur YZ

✓ Transformateur à plusieurs secondaires

Cette méthode permet de réduire le contenu spectral des courants harmoniques, plus le nombre de secondaires et le nombre de redresseurs associés, avec des déphasages relatifs appropriés, augmente plus le taux de distorsion harmonique en tension et courant est faible et plus le montage est complexe et onéreux.

1.6.1.2. Solutions de dépollution des tensions harmoniques

➤ Diminution de l'impédance de la source

L'une des solutions naturelles à la dépollution harmonique est d'abaisser l'impédance de la source puisque cette dernière, lorsqu'elle est grande, entraîne l'augmentation du taux de distorsion harmonique en tension pour un courant absorbé non sinusoïdal. En pratique cela revient, par exemple, à brancher la charge polluante sur un transformateur surdimensionné en puissance apparente et de tension de court circuit très faible.

➤ Les filtres passifs

Ce mode de filtrage a été très souvent utilisé jusqu'à ces dernières années pour des raisons économiques, malgré les problèmes d'encombrement qui lui sont liés [POU95].

Un filtre passif est généralement constitué d'une résistance, d'une inductance et d'un condensateur, l'inductance absorbe de l'énergie tandis que le condensateur en crée.

Deux types de filtres passifs sont généralement utilisés, le filtre passif résonant et le filtre passif amorti.

✓ Filtre passif résonant

Le filtre passif résonant est un circuit LC en série avec une résistance comme il est représenté sur la figure (1.3), son inconvénient est qu'il soit sélectif. Généralement, il sert à atténuer fortement les harmoniques de rang 5 et 7, et si l'on souhaite atténuer d'autres harmoniques d'autres filtres seront alors nécessaires.

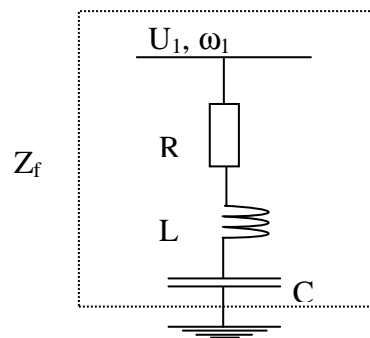


Figure (1.3) : Filtre passif résonant

Les caractéristiques principales de ce filtre sont :

- La fréquence d'accord ou de résonance f_r , avec :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.29)$$

- Le facteur de qualité F , caractérise l'acuité de la résonance avec :

$$F = 2\pi f_r \frac{L}{R} \quad (1.30)$$

L'installation d'un filtre résonant modifie l'impédance harmonique du réseau, comme il est indiqué sur la figure (1.4) :

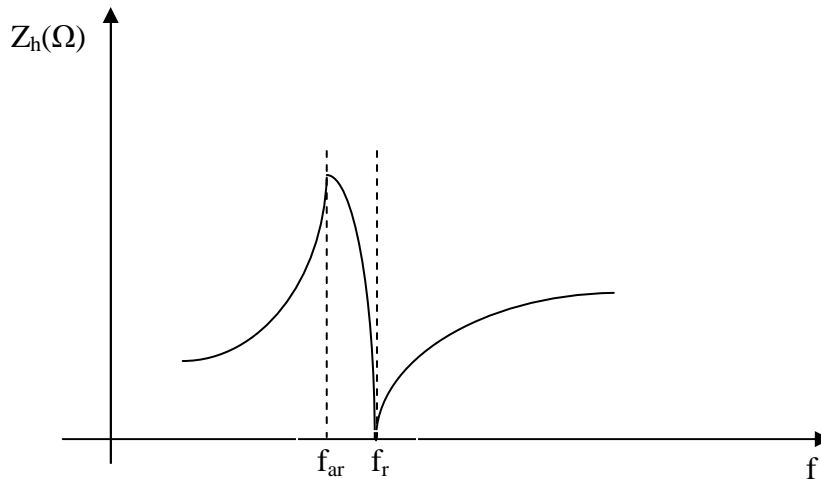


Figure (1.4): Impédance du réseau avec filtre passif résonant

f_{ar} : Fréquence d'antirésonance.

✓ Filtre passif amorti

Le filtre passif amorti comprend les mêmes composants que le filtre passif résonant, sauf que la résistance est placée en parallèle avec l'inductance, cette résistance est appelée résistance d'amortissement. Ce filtre est généralement utilisé pour filtrer tous les harmoniques de rang supérieur à 11. Il est moins sensible à la variation de ces paramètres, néanmoins sa résistance d'amortissement influe sur la fréquence de résonance.

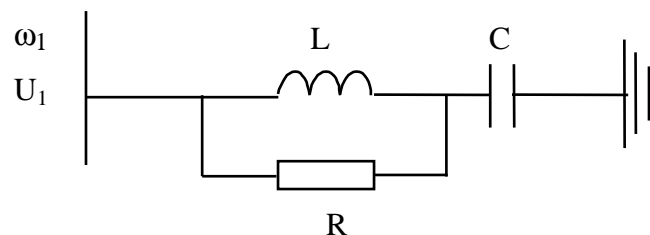


Figure (1.5): Filtre passif amorti

Les filtres passifs amortis les plus répondus sont généralement d'ordre deux, leurs caractéristiques principales sont :

- La fréquence d'accord f_r avec :

$$f_r \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.31)$$

- Le facteur de qualité F avec :

$$F = \frac{R}{2\pi L f_r} \quad (1.32)$$

L'installation d'un filtre amorti entraîne l'apparition d'une antirésonance à la fréquence f_{ar} donnée par :

$$f_{ar} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{(L + L_r)C}} \quad (1.33)$$

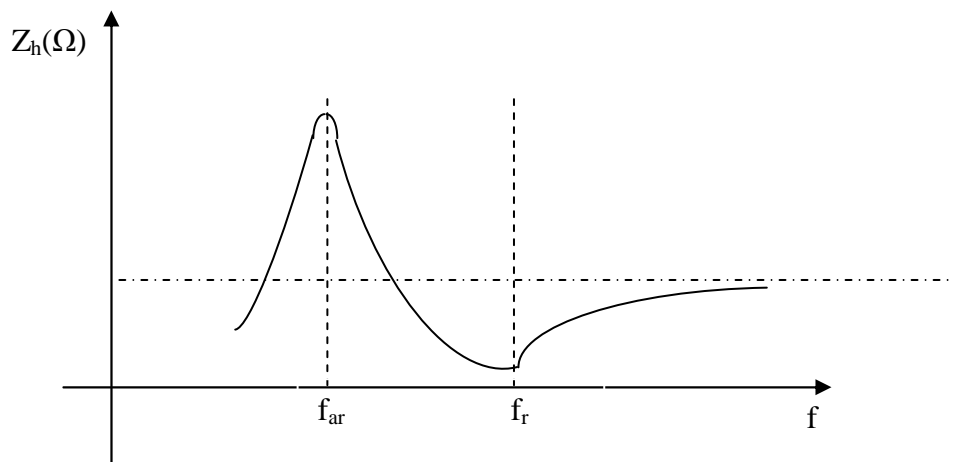


Figure (1.6) : Impédance du réseau avec filtre passif amorti

Malgré leur capacité à compenser des harmoniques, les filtres passifs présentent certains inconvénients qui mettent en cause leur rôle dans un réseau électrique. En effet, ils sont sélectifs, forment un circuit résonant avec l'impédance variable du réseau ce qui provoque l'amplification des harmoniques aux fréquences voisines, et comme ils doivent être à large bande

non seulement leur réalisation est délicate mais ils favorisent l'augmentation des pertes, de leur puissance, du volume et du coût.

1.6.2. Solutions de dépollution modernes

L'avènement de l'électronique de puissance et l'apparition de nouveaux semi conducteurs de puissance tel que MOSCT, MOSFET, IGBT, a fait que de nouvelles méthodes de dépollution des harmoniques viennent remplacer les méthodes traditionnelles. En effet, pour pallier au problème de la pollution des réseaux électriques et de la fourniture d'une bonne qualité d'énergie aux consommateurs devenant de plus en plus préoccupant ces dernières années, les filtres actifs semblent une alternative intéressante que ce soit pour les fournisseurs ou les consommateurs car ils peuvent s'adapter simultanément aux évolutions du réseau électrique et de la charge non linéaire.

La vocation d'un filtre actif est de compenser en temps réel tout ou une partie des courants harmoniques et/ou la puissance réactive d'un ensemble de charges polluantes [GUF00], et/ou des tensions harmoniques du réseau électrique.

Un filtre actif se compose d'un élément de stockage, d'un convertisseur de puissance (onduleur de tension ou onduleur de courant), d'un filtre d'entrée et d'un bloc de commande comme le montre la figure (1.7) :

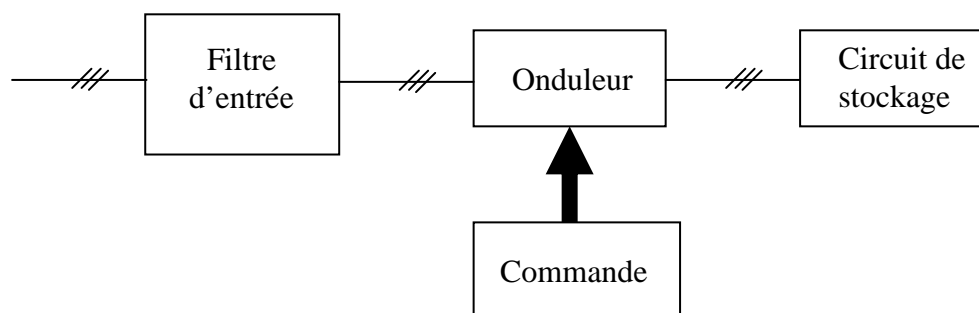


Figure (1.7) : Eléments constitutifs d'un filtre actif

Le filtre actif peut être à structure tension ou à structure courant selon qu'il soit construit d'un onduleur de tension ou d'un commutateur de courant.

1.6.2.1. Filtre actif à structure tension

Le schéma de principe d'un filtre actif raccordé au réseau est représenté par la figure (1.8) :

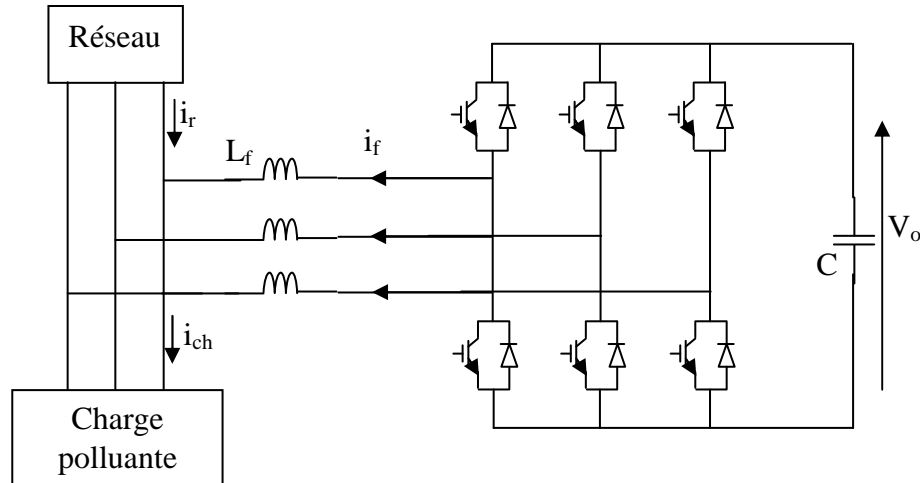


Figure (1.8) : filtre actif à structure tension

Le condensateur de capacité C joue le rôle d'une source de tension continue V_o quasi-constante, l'inductance L_f joue le rôle d'un filtre de raccordement entre l'onduleur et le réseau.

L'onduleur est composé d'interrupteurs constitués de semi conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture (IGBT, IGCT) avec une diode en antiparallèle, ce qui permet d'avoir des courants bidirectionnels d'où la réversibilité de la puissance active. Quant à la puissance réactive, son contrôle est réalisé par action indirecte sur la phase du fondamental du courant du réseau [AOU04].

1.6.2.2. Filtre actif à structure courant

Le schéma de principe d'un filtre actif à structure courant est donné par la figure (1.9).

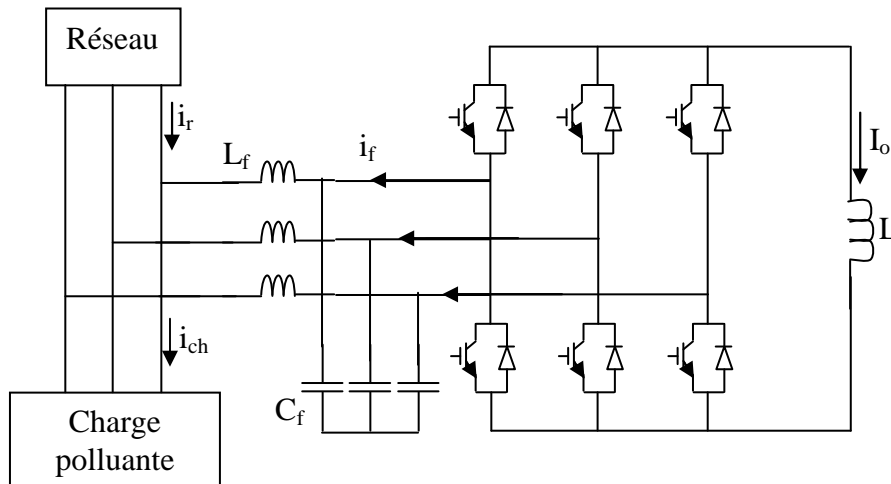


Figure (1.9) : filtre actif à structure courant

Dans cette structure l'inductance L joue le rôle d'une source de courant continu I_o maintenu constant, le filtre de raccordement entre l'onduleur et le réseau est un filtre LC. Les interrupteurs de l'onduleur sont unidirectionnels en courant, ils sont constitués de semi conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture. Dans le cas d'un onduleur à IGBT une diode en série permet de tenir une tension inverse.

1.6.2.3. Différents types de filtres actifs

Selon le mode de raccordement du filtre actif au réseau électrique, on distingue plusieurs types de filtres actifs à savoir les filtres actifs parallèles, séries, combinés (parallèle – série) et hybrides (filtre actif – filtre passe bas).

- **Filtre actif parallèle**

Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau électrique est le plus souvent commandé comme un générateur de courant [ALA02], son rôle est d'empêcher les courants (harmoniques, réactifs et déséquilibrés) produits par les charges polluantes de circuler à travers l'impédance du réseau en les compensant par des courants de mêmes amplitudes et de phases opposées.

La structure d'un filtre actif parallèle est représentée par la figure(1.10) :

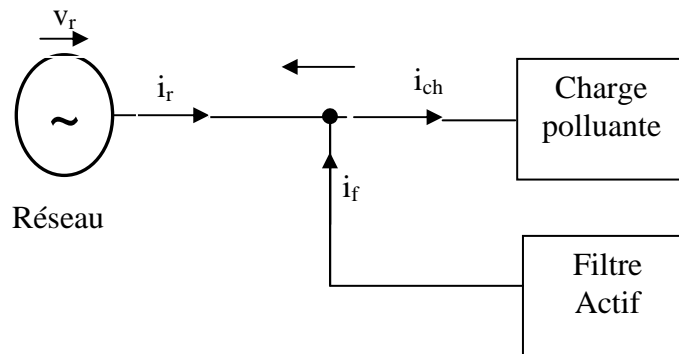


Figure (1.10) : Filtre actif en structure parallèle

Le principe de compensation harmonique par un filtre actif parallèle est représenté par la figure (1.11).

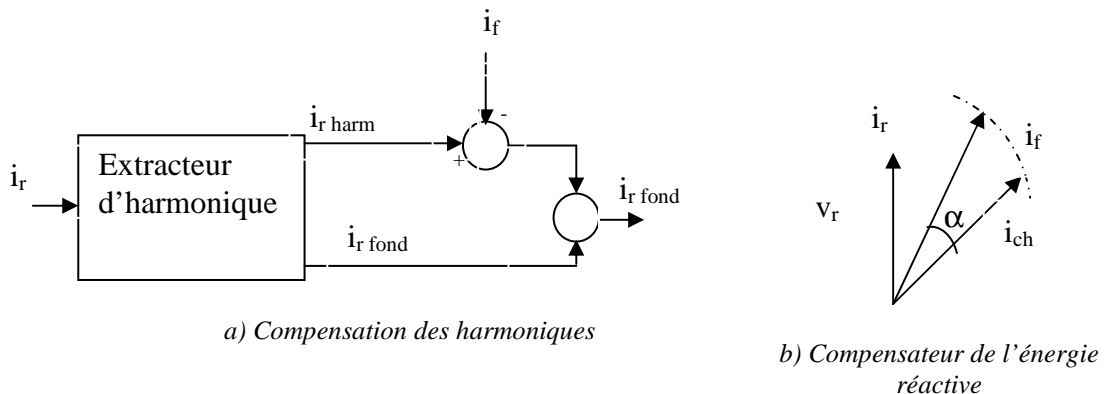


Figure (1.11) : Principe du compensateur parallèle

- **Filtre actif série**

Un filtre actif connecté en série sur le réseau électrique est représenté par la figure (1.12), son rôle consiste à introduire une tension en série sur la ligne de manière à contrôler la tension réseau et s'opposer aux tensions perturbatrices (creux, déséquilibre harmonique) venant de la source, et celles provoquées par la circulation des courants harmoniques par l'intermédiaire de l'impédance de la ligne.

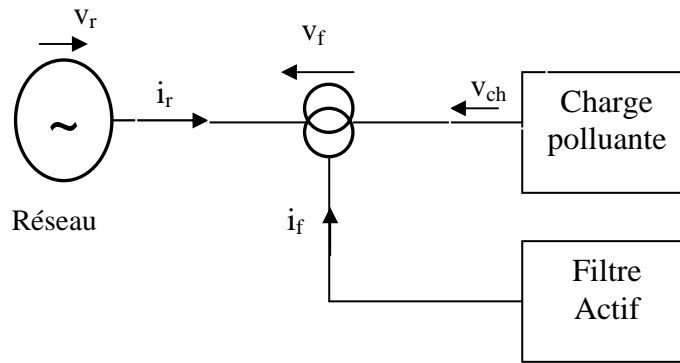


Figure (1.12) : Filtrage actif en structure série

Le principe de compensation harmonique par un filtre actif série est représenté par la figure (1.13).

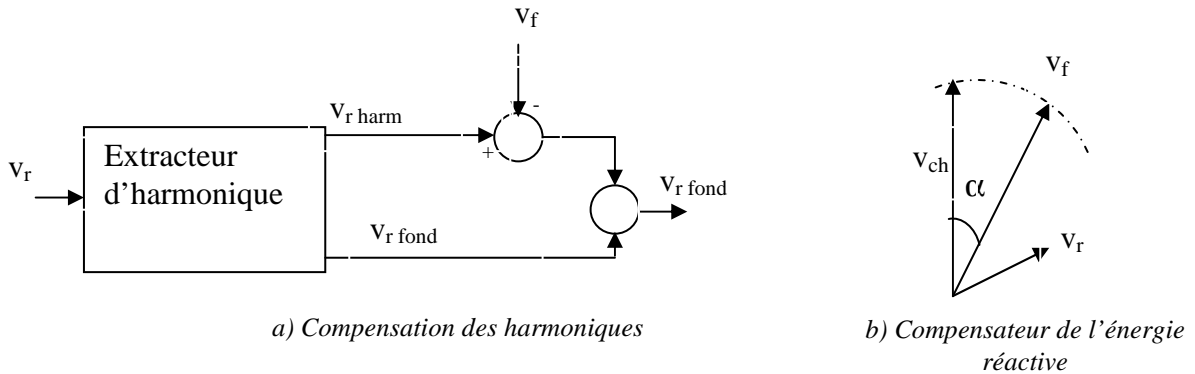


Figure (1.13) : Principe du compensateur série

- **Filtre actif série parallèle**

Le filtre actif résultant de la combinaison des filtres actifs série et parallèle est aussi appelé déphaseur régulateur universel ou UPQC (Unified Power Quality Conditioner). Comme le montre le système de la figure (1.14), ce type de filtre contient deux onduleurs : l'un connecté en série sur le réseau en assurant ainsi une tension réseau sinusoïdale, l'autre connecté en parallèle afin de maintenir le courant du réseau sinusoïdal.

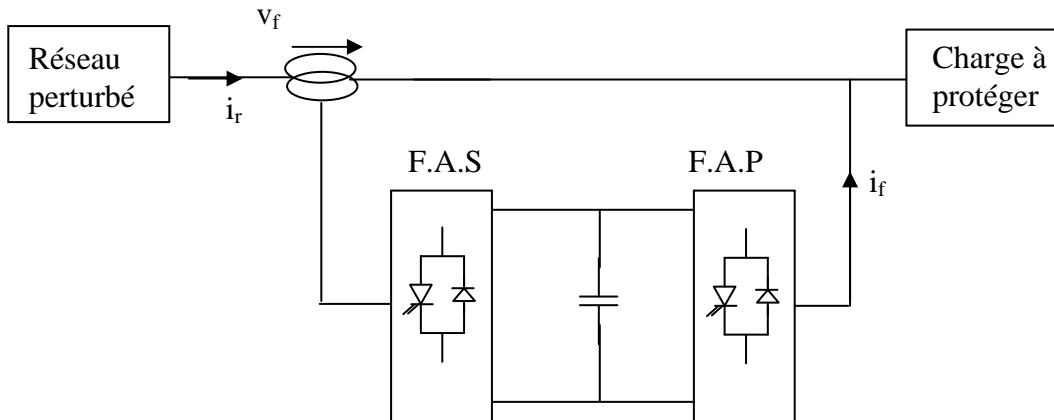


Figure (1.14) : Schéma de l'UPQC

Ce type de filtre rassemble les avantages des deux filtres actifs série et parallèle, toutefois sa commande revêt un niveau de complexité élevé[ALA02].

- **Filtre actif hybride**

Le filtre hybride résulte de l'association d'un filtre actif et d'un filtre passif, cette structure permet de réduire le coût du filtre actif en réduisant sa dimension, et d'optimiser ses performances grâce aux éléments passifs qui réduisent considérablement la puissance du convertisseur du filtre actif. En effet, les filtres passif et actif partagent les tâches : le filtre passif prend en charge la compensation d'une grande partie des harmoniques tandis que le filtre actif s'occupe de maintenir les performances du filtrage en fonction de l'évolution de la charge et du réseau [DEF98].

Les filtres hybrides les plus étudiés sont : [DEF98], [ALA02], [BRY99]

Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles.

Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles.

Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.

Le filtre actif série avec un filtre passif parallèle

Le rôle du filtre actif série est d'empêcher les courants harmoniques de circuler vers le réseau et de les faire passer par les filtres passifs raccordés à leurs fréquences comme le montre la figure (1.15) :

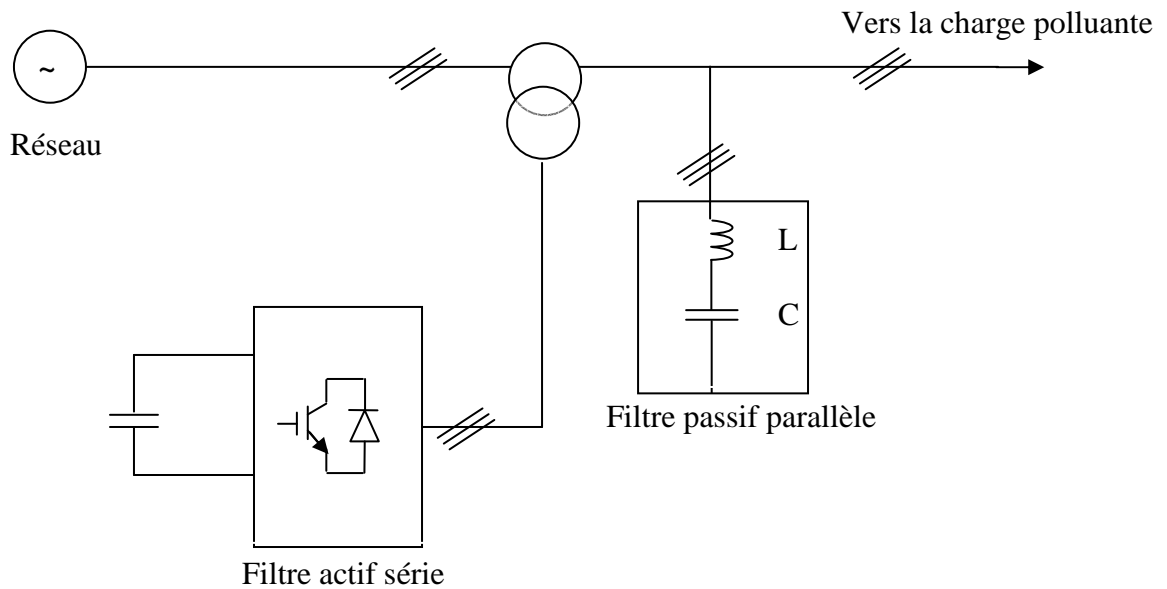


Figure (1.15) : Filtre actif série et filtre passif parallèle

Le filtre actif série connecté en série avec un filtre passif

Le principe de fonctionnement de ce filtre est le même que le précédent avec l'avantage de réduire encore les dimensions du filtre actif série car le courant qui le traverse est plus faible. De plus, le filtre actif série est protégé contre un éventuel court-circuit de la charge [AOU04].

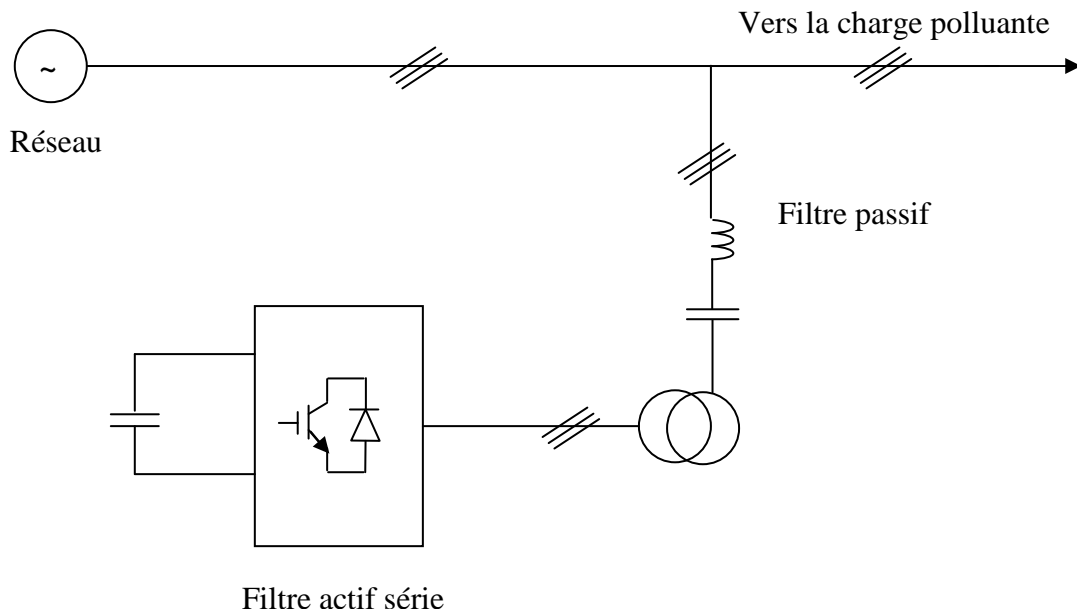


Figure (1.16) : Filtre actif série connecté en série avec un filtre passif parallèle

Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

Dans ce cas les éléments du filtre passif sont accordés sur une fréquence élevée afin de compenser les courants harmoniques de rang élevé tandis que le filtre actif s'occupe des harmoniques de basses fréquences [DEF98], [BRY99]. Ce type de filtre a déjà été appliqué à la compensation des courants harmoniques émis par un cycloconvertisseur de forte puissance [ALA02].

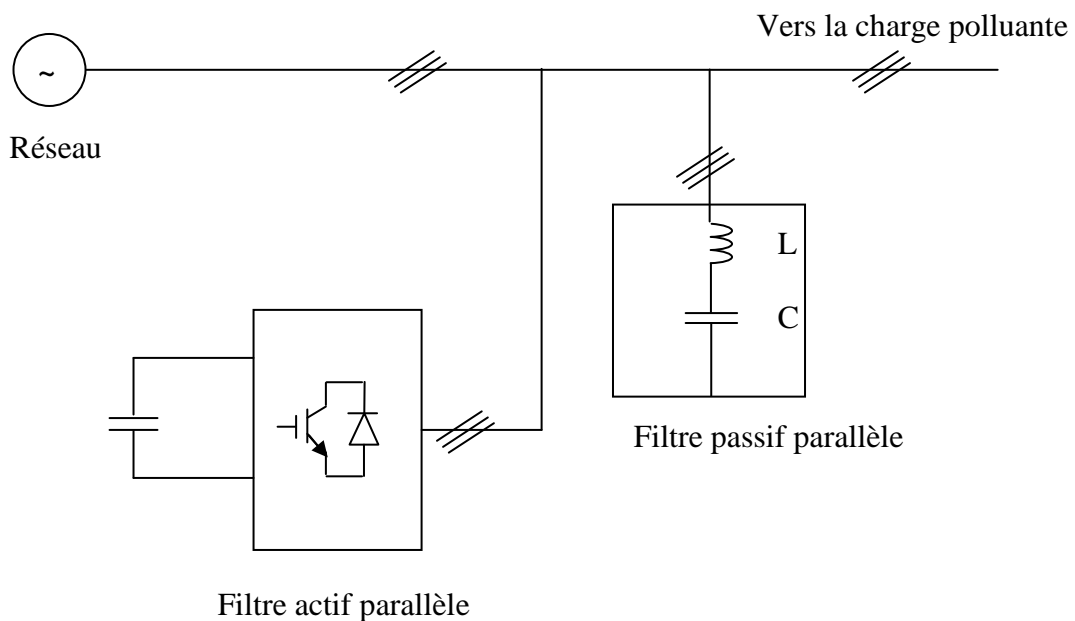


Figure (1.17) : Filtre actif parallèle et filtre passif parallèle

1.7. Comparaison des différents filtrages

Le tableau (1.6) montre un récapitulatif des avantages et inconvénients du filtrage passif, filtrage actif série, filtrage actif parallèle et du filtrage actif parallèle-série.

Principes	Avantages	Inconvénients
Filtrage passif	Amélioration de la forme du courant	Risque de résonance, pas d'adaptabilité, encombrant.
Filtrage actif parallèle	Amélioration de la forme du courant, adaptabilité aux variations de la charge et du réseau	Amélioration de la forme de la tension pas toujours évidente.
Filtrage actif série	Amélioration de la forme de la tension, adaptabilité aux variations de la charge et du réseau	Pas d'amélioration de la forme du courant.
La combinaison parallèle- série actifs	Amélioration de la forme du courant, amélioration de la forme de la tension, adaptabilité aux variations de charge et du réseau	Réalisation difficile.

Tableau (1.6) : Avantages et inconvénients du filtrage passif

1.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons d'abord présenté les différentes origines des perturbations affectant les réseaux électriques. Ensuite nous avons vu les réglementations imposées aux utilisateurs, tertiaires et domestiques afin de

limiter la prolifération des harmoniques dans le réseau électrique. Et à la fin pour répondre aux contraintes de l'évolution des charges polluantes différentes solutions de dépollution sont proposées.

En raison de la législation des normes de qualité de l'énergie plutôt portée sur la compensation des harmoniques de courant, et les bonnes performances obtenues par le filtre actif parallèle, nous avons retenu cette topologie de compensation pour notre stratégie de dépollution des perturbations harmoniques dans la suite de ce mémoire.

De ce fait, le deuxième chapitre sera consacré à une étude plus approfondie du filtre actif parallèle et de sa commande.

Chapitre II

2.1. Introduction

Outre les perturbations extérieures telles que les coupures, les creux et les pointes provoquées par la commutation et par les phénomènes atmosphériques, il existe aussi des causes intrinsèques et internes spécifiques à chaque site, dues à une utilisation conjuguée de charges linéaires et non linéaires. En effet, ces charges non linéaires qui sont constitués à base de semi-conducteurs de puissance absorbent des courants harmoniques et une puissance réactive, ce qui dégrade considérablement la qualité de l'énergie électrique et les performances des réseaux de distribution.

Pour réduire les effets des courants harmoniques et de la puissance réactive absorbés par la charge non linéaire, le filtre actif parallèle s'avère une alternative séduisante. Le principe du filtre actif parallèle est d'injecter dans le réseau un courant harmonique de même amplitude et de phase opposée que celui engendré par la charge, et une composante réactive du courant similaire à celle absorbée par les composants électroniques de la charge non linéaire, afin de maintenir le courant de ligne sinusoïdal et compenser la puissance réactive absorbée.

Cette partie est consacrée à une étude plus détaillée du filtre actif parallèle, de sa structure et de sa commande, afin d'atteindre l'objectif essentiel qui est d'améliorer ces performances de compensation lorsque les conditions de fonctionnement du réseau électrique sont sévères.

2.2. Point de raccordement

On distingue deux types de compensation des filtres actifs : la compensation globale et la compensation locale. Le filtre actif est situé entre le réseau et la (les) charge(s) polluante(s) comme le montre la figure (2.1). En effet, comme le montre cette figure plusieurs charges sont interconnectées au réseau électrique, on dit que la compensation est globale lorsque le filtre actif

est raccordé sur l'entrée du tableau de distribution. Ce type de compensation est favorisé lorsque le nombre de charges non linéaires est considérable avec faible puissance. On dit que la compensation est locale lorsque le filtre actif est raccordé aux bornes d'une seule charge polluante, et on fait appel à cette compensation lorsque le nombre de charges polluantes connectées au réseau est limité mais avec une puissance significative par rapport à la puissance globale

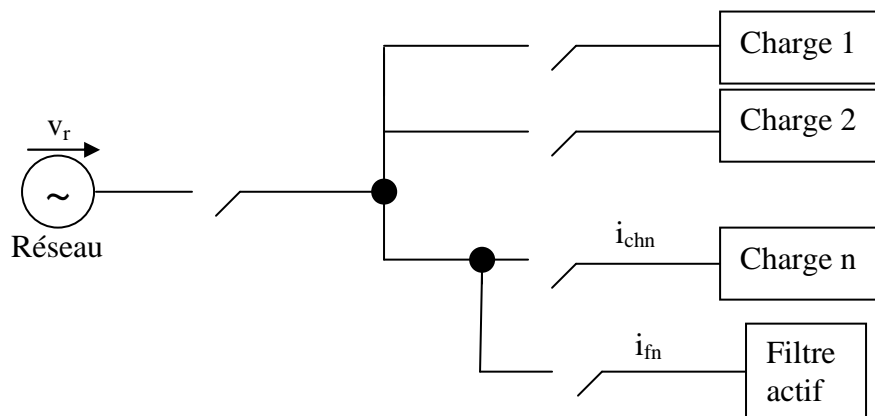


Figure (2.1) : Raccordement d'un filtre actif parallèle

Dans l'idéal, la correction des harmoniques doit être effectuée à leur point d'origine. Un certain nombre de critères financiers et techniques sont pris en compte pour assurer le choix optimal [BER98].

2.3. Rôle du filtre actif

Dans le cas idéal le rôle du filtre actif consiste à éliminer tous les harmoniques produits par la charge non linéaire en fournissant à tout instant des harmoniques égaux en amplitude et en opposition de phase à ceux produits par la charge, et ceci afin que le courant dans la ligne reste purement sinusoïdal et égal au fondamental du courant de charge.

La figure (2.2) illustre le principe de compensation parallèle idéale.

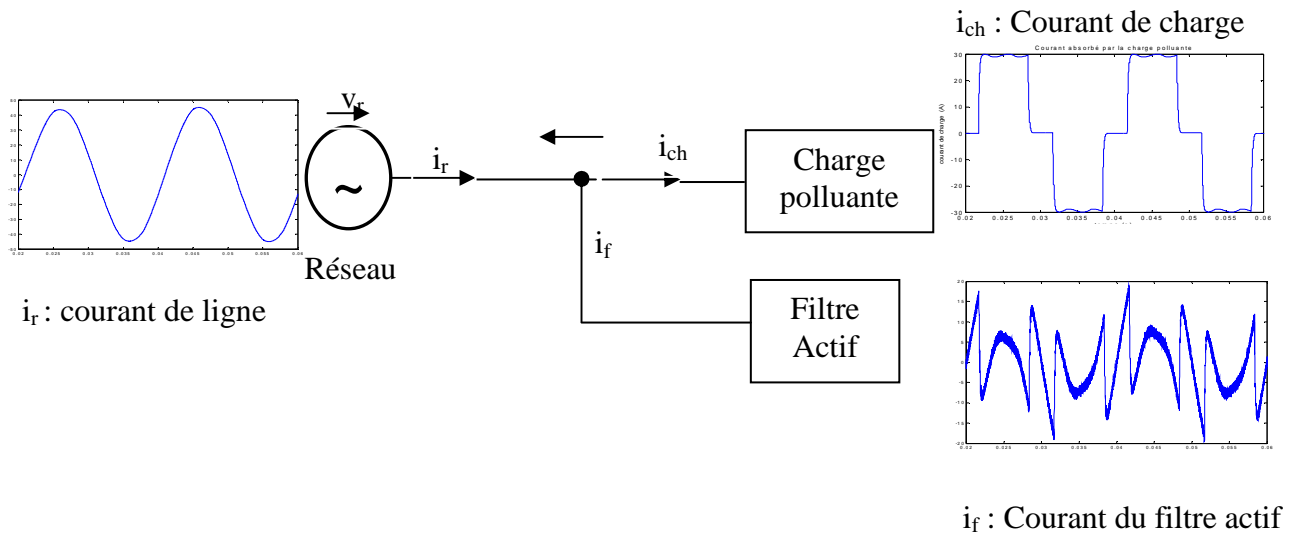


Figure (2.2) : principe du compensateur shunt idéal

En pratique, on ne peut pas obtenir un courant de ligne purement sinusoïdal comme dans le cas idéal mais le but est d'avoir un courant qui sera le plus proche possible de la sinusoïde.

2.4 Structure générale d'un filtre actif parallèle

On peut diviser un filtre actif parallèle en deux grandes parties comme le montre la figure (2.3) :

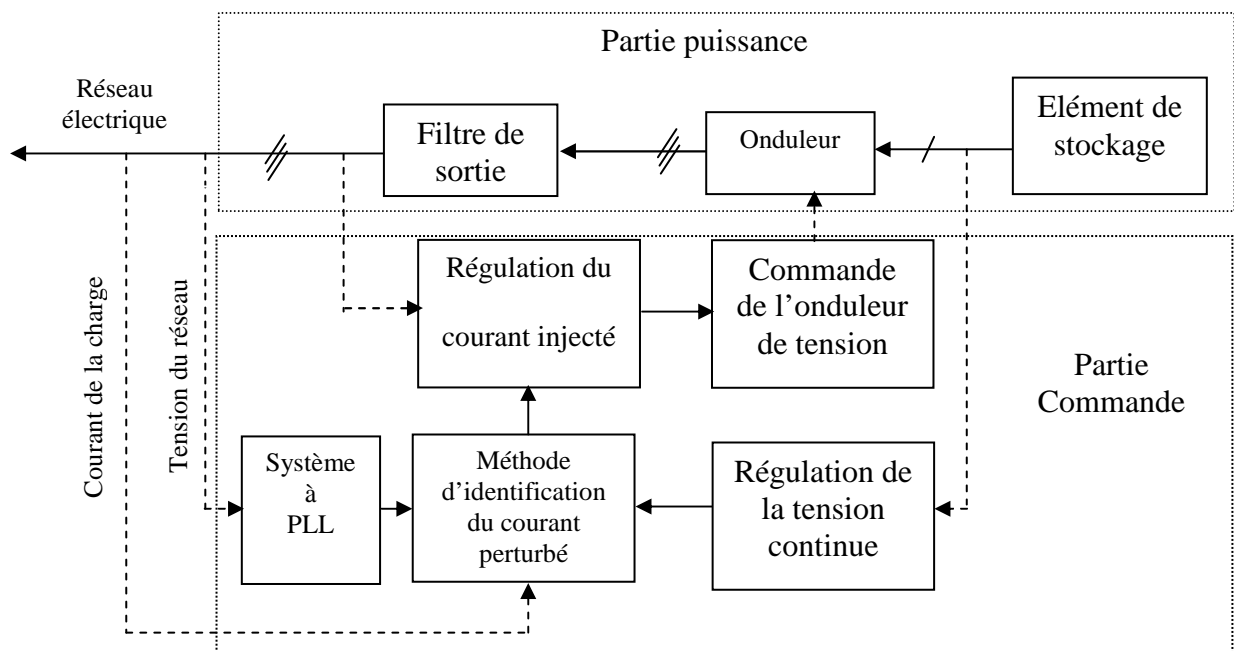


Figure (2.3) : Structure générale du filtre actif parallèle

La partie puissance qui est constituée :

- D'un onduleur de tension
- D'un circuit de stockage d'énergie, souvent capacitif.
- D'un filtre de sortie.

La partie commande qui est constituée :

- D'un circuit d'identification des courants perturbés.
- D'un système à base PLL (boucle de verrouillage de phase) qui sera intégré dans la méthode d'identification des courant.
- De la régulation de la tension continue appliquée aux éléments de stockage d'énergie.
- De la régulation du courant injecté sur le réseau à partir de l'onduleur de tension

2.5. Etude de la partie puissance

2.5.1. Onduleur de tension

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_o . L'onduleur de tension est connecté au réseau électrique via un filtre passif appelé aussi filtre de sortie.

L'onduleur de tension triphasé et les interrupteurs de puissance sont présentés par les schémas des figures (2.4) et (2.5) respectivement.

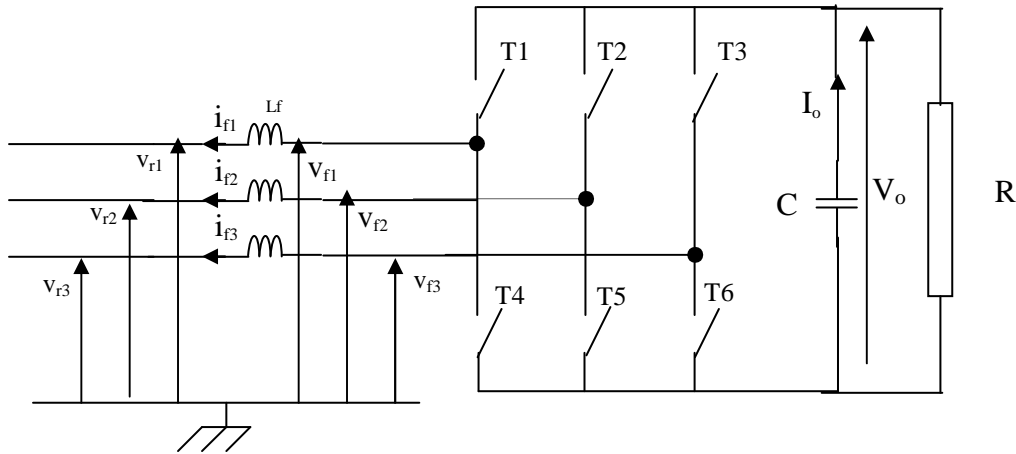


Figure (2.4) : Filtre actif à structure tension



Figure (2.5) : Interrupteurs de puissance

Au cours de son fonctionnement, le convertisseur statique relie par l'intermédiaire de ses interrupteurs une source de tension alternative avec une source de tension continue entre lesquelles il assure le contrôle et l'échange d'énergie. Pour que cette liaison puisse se faire, il faut respecter deux règles essentielles [BRY99] :

- 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 anti-parallèle.

2.5.1.1. Tension fournie par l'onduleur

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de la Figure(2.4) sont désignées par les fonctions de commutation (u_1, u_2, u_3) définis ci-dessous :

$$\begin{aligned} u_1 &= \begin{cases} 1 & \text{T1 fermé et T4 ouvert} \\ 0 & \text{T1 ouvert et T4 fermé} \end{cases} \\ u_2 &= \begin{cases} 1 & \text{T2 fermé et T5 ouvert} \\ 0 & \text{T2 ouvert et T5 fermé} \end{cases} \\ u_3 &= \begin{cases} 1 & \text{T3 fermé et T6 ouvert} \\ 0 & \text{T3 ouvert et T6 fermé} \end{cases} \end{aligned} \quad (2.1)$$

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

$$v_{ri} = V_m \sin\left(\omega t - (i-1)\frac{2\pi}{3}\right) \quad (i = 1,2,3) \quad (2.2)$$

Avec:

$$v_{r1} + v_{r2} + v_{r3} = 0 \quad (2.3)$$

V_m et ω sont, respectivement, l'amplitude de la tension simple et la pulsation du réseau.

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

$$\begin{bmatrix} V_{f1} - V_{f2} \\ V_{f2} - V_{f3} \\ V_{f3} - V_{f1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1 - u_2 \\ u_2 - u_3 \\ u_3 - u_1 \end{bmatrix} V_o \quad (2.4)$$

Le courant délivré par la capacité est :

$$i_o = C \frac{dV_o}{dt} = \sum_{i=1}^3 (u_i i_{fi}) - \frac{V_o}{R} \quad (2.5)$$

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

$$\begin{bmatrix} V_{f1} \\ V_{f2} \\ V_{f3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{r1} \\ V_{r2} \\ V_{r3} \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{f3} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

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

$$i_{f1} + i_{f2} + i_{f3} = 0 \quad (2.7)$$

On déduit des équations (2.3), (2.6) et (2.7)

$$v_{f1} + v_{f2} + v_{f3} = 0 \quad (2.8)$$

Les équations (2.4) et (2.8) donnent:

$$\begin{bmatrix} v_{f1} \\ v_{f2} \\ v_{f3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \frac{V_o}{3} \quad (2.9)$$

Les variables u_1 , u_2 , et 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(2.1).

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

Tableau (2.1) : Tensions délivrées par l'onduleur

2.5.1.2. Représentation vectorielle [BRY99]

Dans le plan de Concordia $\alpha\beta$, et en considérant \bar{v}_f le vecteur correspondant aux tensions de l'onduleur, les huit cas possibles du vecteur \bar{v}_f sont donnés par la Figure (2.6).

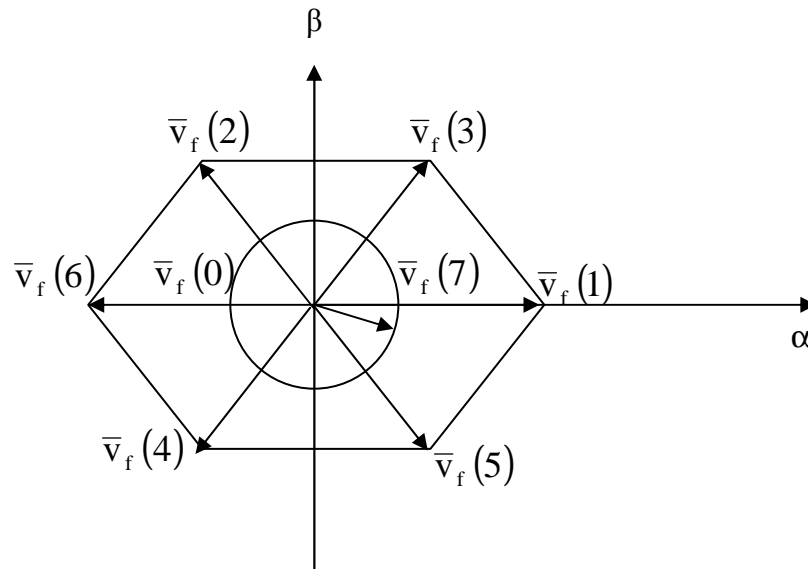


Figure (2.6) : Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur

Où \bar{v}_f représente la tension de référence que doit produire l'onduleur pour pouvoir créer les courants perturbateurs identifiés. Ceci signifie que l'onduleur n'est capable de fournir des tensions égales aux tensions de références que si le vecteur formé par ces derniers reste à l'intérieur de l'hexagone montré dans la figure (2.6).

2.5.2. Système de stockage de l'énergie

Le stockage de l'énergie et la fourniture d'une tension continue V_o sont les rôles du condensateur C. Le choix des paramètres du système de stockage n'est pas arbitraire car ils ont une influence sur la dynamique et la qualité de compensation du filtre actif parallèle.

En effet, le choix de la tension V_o se répercute en grande partie sur le choix des interrupteurs (voir tableau (2.1)), et l'augmentation de V_o améliore

la dynamique du filtre actif, donc elle doit être choisie comme la plus grande tension tout en respectant les contraintes des interrupteurs. Le choix de C se fait de manière à ce que les ondulations de la tension V_o causées par les courants engendrés par le filtre actif soient limitées, car plus ces ondulations sont importantes plus l'amplitude du courant du filtre est grande, sa fréquence est faible et sa qualité de compensation est dégradée.

Ainsi on peut estimer que seuls les premiers harmoniques sont pris en compte dans le choix des paramètres de stockage. Pour démontrer ceci deux méthodes peuvent être utilisées [ALA02] :

- La première méthode est basée sur le calcul de l'énergie fournie par le filtre actif pendant une demi période de la pulsation de puissance liée aux deux premiers harmoniques (5 et 7) pour un redresseur en pont de Graëtz. En choisissant un taux d'ondulation acceptable (ε) généralement de l'ordre de 5% de V_o , la capacité C est calculée à partir de la relation suivante :

$$C = \frac{V_r \sqrt{I_5^2 + I_7^2 + 2I_5 I_7 (5\alpha - 7\alpha)}}{2\omega \varepsilon V_o^2} \quad (2.10)$$

V_r : La valeur efficace de la tension simple du réseau.

α : L'angle d'allumage des thyristors du pont de Graëtz.

- La deuxième méthode, plus simple, se base sur la mesure du courant harmonique I_h du rang le plus faible. La capacité C se calcule de la façon suivante :

$$C = \frac{I_h}{\varepsilon V_o \omega_h} \quad (2.11)$$

ω_h est la plus faible pulsation des harmoniques à compenser.

I_h : Le courant harmonique du rang h.

2.5.3. Filtre de sortie

Le filtre de sortie est un filtre passif composé d'une inductance L_f de résistance interne R_f généralement négligeable, utilisé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique, il est dimensionné de manière à satisfaire les deux critères suivants [ALA02] :

- assurer la dynamique du courant :

$$\frac{d}{dt} \bar{i}_{ch} = \frac{d}{dt} \bar{i}_f \quad (2.12)$$

Avec i_{ch} le courant harmonique de la charge et i_f 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 (2.12), 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 ce 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. Une solution qui permet d'arriver à un bon compromis et 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

contres 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, sa consommation de la puissance active à travers sa résistance d'amortissement et la dégradation de leurs 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 (2.7).

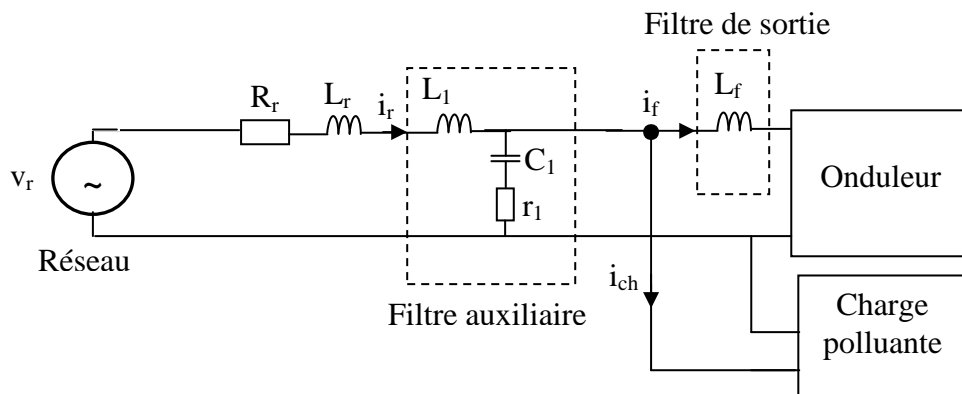


Figure (2.7) : Insertion des filtres de sortie et auxiliaire

2.6. Etude de la partie commande

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

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

Pour se faire, la commande comporte deux régulateurs en cascade [LAD02] :

- La boucle interne permet le contrôle du courant alternatif en valeur instantanée. Pour imposer un courant sinusoïdal, en phase avec la tension, la phase de la référence du courant est générée à partir de l'image de la tension alternative, l'amplitude étant réglée par la sortie de la boucle externe.

- La boucle externe réalise la régulation de la tension du bus continu V_o , elle est nécessaire pour limiter V_o . En outre, réguler V_o revient à régler la puissance fournie à la charge.

Si on veut un réglage linéaire, il faut réguler V_o^2 puisque la puissance moyenne côté continu s'exprime comme suit :

$$P_o = \frac{V_o^2}{R} \quad (2.13)$$

2.6.1. Introduction à la stratégie de commande

La stratégie de commande se base sur la détection des courants perturbateurs dans le domaine temporel, trois possibilités d'identification des courants perturbateurs ont déjà été proposées [ALA02] :

- Identification à partir de la détection du courant de la charge polluante.
- Identification à partir de la détection du courant de la source.
- Identification à partir de la détection de la tension de la source.

Afin de compenser les courants harmoniques, générés par la charge non linéaire, par un filtre actif parallèle, la première méthode est la plus utilisée. C'est pourquoi cette méthode de détection est employée dans ce mémoire.

2.6.2. Généralités sur les méthodes d'identification

Dans la littérature, différentes méthodes d'identification des courants perturbés ont été développés [KEB02], ces méthodes ont pour rôle d'améliorer les performances des systèmes classiques de dépollution des installations électriques. L'identification des composantes harmoniques se fait en général, soit dans l'espace des courants, soit dans l'espace des puissances [OUL06].

Une des méthodes d'identification des plus anciennes est la transformée de Fourier rapide qui nécessite une grande puissance de calcul afin de réaliser toutes les transformations en temps réel [CHA06] [NGW06]. Cette méthode est bien adaptée aux charges où le contenu harmonique varie lentement, son avantage est qu'elle offre la possibilité de sélectionner les harmoniques individuellement et de ne choisir de compenser que les plus prépondérants.

Les deux autres méthodes d'identification en temps réel, les plus utilisées, basées sur le filtrage des signaux [ETX03] sont : la méthode de détection synchrone et la méthode des puissances instantanées, elles sont fondées sur le principe de la séparation du fondamental des harmoniques par filtrage.

2.6.2.1. Méthode des puissances instantanées

La méthode des puissances instantanées n'est applicable que si la tension du réseau est parfaitement sinusoïdale et équilibrée [NGW06], [ALA02].

La première étape consiste à ramener la tension v_r de la source et les courants i_{ch} de la charge dans le repère de Concordia en utilisant la transformation de Concordia.

Cette transformation permet de passer d'un système triphasé à un système biphasé, ce qui simplifie les expressions mathématiques et réduit le coût d'implantation [NGW06].

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Les composantes ayant l'indice (0) représentent les composantes homopolaires du système triphasé de courant et de tension, on considère que le réseau étudié est à neutre isolé et composé de trois fils ce qui empêche la circulation des composantes homopolaires.

À partir des équations (2.14) et (2.15), on calcule les puissances instantanées, active p et réactive q , elles sont données par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

On peut décomposer les puissances instantanées p et q en deux composantes, les composantes continues liées au fondamental (\bar{p} et \bar{q}) et les composantes alternatives liées aux harmoniques (\tilde{p} et \tilde{q}), comme suit :

$$\begin{aligned} p &= \bar{p} + \tilde{p} \\ q &= \bar{q} + \tilde{q} \end{aligned} \quad (2.17)$$

Un filtre de puissance est utilisé afin de séparer la composante de la puissance liée aux harmoniques de la composante de la puissance liée au fondamental [ALA02]. Le schéma représentant le principe de séparation des puissances est donné par la figure (2.8).

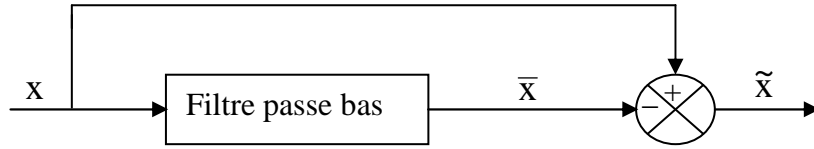


Figure (2.8) : Schéma représentant le principe de séparation des puissances

La fréquence de coupure du filtre est choisie, selon que la charge soit équilibrée ou déséquilibrée [ALA02], de manière à ce qu'il puisse bloquer le passage des composantes harmoniques des puissances instantanées, et de permettre uniquement le passage des composantes continues représentant les puissances active et réactive à la fréquence fondamentale.

Après avoir séparé les puissances, on calcule les courants perturbateurs dans le repère $\alpha\beta$ en se servant de l'expression (2.18) comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{\text{ref}\alpha} \\ \dot{i}_{\text{ref}\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_o - \tilde{p} \\ -\tilde{q} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Avec :

$$\Delta = v_\alpha^2 + v_\beta^2 \quad (2.19)$$

P_o est la puissance active fournie par la boucle de tension nécessaire à la régulation de la tension continue.

La relation (2.18) est utilisée afin de compenser l'ensemble des harmoniques. Cette technique permet aussi d'effectuer de la compensation de l'énergie réactive puisque l'absorption de l'énergie réactive se traduit par une composante continue selon l'axe q (\bar{i}_q) non nulle [GUF00], le courant du filtre permettant cette compensation est donc :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{\text{ref}\alpha} \\ \dot{i}_{\text{ref}\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ -\bar{q} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Et si l'objectif est de compenser la puissance réactive et l'ensemble des harmoniques simultanément, on utilise la relation (2.21).

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{\text{ref}\alpha} \\ \dot{i}_{\text{ref}\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_o - \tilde{p} \\ -\bar{q} - \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Les courants perturbateurs triphasés qui représentent les courants identifiés, dits courants de référence i_{ref} , sont calculés à partir de la transformée inverse de Concordia. Ces courants sont donnés par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{ref1} \\ i_{ref2} \\ i_{ref3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ref\alpha} \\ i_{ref\beta} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

La méthode des puissances instantanées est illustrée par la figure (2.9) :

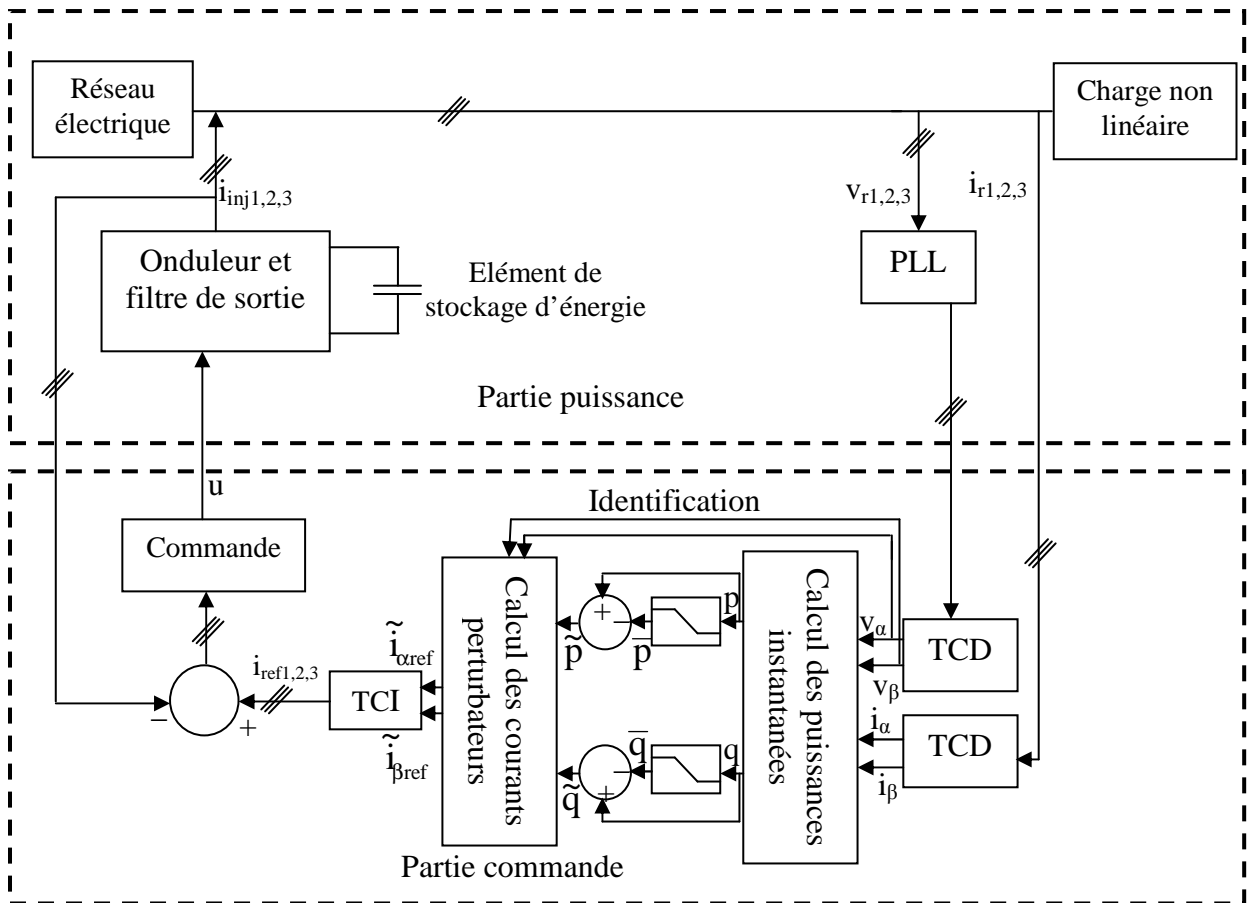


Figure (2.9) : Structure d'un filtre actif shunt basé sur la méthode des puissances instantanées

2.6.2.2. Méthode de détection synchrone

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 [OUL06].

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 en utilisant la transformée de Park comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\Pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\Pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\Pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\Pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

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

θ est l'angle de la transformation de Park.

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

$$\theta = \omega t \quad (2.24)$$

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

$$\begin{aligned} i_d &= \bar{i}_d + \tilde{i}_d \\ i_q &= \bar{i}_q + \tilde{i}_q \end{aligned} \quad (2.25)$$

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 (2.8).

Finalement, pour calculer les courants perturbateurs triphasés qui représentent les courants identifiés, dits courants de référence \mathbf{i}_{ref} , on utilise la transformée inverse de Park. Ces courants sont donnés par la relation (2.26) :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_{\text{ref}d} \\ \mathbf{i}_{\text{ref}q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_o - \tilde{\mathbf{i}}_d \\ -\tilde{\mathbf{i}}_q \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Avec I_o : 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_o étant un courant actif, donc en phase avec cette tension, sa composante de Park selon l'axe q est nulle.

D'où :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_{\text{ref}1} \\ \mathbf{i}_{\text{ref}2} \\ \mathbf{i}_{\text{ref}3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ \cos(\theta - \frac{2\Pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\Pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\Pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\Pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{i}}_{\text{ref}d} \\ \bar{\mathbf{i}}_{\text{ref}q} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Comme pour la méthode précédente, la méthode de détection synchrone permet la compensation de l'énergie réactive en utilisant l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_{\text{ref}d} \\ \mathbf{i}_{\text{ref}q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\bar{\mathbf{i}}_q \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Et pour compenser la puissance réactive et l'ensemble des harmoniques simultanément, on utilise la relation (2.29).

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_{\text{ref}d} \\ \mathbf{i}_{\text{ref}q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_o - \tilde{\mathbf{i}}_d \\ -\bar{\mathbf{i}}_q - \tilde{\mathbf{i}}_q \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

L'identification des courants harmoniques par la méthode de détection synchrone est représentée par la figure (2.10) :

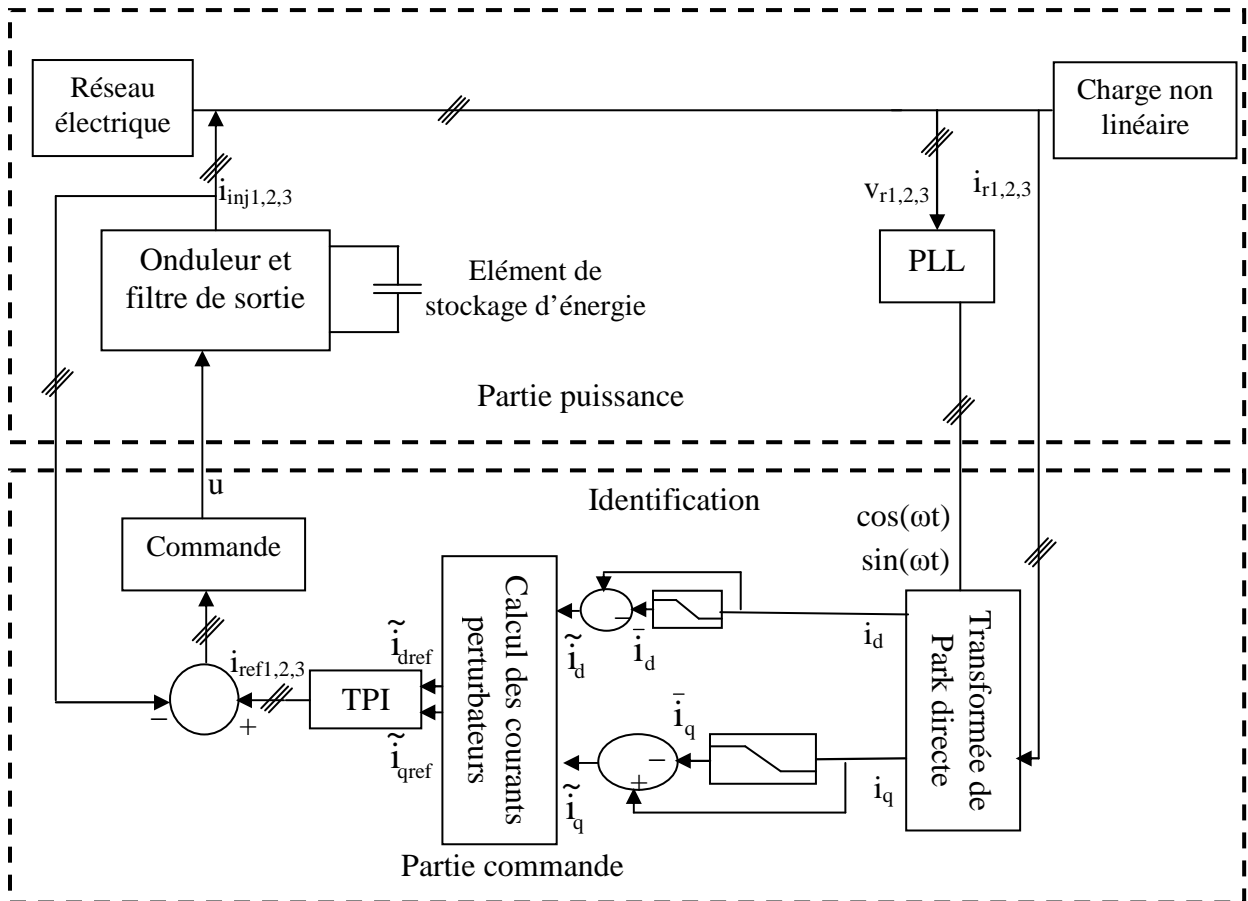


Figure (2.10) : Structure d'un filtre actif shunt basé sur la méthode de détection synchrone

Pour la suite de ce mémoire, nous avons opté pour la méthode de détection synchrone pour sa simplicité et sa précision.

2.6.3. Système à base de PLL

L'identification des courants perturbés se fait à partir d'une méthode de calcul basée sur l'exploitation des tensions du réseau $v_{r1,2,3}$ saines, c'est à dire sinusoïdales et équilibrées, et pour obtenir ces tensions, on utilise une boucle de verrouillage de phase ou PLL (phase locked loop).

La PLL est la technique la plus répandue pour l'extraction de la composante fondamentale directe de la tension du réseau, son fonctionnement se base sur la transformation de Park pour passer au repère dq. Les tensions $v_{r1,2,3}$ subissent dans un premier temps la transformation de Concordia dans le repère $\alpha\beta$. Les tensions ainsi obtenues $v_{\alpha,\beta}$ sont exprimés dans le repère de

Park par une rotation, l'angle de cette rotation représente l'angle de la composante directe de la tension, il est issu de l'intégration de l'estimation de la pulsation déterminée par le régulateur, ainsi la PLL ne sera verrouillée que lorsque l'angle estimé est égal à l'angle de la tension directe [KOU06].

2.6.4. Régulation de la tension continue

La source d'alimentation du filtre n'est pas une source de tension autonome mais c'est une source flottante qui se charge à travers les diodes du redresseur et qui se décharge à travers ses transistors.

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 :

- Maintenir la tension, coté continu, de l'onduleur constante tout en assurant une compensation des pertes dans le filtre actif.
- 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_o qui est nécessaire pour produire la puissance active et/ou absorbée par le filtre, et on l'ajoute aux références de courants. La correction de la tension moyenne aux bornes du condensateur de stockage d'énergie doit se faire par l'adjonction des courants fondamentaux actifs dans les courants de référence[AOU04],[KOU06].

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

$$\begin{aligned}
\frac{di_{fd}}{dt} &= -\frac{R_f}{L_f} i_{fd} + \omega i_{fq} - \frac{V_o}{L_f} u_d + \frac{V_{rd}}{L_f} \\
\frac{di_{fq}}{dt} &= -\frac{R_f}{L_f} i_{fq} - \omega i_{fd} - \frac{V_o}{L_f} u_q + \frac{V_{rq}}{L_f} \\
\frac{dV_o}{dt} &= -\frac{V_o}{RC} + \frac{3}{2C} (i_{fd} u_d + i_{fq} u_q)
\end{aligned} \tag{2.30}$$

On suppose que la dynamique de la boucle interne 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 :

$$\begin{aligned}
i_{fd} &= i_{fdref} \\
i_{fq} &= i_{fqref} \\
\frac{di_{fd}}{dt} &= 0 \\
\frac{di_{fq}}{dt} &= 0
\end{aligned} \tag{2.31}$$

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

$$\begin{cases} u_d = \frac{L_f}{V_c} \left(-\frac{R_f}{L_f} i_{fdref} + \omega i_{fqref} + \frac{V_{rd}}{L_f} \right) \\ u_q = \frac{L_f}{V_o} \left(-\frac{R_f}{L_f} i_{fqref} - \omega i_{fdref} + \frac{V_{rq}}{L_f} \right) \end{cases} \tag{2.32}$$

Les tensions de la source étant parfaites :

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = V_m \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{2.33}$$

En remplaçant (2.32) dans la troisième expression de (2.30) on aura:

$$\frac{dV_o}{dt} = -\frac{V_o}{RC} + \frac{3L_f}{2CV_o} \left[-\frac{R_f}{L_f} (i_{fdref}^2 + i_{fqref}^2) + \frac{V_{rd}}{L_f} i_{fdref} \right] \tag{2.34}$$

En considérant que :

$$\left[\frac{R_f}{L_f} (i_{fdref}^2 + i_{fqref}^2) \right] \ll V_m i_{fdref} \quad (2.35)$$

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

La relation (2.34) se simplifie et devient :

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{3L_f}{2C} \frac{1}{V_o} \left[\frac{V_m}{L_f} i_{fdref} \right] - \frac{V_o}{RC} \quad (2.36)$$

En multipliant par V_o on aura :

$$V_o \frac{dV_o}{dt} = \left[\frac{3L_f}{2C} \frac{1}{V_o} \left[\frac{V_m}{L_f} i_{fdref} \right] - \frac{V_o}{RC} \right] V_o \quad (2.37)$$

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

$$\frac{1}{2} \frac{dZ}{dt} = \frac{3}{2C} V_m i_{fdref} - \frac{Z}{RC} \quad (2.38)$$

D'où :

$$\frac{dZ}{dt} = \frac{3}{C} V_m i_{fdref} - \frac{2Z}{RC} \quad (2.39)$$

Le point d'équilibre est obtenu pour $\frac{dZ}{dt} = 0$, l'expression (2.39) s'écrit alors

sous la forme suivante :

$$Z_{oeq} = \frac{3RV_m}{2} i_{fdeq} = V_{oeq}^2 \quad (2.40)$$

Le modèle (2.39) est linéaire, il est directement utilisé pour la mise en œuvre d'une boucle linéaire de régulation.

Dans le domaine de Laplace, la relation (2.39) est exprimée par :

$$F(s) = \frac{Z}{i_{fdref}} = \frac{3V_m}{2} \frac{1}{1 + \frac{RC}{2}s} \quad (2.41)$$

La régulation de la tension représentée ci dessous est réalisée grâce à un régulateur du type PI (proportionnel intégral) 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 :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (2.42)$$

Avec :

K_p : gain proportionnel

K_i : gain intégral

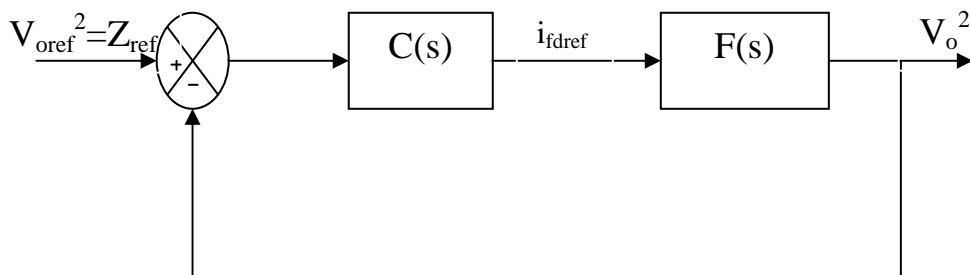


Figure (2.11) : Boucle de régulation de la tension continue

$$F(s) = \frac{3RV_m}{2} \frac{1}{1 + \frac{RC}{2}s} = \frac{K}{1 + \tau s} \quad (2.43)$$

Avec :

K est le gain statique tel que :

$$K = \frac{3R}{2} V_m \quad (2.44)$$

τ est la constante de temps, tel que :

$$\tau = \frac{RC}{2} \quad (2.45)$$

Un filtre passe bas est ajouté à la sortie du régulateur afin d'éviter que les oscillations de fréquence « 300Hz » des grandeurs du côté continu de l'onduleur se répercute sur la commande. Les constantes K_p et K_i du régulateur PI sont données par les équations suivantes :

$$K_p = \frac{\tau}{K\tau_d}, K_i = \frac{1}{K\tau_d} \quad (2.46)$$

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

Calcul de la tension continue de référence V_{oref}

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 [GUF00]:

$$V_{oref} > 2 (V_m + L_r \omega i I_{ondi}) \quad (2.47)$$

Tel que :

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

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

2.6.5. Commande de l'onduleur

L'objectif de cette commande appliquée aux compensateurs est de déterminer les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs qui permettent d'obtenir une tension de sortie, côté alternatif, qui suit le plus fidèlement possible la consigne en minimisant ses harmoniques non désirées (harmoniques de commutation) et ce, en optimisant l'amplitude pour une tension du bus continue donnée.

Différents types de commande de l'onduleur sont recensés dans la littérature, on peut citer la commande par hystérésis et la commande MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion). La commande par hystérésis se résume

pour un système du premier ordre à un simple relais, elle est parfaitement adaptée aux organes de commande ayant une action à deux positions comme c'est le cas pour l'onduleur. La commande MLI cherche à rendre la fréquence de commutation constante et nécessite pour cela un régulateur [CHA06].

2.6.5.1. Commande par hystérésis

La stratégie de commande par hystérésis revient à comparer les courants de référence avec le courant produit par l'onduleur, la différence entre eux est comparée à une bande fixe appelée bande d'hystérésis, dès que l'erreur atteint la bande inférieure ou supérieure un ordre de commande est envoyé afin de diminuer ou augmenter la tension en sortie de l'onduleur, et maintenir l'erreur à l'intérieur de la bande entourant la référence comme le montre la figure (2.12) :

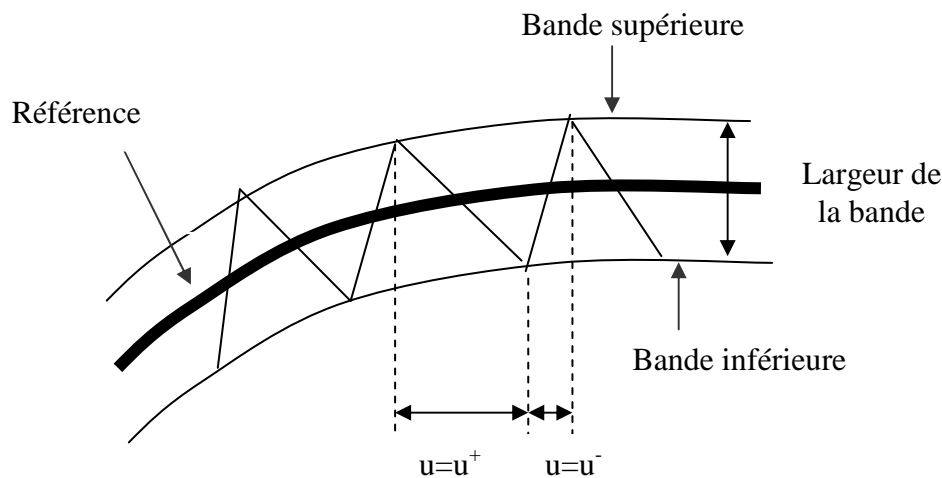


Figure (2.12) : Principe du contrôle par hystérésis

Malgré la simplicité de sa mise en œuvre comme le montre la figure(2.13), sa robustesse et son excellente dynamique [BRY99], la commande par hystérésis présente certains inconvénient à savoir, l'évolution libre des commutations à l'intérieur de la bande d'hystérésis qui empêche la maîtrise du spectre hautes fréquences dû aux fréquences de commutation. De

plus, le fait que la commande soit appliquée séparément sur les trois phases du courant, alors qu'ils sont dépendants, empêche le courant asservi de respecter les limites imposées par la bande.

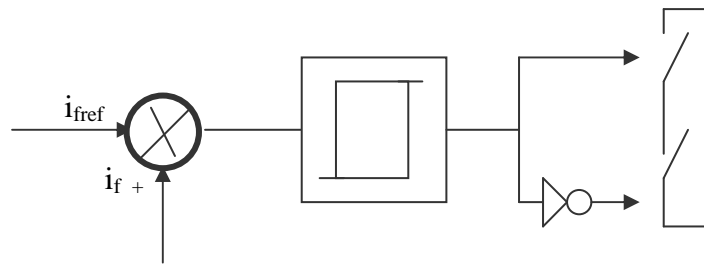


Figure (2.13) : Principe de la commande par hystérésis

2.6.5.2. Commande par MLI

La Modulation de Largeur d'Impulsion, en anglo-saxon Pulse Width Modulation, consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie [LAB95], et à reproduire la valeur moyenne du signal de sortie à chaque période de commutation en agissant sur la durée d'application des tensions positives et négatives par rapport au point milieu du bus continu.

La méthode classique pour déterminer les instants de commutation des interrupteurs consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante qui représente la tension de sortie souhaitée, généralement sinusoïdale, avec une onde de modulation ou porteuse de fréquence élevée f_m chargée d'imposer les périodes de modulation, généralement triangulaire, d'où son appellation « modulation sinus - triangle ».

Cette méthode est appelée la MLI à échantillonnage naturelle, en raison de sa simplicité elle reste la technique la plus utilisée [NON94]. Le principe de cette MLI est représenté par la figure (2.14).

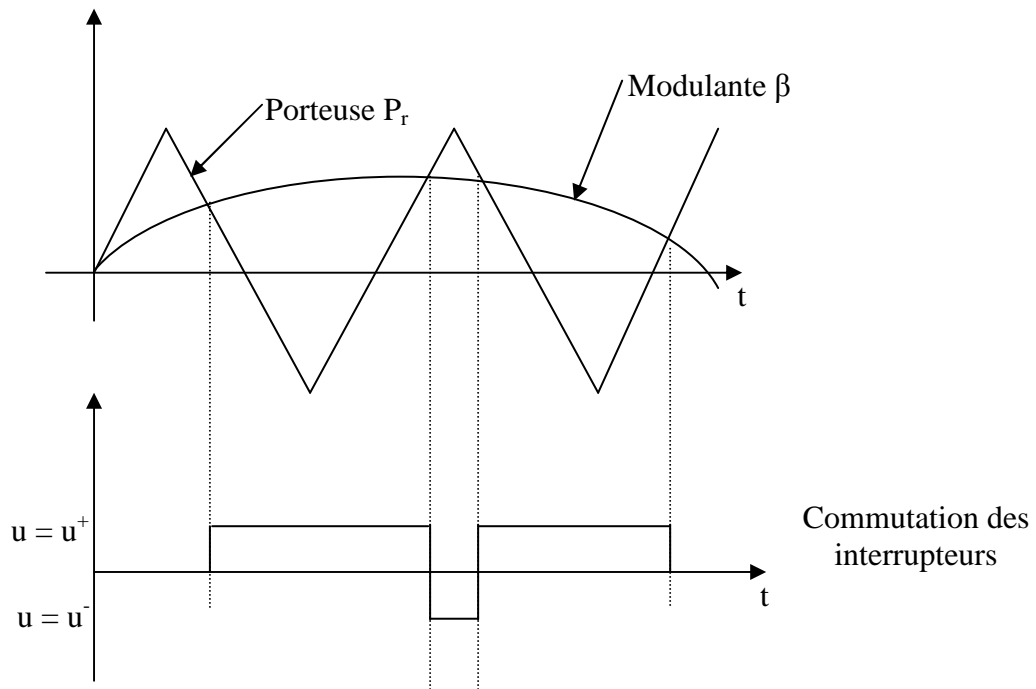


Figure (2.14) : Principe de la MLI

Le signal de commande β_i ($i = 1, 2, 3$ avec $-1 < \beta < 1$) est comparé au signal triangulaire P_r , si le signal β est supérieur au signal P_r , on commande le transistor supérieur du bras et inversement. Les trois bras ont chacun un fonctionnement indépendant et les transistors du 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 $(\beta_i - P_r)$

Deux paramètres caractérisent cette commande et qui sont l'indice de modulation m et le taux de modulation r [SAH02] appelé aussi coefficient de réglage en tension.

- L'indice de modulation : $m = f_m / f$ (rapport des fréquences de modulation et de référence), avec $m > 1$.

La modulation est dite synchrone lorsque f_m est un multiple entier de f . En triphasé, pour avoir les formes d'ondes des tensions des trois phases identiques, on choisit un indice de modulation m multiple de 3.

- Le coefficient de réglage : $r = V_{R_{\max}} / V_{P_{\max}}$ (rapport de l'amplitude de la référence et de la porteuse).

Généralement, r est compris entre 0 et 1 (l'amplitude de la référence reste inférieure à celle de la porteuse).

Nous avons choisi de commander l'onduleur par la MLI en raison de ces bonnes performances et aussi pour la suite de ce mémoire qui est le multiniveaux.

2.7. Régulation des courants i_{fi}

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 :

$$L_s = L_f + L_1$$

$$R_s = R_f + r_1$$

Les équations des courants s'écrivent :

$$\begin{cases} L_s \frac{di_{f1}}{dt} = v_{r1} - R_s i_{f1} - \beta_1 \frac{V_o}{2} \\ L_s \frac{di_{f2}}{dt} = v_{r2} - R_s i_{f2} - \beta_2 \frac{V_o}{2} \\ L_s \frac{di_{f3}}{dt} = v_{r3} - R_s i_{f3} - \beta_3 \frac{V_o}{2} \end{cases} \quad (2.48)$$

D'où :

$$\begin{cases} \frac{di_{f1}}{dt} = \frac{v_{r1}}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} i_{f1} - \beta_1 \frac{V_o}{2L_s} \\ \frac{di_{f2}}{dt} = \frac{v_{r2}}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} i_{f2} - \beta_2 \frac{V_o}{2L_s} \\ \frac{di_{f3}}{dt} = \frac{v_{r3}}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} i_{f3} - \beta_3 \frac{V_o}{2L_s} \end{cases} \quad (2.49)$$

On remarque à partir de l'équation (2.49) que les courants « i_{fi} » sont indépendants.

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

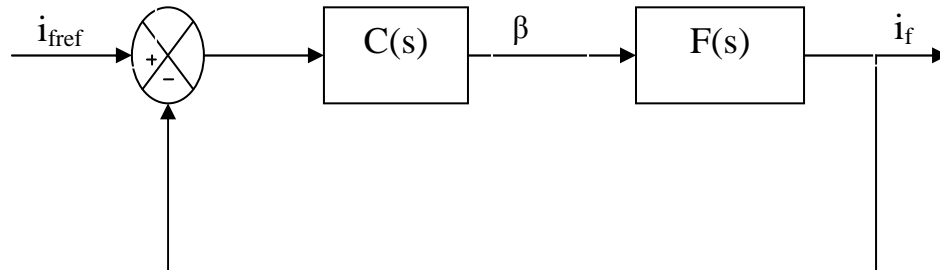


Figure (2.15) : Boucle de régulation du courant du filtre actif

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

$$C(s) = k_p \frac{s + \frac{k_i}{k_p}}{s} \quad (2.50)$$

D'après (2.48), l'expression du courant est la suivante :

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{v_r}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} i_f - \beta \frac{V_o}{2L_s} \quad (2.51)$$

Pour simplifier le calcul des paramètres du régulateur PI, on ajoute à l'expression (2.50) le terme $(-v_r / L_s)$.

D'où on écrit dans le plan de Laplace :

$$F(s) = \frac{I_f}{\beta}(s) = \frac{-\frac{V_o}{2L_s}}{s + \frac{R_s}{L_s}} \quad (2.52)$$

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

$$k_p = \frac{2L_s}{\tau_s V_o} \quad (2.53)$$

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

τ_s doit être inférieure à la plus petite constante de temps.

2.8. Simulation de l'ensemble réseau-filtre actif-charge polluante

La simulation numérique est un outil nécessaire pour appréhender les phénomènes complexes liés à la non linéarité des éléments semi-conducteurs qui constituent les convertisseurs statiques et à l'interdépendance des divers organes de l'association réseau – convertisseur – charge – commande.

Dans le cadre de l'étude du comportement du filtre actif parallèle commandé par MLI, nous utilisons le logiciel de simulation Matlab, plus particulièrement son environnement graphique de programmation Matlab simulink. En effet, Matlab simulink permet de représenter graphiquement le système sous forme de blocs contenant des fonctions de transfert, des équations algébriques ou logiques...

2.8.1. 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 suivante :

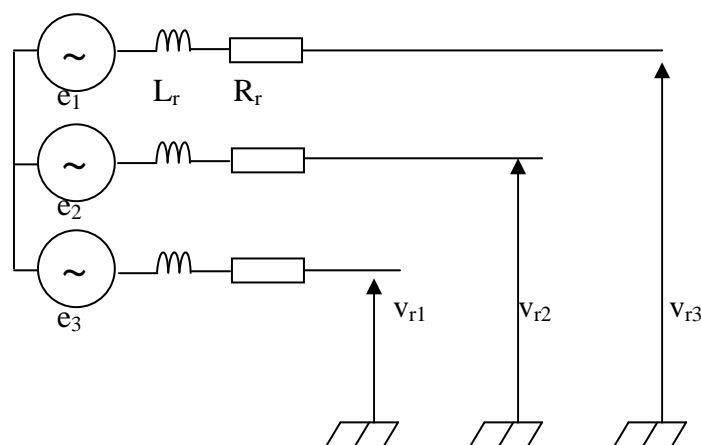


Figure (2.16) : schéma du réseau

$$e_i(t) = \sqrt{2}E \sin\left(\omega t - (i-1)\frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.54)$$

$$Z_{cc} = R_r + jL_r \omega \quad (2.55)$$

Avec

ω : pulsation du réseau

2.8.2. Modélisation de la charge polluante

La charge polluante utilisée est un redresseur triphasé à diodes débutant sur une charge résistive R_{ch} en série avec une inductance L_{ch} , son schéma simulink est donné par la figure (2.17).

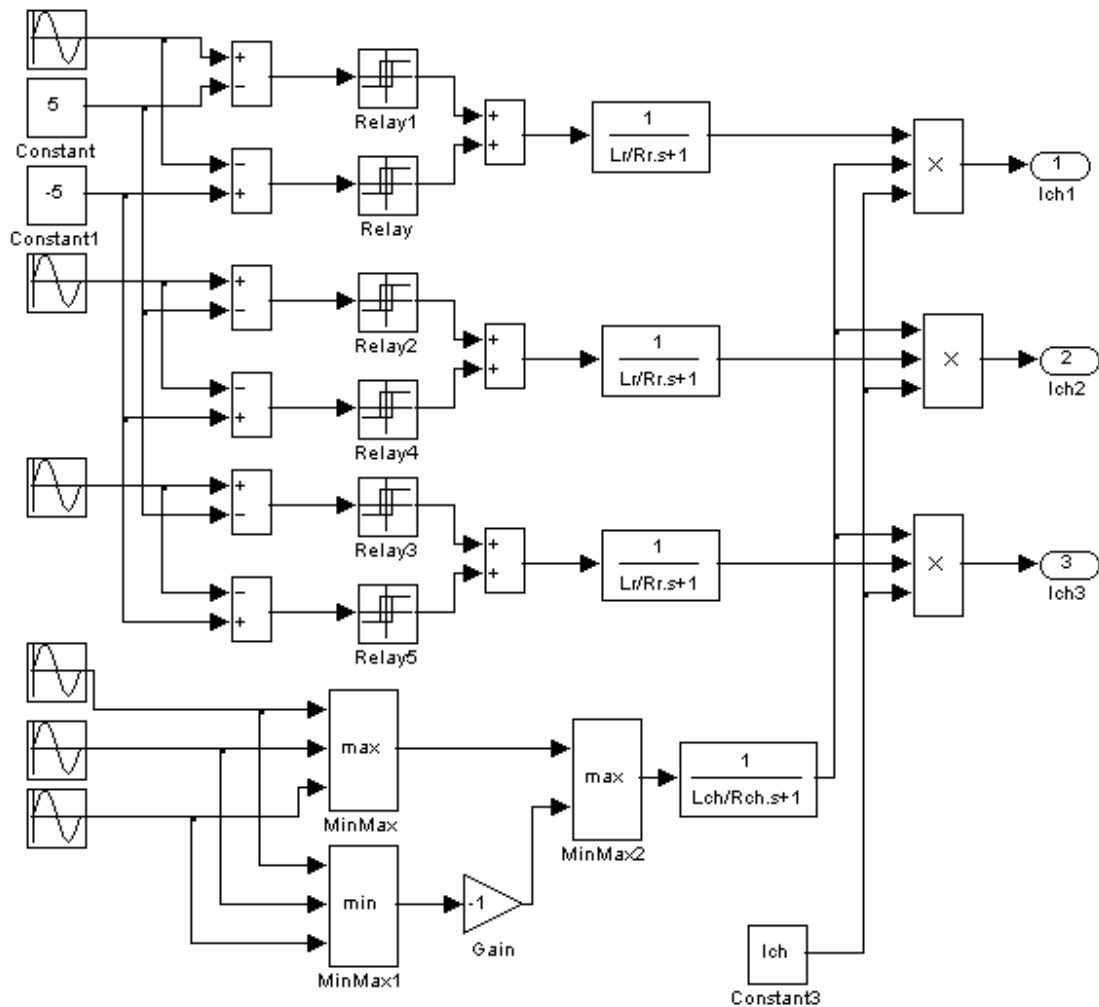


Figure (2.17) : Schéma simulink de la charge polluante

2.8.3. Modélisation du filtre actif

Le modèle mathématique du filtre actif est donné par les équations suivantes :

$$L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{f1} \\ \mathbf{i}_{f2} \\ \mathbf{i}_{f3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u}_1 \\ \mathbf{u}_2 \\ \mathbf{u}_3 \end{bmatrix} \frac{V_o}{3} - \begin{bmatrix} V_{r1} \\ V_{r2} \\ V_{r3} \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

$$C \frac{dv_o}{dt} = \sum_{i=1}^3 u_i i_{fi} - \frac{v_o}{R} \quad (2.57)$$

Le schéma global de l'ensemble réseau- filtre actif- charge polluante est donné par la figure (2.18).

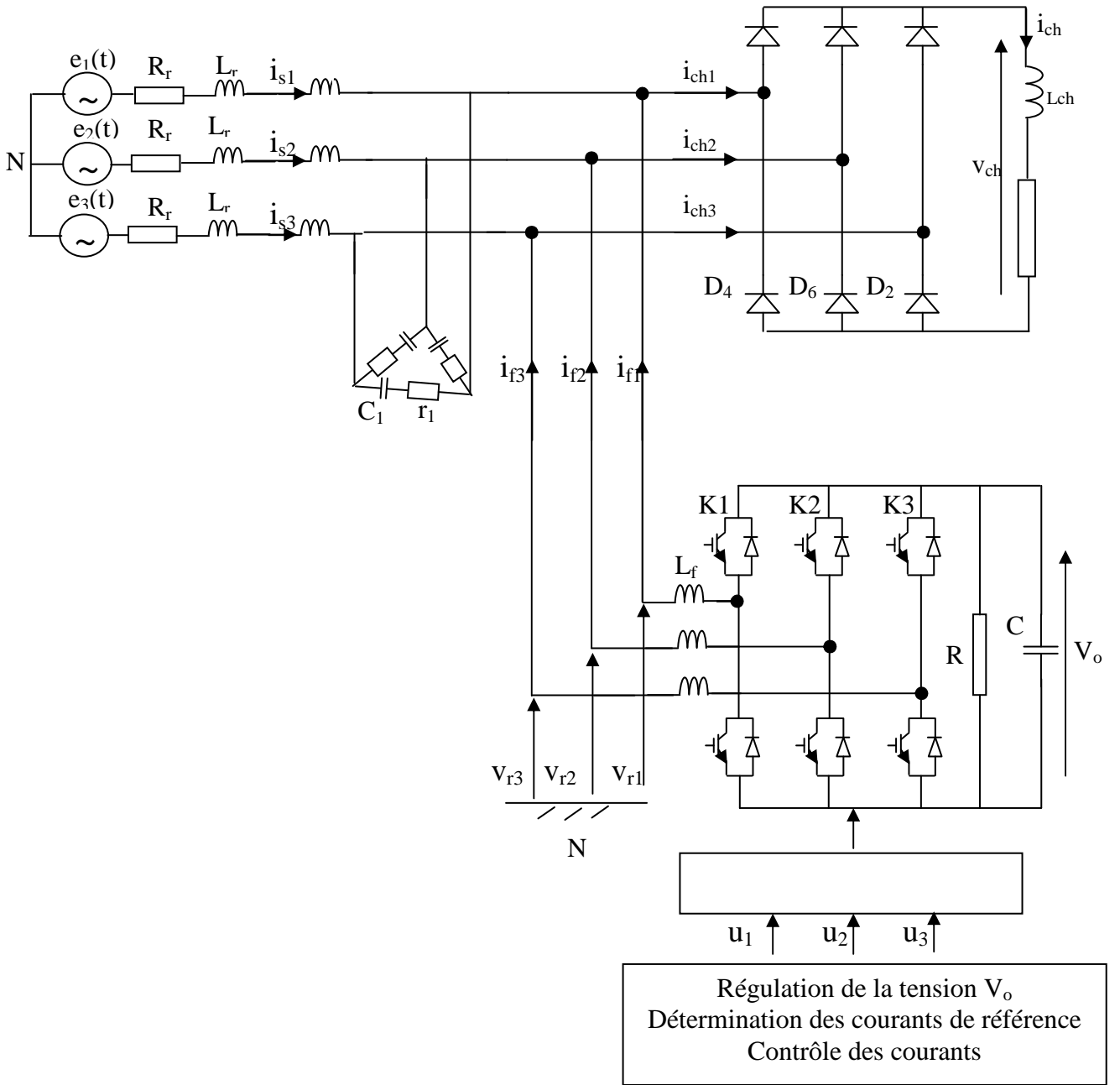


Figure (2.18) : Schéma du système global

2.8.4. Paramètres de simulation

Les données de simulation utilisées sont :

Source :

$$\text{Tension efficace } V_r = 127\text{v}$$

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

Impédance du 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

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

$$R_f = 8\text{e-}3 \Omega$$

Côté continu de l'onduleur :

$$R = 300 \Omega$$

$$C = 3,3 \text{ mF}$$

$$m = 21$$

$$r = 0.9$$

Filtre passif :

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

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

$$r_1 = 3 \Omega$$

Le rang de l'harmonique qui maximise le produit « $i I_{chi}$ » étant le rang5, la tension nécessaire pour assurer la poursuite de cet harmonique est

$$V_{oref} = 2 (V_m + L_s \omega 5 I_{ch5}) = 414.63\text{v}$$

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

2.8.5. Résultats de simulation et interprétation

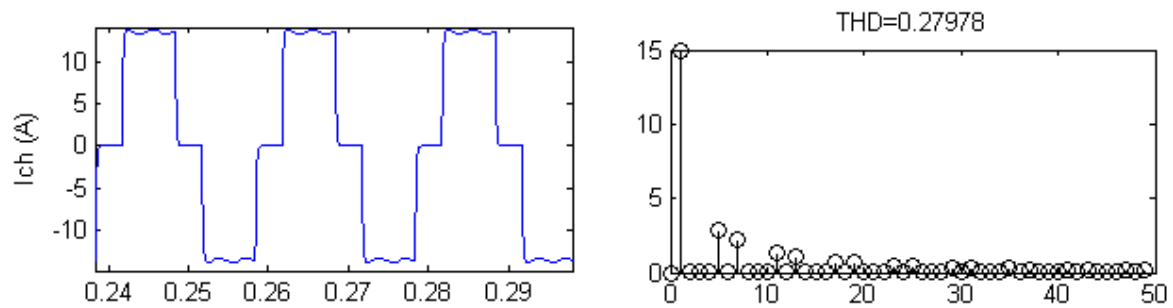


Figure (2.19) : Forme d'onde du courant de charge et son analyse spectrale

La figure (2.19) représente la forme d'onde du courant de charge et son analyse spectrale, on remarque que le courant de charge est très riche en harmoniques de rang $(2k+1, k = 2, \dots, 50)$ ainsi son taux de distorsion harmonique est de $(THD = 0.27978)$. Le tableau ci-dessous permet de nous renseigner sur le contenu spectral du courant de charge.

Contenu spectral du courant de charge	
Rang harmonique Rh	Courant harmonique maximal (A)
1	15
5	2.9
7	2.15
11	1.3
13	1
17	0.7
19	0.65
23	0.5
25	0.44
29	0.35
31	0.32
35	0.26
37	0.23
41	0.2
43	0.18
47	0.16
49	0.14

Tableau (2.2) : Contenu spectral du courant de charge

On peut établir un bilan des puissances pour l'application étudiée, ce bilan est présenté par le tableau (2.3) ci-dessous.

La puissance délivrée par l'onduleur est donnée par l'expression suivante :

$$S_{\text{ond}} = \sqrt{\left(\frac{3}{2} V_m I_{\text{chl}} \text{THD}\right)^2 + \left(\frac{V_o^2}{R}\right)^2}$$

$$S_{\text{ond}} = \sqrt{(S_{\text{ch}} \text{THD})^2 + P_o^2}$$

Le premier terme, égal à la puissance déformante de la charge, correspond à la compensation des harmoniques tandis que le second terme est la puissance active nécessaire au fonctionnement en redresseur.

Charge non linéaire		Onduleur	
Puissance apparente (S_{ch})	Puissance déformante totale (D_{ch})	Fonctionnement en redresseur (P_o)	Fonction compensation des harmoniques (D_{ch})
4.05 kVa	1.13 kVa	1.20 kW	1.13 kVa
		Total : 1.65 kVa	

Tableau (2.3) : Bilan des puissances

D'après le tableau (2.3), l'onduleur doit être dimensionné de façon à ce qu'il délivre une puissance égale à :

$$S_{\text{ond}} = 1.65 \text{ kVa}$$

Ce qui représente 40.7% de la puissance apparente de la charge.

D'après le tableau (2.2), le rang de l'harmonique qui maximise le produit est le rang 5, ainsi la tension nécessaire pour assurer la poursuite de cet harmonique est :

$$V_{\text{omin}} = V_{\text{oref}} = 414.63\text{v}$$

D'où la tension de référence de la tension continue est choisie égale à 600v.

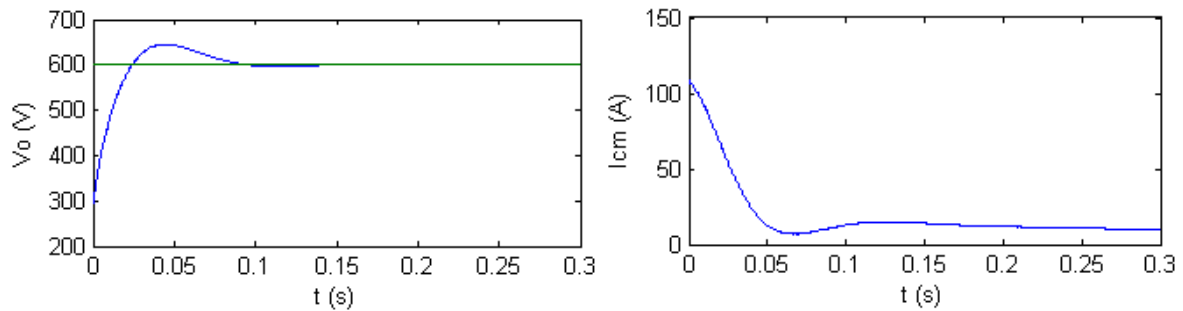


Figure (2.20) : La tension aux bornes du condensateur et le courant qu'il débite obtenus avec l'hystérésis

La figure (2.20) représente l'allure de la tension et du courant coté continu de l'onduleur. Le régime transitoire de la tension (V_o) représente la phase où l'onduleur fonctionne en redresseur, dans laquelle la capacité se charge jusqu'à atteindre la valeur de sa référence qui est de (600v), une fois que la tension est stabilisée on remarque qu'elle présente quelques ondulations dues à la propagation des harmoniques au sein du convertisseur du coté alternatif vers le coté continu.

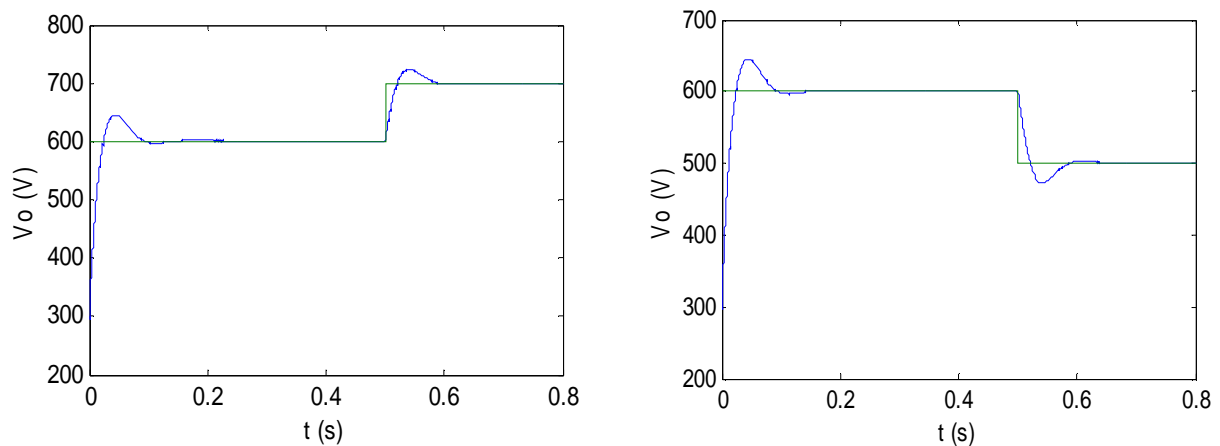


Figure (2.21) : Application d'un échelon sur la consigne de la tension continue de l'onduleur
a) Echelon sur V_o de 600 à 700 V
b) Echelon sur V_o de 600 à 500 V

La figure (2.21) montre l'application d'un échelon dans le sens positif et négatif sur la consigne de la tension continue de l'onduleur au bout de 0.5sec.

On remarque dans les deux cas que la tension suit sa référence comme imposé par la règle du régulateur PI.

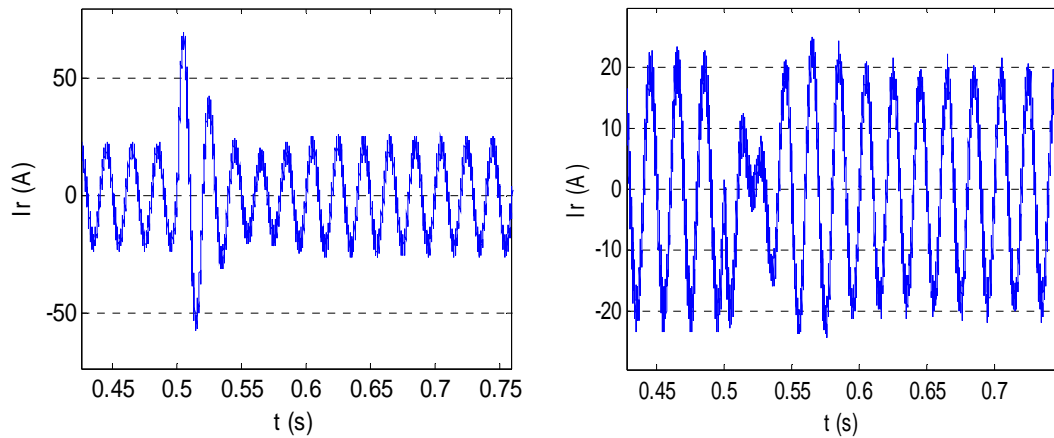


Figure (2.22) : Influence de l'échelon appliqué à la tension continue sur le courant de ligne
 a) Echelon sur V_o de 600 à 700 V
 b) Echelon sur V_o de 600 à 500 V

Après une phase transitoire, le courant de ligne retrouve une valeur d'équilibre, seule l'amplitude maximale est légèrement modifiée comme l'indique la figure (2.22). En effet, une augmentation (diminution) de la consigne de tension s'accompagne d'une augmentation (diminution) de l'amplitude de I_o de la composante active fondamentale fournie par l'onduleur (comme le montre la figure (2.23)), donc de celle du courant résultant I_r puisque le courant de charge n'est pas modifié.

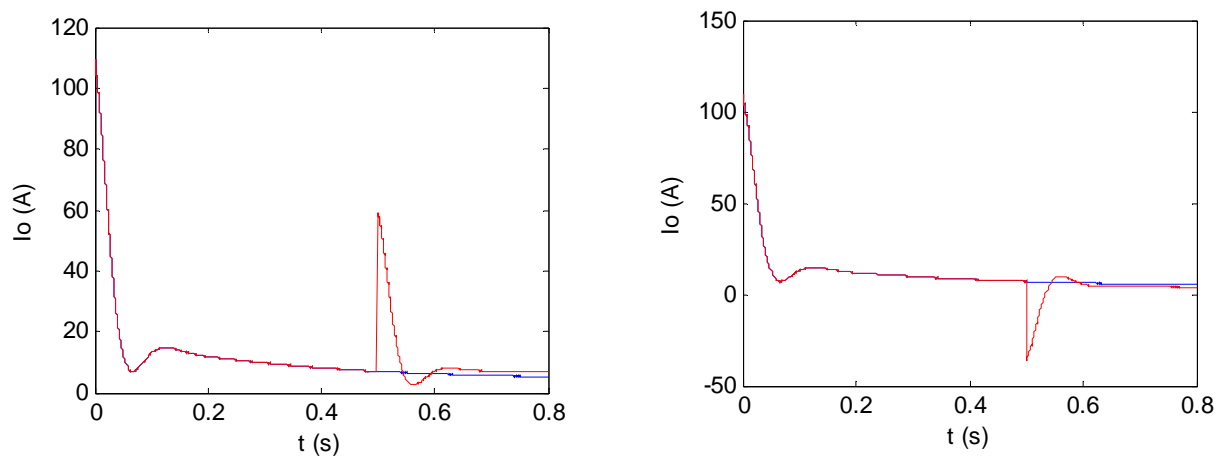


Figure (2.23) : Influence de l'échelon appliqué à la tension continue sur le courant de continu
 a) Echelon sur V_o de 600 à 700 V
 b) Echelon sur V_o de 600 à 500 V

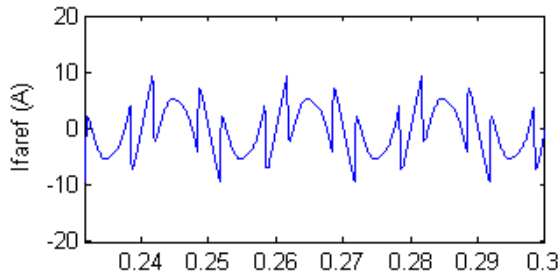


Figure (2.24) : Forme d'onde du courant de référence du filtre actif

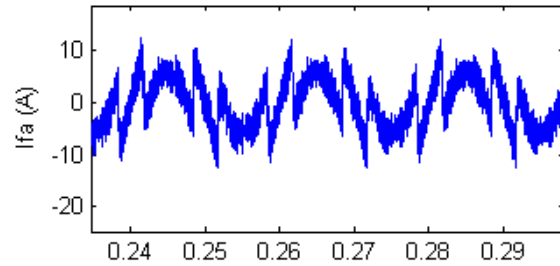


Figure (2.25) : Forme d'onde du courant du filtre actif avec hystérésis

D'après les figures (2.24) et (2.25), on remarque que le courant du filtre actif suit bien sa référence, néanmoins il est masqué par les composantes dues à la fréquence de commutation.

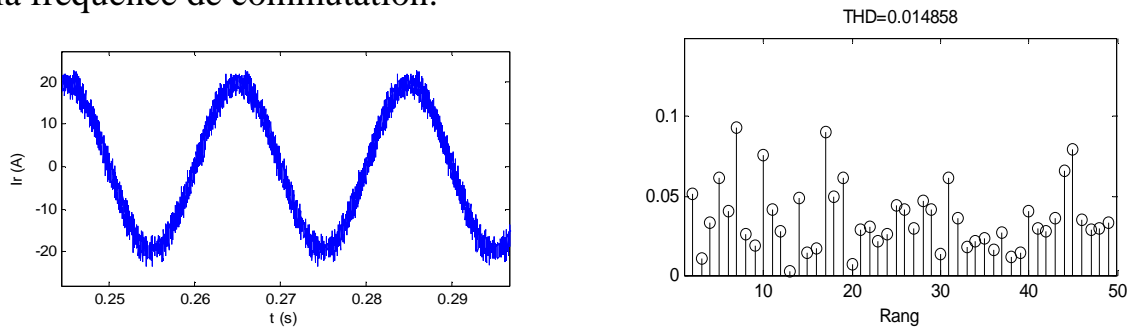


Figure (2.26) : Forme d'onde du courant du réseau après filtrage et son spectre harmonique obtenus avec l'hystérésis

D'après la figure (2.26), on remarque que l'allure du courant du réseau après filtrage prend l'allure d'une sinusoïde, les ondulations qu'il présente sont dues essentiellement aux harmoniques de découpage qui sont déterminés par la largeur de la bande des correcteurs à hystérésis utilisés, laquelle est elle-même soumise aux contraintes des composants de l'électronique de puissance. Le taux de distorsion harmonique de ce courant est de (THD=0.014858), soit 5.3% du taux de distorsion harmonique de la charge.

La figure (2.27) montre que le courant du réseau présente des harmoniques aux hautes fréquences.

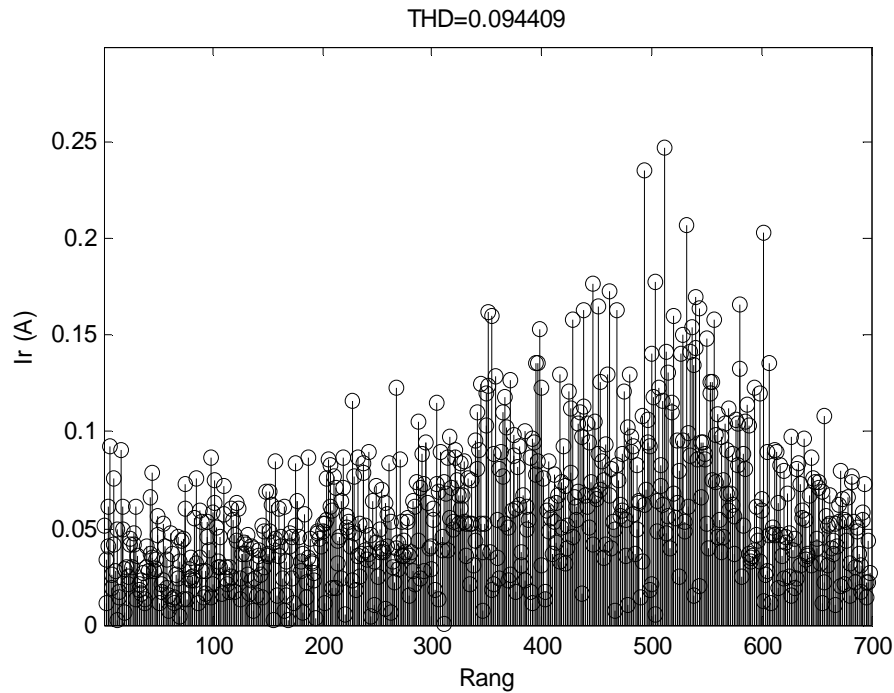


Figure (2.27) : Allure du spectre harmonique du courant du réseau aux fréquences élevées avec hystérésis

L'efficacité du filtrage actif est caractérisée par le taux de distorsion harmonique du courant du réseau après compensation.

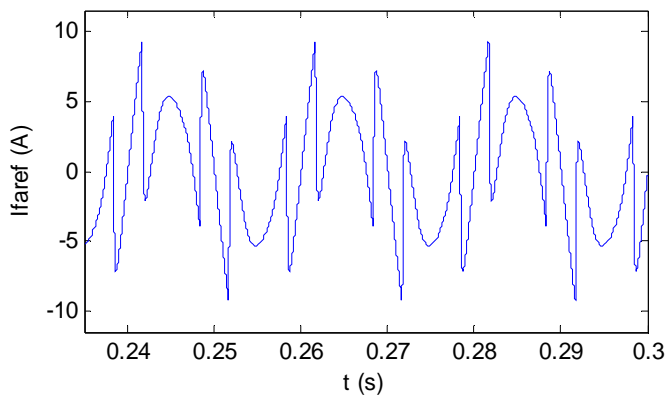


Figure (2.28) : Forme d'onde du courant de référence du filtre actif

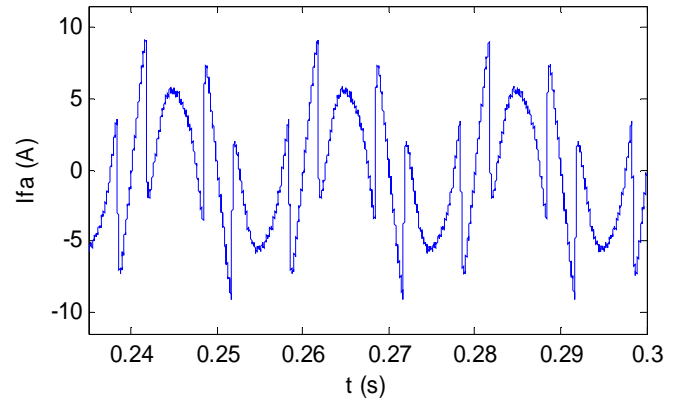


Figure (2.29) : Forme d'onde du courant du filtre actif deux niveaux avec MLI

D'après les figures (2.28) et (2.29), on remarque que le courant du filtre actif suit sa référence avec une amélioration considérable par rapport au résultat obtenu avec l'hystérésis.

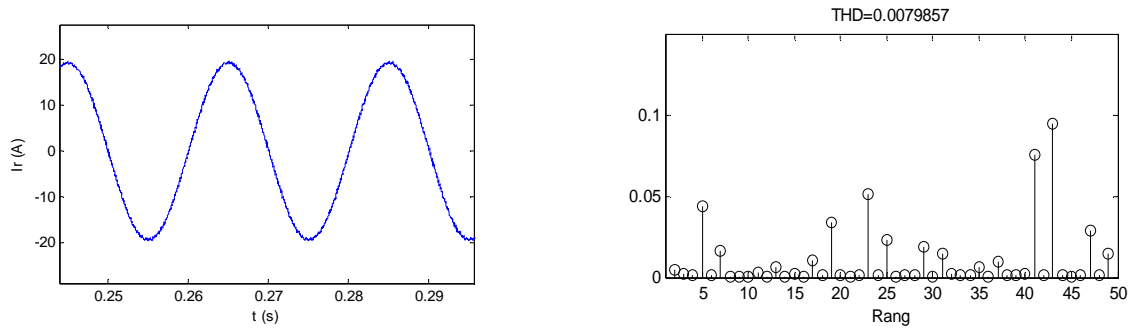


Figure (2.30) : Forme d'onde du courant du réseau après filtrage et son spectre harmonique obtenus avec la MLI

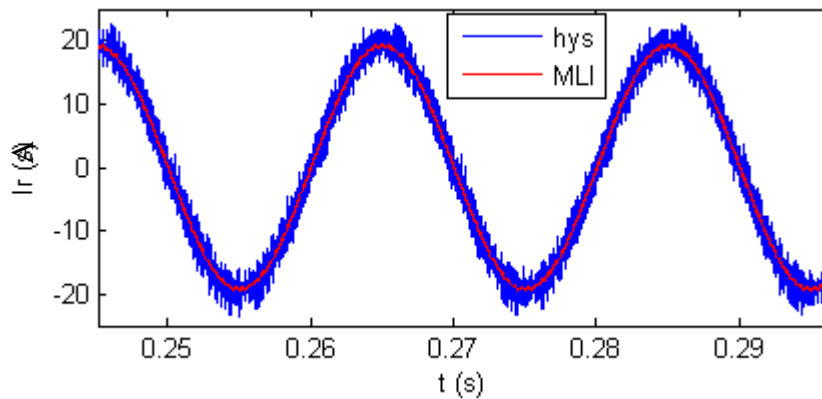


Figure (2.31) : Superposition des formes d'onde du courant du réseau après filtrage avec hystérésis et avec la MLI

D'après les figures (2.30) et (2.31), on remarque que l'utilisation du régulateur PI améliore considérablement l'allure de la forme d'onde du courant du réseau après filtrage, les ondulations du courant ont nettement diminué et le taux de distorsion harmonique qui est ($\text{THD} = 0.0079857$) est amélioré de 53% par rapport au filtrage avec l'hystérésis et présente aussi 2.8% du taux de distorsion harmonique du courant de la charge.

La figure (2.32) montre l'allure du spectre harmonique du courant du réseau obtenu avec la commande MLI aux fréquences élevées, elle est nettement améliorée par rapport à celle du courant du réseau obtenu avec hystérésis représentée à la figure (2.27). Le taux de distorsion harmonique obtenu avec la MLI est de 9.7% de celui obtenu avec l'hystérésis.

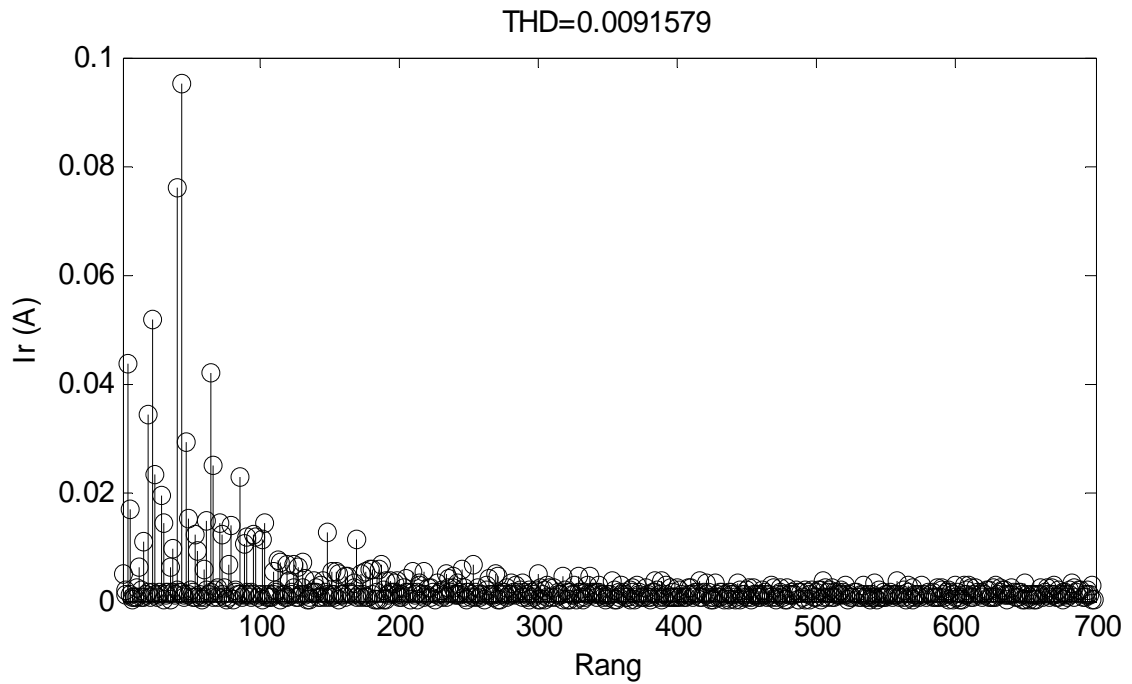


Figure (2.32) : Allure du spectre harmonique du courant du réseau aux fréquences élevées avec la MLI

Contenu spectral du courant de ligne					
Rang harmonique	Courant harmonique maximal (A)		Rang harmonique	Courant harmonique maximal (A)	
	MLI	hystérésis		MLI	hystérésis
1	19.15	19.30	53	0.012	0.021
5	0.043	0.061	55	0.012	0.023
7	0.016	0.092	59	0.005	0.034
11	0.002	0.041	61	0.014	0.007
13	0.006	0.002	65	0.041	0.011
17	0.010	0.090	67	0.025	0.025
19	0.034	0.061	71	0.014	0.004
23	0.051	0.021	85	0.022	0.031
25	0.023	0.044	103	0.014	0.074
29	0.019	0.041	149	0.012	0.068
31	0.014	0.061	245	0.006	0.004
35	0.006	0.022	253	0.006	0.049
37	0.009	0.026	337	0.004	0.052
41	0.076	0.029	415	0.003	0.066
43	0.095	0.036	557	0.003	0.158
47	0.029	0.028	649	0.003	0.074
49	0.015	0.033	683	0.003	0.074

Tableau (2.4) : comparaison entre les Contenus spectraux des courants de ligne obtenus avec l'hystérésis et la MLI

Dans le tableau (2.4), nous avons fait une comparaison entre le contenu spectral du courant du réseau obtenu avec l'hystérésis et celui obtenu avec la MLI, on remarque que les courants harmoniques obtenus avec l'hystérésis satisfont les normes mais avec la MLI, ils sont encore réduits donc meilleurs.

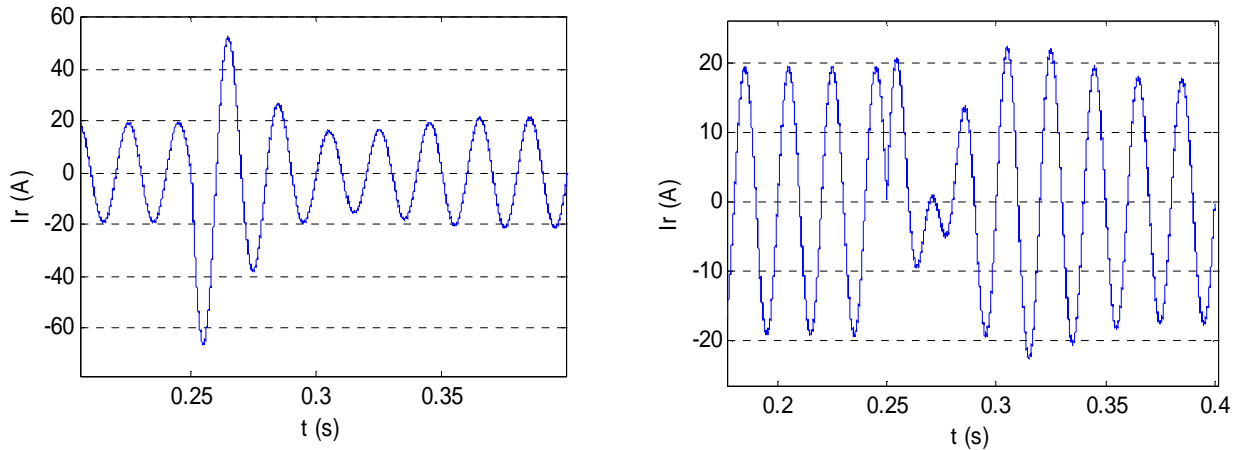


Figure (2.33) : Influence de l'échelon appliqué à la tension continue sur le courant de ligne (avec commande MLI)

a) Echelon sur V_o de 600 à 700 V

b) Echelon sur V_o de 600 à 500 V

La figure (2.33) qui représente l'influence de l'échelon appliqué à la tension continue de l'onduleur commandé par MLI sur le courant de ligne. Cette figure montre qu'après l'injection d'une variation brusque (augmentation ou diminution) de la tension V_o à 0.25 sec, le régulateur PI tente de stabiliser le courant de ligne et assure ainsi sa fonction qui est le suivi de consigne. L'augmentation (diminution) du courant de ligne est due à L'augmentation (diminution) du courant continu I_o .

La figure (2.34) représente une perturbation sur le courant de charge à l'instant $t = 0.25$ sec, dans la figure (2.34.a) nous avons appliqué un échelon dans le sens positif donc une augmentation brusque du courant de charge, et la figure (2.34.b) nous avons appliqué un échelon dans le sens négatif donc une diminution brutale du courant de charge I_{ch} .

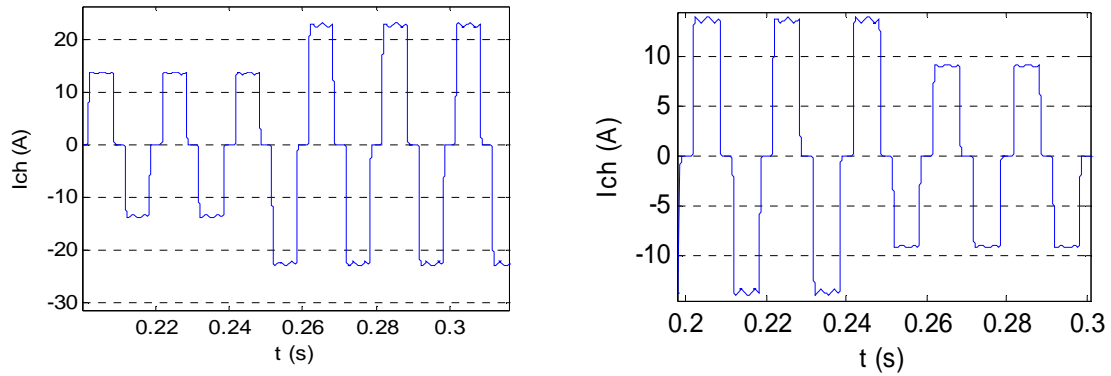


Figure (2.34) : Echelon sur le courant de charge
 a) Echelon sur I_{ch} de 14 à 23 A
 b) Echelon sur I_{ch} de 14 à 9 A

La figure (2.35) montre l'influence de l'échelon appliqué au courant de charge sur le courant de ligne, après l'augmentation (diminution) de I_{ch} le filtre cherche à s'adapter à ce nouveau courant, pour cela il délivre un courant de ligne I_r plus (moins) important. Là aussi on voit le rôle des régulateurs de courant qui est d'assurer la poursuite.

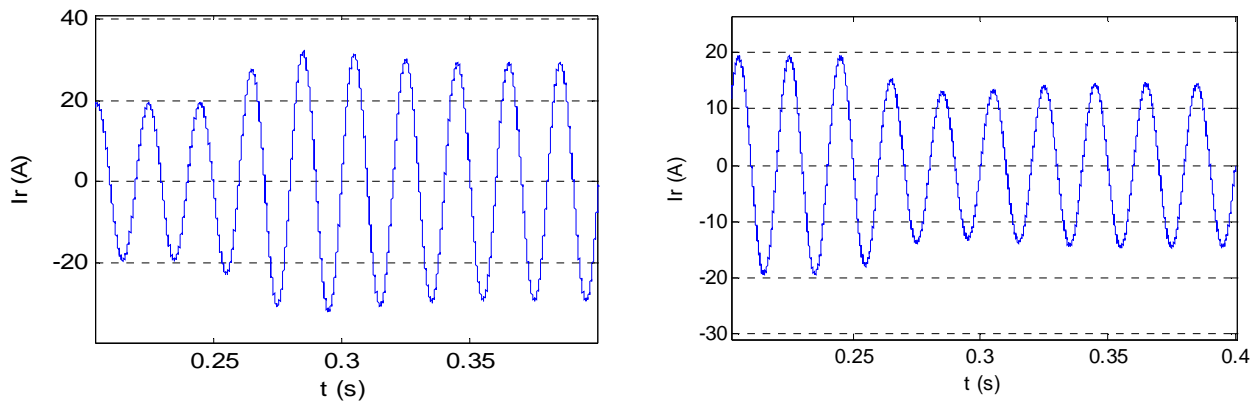


Figure (2.35) : Influence de l'échelon appliqué au courant de charge sur le courant de ligne
 a) Echelon sur I_{ch} de 14 à 23 A
 b) Echelon sur I_{ch} de 14 à 9 A

Dans les deux cas (augmentation ou diminution de I_{ch}), l'arrivée de l'échelon s'accompagne par un déséquilibre des puissances : le transfert de puissance est momentanément modifié en vue d'atteindre le point d'équilibre.

Lorsqu'on diminue I_{ch} la tension moyenne du côté continu augmente (figure (2.36)) car la puissance active fournie par la source est supérieure à celle absorbée par la charge et c'est la source continue qui absorbe la

différence. À la sortie du régulateur PI, l'amplitude du courant I_o diminue à l'image du courant de charge.

Lorsqu'on augmente I_{ch} la tension moyenne du côté continu diminue (figure (3.37)) car la puissance fournie par la source est inférieure à celle utilisée par la charge.

Après cette phase transitoire, le courant de ligne I_r redevient égal à la somme du courant actif de la charge et de la composante fondamentale active du filtre actif I_{fa} pour compenser les pertes (I_o). La tension V_o retrouve sa valeur initiale et le nouveau point d'équilibre du système atteint.

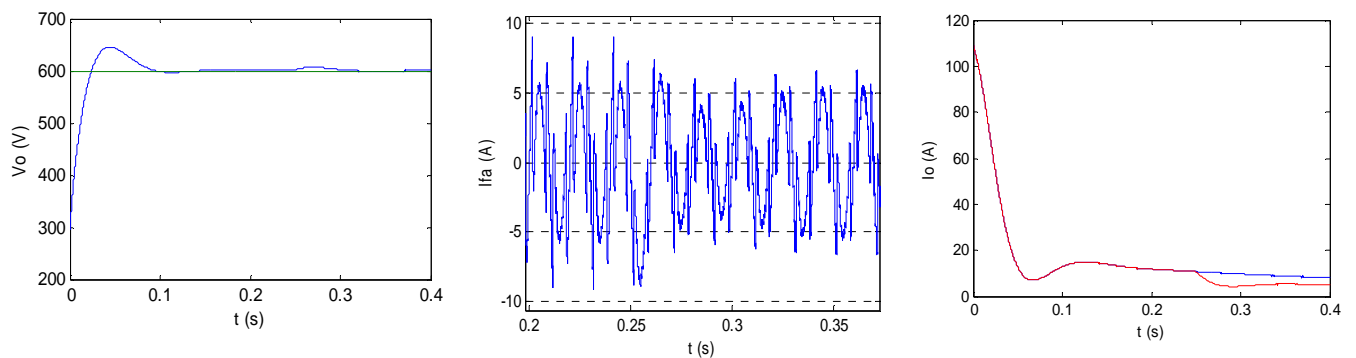


Figure (2.36) : Influence de la perturbation sur V_o , I_{fa} , I_o . Echelon sur I_{ch} de 14 à 23 A

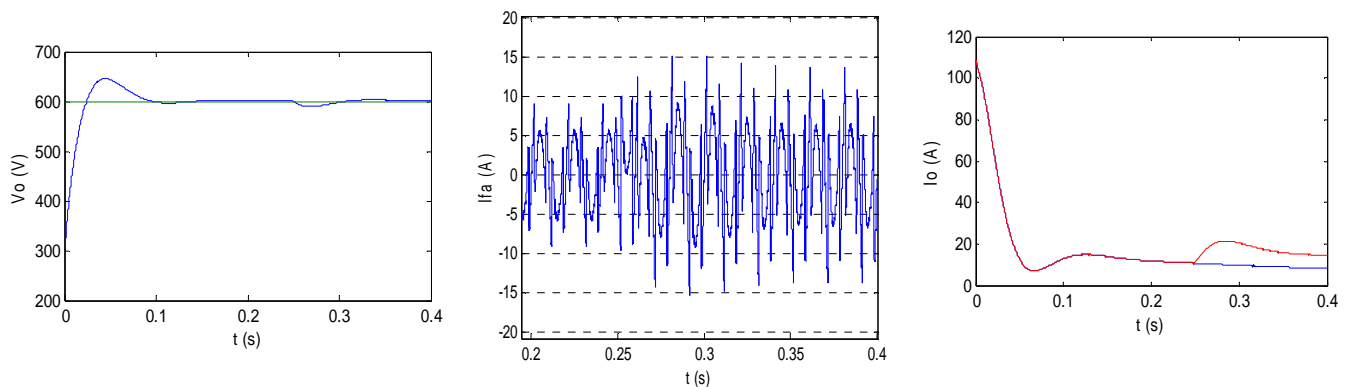


Figure (2.37) : Influence de la perturbation sur V_o , I_{fa} , I_o . Echelon sur I_{ch} de 14 à 9 A

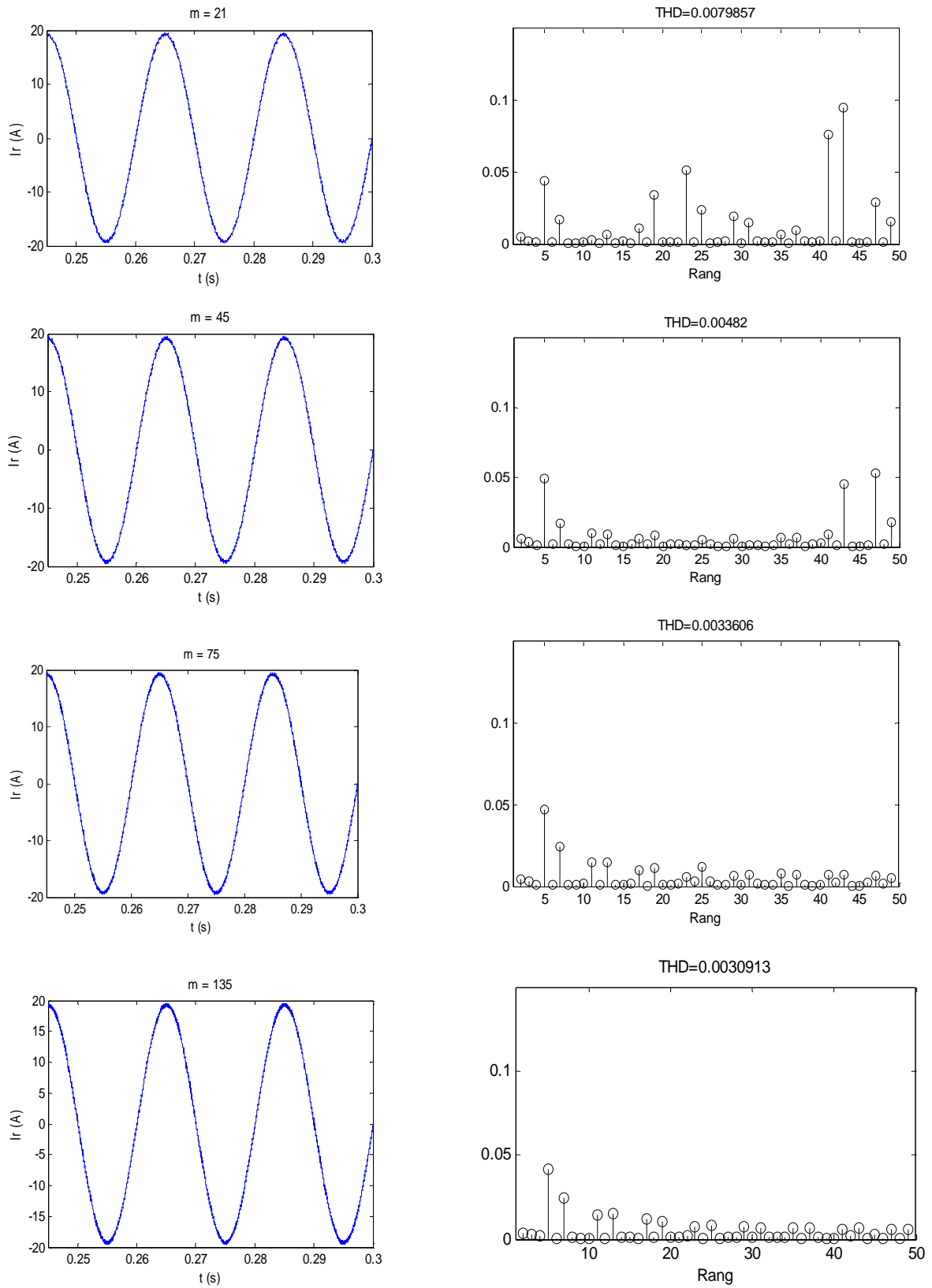


Figure (2.38) : Influence de l'indice de modulation m sur le courant de ligne I_r ,

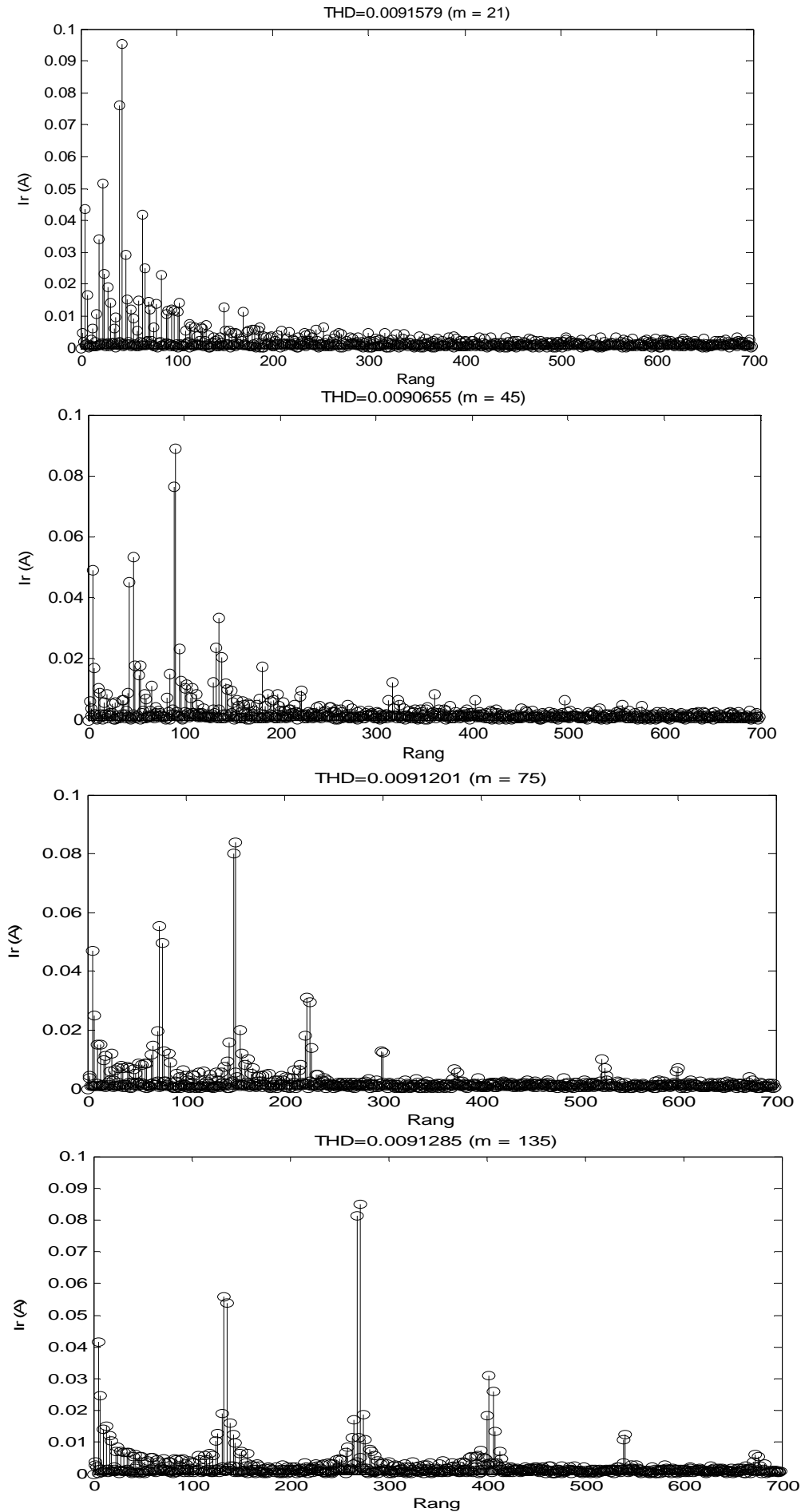


Figure (2.39) : Influence de l'indice de modulation m sur le courant de ligne I_r ,

Rang harmonique	Courant harmonique maximal (A)			
	m = 21	m = 45	m = 75	m = 135
5	0.043	0.049	0.047	0.041
7	0.016	0.017	0.024	0.024
11	0.002	0.010	0.015	0.014
13	0.006	0.008	0.014	0.015
17	0.010	0.005	0.009	0.012
19	0.034	0.008	0.011	0.010
23	0.051	0.001	0.006	0.007
25	0.023	0.005	0.011	0.008
29	0.019	0.005	0.006	0.007
31	0.014	0.001	0.007	0.006
35	0.006	0.006	0.007	0.006
37	0.009	0.006	0.007	0.006
41	0.076	0.008	0.007	0.007
43	0.095	0.045	0.007	0.006
47	0.029	0.053	0.006	0.005
49	0.015	0.017	0.004	0.005
53	0.012	0.014	0.008	0.003
55	0.012	0.017	0.008	0.004
59	0.005	0.008	0.008	0.005
61	0.014	0.006	0.008	0.005
65	0.041	0.002	0.011	0.004
67	0.025	0.011	0.014	0.003
71	0.014	0.004	0.019	0.004
73	0.012	0.002	0.055	0.003
77	0.006	0.001	0.049	0.003
85	0.022	0.015	0.008	0.004
89	0.010	0.076	0.002	0.004
91	0.011	0.089	0.005	0.004
95	0.012	0.023	0.003	0.003
103	0.014	0.011	0.002	0.003
133	0.003	0.023	0.003	0.055
137	0.001	0.033	0.005	0.053
139	0.003	0.020	0.007	0.015
149	0.012	0.009	0.080	0.006
151	0.005	0.005	0.083	0.007
181	0.005	0.017	0.004	0.001
221	0.002	0.007	0.018	0.001
223	0.002	0.009	0.031	0.002
227	0.003	0.001	0.029	0.003

Tableau (2.4) : Comparaison entre les Contenus spectraux des courants de ligne obtenus avec la MLI en modifiant m

Rang harmonique	Courant harmonique maximal (A)			
	m = 12	m = 45	m = 75	m = 135
229	0.001	0.002	0.014	0.002
245	0.006	0.002	0.002	0.003
253	0.006	0.003	$1.6 \cdot 10^{-4}$	0.004
269	0.004	0.001	0.001	0.081
271	0.004	0.005	0.002	0.085
299	0.004	$6.0 \cdot 10^{-4}$	0.012	0.003
317	0.004	0.012	0.001	0.003
337	0.004	0.002	$4.1 \cdot 10^{-4}$	0.002
361	0.001	0.008	0.001	0.001
373	0.001	0.002	0.006	0.003
377	0.002	0.004	0.005	0.003
401	0.001	0.002	0.001	0.018
403	0.001	0.006	$7 \cdot 10^{-4}$	0.030
407	0.002	0.002	0.001	0.025
415	0.003	0.002	0.002	0.004
497	0.001	0.006	0.001	$1.8 \cdot 10^{-4}$
523	0.001	0.001	0.010	0.001
527	0.001	0.001	0.006	0.001
529	0.001	$9.5 \cdot 10^{-4}$	0.004	0.001
539	$4.7 \cdot 10^{-4}$	0.001	0.002	0.010
541	0.003	0.001	0.002	0.012
557	0.003	0.004	0.001	$7.2 \cdot 10^{-4}$
599	0.002	0.001	0.006	0.001
601	0.001	0.001	0.007	0.001
649	0.003	0.001	$5.6 \cdot 10^{-4}$	0.001
673	$7.9 \cdot 10^{-4}$	$5.6 \cdot 10^{-4}$	0.004	0.006
677	0.001	0.002	0.002	0.005
683	0.003	$8.2 \cdot 10^{-4}$	$2.5 \cdot 10^{-4}$	0.003

Suite tableau (2.4)

Dans les figures (2.38) et (2.39), nous avons varié l'indice de modulation m , on remarque que l'augmentation de « m » n'élimine pas les harmoniques mais les repousse aux fréquences les plus élevées, ce qui est aussi illustré dans le tableau (2.4).

2.9. Conclusion

Dans le but d'étudier le comportement du filtre actif parallèle deux niveaux, après avoir modélisé le filtre actif parallèle, le réseau et la charge polluante, nous avons simulé l'ensemble (réseau–convertisseur–charge–commande) dans l'environnement graphique de programmation Matlab simulink.

Les résultats obtenus montre que les deux types de commande (hystérésis et MLI) compensent les perturbations générées par la charge non linéaire, néanmoins, avec la commande hystérésis le courant de ligne après compensation présente des fluctuations considérables dues à l'évolution libre des commutations à l'intérieur de la largeur de bande d'hystérésis. En effet, l'hystérésis permet de borner la fréquence de commutation mais ne la fixe pas.

La commande MLI s'affranchis de ces fluctuations et rend l'allure du courant de ligne plus raffinée grâce au signal triangulaire qui impose une fréquence de commutation égale à la fréquence de découpage de ce signal qui est constante. Ainsi le THD est nettement amélioré et les hautes fréquences sont soulagées d'harmoniques.

Les résultats de simulation montre aussi que les régulateurs PI assure la poursuite des références imposées malgré les brusques variations.

Toutefois, en vue d'améliorer d'avantage la compensation et Les performances spectrales de la forme d'onde du courant, nous proposons de passer d'un onduleur deux niveaux dit aussi simple niveau à un onduleur multiniveaux qui est l'objet du troisième chapitre.

Chapitre III

3.1. Introduction

Malgré les avantages des onduleurs conventionnels, ils sont limités aux applications de faibles et de moyennes puissances.

La forte évolution des onduleurs de tension s'est appuyée d'une part sur le développement des composants à semi conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides et d'autre part, sur l'utilisation quasi générale des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion, ainsi que le progrès réalisé dans le domaine de la micro informatique [FAD06].

Un onduleur est dit multiniveaux lorsqu'il génère une tension de sortie supérieure à deux niveaux, il est donc caractérisé par le nombre de niveaux de la tension de sortie qu'il génère, en général le nombre de niveaux choisis est impair, un nombre pair est aussi possible [VEE03].

Les onduleurs multiniveaux permettent de délivrer une tension plus élevée et de meilleure qualité que les convertisseurs conventionnels. Leur champ d'application est le domaine des moyennes et hautes tensions à fréquences de pulsations élevées à savoir la traction électrique [MAR05], [GHE03].

Parmi les avantages des onduleurs multiniveaux, on peut citer [FAD06] :

- Les performances spectrales des formes d'onde des grandeurs de sortie d'un onduleur multiniveaux sont supérieures à celles des onduleurs à deux niveaux.
- Les formes d'onde des grandeurs de sortie d'un onduleur multiniveaux limitent naturellement les problèmes de surtension.
- La tension des dispositifs existants peut être augmentée plusieurs fois sans complications au niveau des tensions statiques et dynamiques.

Les onduleurs multiniveaux peuvent être implémentés de différentes manières, la technique la plus simple est la connexion parallèle ou série de semi-conducteurs de puissance [MAN05].

3.2. Mise en série des interrupteurs

Ces convertisseurs peuvent être conçus facilement en raison de leur simplicité. Cependant, ils nécessitent une commande synchrone des interrupteurs afin de garantir un bon équilibrage des tensions aux bornes de chaque composant.

En outre, la mise en série de semi conducteurs permet d'atteindre des tensions inaccessibles avec un seul interrupteur et la commutation de ces hautes tensions conduit à une augmentation de la puissance des installations. Les surtensions aux bornes des interrupteurs conduisent, dans la plus part des cas, à leur destruction immédiate [ITU98]. Ce qui rend cette technique assez délicate.

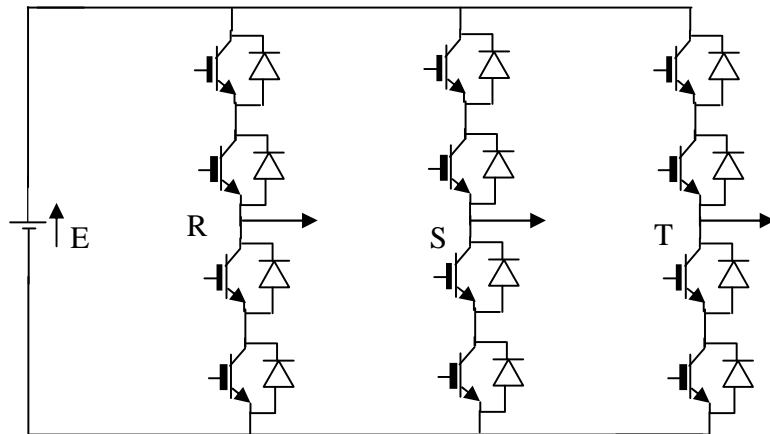


Figure (3.1) : Onduleur triphasé avec une mise en série de deux composants par demi-bras

3.3. Mise en série d'onduleurs

Pour éviter les inconvénients de la mise en série des composants, l'idée est d'associer en série des onduleurs classiques alimentés par la même source de tension. Les tensions à sommer sont référencées à des potentiels variables et la sommation nécessite des transformateurs. Ces onduleurs constituent le moyen le plus ancien de créer des formes d'ondes multiniveaux [CHAL06], [ITU98].

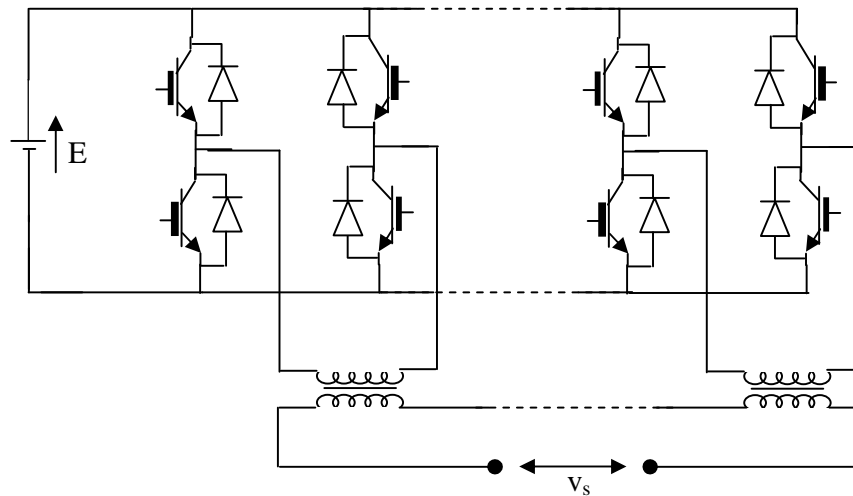


Figure (3.2) : Mise en série d'onduleurs

3.4. Différent types d'onduleurs multiniveaux

Plusieurs topologies d'onduleurs multiniveaux existent dans la littérature, les plus rencontrés sont :

Onduleurs multiniveaux NPC (Neutral Point Clamped)

Onduleurs multiniveaux multicellulaires

3.4.1. Onduleurs multiniveaux NPC

La structure la plus ancienne est la structure dite NPC ou clampé par le neutre. Dans cette structure, les diodes servent à répartir la tension d'alimentation sur les composants. Elles sont reliées au point milieu capacitif. Comme on peut avoir une commande asynchrone sur les commutateurs, on peut obtenir des niveaux de tension différents.

La structure d'ondeur multiniveaux NPC (Neutral Point Clamped) a été introduite par A. Nabae et H. Akagi en 1981 afin de réduire l'amplitude des harmoniques injectés par l'ondeur dans la charge pour des applications de type alimentation de moteur [MAR05].

La structure la plus simple des onduleurs multiniveaux NPC initialement utilisée est celle à trois niveaux. Elle a, par la suite, été étendue pour augmenter

la tension et le nombre de niveaux [MAR05]. Un onduleur NPC multiniveaux est composé de trois bras (pour un onduleur triphasé) montés en parallèle et commandés avec un décalage angulaire de $(2\pi/3)$. Chaque bras est divisé en deux demi bras et chacun d'eux comporte « n » éléments ou étages montés en série.

La figure (3.3) montre un bras d'onduleur NPC multiniveaux.

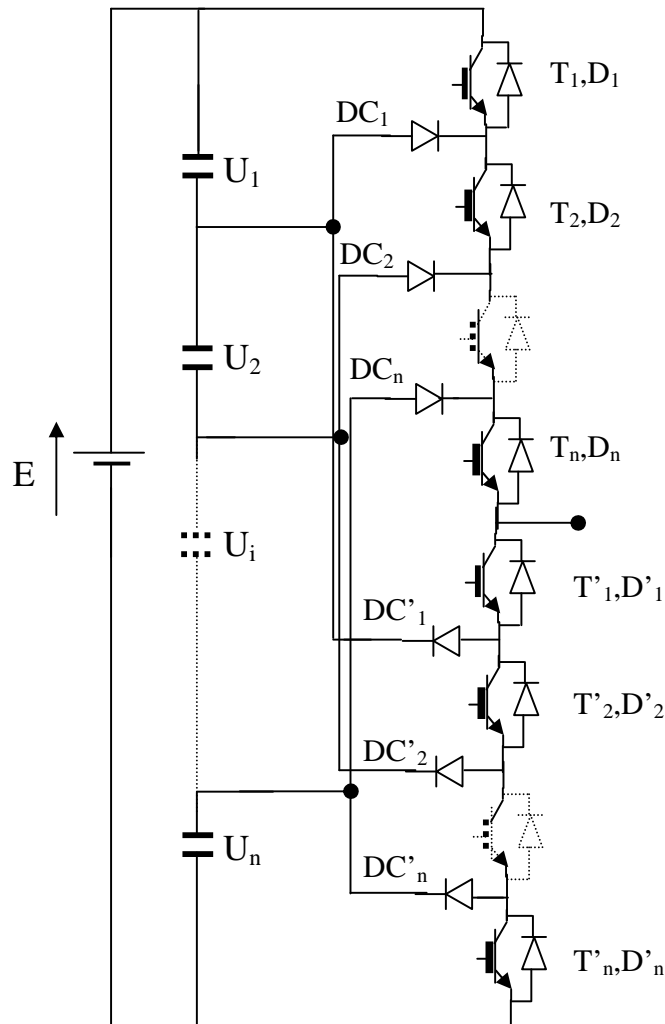


Figure (3.3) : Bras d'onduleur NPC multiniveaux

Un étage est composé d'un transistor en antiparallèle avec une diode et d'un condensateur. Ainsi, pour l'obtention d'une tension de $(n+1)$ niveaux, (n)

capacités sont nécessaires. Les tensions aux bornes des condensateurs sont toutes égales à $\frac{E}{n}$, E étant la tension totale du bus continu.

Parmi les avantages que présente la topologie NPC, on peut citer [MAN05],[RUF06] :

La forme d'onde de trois niveaux résultante a une meilleure qualité spectrale par rapport à celle d'un onduleur triphasé classique, ce qui rend les filtres passifs peu volumineux, voire inexistantes.

Elle est configurable de façon à obtenir un nombre élevé de niveaux, permettant de réduire la tension bloquée par chaque interrupteur $\frac{E}{n}$.

Et parmi ses inconvénients :

Lorsque le nombre de niveaux est supérieur à trois, l'équilibre des tensions aux bornes des condensateurs devient très complexe, voire impossible, car il est intimement lié au facteur de puissance de la charge et à l'indice de modulation.

L'inégalité de commutations entre les interrupteurs situés à l'extérieur de la structure par rapport aux autres.

Le déséquilibre des tensions aux bornes des condensateurs lors de leur mise en série.

La structure NPC est généralement utilisée pour des onduleurs à trois niveaux, car en augmentant le nombre de niveaux la commande devient très complexe, non seulement elle doit fournir les ordres d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, mais aussi assurer la stabilité des sources intermédiaires [CHAL06].

3.4.2. Onduleurs multiniveaux multicellulaires

Les onduleurs multiniveaux multicellulaires ont été développés au début des années 90. Parmi les différentes structures de ce type d'onduleurs on peut

distinguer le convertisseur multicellulaire de type série et son dual de type parallèle, faisant directement référence à leur structure [CHAL06], [DON00]. Ils ont été imaginés dans le double but de générer une tension de sortie multiniveaux, et de réduire les contraintes en tension sur les composants de puissance. Plusieurs brevets ont été déposés à ce sujet [AIM03].

3.4.2.1. Onduleurs multiniveaux multicellulaires série

La structure multicellulaire série a été établie par Meynard & Foch (Brevet du laboratoire LEEI de Toulouse) [DON00], elle résulte de la connexion de cellules de commutation séparées les unes des autres par des condensateurs flottants comme le montre la figure (3.4). L'introduction de ces sources de tension permet d'assurer une bonne répartition de la tension sur chaque interrupteur quelque soit le régime statique ou dynamique. Lors d'un fonctionnement dans des conditions normales, la tension aux bornes de chaque condensateur s'équilibre naturellement autour d'une certaine fraction de la tension du bus continu.

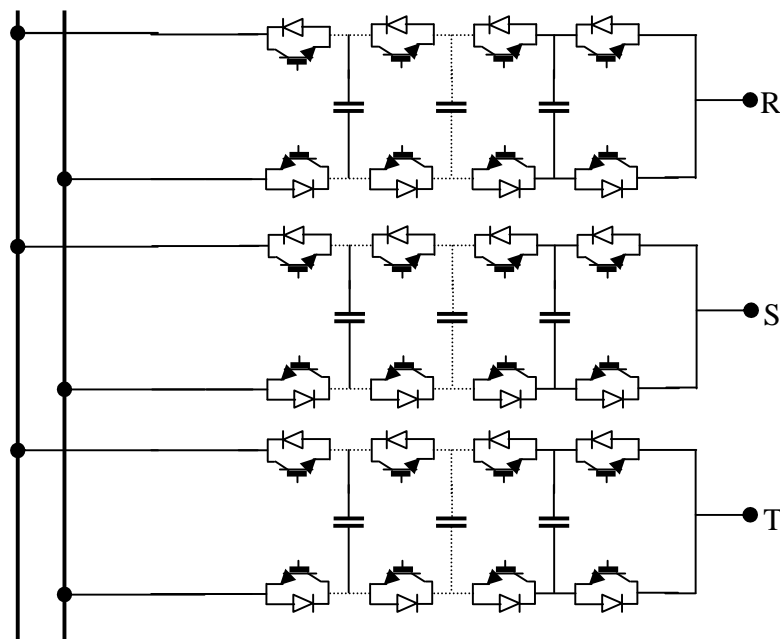


Figure (3.4) : Onduleur triphasé multiniveaux multicellulaires série

Cette structure permet d'augmenter la puissance et le nombre de niveaux de tension de sortie simplement en ajoutant quelques cellules, elle présente plusieurs avantages à savoir : **[DON00]**

- La possibilité d'augmenter la puissance de l'équipement en ajoutant le nombre de cellules.
- Une amélioration des harmoniques due au nombre important de niveaux de tension en sortie, ce qui permet l'amélioration de la qualité de l'alimentation et de la longévité de la charge.

3.4.2.2. Onduleurs multiniveaux multicellulaires parallèle

Un onduleur multicellulaire parallèle résulte de la mise en parallèle de cellules de commutation en connectant directement les cellules aux bornes de la source de tension et en connectant leurs points milieu par le biais d'inductances de liaison comme le montre la figure (3.5).

La structure multicellulaire parallèle a l'avantage d'améliorer le spectre du courant de sortie sans avoir à contrôler les courants dans chaque cellule, puisque l'équilibrage de ceux-ci est assuré par un dimensionnement judicieux du filtre d'entrée **[DAV97]**.

En plus des avantages cités pour les onduleurs multicellulaires série, les onduleurs multicellulaires parallèles permettent, dans le cas de trois cellules, d'obtenir une réduction intéressante de l'ondulation du courant de sortie à condition de déphaser les signaux de commande de $2\pi/3$. **[DAV97]**

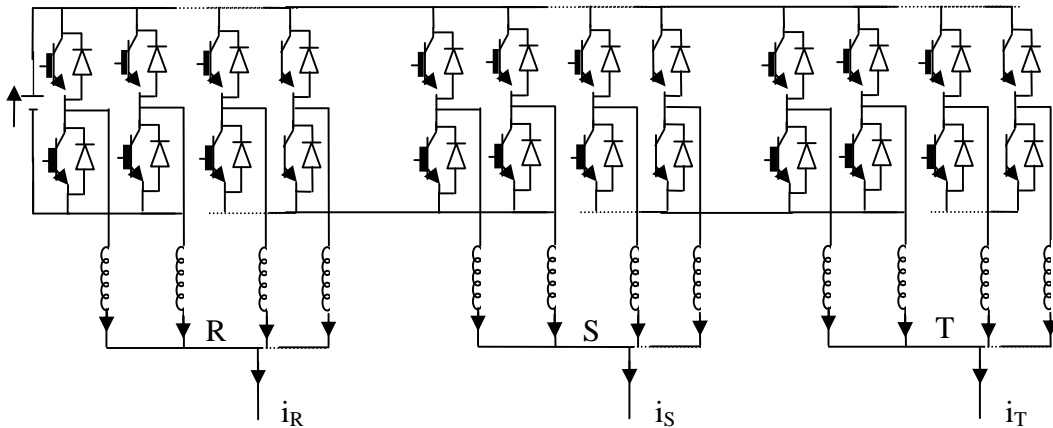


Figure (3.5) : Onduleur triphasé multiniveaux multicellulaires parallèle

Pour la suite de ce travail, nous avons opté pour l'onduleur multiniveaux multicellulaire parallèle.

3.5. Modélisation de l'onduleur multiniveaux

Les exigences relatives au bon contrôle de ces structures passent nécessairement par une étape de modélisation dont le principe se doit d'être intimement lié à la topologie de ces nouvelles associations. Une particularité de ces onduleurs réside dans le fait que ce sont les harmoniques du courant d'entrée qui, bien que d'amplitudes très faibles devant la valeur moyenne, régissent l'évolution de l'état de l'onduleur. En effet ces harmoniques assurent l'équilibrage naturel des courants dans les semi-conducteurs en modifiant la tension aux bornes des cellules de commutation. [DAV97]

3.5.1. Hypothèses simplificatrices [DAV97]

Les hypothèses nécessaires à la mise en équations sont les suivantes :

- Les interrupteurs sont idéalisés (tension de saturation, courant de fuite et temps de commutation nuls).
- Les interrupteurs étant parfaits, les temps morts sont supposés nuls.

- Les inductances de liaison des cellules sont dimensionnées pour limiter les variations du courant commuté par chaque cellule, ces courants seront supposés constants sur une période de découpage.
- Les variations des courants moyens des cellules seront supposées lentes vis-à-vis de la fréquence de découpage ainsi que les cellules du courant de sortie.
- La source d'alimentation E est supposée constante.

3.5.2. Fonction de connexion et de conversion

Pour modéliser le fonctionnement de l'onduleur multiniveaux on introduit des fonctions de connexion et de conversion.

Considérant d'abord un onduleur monophasé en demi-pont qu'on représente par la figure (3.6) :

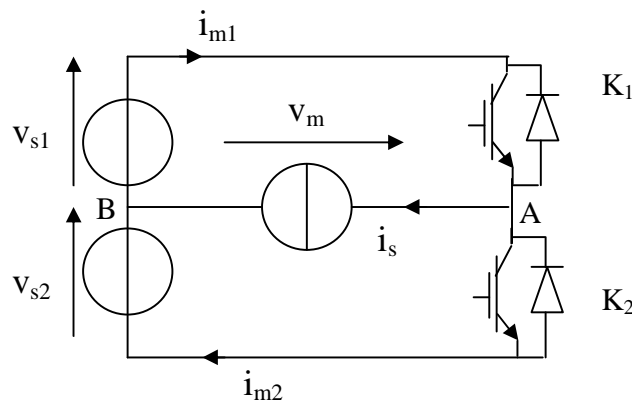


Figure (3.6) : Onduleur monophasé en demi-pont

v_m : Valeur instantanée de la tension aux bornes de la charge de nature source de courant alternatif.

v_{s1}, v_{s2} : Valeurs instantanées de la tension aux bornes de la source de nature source de tension continue.

3.5.2.1. Fonction de connexion

Le but est de remplacer les éléments semi-conducteurs par des connexions qu'ils réalisent, qu'on appelle fonctions de connexion.

A partir de la structure de l'onduleur (figure (3.6)), on élabore le schéma fonctionnel en disposant verticalement les sources et horizontalement les charges, comme le montre la figure (3.7).

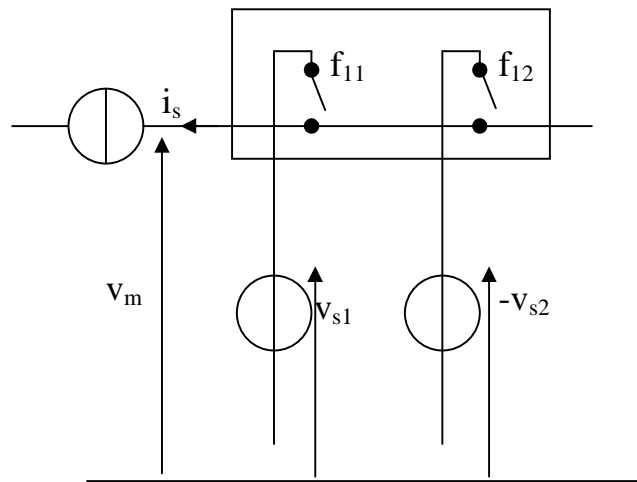


Figure (3.7) : Structure matricielle de l'onduleur en demi-pont

f_{11} et f_{12} sont respectivement les fonctions de connexion des interrupteurs K_1 et K_2 tel que [GHE03] :

$$\begin{aligned}
 f_{11} &= \begin{cases} 1 & \text{si } K_1 \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } K_1 \text{ est ouvert} \end{cases} \\
 f_{12} &= \begin{cases} 1 & \text{si } K_2 \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } K_2 \text{ est ouvert} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

En vertu du respect des règles de transfert énergétique, les deux interrupteurs d'une cellule élémentaire obéissent aux lois régissant le fonctionnement d'une cellule de commutation classique afin de ne pas engendrer de discontinuité énergétique :

- Les deux interrupteurs ne doivent jamais être passants simultanément car cela entraînerait un court-circuit de la source de tension.
- Les deux interrupteurs ne doivent jamais être bloqués simultanément car la source de courant serait alors en circuit ouvert.

Ce qui conduit à :

$$f_{11} + f_{12} = 1 \quad (3.2)$$

3.5.2.2. Fonctions de conversion

On appelle fonction de conversion $M_c(t)$, la fonction qui permet de passer de la tension d'entrée de l'onduleur à sa tension de sortie [CHAL06].

Pour la cellule choisie, on impose $V_{s1} = V_{s2} = E/2$ de telle sorte que:

$$v_m = M_c(t) \frac{V_s}{2} \quad (3.3)$$

En vertu de la conservation de la puissance nous avons :

$$\frac{V_s}{2} i_{m1} + \frac{V_s}{2} i_{m2} = v_m i_s \quad (3.4)$$

D'où :

$$i_{m1} + i_{m2} = M_c(t) i_s \quad (3.5)$$

3.5.2.3. Relation entre fonctions de connexion et de conversion

Le tableau (3.1) montre la relation entre les fonctions de connexion et de conversion.

f_{12}	f_{11}	$\frac{v_s}{2}$	v_m	M_c
0	0	$\frac{v_s}{2}$	X	X (état non permis)
0	1	$\frac{v_s}{2}$	$\frac{v_s}{2}$	1
1	1	$\frac{v_s}{2}$	X	X (état non permis)
1	0	$\frac{v_s}{2}$	$-\frac{v_s}{2}$	-1

Tableau (3.1) : Relation entre les fonctions de connexion et de conversion

Du tableau (3.1) on tire :

$$M_c = f_{11} - f_{12} \quad (3.6)$$

Des relations (3.2) et (3.6) on obtient :

$$M_c = 2f_{11} - 1 \quad (3.7)$$

C'est à dire qu'à partir de l'état de l'interrupteur K_1 , on déduit les variations de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée.

3.5.3. Cas d'une structure n/q

La figure (3.8) donne, sous la forme d'une matrice de connexion, la représentation généralisée d'un onduleur constitué de (n x q) interrupteurs associant n sources de courant à q sources de tension. La structure ainsi formée de n cellules et q interrupteurs est aussi appelée « structure n/q ».

n: nombre total de cellules

q : nombre d'interrupteurs par cellule.

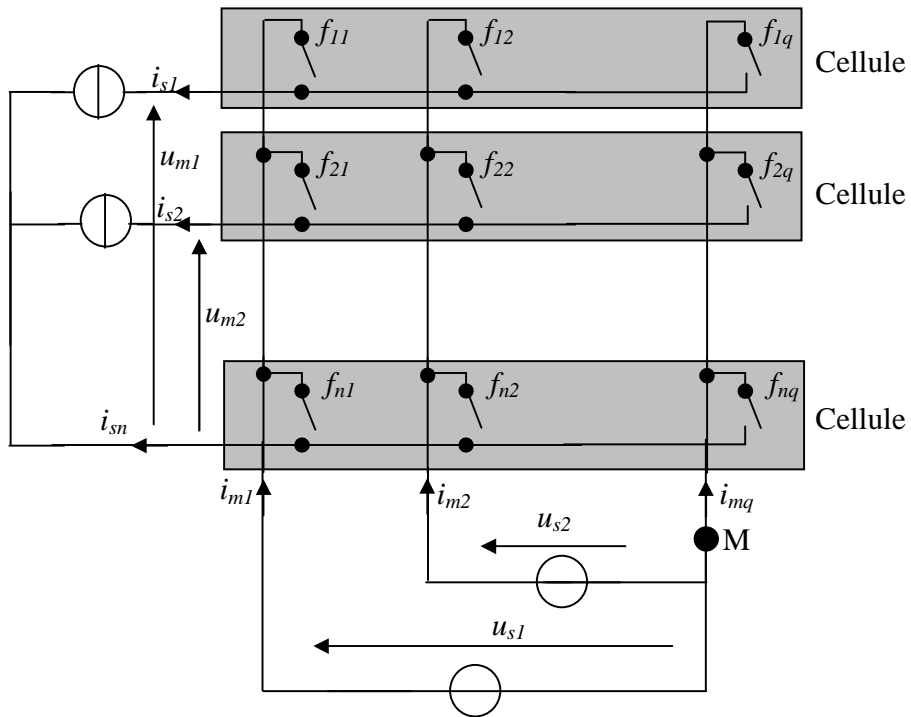


Figure (3.8) : Structure matricielle d'un Onduleur n/q

L'interrupteur sera caractérisé par le schéma suivant :

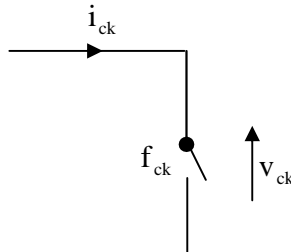


Figure (3.9) : Caractérisation d'un interrupteur

Sachant que, à tout instant, pour une cellule donnée une seule connexion au plus est établie, on a :

$$\sum_{k=1}^q f_{ck} = 1 \quad \text{avec } c = \{1, \dots, n\} \quad (3.8)$$

3.5.3.1. Représentation matricielle des fonctions de connexion

A partir de la figure (3.8), on établit une matrice de dimension $(n \times q)$ (nombre total d'interrupteurs) ayant pour éléments les fonctions de connexion des interrupteurs telles que :

$$[\mathbf{F}] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & \cdot & \cdot & \cdot & f_{1q} \\ f_{21} & f_{22} & \cdot & \cdot & \cdot & f_{2q} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ f_{n1} & f_{n2} & \cdot & \cdot & \cdot & f_{nq} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Les expressions des vecteurs tension et courant sont :

$$[\mathbf{v}_m] = [\mathbf{F}][\mathbf{v}_s] \quad (3.10)$$

$$[\mathbf{i}_m] = [\mathbf{F}]^t [\mathbf{i}_s] \quad (3.11)$$

Avec

$$[\mathbf{v}_s] = [v_{s1} \quad v_{s2} \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad v_{sq}]^t \quad (3.12)$$

$$[\mathbf{v}_m] = [v_{m1} \quad v_{m2} \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad v_{mn}]^t \quad (3.13)$$

$$[\mathbf{i}_s] = [i_{s1} \quad i_{s2} \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad i_{sn}]^t \quad (3.14)$$

$$[\mathbf{i}_m] = [i_{m1} \quad i_{m2} \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad i_{mq}]^t \quad (3.15)$$

3.5.3.2. Représentation matricielle des fonctions de conversion [CHAL06]

Ce sont des matrices qui relient les grandeurs d'entrée (grandeurs commutées $[\mathbf{v}_m]$ et $[\mathbf{i}_s]$) et de sortie (grandeurs modulées $[\mathbf{v}_s]$ et $[\mathbf{i}_m]$ respectivement) du convertisseur.

Dans le cas général, une structure donnée génère deux matrices de conversion : l'une pour les tensions, l'autre pour les courants.

On suppose que la structure établit un couplage entre un réseau n phases et un réseau q phases, tel que :

$$\sum_{c=1}^n i_{sc} = 0 \quad (3.16)$$

$$\sum_{k=1}^q i_{mk} = 0 \quad (3.17)$$

Ce qui signifie qu'il n'existe que (n-1) courants de source et (q-1) courants modulés indépendants.

3.5.3.2.1. Conversion des tensions

Les tensions entre phases sont données par :

$$u_{sk} = v_{sk} - v_{sq} \quad (k = 1, 2, \dots, q-1) \quad (3.18)$$

$$u_{mc} = v_{mc} - v_{mn} \quad (c = 1, 2, \dots, n-1) \quad (3.19)$$

A partir de l'expression (3.10) on a :

$$v_{mc} = \sum_{k=1}^q f_{ck} v_{sk} \quad (3.20)$$

$$v_{mn} = \sum_{k=1}^q f_{nk} v_{sk} \quad (3.21)$$

D'où :

$$v_{mc} = \sum_{k=1}^{q-1} f_{ck} v_{sk} + f_{cq} v_{sq} \quad (3.22)$$

$$v_{mn} = \sum_{k=1}^{q-1} f_{nk} v_{sk} + f_{nq} v_{sq} \quad (3.23)$$

Et la relation (3.8) conduit aux relations suivantes :

$$f_{cq} = 1 - \sum_{k=1}^{q-1} f_{ck} \quad (3.24)$$

$$f_{nq} = 1 - \sum_{k=1}^{q-1} f_{nk} \quad (3.25)$$

En remplaçant (3.24) et (3.25) dans (3.23) puis dans (3.19), on obtient :

$$\mathbf{u}_{mc} = \sum_{k=1}^{q-1} f_{ck} (v_{sk} - v_{sq}) - \sum_{k=1}^{q-1} f_{nk} (v_{sk} - v_{sq}) \quad (3.26)$$

d'où :

$$\mathbf{u}_{mc} = \sum_{k=1}^{q-1} m_{ck} \mathbf{u}_{sk} \quad (3.27)$$

Avec

$$m_{ck} = f_{ck} - f_{nk} \quad (c = 1, 2, \dots, n-1) \quad m_{ck} \in (-1, 0, 1) \quad (3.28)$$

m_{ck} désigne les $(q-1)$ fonctions de conversion définissant les tensions de sortie \mathbf{u}_{mc} à partir des $(q-1)$ tensions d'entrée \mathbf{u}_{sk} .

Soit $[M_u]$ la matrice de conversion des tensions dont les $(n-1) \times (q-1)$ éléments sont des fonctions de conversion.

$$[U_m] = [M_u] [U_s] \quad (3.29)$$

Avec :

$$[U_s] = [u_{s1}, u_{s1}, \dots, u_{sq-1}]^t \quad (3.30)$$

$$[U_m] = [u_{m1}, u_{m2}, \dots, u_{mq-1}]^t \quad (3.31)$$

Et

$$[M_u] = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & - & - & m_{1,q-1} \\ m_{21} & m_{22} & - & - & m_{2,q-1} \\ - & - & - & - & - \\ - & - & - & - & - \\ m_{n-1,1} & m_{n-1,2} & - & - & m_{n-1,q-1} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

3.5.3.2.2. Conversion des courants

On a :

$$i_{mk} = \sum_{c=1}^n f_{ck} i_{sc} = \sum_{c=1}^{n-1} f_{ck} i_{sc} + f_{nk} i_{sn} \quad (3.33)$$

De la relation (3.16) on obtient :

$$i_{sn} = -\sum_{c=1}^{n-1} i_{sc} \quad (3.34)$$

D'où :

$$i_{mk} = \sum_{c=1}^{n-1} (f_{ck} - f_{nk}) i_{sc} \quad k = (1,2,3,\dots,q-1) \quad (3.35)$$

On aboutit finalement à :

$$i_{mk} = \sum_{c=1}^{n-1} m_{ck} i_{sc} \quad m_{ck} \in (-1,0,1) \quad (3.36)$$

Soit $[M_i]$ la matrice de conversion des courants dont les $(n-1) \times (q-1)$ éléments sont des fonctions de conversion.

$$[I_m] = [M_i] [I_s] \quad (3.37)$$

Avec :

$$I_s = [i_{s1}, i_{s2}, \dots, i_{sq-1}]^t \quad (3.38)$$

$$I_m = [i_{m1}, i_{m2}, \dots, i_{mq-1}]^t \quad (3.39)$$

Compte tenu des relations (3.10) et (3.11), on remarque que :

$$[M_i] = [M_u]^t \quad (3.40)$$

On pose :

$$[M] = [M_u] \quad (3.41)$$

D'où :

$$[M] = \begin{bmatrix} f_{11} - f_{n1} & f_{12} - f_{n2} & - & - & f_{1,q-1} - f_{n,q-1} \\ - & - & - & - & - \\ - & - & - & - & - \\ f_{n-1,1} - f_{n1} & f_{n-1,2} - f_{n2} & - & - & f_{n-1,q-1} - f_{n,q-1} \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

La relation entre la matrice de conversion et la matrice de connexion est exprimée par l'expression (3.43) :

$$[M] = [R_{cv}] [F_r] \quad (3.43)$$

Avec :

$$[F_r] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & - & - & f_{1,q-1} \\ - & - & - & - & - \\ - & - & - & - & - \\ f_{n,1} & f_{n,2} & - & - & f_{n,q-1} \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

$$[R_{cv}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & \dots & -1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & -1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & - \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

R_{cv} : Matrice de dimension $(n-1) \times n$, elle exprime la relation de conversion.

F_r : Matrice de dimension $n \times (q-1)$, elle désigne la matrice de connexion réduite obtenue à partir de la matrice F après suppression de la dernière colonne.

3.5.4. Applications à l'onduleur multiniveaux

On a déjà établi au chapitre précédent l'expression définissant les tensions composées d'un onduleur triphasé classique, en utilisant les fonctions de connexion définies précédemment, la relation (2.9) devient :

$$\begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} E \quad (3.46)$$

Sachant que [CHAL06] :

$$v_{iM} = \frac{E}{n} \sum_{j=1}^n f_{j,i}^i \quad (3.47)$$

Avec $i = \{1,2,3\}$ indice de phase et n nombre total de cellules universelles par phase.

On peut généraliser l'expression des tensions composées (3.46) comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{RN} \\ v_{SN} \\ v_{TN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum f_{j,1}^1 \\ \sum f_{j,1}^2 \\ \sum f_{j,1}^3 \end{bmatrix} \frac{E}{n} \quad (3.48)$$

3.5.5. Généralisation de la commande MLI

Généraliser la commande MLI dans le cas d'un onduleur multiniveaux revient à généraliser la porteuse, c'est à dire qu'on parlera aussi d'une porteuse multiniveaux.

En effet, dans le cas d'un onduleur multiniveaux, la commande par MLI nécessite autant de porteuses triangulaires qu'il n'y a de cellules à commander. De plus, les porteuses sont toutes régulièrement déphasées entre elles [AIM03].

Pour un onduleur ayant n cellules, il est nécessaires d'avoir n porteuses décalées l'une par rapport à l'autre d'un angle de $(2\pi/n)$ et ayant toutes la même amplitude. D'une façon générale, la porteuse d'indice « k » s'écrit :

$$v_{pk}(t) = \frac{[V_p \arcsin(\sin(2\pi f_p t - (k-1)(2\pi/n)))]}{\pi/2} \quad (3.49)$$

3.6. Modélisation du filtre actif multiniveaux

Connaissant le modèle mathématique du filtre actif deux niveaux, il suffit de le généraliser pour obtenir le modèle mathématique du filtre actif multiniveaux. Pour cela, il suffit de remplacer l'expression définissant le modèle de l'onduleur classique (deux niveaux) par celle du modèle de l'onduleur multiniveaux.

Ainsi le modèle mathématique du filtre actif multiniveaux (soit $(n+1)$ niveaux) est donné par les équations suivantes :

$$L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{f3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum f_{j,1}^1 \\ \sum f_{j,1}^2 \\ \sum f_{j,1}^3 \end{bmatrix} \frac{V_o}{n} - \begin{bmatrix} V_{r1} \\ V_{r2} \\ V_{r3} \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

$$C \frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^3 \sum f_{j,1}^i i_{fi} - \frac{V_o}{R} \quad (3.51)$$

3.7. Calcul du régulateur de courant i_{fi}

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 :

$$\begin{aligned} L_s &= \frac{L_f}{n} + \frac{L_1}{n} \\ R_s &= \frac{R_f}{n} + \frac{R_1}{n} \end{aligned} \quad (3.52)$$

Les équations des courants s'écrivent :

$$\begin{cases} L_s \frac{di_{f1}}{dt} = v_{r1} - \frac{R_s}{n} \sum f_{j,1}^1 i_{fi} - \delta_1 \frac{V_o}{2n} \\ L_s \frac{di_{f2}}{dt} = v_{r2} - \frac{R_s}{n} \sum f_{j,1}^2 i_{f2} - \delta_2 \frac{V_o}{2n} \\ L_s \frac{di_{f3}}{dt} = v_{r3} - \frac{R_s}{n} \sum f_{j,1}^3 i_{f3} - \delta_3 \frac{V_o}{2n} \end{cases} \quad (3.53)$$

D'où :

$$\begin{cases} \frac{di_{f1}}{dt} = \frac{v_{r1}}{L_s} - \frac{R_s}{nL_s} \sum f_{j,1}^1 i_{fi} - \delta_1 \frac{V_o}{2nL_s} \\ \frac{di_{f2}}{dt} = \frac{v_{r2}}{L_s} - \frac{R_s}{nL_s} \sum f_{j,1}^2 i_{f2} - \delta_2 \frac{V_o}{2nL_s} \\ \frac{di_{f3}}{dt} = \frac{v_{r3}}{L_s} - \frac{R_s}{nL_s} \sum f_{j,1}^3 i_{f3} - \delta_3 \frac{V_o}{2nL_s} \end{cases} \quad (3.54)$$

On remarque à partir de l'équation (3.54) que les courants « i_{fi} » sont indépendants.

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

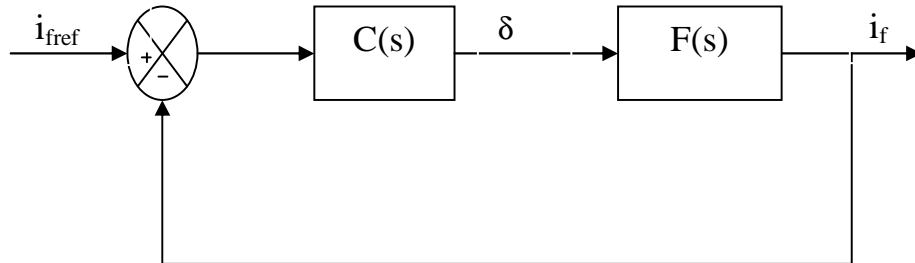


Figure (3.8) : Boucle de régulation du courant du filtre actif

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

$$C(s) = k_p \frac{s + \frac{k_i}{k_p}}{s} \quad (3.55)$$

D'après (2.48), l'expression du courant est la suivante :

$$\frac{di_{f1}}{dt} = \frac{v_{r1}}{L_s} - \frac{R_s}{nL_s} \sum f_{j,1}^1 i_{fi} - \delta_1 \frac{V_o}{2nL_s} \quad (3.56)$$

Pour simplifier le calcul des paramètres du régulateur PI, on ajoute à l'expression (2.50) le terme $(-v_{r1} / L_s)$.

D'où on écrit dans le plan de Laplace :

$$F(s) = \frac{I_f}{\delta}(s) = \frac{-\frac{V_o}{2nL_s}}{s + \frac{R_s}{nL_s}} \quad (3.57)$$

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

$$k_p = \frac{2nL_s}{\tau_s V_o} \quad (3.58)$$

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

3.8. Résultats de simulation et interprétation

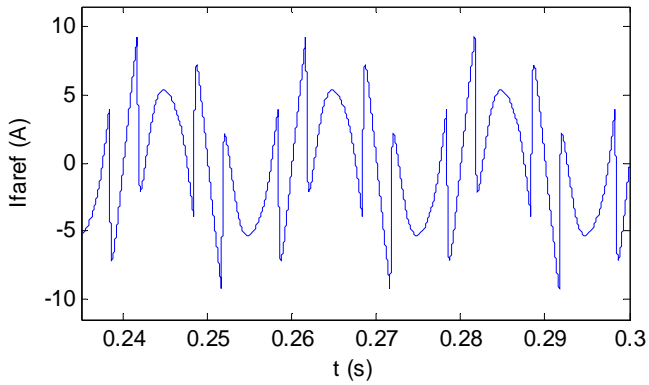


Figure (3.9) : Forme d'onde du courant de référence du filtre actif

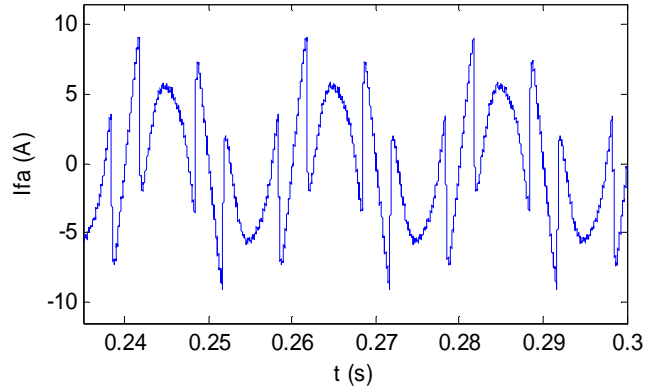


Figure (3.10) : Forme d'onde du courant du filtre actif deux niveaux

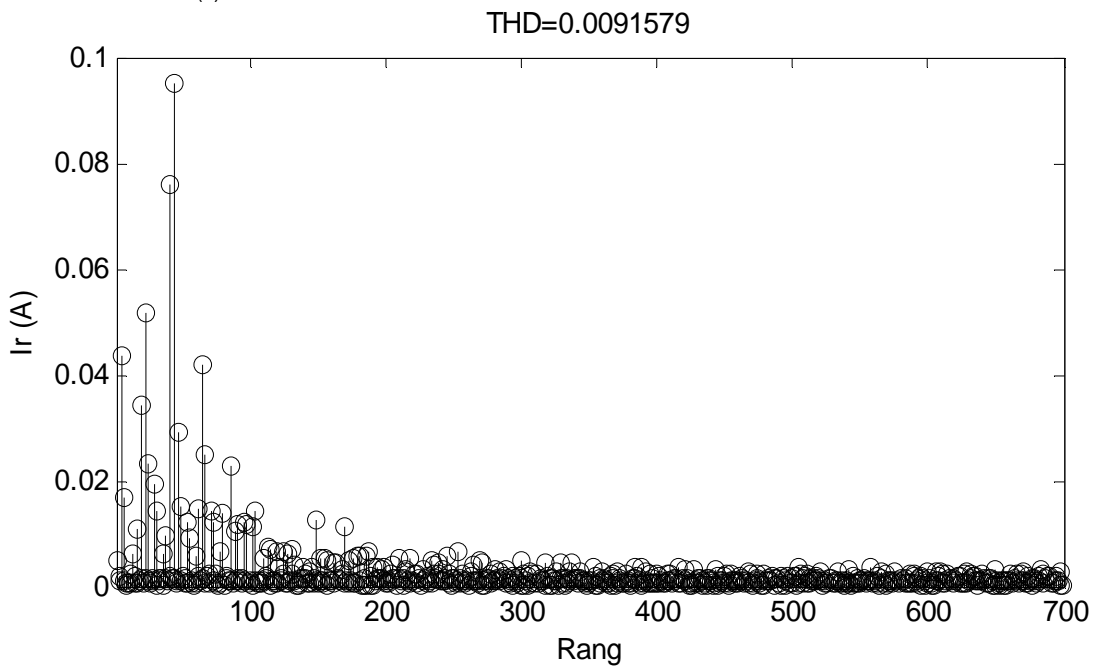
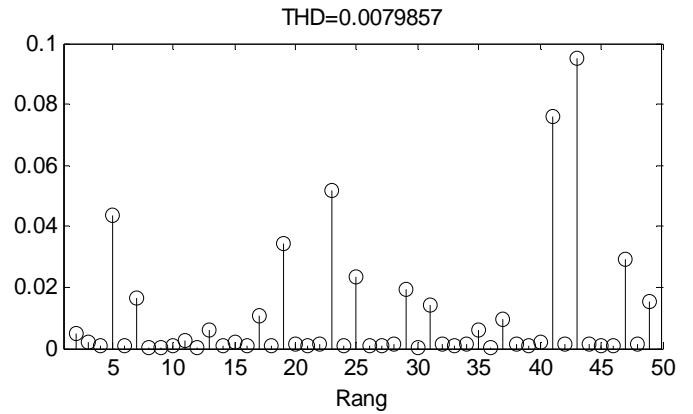
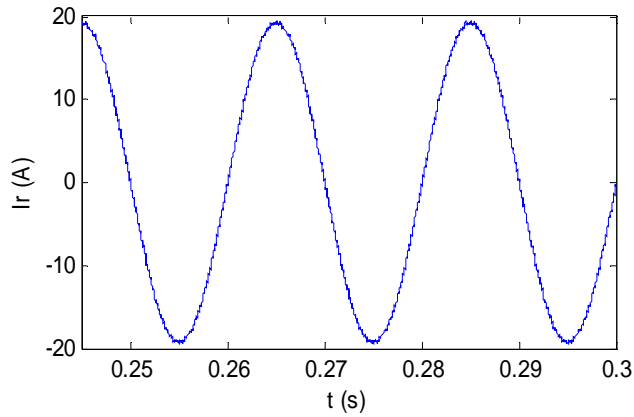


Figure (3.11) : Forme d'onde du courant de ligne et son analyse spectrale obtenus avec un filtre actif deux niveaux

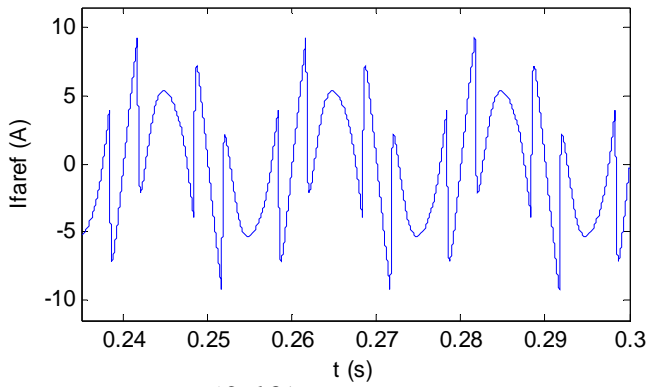


Figure (3.12) : Forme d'onde du courant de référence du filtre actif

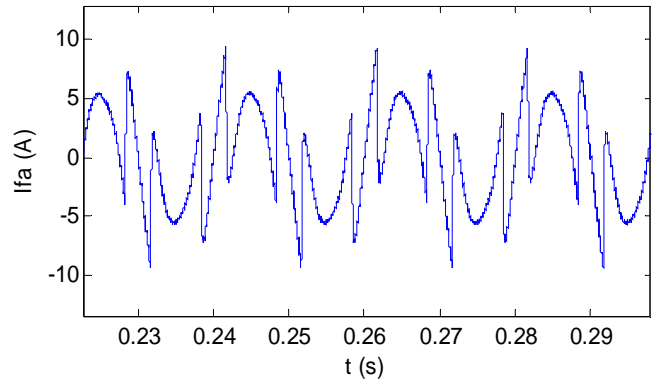
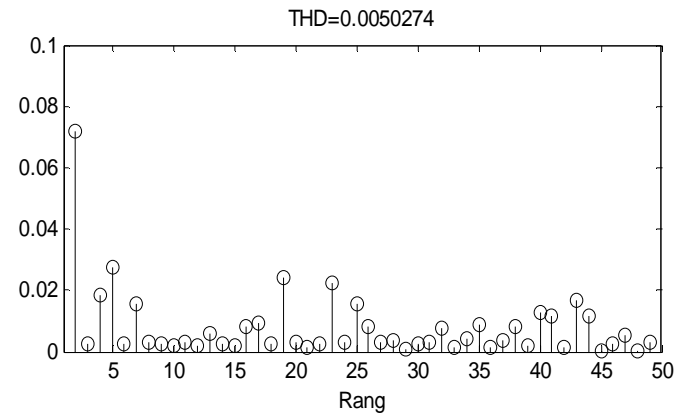
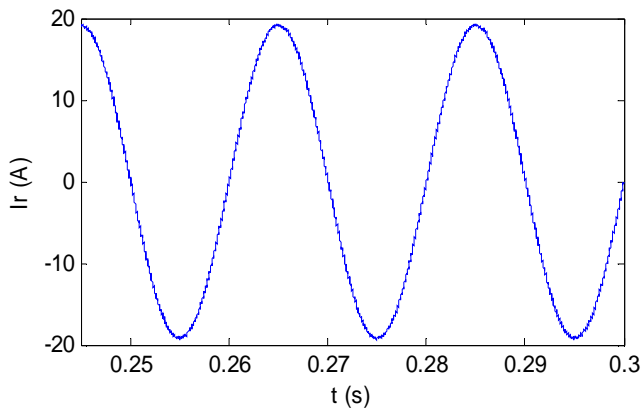


Figure (3.13) : Forme d'onde du courant du filtre actif trois niveaux



THD=0.0057145

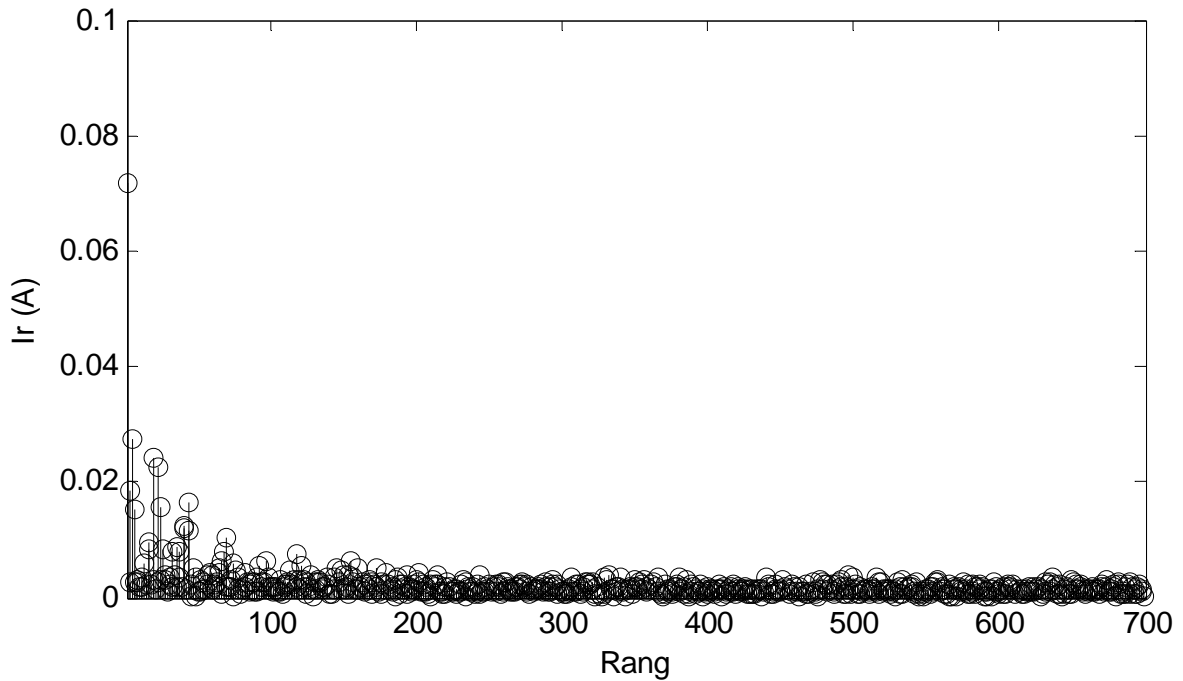


Figure (3.14) : Forme d'onde du courant de ligne et son analyse spectrale obtenus avec un filtre actif trois niveaux

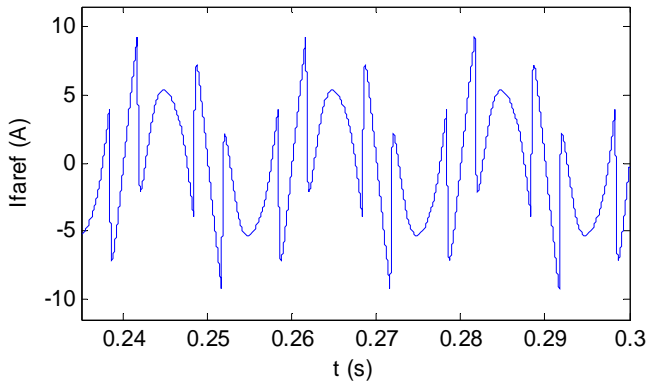


Figure (3.15) : Forme d'onde du courant de référence du filtre actif

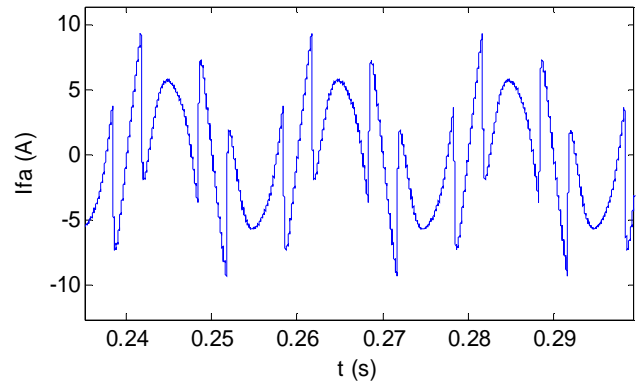
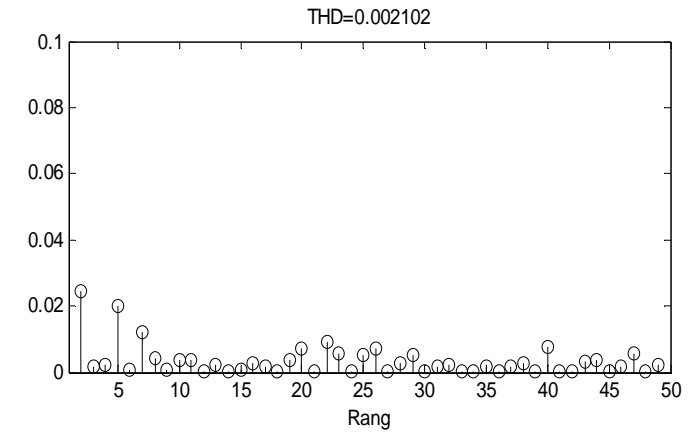
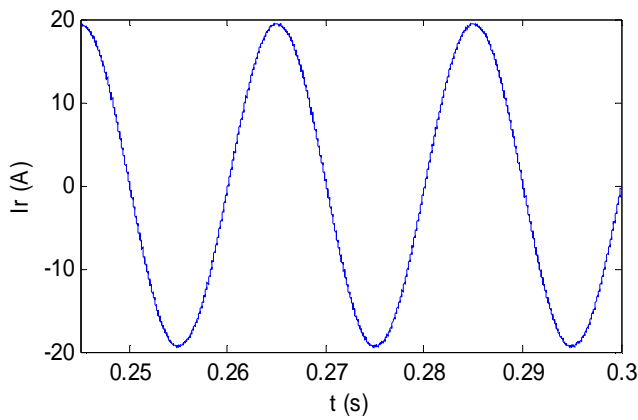


Figure (3.16) : Forme d'onde du courant du filtre actif cinq niveaux



THD=0.0022415

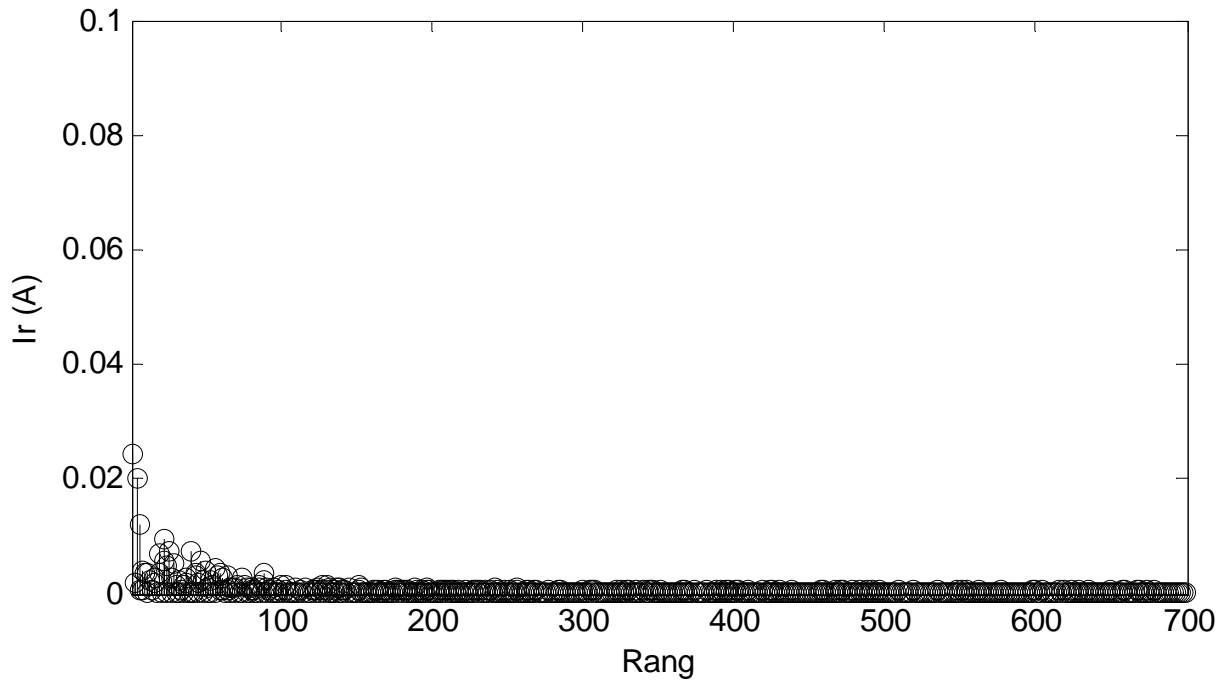


Figure (3.17) : Forme d'onde du courant de ligne et son analyse spectrale obtenus avec un filtre actif cinq niveaux

Les figures (3.9), (3.10), (3.13) et (3.16) montrent les formes d'onde du courant de référence du filtre actif, du courant du filtre actif deux niveaux, trois niveaux et cinq niveaux respectivement. On remarque que la forme d'onde du courant à la sortie du filtre actif ressemble à sa référence.

On montre dans la figure (3.11) le courant de ligne et son analyse spectrale obtenus avec un filtre actif parallèle deux niveaux, que nous allons comparer par la suite aux résultats obtenus avec le troisième et cinquième niveau.

La figure (3.14) montre le courant de ligne et son analyse spectrale obtenus avec un filtre actif parallèle trois niveaux, on remarque que l'allure du courant de ligne est de plus en plus raffiné, les harmoniques de hautes fréquences ont disparus et le THD est passé de 0.79 % avec le filtre actif deux niveaux à 0.50 % avec celui de trois niveaux, soit une amélioration de 63 %

La figure (3.17) montre le courant de ligne et son analyse spectrale obtenus avec un filtre actif parallèle cinq niveaux, l'allure du courant de ligne est encore améliorée par rapport à celle du niveau précédent (niveau 3) et le THD est passé de 0.50 % à 0.21 % donc on marque une diminution de 26 %.

Dans le tableau (3.2), on récapitule les contenus spectraux du courant de ligne pour les trois niveaux (2, 3 et 5). On constate que le passage d'un niveau à un autre s'accompagne d'une diminution de l'amplitude des harmoniques et donc du taux de distorsion harmonique.

Contenu spectral du courant de ligne							
Rang harmonique	Courant harmonique maximal (A)			Rang harmonique	Courant harmonique maximal (A)		
	Niveau 2	Niveau 3	Niveau 5		Niveau 2	Niveau 3	Niveau 5
1	19.15	19.07	19.3	53	0.012	0.002	0.002
5	0.043	0.027	0.020	55	0.012	0.001	0.001
7	0.016	0.015	0.012	59	0.005	0.003	0.003
11	0.002	0.003	0.003	61	0.014	0.002	0.002
13	0.006	0.005	0.002	65	0.041	0.004	6.910^{-4}
17	0.010	0.009	0.001	67	0.025	0.006	0.001
19	0.034	0.024	0.003	71	0.014	0.002	0.001
23	0.051	0.022	0.005	85	0.022	0.002	0.001
25	0.023	0.015	0.004	103	0.014	0.001	0.001
29	0.019	0.001	0.005	149	0.012	0.004	3.810^{-4}
31	0.014	0.003	0.001	245	0.006	0.001	1.110^{-4}
35	0.006	0.008	0.001	253	0.006	0.001	4.010^{-4}
37	0.009	0.003	0.001	337	0.004	0.001	3.210^{-4}
41	0.076	0.011	1.810^{-4}	415	0.003	8.510^{-4}	2.010^{-4}
43	0.095	0.016	0.003	557	0.003	0.002	2.410^{-4}
47	0.029	0.005	0.005	649	0.003	0.003	3.910^{-4}
49	0.015	0.003	0.002	683	0.003	6.110^{-4}	4.210^{-4}

Tableau (3.2) : comparaison entre le Contenu spectral du courant de ligne obtenu avec les niveaux 2, 3 et 5

Conclusion

D'après les résultats de simulation, nous avons constaté qu'à chaque fois qu'on augmente le niveau les résultats s'améliorent, le THD diminue et le courant de ligne tend de plus en plus à une sinusoïde.

En outre, il faut souligner l'avantage des filtres multiniveaux multicellulaires qui apparaît aussi dans le fait qu'une augmentation du niveau requiert la diminution de l'inductance de sortie de l'onduleur, ce qui est très important de point de vue économique.

*Conclusion
générale*

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur l'étude et la simulation d'un filtre actif parallèle multiniveaux, pour se faire nous l'avons partagé en trois chapitres.

Avant d'aller au cœur de notre objectif, au premier chapitre nous avons présenté les différentes sources de pollution des réseaux électriques, leurs conséquences sur le réseau et l'ensemble du matériel électrique ainsi que les différentes méthodes de dépollution proposées dans la littérature. Les normes et recommandations données par les différents organismes que nous avons présentées dans ce chapitre nous ont aussi servi comme référence sur la fiabilité des résultats que nous avons obtenus lors des simulations.

Nous avons consacré le deuxième chapitre à l'étude du filtre actif parallèle deux niveaux, pour se faire nous l'avons partagé en deux parties : la partie puissance dans laquelle nous avons présenté les différents organes qui constituent le filtre actif parallèle et leurs rôles, et la partie commande qui consiste d'abord en l'identification des harmoniques générés par la charge non linéaire. Ce qui nous a mené à développer deux méthodes d'identification des courants perturbateurs (la méthode des puissances instantanées et la méthode de la détection synchrone). Nous sommes ensuite passés à la régulation de la tension continue du fait que nous avons utilisé une source de tension flottante, pour cela nous avons utilisé un régulateur proportionnel intégral PI. A la fin, nous avons présenté et appliqué deux types de commande de l'onduleur (la commande par hystérésis et la commande par MLI), nous avons vu que la commande de l'onduleur par MLI nécessite aussi l'introduction de régulateurs PI pour chaque phase du courant.

Toutes nos simulations ont été faites sous environnement Matlab, les résultats que nous avons obtenus révèlent que les deux types de commande (hystérésis et MLI) satisfont largement les normes imposées, mais nous nous sommes plus intéressés à la commande par MLI car elle donne des résultats encore meilleurs.

Au troisième chapitre, nous avons voulu élargir le domaine d'application des filtres actifs parallèles du simple niveau à un niveau multiple. Nous avons d'abord commencé par l'introduction des différents types d'onduleurs multiniveaux et leurs structures, nous avons opté pour l'onduleur multicellulaire parallèle, et sa représentation par une structure matricielle était indiquée en référence à sa topologie et sa commodité à être commandée par des systèmes numériques (DSP, DSPACE) qui est la tendance actuelle des commandes approchées des convertisseurs statiques.

Nous avons vu qu'on peut modéliser le filtre actif multiniveaux en généralisant le modèle du filtre actif simple niveau à l'ordre n , mais il faut aussi généraliser la commande MLI, et bien redimensionner le régulateur PI pour chaque niveau. À la fin nous avons aboutit à une conclusion qu'il faut souligner, à chaque fois qu'on augmente le niveau on diminue l'inductance de sortie du filtre en la divisant par le niveau lui même.

Les résultats de simulation ont montré l'intérêt des filtres actifs multiniveaux à savoir dans la finesse des courbes de courant obtenues, la diminution des ondulations de courant, et l'amélioration remarquable du taux de distorsion harmonique.

Comme perspectives pour ce travail, remplacer les régulateurs conventionnels par des régulateurs prédictifs serait d'un grand intérêt et concrétiser cette étude par une réalisation pratique serait plus que souhaitable.

Bibliographie

Bibliographie

[AIM03] M. AIMÉ

Évaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques
Application aux nouvelles structures multicellulaires
Thèse de Doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, 2003.

[AKA97] H. AKAGI

Control strategy and site selection of a shunt active filter for damping of harmonic propagation in power distribution systems.
IEEE Trans. On power delivery, vol. 12, No. 1, pp. 354-363, 1997.

[AKA96] H. AKAGI

New trends in active filters for power conditioning
IEEE Trans. On Industry applications, vol. 32, No. 6, pp. 1312-1322, 1996.

[ALA02] MAE. ALALI

Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques
Basses Tension.
Thèse de Doctorat, Université Louis Pasteur – Strasbourg I, 2002.

[ALI95] K. ALIOUANE

Contribution à l'étude du filtrage d'harmoniques des réseaux de distribution à l'aide de l'association de filtres actifs et passifs parallèles.
Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 1995.

[AOU04] M. AOUES

Filtrage actif des harmoniques générés par un redresseur triphasé.
Mémoire de Magister, Université Mouloud MAMMARI de Tizi-Ouzou, 2004.

[BER98] S. BERNARD, G. TROCHAIN

Deuxième génération de compensateur actif d'harmoniques forte capacité basé sur le mode d'injection du courant.
MGE UPS SYSTEMS, MGE0121UKI 1998.

[BRY99] N. BRYANT

Etude et commande généralisées de filtres actifs parallèles :
Compensation globale ou sélective des harmoniques : Régime équilibré ou déséquilibré.
Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 1999.

[CEL00] N. CELANOVIC

Space vector modulation and control of multilevel converters.
Thèse de Doctorat, Institut polytechnique de Virginie, 2000.

[CHA06] D. OULD ABDESLAM, P. WIRA, J. MERKLE, Y-A. CHAPUIS,
D. FLIELLER

Stratégie neuromimétique d'identification et de commande d'un filtre actif parallèle.

Revue des Systèmes, Série Revue Internationale de Génie Electrique (RS-RIGE), vol. 9, no. 1, pp 35-64, 2006.

[CHAL06] A. CHALLAL

Contribution à la modélisation et à la simulation de l'association onduleur multiniveaux - machine asynchrone.

Mémoire de Magister, Université Mouloud MAMMERRI de Tizi Ouzou, 2006

[DAV97] P. Davancens, T. Meynard

Étude des convertisseurs multicellulaires parallèles : 1. Modélisation.

Journal de physique III France 7 (1997) pages143-160 JANUARY 1997.

[DEF98] T. DEFLANDRE, M. PHILIPPE

Les harmoniques sur les réseaux électriques.

Electricité de France—Direction des études et recherches, Edition Eyrolles, 1998.

[DON00] A. DONZEL

Analyse géométrique et commande active sous observateur d'un onduleur triphasé à structure multicellulaire série.

Thèse de Doctorat, Institut national polytechnique de Grenoble, 2000.

[ETX03] I. ETXEBERRIA-OTADUI

Sur les systèmes de l'électronique de puissance dédiés à la distribution électrique : Application à la qualité de l'énergie.

Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble avec le «Label Européen», 2003.

[FAD06] O. FADLI

Modélisation et commande non linéaire de l'association : Machine synchrone à aimants permanents – onduleur de tension à trois niveaux.

Mémoire de Magister, Université de Batna, 2006.

[FET06] C. FETHA

Analyse et amélioration de l'indice de la non-symétrie de tension dans la qualité de l'énergie électrique.

Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2006.

[GHE03] H.Gheraia, E.M.Berkouk, G.Manesse

High voltage three PWM rectifiers - Seven-level NPC voltage source inverter cascade. Application to the induction machine drive.

Laboratoire de Commande des Processus –ENP, Laboratoire d'Electricité Industrielle -CNAM-Paris, 2003.

[GUF00] S. GUFFON

Modélisation et commande à structure variable de filtres actifs de puissance.

Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2000.

[ITU98] F. ITURRIZ, P. LADOUX, B. SARENI

Convertisseurs multiniveaux à commutation douce.

Revue internationale de génie électrique, volume1–n°4/1998, pages 517 à 550

[KEB02] Y. KEBBATI

Développement d'une méthodologie de conception matériel à base de modules génétiques VHDL / VHDL-AMS en vue d'une intégration de systèmes de commande électrique.

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

[KOU06] H. KOUARA

Application d'un filtre actif série au contrôle de la tension d'un réseau basse tension.

Mémoire de Magister, Université de Batna, 2006.

[LAB95] F. LABRIQUE, G. SEGUIER, R. BAUSIERE

Les convertisseurs de l'électronique de puissance : La conversion continu – alternatif. Volume 4, 2^{ème} édition.

Technique et documentation LAVOISIER, 1995.

[LAD02] P. LADOUX, G. OLLÉ

Système didactique, Compensateur d'harmoniques et de puissance réactive.

Publication RESELEC 2002.

[LOT97] C. LOTT, O. LAPIERRE, H. POULIQUEN, S. SAADATE
Filtrage actif des harmoniques en courant et en tension des réseaux électriques:
Modélisation, Simulation numérique et expérimentation.
Journal de physique III, France7 (1997).

[MAN05] J.S. MANGUELLE
Convertisseurs multiniveaux asymétriques alimentés par transformateurs multisecondaires basse – fréquence : Réactions au réseau d'alimentation.
Thèse de Doctorat, Ecole polytechnique fédérale de Lausanne, 2005.

[MAR05] J.S. MARIÉTHOZ
Étude formelle pour la synthèse de convertisseurs multiniveaux asymétriques : Topologies, modulation et commande.
Thèse de Doctorat, Ecole polytechnique fédérale de Lausanne, 2005.

[NGW06] D. OULD ABDESLAM , J. MERKLE, R. NGWANYI, Y-A. CHAPUIS
Artificial Neural Networks for Harmonic Estimation in Low-Voltage Power Systems.
Du projet “Conception intégrée de systèmes électroniques de commande” CPER Alsace 2002-2006, Université Louis Pasteur de Strasbourg et Institut National des Sciences Appliquées de Strasbourg.

[NON94] P. NONNON
Contribution à l'étude d'un redresseur à MLI à perturbations minimales du réseau.
Thèse de Doctorat, Institut national polytechnique de Lorraine, 1991.

[OUL06] D. OULD ABDESLAM, P. WIRA, D. FLIELLER, J. MERKLE
Power harmonic identification and compensation with an artificial neural network method.
International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'2006), Montreal, Canada, 2006.

[OUL05] D. OULD ABDESLAM
Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension.
Thèse de Doctorat, Université de Haute-Alsace, U.F.R. des Sciences et Techniques, 2005.

[POU95] P. POURE, S. SAADATE et B. DAVAT

Filtrage dynamique d'harmoniques d'un réseau électrique à l'aide d'une machine à double alimentation commandée par le rotor.

J. Physique III, pages 2087-2099, 1995.

[RUF06] A. RUFER

Les onduleurs multiniveaux: évolution de la recherche et applications futures. Augmentation de puissance et réduction des harmoniques par des onduleurs multiniveaux.

Bulletin SEV/VSE, pages 25 à 30, 2006.

[SAH02] Y. SAHALI, M.K. FELLAH

Principe de la compensation harmonique des ondes multiniveaux.

Conference on electrical engineering CEE'02, université de Batna, 2002.

[SEG85] G. Segulier

L'électronique de puissance, DUNOD 1985.

[TOL00] AARON SARINANA TOLEDO

Commande directe et observation des convertisseurs de puissance : Application à l'onduleur de tension triphasé.

Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Grenoble, 2000.

[VEE03] M. VEENSTRA

Investigation and control of a hybrid asymmetric multi-level inverter for medium-voltage applications.

Thèse de Doctorat, Ecole polytechnique fédérale de Lausanne, 2003.