

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGENIEUR

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

THEME

FILTRAGE ACTIF PARALLELE DES RESEAUX ELECTRIQUES AVEC COMPENSATION DE L'ENERGIE REACTIVE

Proposé et dirigé par :

- Mr. BEDBOUDI Mohamed
- M^{me}. BELOUNIS Ouassila

Présenté par :

- BOUGUERRA Samir
- BOURENNANE Ibrahim

Année Universitaire :

2006-2007

Remerciement

Avant tout, nous remercions le bon dieu tout puissant qui nous donne à la foi, du courage et de patience afin d'accomplir ce modeste travail.

Nous tenons à remercier notre promoteur Mr. Bedboudi Mohamed d'avoir accepté de nous encadrer et pour les efforts qu'il est déployé, pour nous aider, conseiller, encourager et corriger avec une grande gentillesse durant toute cette période.

Nous remercions les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail et pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce dernier.

Nous n'oublions pas de remercier tous les enseignants qui ont contribué durant notre formation.

Et enfin nous remercions l'ensemble des collègues de notre promotion, et surtout mon binôme qui ma aidés à réaliser ce travail remarquable.

Samir @ Ibrahim

Dédicaces

Nous dédions ce mémoire à nos très chers parents pour leurs soutient morale et financier, pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés dans les moments les plus ardu.

A nos frères

A nos sœurs

A l'esprit de mon oncle. « Bouguerra Mohamed »

Et a toute la famille Bouguerra et Bourennane.

A nos chers amis :

Abderrahmane, Bachir, Salah eldine, Sami, Yousef, Khalil, Hamza et Miloud.

A tous les amis (es) d'études surtout ceux d'électrotechnique promotion 2007.

Tous ceux, qui ont contribué à nos formations, de près et de loin.

Aux habitants de Bordj Bou Arreridj (« cité 1008 » « cité 1044 » « 5 juillet » « 750 logts »).

Samir @ Ibrahim



SOMMAIRE

Table des notations	
Introduction générale.....	1

CHAPITRE I

PERTURBATION DES RESEAUX ELECTRIQUES ET PRINCIPES DE COMPENSATION

Introduction.....	3
I.1 Perturbation.....	4
I.2 Caractéristiques des perturbations électriques.....	4
I.3 Les harmoniques.....	5
I.3.1 Définition.....	6
I.3.2 Source d'harmoniques.....	6
I.4 Grandeurs caractéristiques.....	7
I.4.1 Grandeur harmonique.....	7
I.4.2 Rang de l'harmonique.....	7
I.4.3 Série de Fourier.....	7
I.4.4 Valeur efficace d'une grandeur alternative.....	8
I.4.5 Taux de distorsion.....	8
I.4.6 Spectre de fréquence).....	9
I.4.7 Charges linéaires et non linéaires.....	9
I.5 Influence des harmoniques sur le facteur de puissance F_P	10
I.6 Réglementation des perturbations.....	11
I.7 Principales perturbations provoquées par les courants et tensions harmoniques.....	12
I.7.1 Effets instantanés.....	12
I.7.2 Effets à terme.....	12
I.8 Les solutions traditionnelles.....	14
I.8.1 Pont dodécaphasé.....	14
I.8.2 Surdimensionnement des installations électriques.....	15
I.8.3 Agir sur la structure de l'installation.....	15
I.8.4 Utilisation d'inductances anti-harmoniques.....	16
I.8.5 Filtres passifs d'harmoniques.....	16
I.8.5.1 Modèles des filtres passifs.....	16
I.9 Solutions modernes.....	18
I.9.1 Filtrage actif.....	18
I.9.1.1 Filtrage actif série.....	19
I.9.1.2 Filtrage actif parallèle.....	19
I.9.1.3 Filtrage actif série -parallèle.....	20
I.9.1.4 Filtrage hybride.....	20
I.9.2 Les redresseur MLI.....	22
I.9.2.1 Redresseur de tension.....	22
I.9.2.2 Redresseur de courant.....	22
Conclusion.....	23



CHAPITRE II

CHARGE POLLUANTE, PRINCIPE DU FILTRAGE ACTIF PARALLELE ET IDENTIFICATION DES COURANTS HARMONIQUES

Introduction.....	24
II.1 Filtres actifs	24
II.1.1 Objectif	24
II.1.2 Filtre actif parallèle.....	25
II.2 Modélisation du réseau.....	26
II.3 La charge polluante.....	26
II.3.1 Le redresseur à thyristors	27
II.3.1.1 Thyristors	28
II.3.1.2 Association charge-réseau.....	28
II.3.2 Etude de la tension de charge.....	29
II.3.3 Etude de courant.....	32
II.3.3.1 le courant de charge	32
II.3.3.2 Les courants des lignes	32
II.3.4 Résultats de simulation.....	36
a-Pour $\alpha=0^\circ$	36
b-Pour $\alpha = 30^\circ$	37
c- Pour $\alpha = 60^\circ$	38
II.4 Identification des courants harmoniques.....	39
II.4.1. Stratégie de l'identification.....	39
II.4.2 Méthode des puissances instantanées.....	39
II.4.2.1 Principe de la méthode.....	39
II.4.3 Séparation des puissances perturbatrices.....	41
II.4.4 Calcul des courants perturbateurs.....	42
II.4.5 Résultats de simulation de l'identification.....	43
a-Pour $\alpha=0^\circ$	43
b-Pour $\alpha = 30^\circ$	44
c- Pour $\alpha = 60^\circ$	45
II.5 Interprétation.....	46
Conclusion	46



CHAPITRE III

MODELISATION ET STRATEGIES DE COMMANDE DE L'ONDULEUR

A 3 NIVEAUX A STRUCTURE NPC

Introduction.....	47
III.1 Modélisation d'un onduleur à trois niveaux à structure NPC.....	49
III.1.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC.....	49
III.1.2 Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à trois niveaux	51
III.1.3 Les différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....	51
III.1.4 Hypothèse.....	53
III.1.5. Commande complémentaire pour l'onduleur à trois niveaux.....	54
III.1.5.1 Fonction de connexion.....	54
III.1.5.2 Modélisation aux valeurs instantanées.....	54
III.1.5.3 Modèle de connaissance.....	55
III.2 Stratégies de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux.....	57
III.2.1 Commande par hystérésis.....	57
III.2.1.1 Algorithme de la commande par hystérésis pour l'onduleur à trois niveaux.....	58
III.2.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) à échantillonnage naturel avec une seule porteuse.....	59
III.2.3 Commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel à deux porteuses.....	62
Conclusion.....	64

CHAPITRE IV

COMPENSATION DES COURANTS HARMONIQUES PAR

L'APPLICATION DE L'ONDULEUR A 3 NIVEAUX

Introduction.....	65
IV.1 Association réseau-charge non linéaire-onduleur avant et après compensation.....	65
IV.2 Résultats de simulation.....	67
IV.2.1 Commande par hystérésis.....	67
IV.2.1.A-Pour une bonde $\Delta h=1A$	67
IV.2.1.B-Pour une bonde $\Delta h=0.1A$	70
IV.2.2 Interprétation.....	73
IV.2.2 Pour la commande par MLI.....	73
IV.2.2.A-A une seule porteuse.....	74
IV.2.2.A.1-Pour une fréquence de 2000 Hz.....	74
IV.2.2.A.2-Pour une fréquence de 7500 Hz.....	77
IV.2.2.B-A deux porteuses dent de scie.....	80
IV.2.2.B.1-Pour une fréquence de 2000 Hz.....	80
IV.2.2.B.2-Pour une fréquence de 7500 Hz.....	83
IV.3 Interprétation.....	86
Conclusion.....	86



CHAPITRE V

FILTRAGE ACTIF PARALLELE AVEC COMPENSATION DE L'ENERGIE REACTIVE

Introduction.....	87
V.1 filtrage actif avec compensation de l'énergie réactive.....	88
V.2 Méthode de compensation.....	88
V.2.1 Détermination de la valeur I_{s-max}	89
V.2.2 Principe de la méthode.....	89
V.1.3 Expression du courant de charge dans le repère $\alpha-\beta$	90
V.1.4 Mise en œuvre de deux filtres passe bas pour l'extraction du courant de source de référence.....	90
V.3 Application de principe du filtrage actif avec compensation de l'énergie réactive sur une charge non linéaire.....	91
V.4 Résultats de simulation.....	92
V.5 Interprétation	95
Conclusion.....	95

CHAPITRE VI

EQUILIBRAGES DES TENSIONS D'ENTREE DES ONDULEURS

Introduction.....	96
VI.1. Equilibrage des tensions d'entrée de l'onduleur a trois niveaux	96
VI.2 Utilisation d'une capacité de valeurs importantes.....	98
VI.3 Equilibrage des tensions d'entrée pour l'onduleur à trois niveaux en utilisant un circuit de Clamping.....	98
VI.4 Résultats de simulation	100
VI.4.1 Capacité de valeurs importantes.....	100
VI.4.2 Avec un circuit de Clamping.....	102
VI.5 Interprétation.....	103
Conclusion.....	103

Conclusion générale.....	104
--------------------------	-----

Annexes

Bibliographie





TABLES DES NOTATIONS

TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

Chapitre I

h	Rang d'harmonique
$f_n(\text{Hz})$	Fréquence de la n^{eme} harmonique
$T(\text{s})$	Période d'un signal
Y_{eff}	Valeur efficace
THD	Taux distorsion harmonique.
F_P	Facteur de puissance.
$S (\text{VA})$	Puissance apparente.
$P (\text{Watt})$	Puissance active.
$Q (\text{VAR})$	Puissance réactive.
$D(\text{VAD})$	Puissance déformante.
THDV	Taux distorsion harmonique tension.
V_h	Tension d'harmonique de rang h
m_c	Nombre de convertisseur
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
$V_s(\text{V})$	Tension de réseau

Chapitre II

$I_{s1, s2, s3} (\text{A})$	Courants de source après filtrage.
$I_{c1, c2, c3} (\text{V})$	Courants de la charge polluante
$I_{\text{har}}(\text{A})$	Courant harmonique injecté par le filtre
$I_s = I_c$	Avant filtrage
$i_g(\text{A})$	Courant injecté à la gâchette du thyristor
$R_{cc} (\Omega)$	Résistance de court circuit (du réseau).
$L_{cc} (\text{H})$	Inductance de court circuit.
T_1	Thyristor numéro 1
q	Nombre de phase.
α	Angle d'amorçage du thyristor
$V_o(\text{V})$	Tension du point milieu o.



$V_m(V)$	Tension du point m.
$V_n(V)$	Tension du point n.
ω (rad / s)	pulsation électrique.
$I_{s1eff, s2eff, s3eff}$ (A)	Valeurs efficaces du courant.
I_{h1eff} (A)	Valeurs efficaces du courant harmonique.
I_f (A)	Amplitude du courant fondamental.
I_{ch} (A)	Courant de charge.
R_{ch} (Ohm)	Résistance de charge.
$V_{\alpha, \beta}(V)$	Tensions dans le système de CLARK.
$I_{\alpha, \beta}(A)$	Courants dans le système de CLARK.
$F_F(S)$	Fonction de transfert de filtre passe bas
$I_{1har, 2har, 3har}$ (A)	Courants harmoniques.

Chapitre III

U_{c1}, U_{c2} (V)	Source de tension continue à l'entrée de l'onduleur
<i>NPC</i>	Neutral Point Clamping
i_{d1}	Courant de demi-bras du haut
i_{d2}	Courant de demi-bras du bas
i_{d0}	Courant du milieu
$\Delta h(A)$.	La bande d'hystérésis
$I_k(A)$	Courant fournit par l'onduleur (Hystérésis)
I_{refk} (A)	Le courant de référence.
ε	La différence entre I_{refk} et I_k
m	Rapport de modulation.
r	Taux de modulation.
U_p	Signale de la porteuse

Chapitre IV

I_{f1}	Courant généré par l'onduleur
I_{1har}	Courant de référence (identifier)





Introduction Générale

Introduction générale

Aujourd'hui, la situation au niveau des réseaux d'énergie électrique est devenue très préoccupante, la qualité du courant dans les installations électriques se dégrade incontestablement. Elle devient donc une préoccupation importante pour les distributeurs de cette énergie et pour leurs clients. Cette dégradation découle directement de la prolifération des charges qui consomment un courant non sinusoïdal, appelées «charges non linéaires ». Ce type de charge est utilisé pour assurer la conversion, la variation et la régulation du courant électrique dans les installations commerciales, industrielles et résidentielles.

L'énergie électrique est généralement distribuée sous la forme de trois tensions constituant un système sinusoïdal triphasé. Un des paramètres de ce système est la forme d'onde qui doit être la plus proche possible d'une sinusoïde.

La correction de la forme d'onde est rendue nécessaire si la déformation dépasse certaines limites, souvent atteintes dans les réseaux possédant des sources de perturbations harmoniques tels que: les machines électriques, fours à arc et composantes à base électroniques de puissance, etc.

Progressivement, et de manière à endiguer l'augmentation des problèmes de perturbation sur les réseaux électriques, des normes de qualité électrique de plus en plus contraignantes seront imposées aux fournisseurs et aux consommateurs industriels. Face à ces nouvelles réglementations mais aussi face à la demande de plus en plus spécifique des utilisateurs d'énergie électrique, des solutions plus modernes suite à des progrès remarquables réalisés au cours des dernières années, dans le domaine des dispositifs électroniques de puissance, ont permis de concevoir des dispositifs auto-adaptables.



Le travail présenté dans ce mémoire concerne particulièrement un double objectif; le filtrage actif, pour compenser d'une part les courants harmoniques générés par une charge non linéaire (redresseur triphasé commandé) et d'autre part l'énergie réactive engendré par l'angle d'amorçage de ce dernier

De manière à atteindre ces objectifs, ce travail sera divisé en six chapitres :

Le premier chapitre sera consacré à la description des perturbations, on met en évidence les perturbations les plus usuelles induites dans les réseaux électriques, ce qui tend à montrer leurs origines et leurs conséquences sur les installations environnantes en posant en revue les solutions classiques et modernes de réduction d'harmoniques.

Dans le second chapitre, nous montrerons la structure générale d'un filtre actif parallèle en suite la présentation du modèle de l'ensemble réseau-charge polluante et en fin la méthode d'identification des courants perturbateurs.

Pour le troisième chapitre, nous étudierons l'onduleur à trois niveaux commandé par deux stratégies MLI et hystérésis et son utilité comme compensateur d'harmonique.

Au quatrième chapitre, nous aborderons la structure finale du filtrage actif parallèle pour l'élimination des harmoniques suivie des résultats de simulation obtenus.

Le cinquième chapitre sera consacré à notre second objectif qui est la compensation d'énergie réactive engendré par la charge polluante.

Finalement, nous clôturons ce mémoire par l'équilibrage des tensions d'entrée de l'onduleur multi-niveaux.





Chapitre I

PERTURBATION DES RÉSEAUX

ET PRINCIPES DE

COMPENSATION

Introduction

Aujourd'hui, la situation au niveau des réseaux alternatifs basses tensions est devenue très préoccupante. La qualité du courant électrique dans les installations commerciales et électriques se dégrade incontestablement [7].

L'utilisation croissante dans l'industrie des systèmes commandés à base d'électronique de puissance entraîne de plus en plus des problèmes de perturbations au niveau des réseaux électriques. Ainsi, on assiste à une augmentation régulière, de la part des utilisateurs, des taux d'harmoniques et de déséquilibres des courants, ainsi qu'à une importante consommation de la puissance réactive. La circulation de ces mêmes courants perturbés va également provoquer des harmoniques et des déséquilibres de tension, lesquels vont se superposer à la tension nominale du réseau électrique. Ces perturbations ont des conséquences néfastes sur tout le matériel électrique, lesquelles peuvent aller d'un fort échauffement ou d'un dysfonctionnement soudain jusqu'à la destruction totale de ces équipements [1].

La qualité du courant électrique devient donc une préoccupation importante pour les distributeurs d'énergie et pour leurs clients.

Dans ce chapitre nous traiterons les paramètres et leurs principales « anomalies » qui permettent de caractériser une alimentation électrique.



I.1 Perturbation

L'énergie électrique est généralement distribuée sous la forme de trois tensions constituant un système sinusoïdal triphasé. Un des paramètres de ce système est la forme d'onde qui doit être la plus proche possible d'une sinusoïde [5].

Afin de bien analyser les pollutions des réseaux électriques et, par conséquent, de trouver les meilleures méthodes de dépollution, on va distinguer deux types de perturbations, à savoir les perturbations de courant et celles de tension.

Les courants perturbateurs comme les courants harmoniques, les courants déséquilibrés et la puissance réactive sont majoritairement émis par des charges non linéaires, à base d'électronique de puissance, et/ou déséquilibrées. La puissance réactive peut être aussi consommée par des charges linéaires inductives comme les moteurs asynchrones qui sont largement présents dans les sites industriels.

Les perturbations de tension comme les creux, les déséquilibres et les harmoniques de tension trouvent généralement leurs origines dans le réseau électrique lui-même mais parfois également dans les charges.

Ces types de perturbation ont des effets très néfastes sur les équipements électriques. Ces effets peuvent provoquer des échauffements jusqu'à la destruction totale des équipements [6].

I.2 Caractéristiques des perturbations électriques

L'énergie électrique est délivrée sous forme d'un système triphasé de tension sinusoïdale. Les paramètres caractéristiques de ce système sont les suivants :

1. La fréquence.
2. L'amplitude.
3. La forme d'onde qui doit être sinusoïdale.
4. La symétrie du système triphasé, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leur déphasage relatif [8].

La qualité de la tension peut être affectée, soit du fait de certains incidents inhérents à la nature physique et aux sujétions liées à l'exploitation du réseau, soit du fait de certains récepteurs. Ces défauts se manifestent sous forme de différentes



perturbations affectant un ou plusieurs des quatre paramètres précédemment définis. On a donc quatre possibilités distinctes de perturbations :

1. Les fluctuations de la fréquence à 50 Hz : elles sont rares et ne sont observées que lors de circonstances exceptionnelles, par exemple certains défauts graves du réseau, au niveau de la production ou du transport.

2. Les variations de l'amplitude : il ne s'agit pas des variations lentes de tension qui sont corrigées par les transformateurs de réglage en charge, mais de variations rapides de tension ou de creux de tension. Les creux de tension peuvent être soit isolés, soit plus ou moins répétitifs, de forme régulière ou non.

3. La modification de la forme d'onde : cette onde n'est alors plus sinusoïdale, et peut être considérée comme représentable par une onde fondamentale à 50 Hz, associée soit à des harmoniques de fréquence multiple entier de 50 Hz, soit même parfois à des ondes de fréquence quelconque.

4. La dissymétrie du système triphasé : que l'on appelle déséquilibre [6].

I.3 Les harmoniques

L'expansion de l'emploi des charges électroniques non linéaires durant les 30 dernières années a significativement contribué à la propagation des harmoniques dans les systèmes électriques de puissance. Comme ces charges sont indispensables pour différents besoins domestiques et industriels.

Les déformations du courant et de la tension peuvent perturber le fonctionnement normal d'autres équipements électriques. C'est pourquoi, les distributeurs d'énergie ayant la contrainte de fournir une tension sinusoïdale, prennent en charge l'atténuation des perturbations harmoniques au moyen d'installations de forte puissance. Cependant, les nouvelles réglementations internationales imposent aux consommateurs des limites aux harmoniques, engendrées par leurs systèmes, tant en courant qu'en tension. Ainsi, le filtrage des composantes harmoniques est au centre des préoccupations des distributeurs d'une part et des utilisateurs d'énergie électrique d'autre part [4].



I.3.1 Définition

La variation en fonction du temps, des grandeurs électriques courants et tensions des réseaux industriels alternatifs, s'éloigne significativement de la sinusoïde pure (figure (I.1)).

La variation est en fait composée d'un certain nombre de sinusoïdes de fréquences différentes, comprenant entre autres, une sinusoïde à fréquence industrielle dite sinusoïde fondamentale ou plus simplement : le fondamental [5].

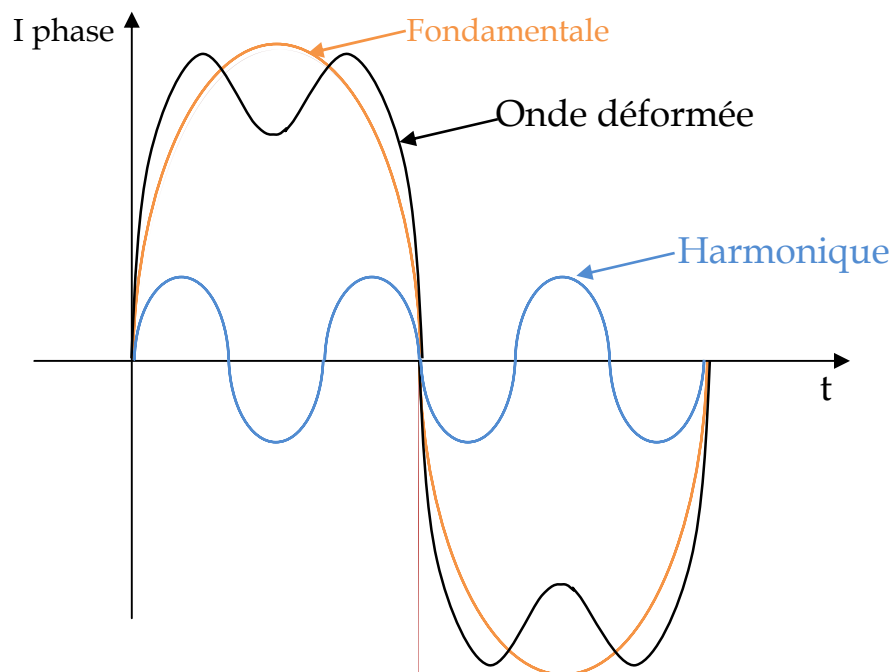
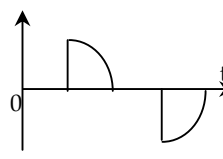
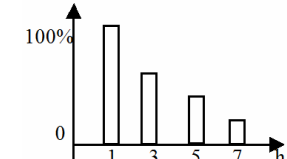
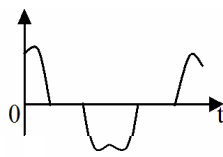
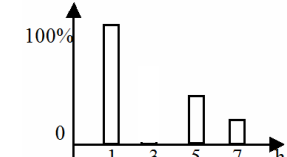
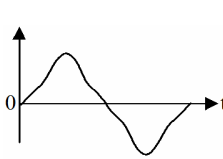
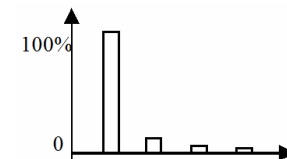


Fig (I.1)
Décomposition d'un signal périodique pollué

I.3.2 Source d'harmoniques

La cause principale de l'existence des harmoniques est l'injection des courants non sinusoïdaux par des charges non linéaires, ainsi les charges déséquilibrées branchées au réseau. Le tableau (I.1) montre quelques sources d'harmoniques [8].

Type de charge	Appareils concernés	Courant absorbé	Spectre harmonique correspondant
Gradateur monophasé	Régulation de puissance de fours à résistance. Modulation de puissance des lampes halogènes		
Redresseur triphasé à thyristor	Variateur de vitesse des moteurs à courant continu et des moteurs synchrones		
Moteur asynchrone	-Machines-outils -Appareils électroménagers -Ascenseurs		

Tab (I.1)
Principales charges polluantes

I.4 Grandeurs caractéristiques

I.4.1 Grandeur harmonique

C'est l'une des composantes sinusoïdales de la variation de la grandeur physique possédant une fréquence multiple de celle de la composante fondamentale. L'amplitude de l'harmonique est généralement de quelques pour cent de celle du fondamental [5].

I.4.2 Rang de l'harmonique

C'est le rapport de sa fréquence f_n à celle du fondamental (généralement la fréquence industrielle, 50 ou 60 Hz) :

$$n = f_n / f_1 \quad (\text{I.1})$$

Par principe, le fondamental f_1 a le rang un [5].

I.4.3 Série de Fourier

Ceci revient à dire que : « tout signal s , périodique de période $T=1/f$, peut se décomposer en une somme infinie de termes sinus et cosinus de fréquences multiples de f .



Mathématiquement, cela s'écrit :

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_0^{\infty} (a_n \cdot \cos(n \omega t) + b_n \cdot \sin(n \omega t)) \quad (\text{I.2})$$

La valeur a_0 représente la valeur moyenne de $s(t)$.

On calcule les coefficients a_n et b_n avec les formules suivantes :

$$a_n = \frac{2}{T} \int_T f(t) \cdot \cos(n\omega t) dt \quad \text{Et} \quad b_n = \frac{2}{T} \int_T f(t) \cdot \sin(n\omega t) dt \quad (\text{I.3})$$

De plus, il existe quelques pré-requis qui permettent de ne pas faire de calculs inutiles :

- si la fonction est paire, les coefficients b_n sont nuls
- si la fonction est impaire, les coefficients a_n sont nuls
- si la fonction possède une symétrie sur ses deux demi-périodes, les termes d'indice pairs sont nuls [2].

I.4.4 Valeur efficace d'une grandeur alternative

Il y a identité entre l'expression usuelle de cette valeur efficace calculée à partir de l'évolution temporelle de la grandeur alternative ($y(t)$) et l'expression calculée à partir de son contenu harmonique :

$$Y_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T Y^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{n=1}^{n=\infty} y_n^2} \quad (\text{I.4})$$

Notons qu'en présence d'harmoniques, les appareils de mesure doivent avoir une bande passante élevée (> 1 kHz).

I.4.5 Taux de distorsion

Le taux de distorsion est un paramètre qui définit globalement la déformation de la grandeur alternative :

$$THD \quad (\%) = 100 \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=\infty} Y_n^2}}{Y_1} \quad (\text{I.5})$$



Il existe aussi une autre définition qui remplace le fondamental Y_1 par la valeur efficace totale Y_{eff} . Certains appareils de mesure l'utilisent.

I.4.6 Spectre (de fréquence)

C'est la représentation de l'amplitude des harmoniques en fonction de leur rang, la valeur des harmoniques étant généralement exprimée en pourcentage du fondamental par un histogramme (figure (I.2)) [3].

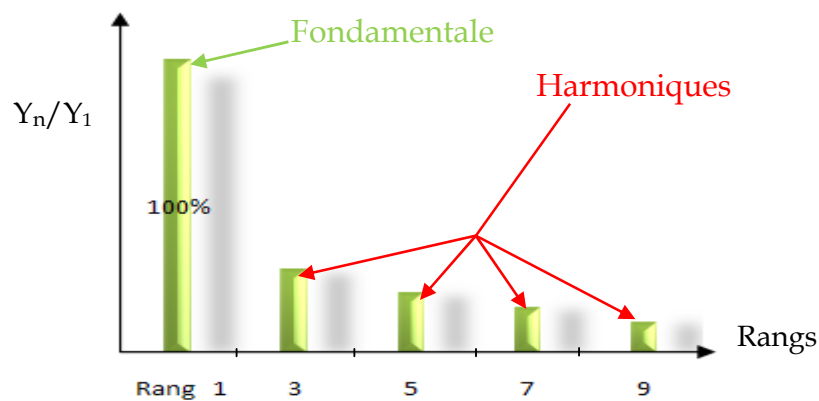


Fig (I.2)

L'amplitude est souvent donnée, relative à celle du fondamental.

I.4.7 Charges linéaires et non linéaires

Les récepteurs peuvent être classés en deux familles principales :

- les récepteurs linéaires (ou charges linéaires),
- les récepteurs non-linéaires (ou charges non-linéaires).

Une charge est dite linéaire si, alimentée par une tension sinusoïdale, elle consomme un courant sinusoïdal. Cependant, le courant et la tension peuvent être déphasés. Les charges linéaires couramment utilisées sont constituées de résistances, de capacités et d'inductances.

Une charge est dite non-linéaire lorsque la relation entre la tension et le courant n'est plus linéaire. Un tel récepteur alimenté par une tension sinusoïdale, consomme un courant non-sinusoïdal.

Cette classe de charges englobe les convertisseurs statiques (gradateurs, redresseurs), les circuits magnétiques saturés, les lampes à décharges...

Le courant consommé étant périodique, il est décomposé en une série de Fourier. En outre, sa période étant identique à celle de la tension, seules les fréquences multiples de celle de la tension sont présentes [4].

I.5 Influence des harmoniques sur le facteur de puissance F_P

Normalement, pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance est donné par rapport entre la puissance P et puissance apparente S .

En présence des harmoniques, la puissance apparente S est composée de trois parties : active P , réactive Q et déformante D , cette dernière est la puissance provoquée par les courants harmoniques, tel que $I=I_f+I_h$.

$$D = 3V_1 \sqrt{\sum_{h=2}^{50} I_h^2} \quad (\text{I.6})$$

L'expression la puissance apparente S est donnée par l'équation suivante [9]:

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

La puissance réactive Q est associée au courant fondamental. La puissance déformante D est due aux harmoniques de courant (avec $S = 3V \sqrt{I_c^2 - I_{c1}^2}$, ou I_c est la valeur efficace du courant de la charge).

Pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance F_P est égal au quotient de la puissance active P par la puissance apparente S [9]:

$$F_P = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (\text{I.8})$$

Le facteur de puissance sera toujours inférieur à 1. En posant :

$$P = 3V \cdot I_{c1} \cdot \cos \varphi \quad (\text{I.9})$$

On aura

$$F_P = \frac{I_{c1}}{I_c} \cdot \cos \varphi = F_{dis} \cdot \cos \varphi \quad (\text{I.10})$$



Où F_{dis} représente le facteur de distorsion. Il vaut 1 lorsque le courant est parfaitement sinusoïdal et il décroît lorsque la déformation de l'onde s'accroît.

α représente le déphasage entre le courant fondamental et la tension [9].

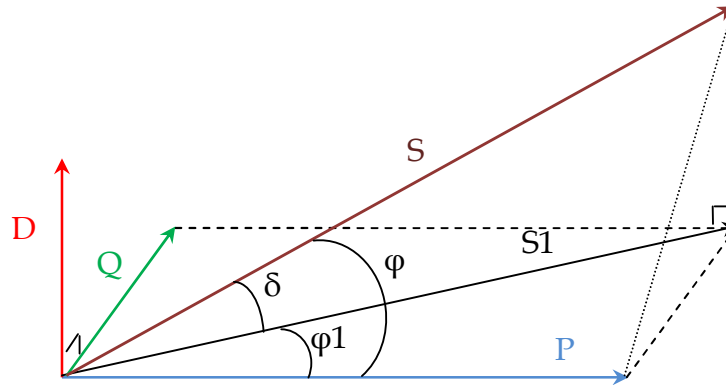


Fig (I.3)

Diagramme de Fresnel des puissances

I.6 Réglementation des perturbations

Les générateurs de courants harmoniques sont responsables de l'apparition d'harmonique de tension aux bornes de réseau. Ces harmoniques provoquent des pertes supplémentaires dans les lignes, les machines et les transformateurs de plus ils perturbent fortement l'appareillage électronique (problèmes de synchronisation) et créent principalement des interférences avec les équipements de télécommunication.

Une onde de tension trop déformée entraîne un certain nombre d'inconvénients, en particulier pour les convertisseurs eux mêmes dont l'angle d'allumage serait alors décalé. Les distributeurs d'énergie fixent un taux admissible au point de raccordement de leurs réseaux. En particulier, en France, EDF impose les limites suivantes [8]:

$$\frac{v_h}{v_1} \leq 0,6\% \quad \text{Si } h \text{ est impaire} \quad (\text{I.11})$$

$$\frac{v_h}{v_1} \leq 1\% \quad \text{Si } h \text{ est paire} \quad (\text{I.12})$$

$$THDV \leq 1,6\% \quad (\text{I.13})$$

Au-delà de ces valeurs, il est nécessaire d'installer des dispositifs de filtrage ou dans la mesure du possible d'augmentera la puissance de court-circuit du réseau.

En ce qui concerne le facteur de puissance, EDF impose une valeur minimale de 0.928 ($\text{tg}\varphi < 0,4$), tout dépassement est facturé [8].

I.7 Principales perturbations provoquées par les courants et tensions harmoniques

Les tensions et courants harmoniques superposés à l'onde fondamentale conjuguent leurs effets sur les appareils et équipements utilisés.

Ces grandeurs harmoniques ont des effets différents selon les récepteurs rencontrés :

- 1 soit des effets instantanés.
- 2 soit des effets à terme dus aux échauffements.

I.7.1 Effets instantanés

Sur les systèmes électroniques, les tensions harmoniques peuvent perturber les dispositifs de régulation. Elles peuvent influencer les conditions de commutation des thyristors lorsqu'elles déplacent le passage à zéro de la tension.

- a) Vibrations, bruit Par les efforts électrodynamiques.
- b) Des couples mécaniques pulsatoires, dûs aux champs tournants harmoniques.
- c) Perturbations induites sur les lignes à courants faibles (téléphone, contrôle-commande) [5].

I.7.2 Effets à terme

- a) Echauffement des condensateurs : les condensateurs sont sensibles aux surcharges.
- b) Echauffement dû aux pertes supplémentaires.
 - Pertes supplémentaires dans les machines.
 - Pertes supplémentaires des transformateurs dues : à l'effet de peau, à l'hystérésis et aux courants de Foucault (dans le circuit magnétique). $P_{\text{joule}} = R.I^2$.

Ces pertes supplémentaires occasionnées par la présence des courants harmoniques réduisent le rendement des équipements tels que les moteurs, les transformateurs [4] [5].

- c) Echauffement des câbles et des équipements [5].



Le tableau ci-dessous résume l'ensemble des matériels électriques perturbés par la pollution harmonique. [13]

Nature du matériel électrique	Effet de la pollution harmonique
Machines tournantes. Moteurs triphasés. Alternateurs.	Echauffement supplémentaire (effet Joule) dans les enroulements statoriques, couples oscillatoires. augmentation du bruit
Transformateurs	Pertes supplémentaires dans le fer (par courants de Foucault) et dans les enroulements (par effet Joule). Risque de saturation en présence d'harmoniques paires.
Câbles	Augmentation des pertes surtout dans le câble de neutre où s'ajoutent les harmoniques de rang 3 et multiple de 6 Pertes diélectriques supplémentaires
Electronique de puissance (ponts redresseurs à thyristors, transistor,...etc.)	Troubles fonctionnels liés à la forme d'onde (commutation synchronisation)
Condensateurs de puissance	Pertes diélectriques supplémentaires aboutissant à un vieillissement prématuré des condensateurs
Ordinateurs.	Dysfonctionnement lié aux couples pulsatoires des moteurs d'entraînement des supports magnétiques.
Dispositifs de protection (fusibles, disjoncteurs magnétothermiques.)	Fonctionnement intempestif.
Compteur d'énergie.	Erreur de mesure.
Téléviseurs.	Déformation d'image.
Lampes à décharge.	Risque de vacillement sous l'effet de l'harmonique de rang 2.

Tab (I.2)

Effets des harmoniques sur quelques matériels



I.8 Les solutions traditionnelles

Ce sont des techniques qui doivent être connues par tous les électriciens. Elles apportent une solution facile et rapide pour certains cas de perturbations bien localisées et utilisent des composants passifs (inductances, condensateurs, transformateurs) et/ou des branchements qui modifient le schéma de l'installation [9].

I.8.1 Pont dodécaphasé

La structure dodécaphasé présente des caractéristiques très intéressantes par rapport à celle hexaphasée. Cependant, le nombre de semi-conducteurs utilisés et le transformateur à deux enroulements au secondaire rendent cette solution onéreuse

Un convertisseur composé de (m_c) convertisseur triphasé élémentaire à indice de pulsation p , sera à indice de pulsation n tel que $n = m_c \cdot p$, si les convertisseurs élémentaires sont alimentés par des tensions dont les déphasages sont en progression arithmétique de $\frac{2\pi}{m_c p}$.

La figure (I.4) illustre un exemple pour $p=6$ (pont de graëtz) et $m_c=2$, soit un convertisseur à indice de pulsation égale à 12. Ce convertisseur appelé dodécaphsé, est le plus utilisé (cas des puissances importantes) dans la mesure où le déphasage de $\frac{\pi}{6}$ est facilement obtenu par un couplage étoile-triangle et étoile-étoile d'un transformateur à double enroulement au secondaire. [4].

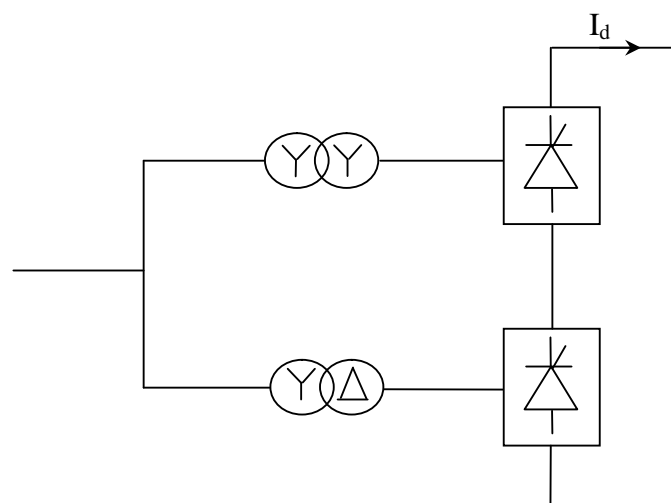


Fig (I.4)
Structure du pont dodécaphasé

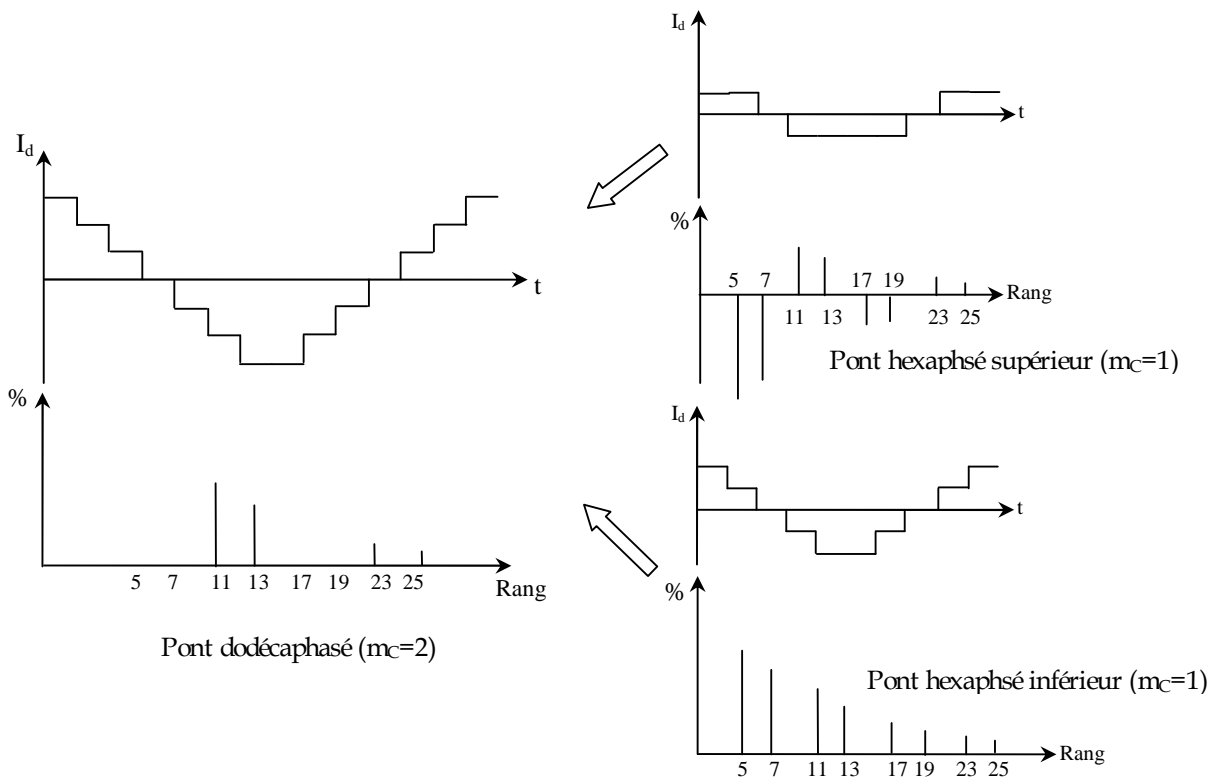


Fig (I.5)
Forme de courant et rang d'harmonique

Cette solution provoque un encombrement lors de la commande ce qui limite son utilisation [12].

I.8.2 Surdimensionnement des installations électriques

Cette stratégie consiste à surdimensionner les équipements du réseau de telle sorte à supporter les surtensions produites par les harmoniques [8].

I.8.3 Agir sur la structure de l'installation

Il faut éviter de connecter un récepteur sensible en parallèle avec un pollueur (figure (I.6)). Une alimentation par câble distinct est préférable [3].

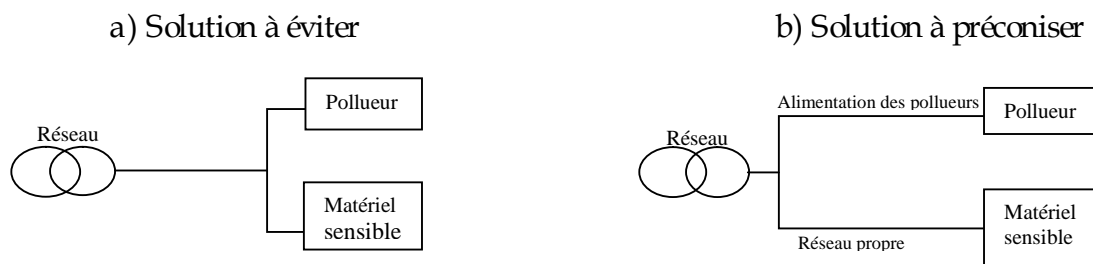


Fig (I.6)
Une distribution en étoile permet le découplage par les impédances naturelles et/ou additionnelles.

I.8.4 Utilisation d'inductances anti-harmoniques

Cette disposition consiste à protéger les condensateurs, destinés à améliorer le facteur de puissance, en plaçant une inductance en série. Cette inductance est calculée de façon à ce que la fréquence de résonance ne corresponde à aucun des harmoniques présents [3].

I.8.5 Filtres passifs d'harmoniques

Le principe est de « piéger » les courants harmoniques dans des circuits LC, accordés sur les rangs d'harmoniques à filtrer, donc il se comporte comme un court-circuit pour l'harmonique considéré. Un filtre comprend donc une série de « gradins » qui correspondent tous à un rang d'harmonique. Les rangs 5 et 7 sont les plus couramment filtrés.

On peut installer un filtre pour une charge ou pour un ensemble de charges.

Sa conception nécessite une étude approfondie du réseau électrique et un travail de conception de bureau d'étude. Le dimensionnement dépend du spectre harmonique de la charge et de l'impédance de la source d'énergie [7].

Cette solution est la plus simple et la moins chère mais sans doute, elle n'est pas la plus efficace. L'efficacité de ces filtres se trouve dégradée par la présence de certains facteurs :

- Insuffisante habilité à couvrir une large bande de fréquence qui nécessite l'installation de plusieurs filtres.
- Naissance de résonances séries et parallèles avec le réseau qui conduit à l'amplification de tout harmonique à fréquence voisine de celle de la résonance.
- La forte dépendance de l'impédance et de la fréquence du réseau.
- Equipements volumineux [9].

I.8.5.1 Modèles des filtres passifs

-Filtre résonant : Il est constitué par la mise en série d'une inductance, d'une résistance, et d'un condensateur la figure (I.7-a) et la figure (I.7-b) montre clairement le montage de ce dernier ainsi que leurs impédances en fonction de la fréquence [12].



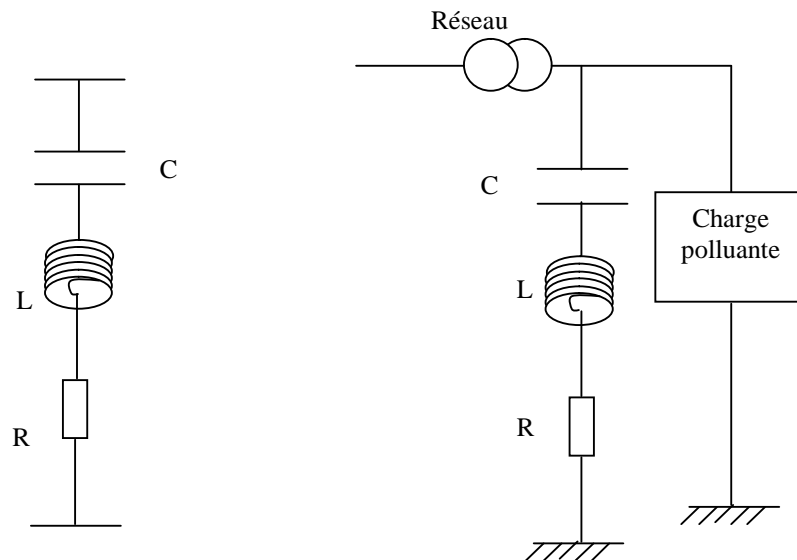


Fig (I.7.a)
Structure du filtre résonant

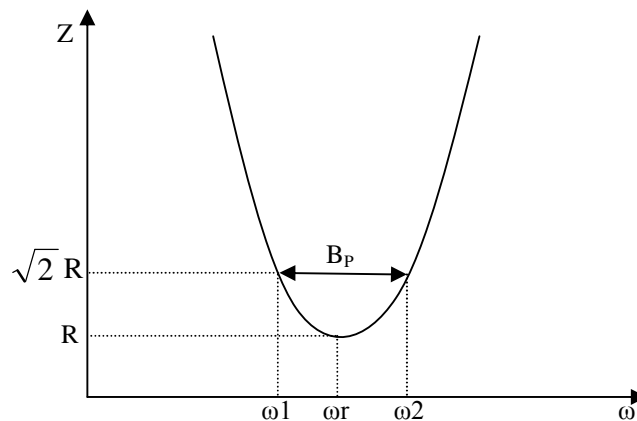


Fig (I.7.b)
Caractéristique du filtre résonant

Ce type de filtre est caractérisé par l'emplacement de trois filtre, deux pour les harmoniques d'ordre inférieurs et un filtre pour les harmonique d'ordre supérieurs, c'est-à-dire pour un pont triphasé nous avons besoin d'un filtre passe bas pour le cinquième et l'autre pour le septième harmonique et d'un filtre passe haut pour tous les harmoniques au-delà de 11^{ème} [12].

➤ Filtre amorti :

La figure (I.7.c) montre le montage de ce type de filtre, ainsi que son impédance en fonction de la fréquence. En plus de difficulté de dimensionnement des filtres et à coût globale donné, ce type n'est efficace que si le rang d'harmonique à éliminer est suffisamment élevé (à partir de $h=13$) [13].

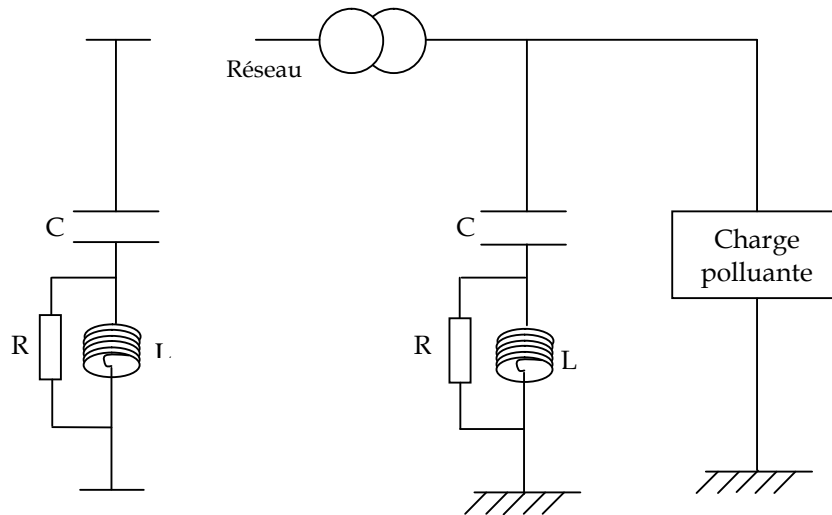


Fig (I.7.c)
Montage du filtre amorti

I.9 Solutions modernes

Suite aux effets néfastes, les recherches se sont ré-axées vers d'autres solutions présentant de moindres inconvénients. Alors, grâce au développement qu'a connu la technologie des semi-conducteurs de puissance entièrement commandables (GTO, IGBT, MOSFET ...), ont apparus les convertisseurs AC-DC (redresseur MLI) d'une part, permettant un meilleur contrôle du facteur de puissance et l'atténuation de certains harmoniques basses fréquences

De plus, ce progrès dans le domaine des semis conducteurs de puissance a permis de concevoir des dispositifs d'élimination des harmoniques plus efficace dont l'objectif est l'élimination des problèmes intrinsèques des filtres passifs. Ces derniers se caractérisent par leurs adaptations aux variations de la fréquence du réseau ou autre paramètres. L'association des filtres actifs et passifs peut aussi conduire à des solutions qui augmentent leurs performances et leurs potentialités d'application [14].

I.9.1 Filtrage actif

Il y a deux types de filtrage actif :

- Filtrage actif série et parallèle ou encore filtrage combiné actif série
- Filtrage passif parallèle et actif parallèle – passif série.

Ils sont construits autour d'un ou plusieurs composants actifs associés à des résistances et condensateurs, les selfs difficiles à intégrer sont exclues. .

Les composants actifs sont des transistors bipolaires [11] [14].

Le filtrage actif comprend des convertisseurs de puissance. Ce sont des sources de courant ou de tension qui éliminent les harmoniques en injectant en série ou en parallèle sur le réseau des courants ou des tension ou les deux à la fois, en opposition par rapport aux perturbations existants.

Vu le développement de l'électronique de puissance seulement au niveau de la commutation et les lois de commandes (MLI et Hystérésis) les recherches actuellement sont orientées vers les filtres actifs.

Dans ce travail nous proposons le filtre actif parallèle comme méthode de réduction des harmoniques de courant parce qu'il présente les avantages suivants :

- Il s'adapte automatiquement à l'évolution des charges et du réseau.
- Le risque de résonance entre filtre et impédance du réseau qui existe avec le filtre passif est éliminé [13].

Les différents types de Filtrage actif sont :

I.9.1.1 Filtrage actif série

Le filtre actif série engendre des tensions harmoniques V_h dont la somme avec la tension réseau V_s est une onde sinusoïdale (figure (1.8.a)). Il est destiné à protéger les installations sensibles aux perturbations provenant du réseau telles que les harmoniques en tension, les surtensions.

En revanche, le filtrage série ne permet pas de compenser les courants harmoniques consommés par la charge [4].

I.9.1.2 Filtrage actif parallèle

Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau, comme le montre la figure (I.8.b), est le plus souvent commandé comme un générateur de courant. Il injecte dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci. Le courant côté réseau est alors sinusoïdal. Ainsi l'objectif du filtre actif parallèle consiste à empêcher les courants perturbateurs (harmoniques, réactifs et déséquilibrés), produits par des charges



polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif [6].

I.9.1.3 Filtrage actif série-parallèle

C'est une solution de compensation universelle basée sur le fonctionnement simultané des filtres actifs parallèle et série figure (I.8.e). Cette nouvelle topologie est appelée combinaison parallèle série actifs ou United Power Quality Conditioner. Il possède les avantages cumulés des filtres actifs parallèles et série.

Le filtre actif série, lorsqu'il est placé en amont du filtre actif parallèle permet de dépolluer la source des tensions perturbatrices. Lorsqu'il est placé en aval, il permet d'isoler la charge de la source perturbée [9].

I.9.1.4 Filtrage hybride

Le filtrage mixte ou hybride résulte de l'association d'un filtre passif et d'un filtre actif.

L'intérêt des filtres mixtes est que le filtre passif prend en charge la compensation d'une grande partie des harmoniques ; le filtre actif maintient les performances de filtrage en fonction de l'évolution de la charge du réseau. Ainsi la puissance du convertisseur qui constitue le filtre actif est fortement diminuée grâce aux éléments passifs. Ces structures permettent donc d'optimiser le rapport performance / coût et d'avoir une meilleure tenue en tension [13].

On a plusieurs structures de filtre actif par exemple :

- Le filtre actif série connecter en série avec des filtres passifs parallèles.
- Le filtre actif série des filtres passifs parallèles.
- Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.

La figure suivante présente quelques différents types de filtrages actifs :



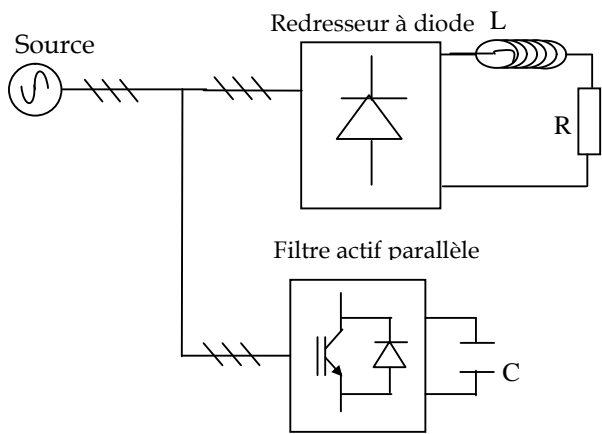


Fig (I.8.b)
Filtre actif parallèle

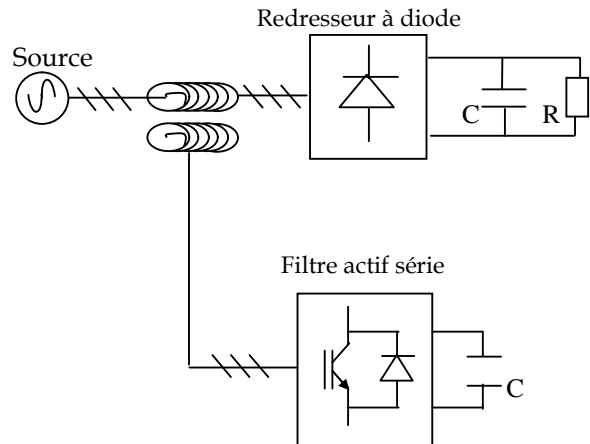


Fig (I.8.a)
Filtre actif série

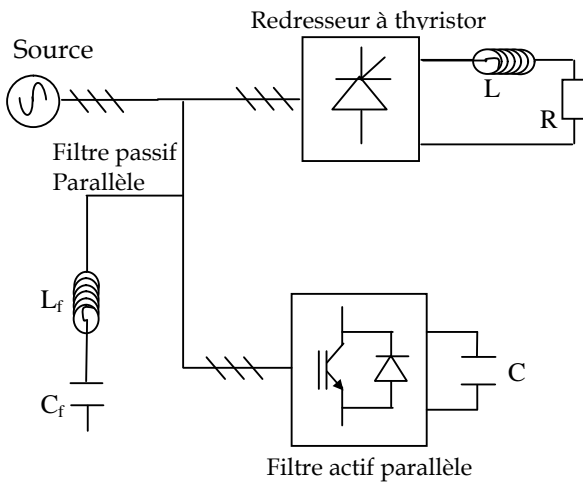


Fig (I.8.d)
Filtre combiné actif parallèle
Et passif parallèle

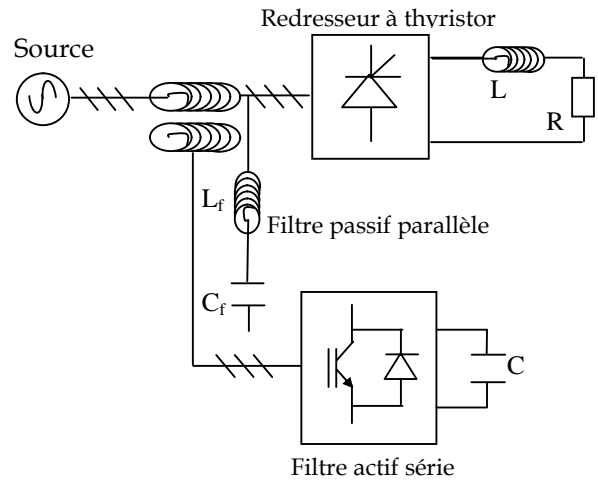


Fig (I.8.c)
Filtre combiné actif
Série et passif parallèle

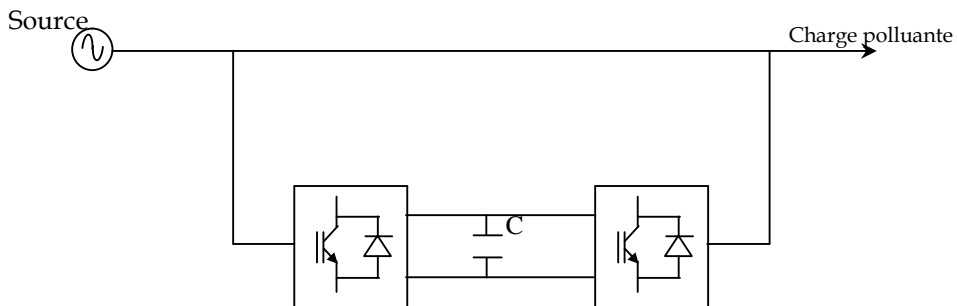


Fig (I.8.e)
Combinaison parallèle-série

I.9.2 Les redresseurs MLI

Ce sont des convertisseurs à modulation de largeurs d'impulsions, utilisant des composants à commutation forcée tels que les IGBT ou les thyristors GTO. L'emploi de cette technique permet non seulement une réduction de la perturbation harmonique en prélevant des courants d'allure sinusoïdale mais aussi un contrôle des puissances actives et réactives [16].

On distingue deux structures, la structure courant et la structure tension. Elles sont développées dans les paragraphes ci-après.

I.9.2.1. Redresseur de tension

Son schéma de principe est présenté sur la figure (I.9). Les composants de puissance disponibles (IGBT, GTO) étant unidirectionnels en courant, le courant I_d le sera également. La réversibilité en puissance s'effectue par l'inversion de la tension redressée U_d . Le contrôle de la puissance réactive est obtenu par action sur la phase du courant réseau par rapport à la tension [16].

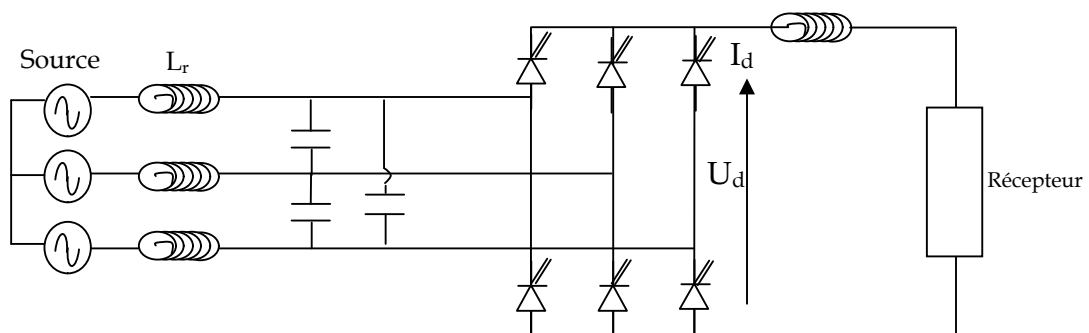


Fig (I.9)
Redresseur de tension

I.9.2.2. Redresseur de courant

La tension U_d étant unidirectionnelle, la réversibilité de la puissance active est assurée par le courant I_d , qui est bidirectionnel. Le contrôle de la puissance réactive est réalisé par action indirecte sur la phase du fondamental de courant du réseau

Les inductances L_r servent dans la figure (I.10) à découpler le convertisseur de réseau car les deux réseaux alternatifs et continus sont tous deux sources de tension [16].

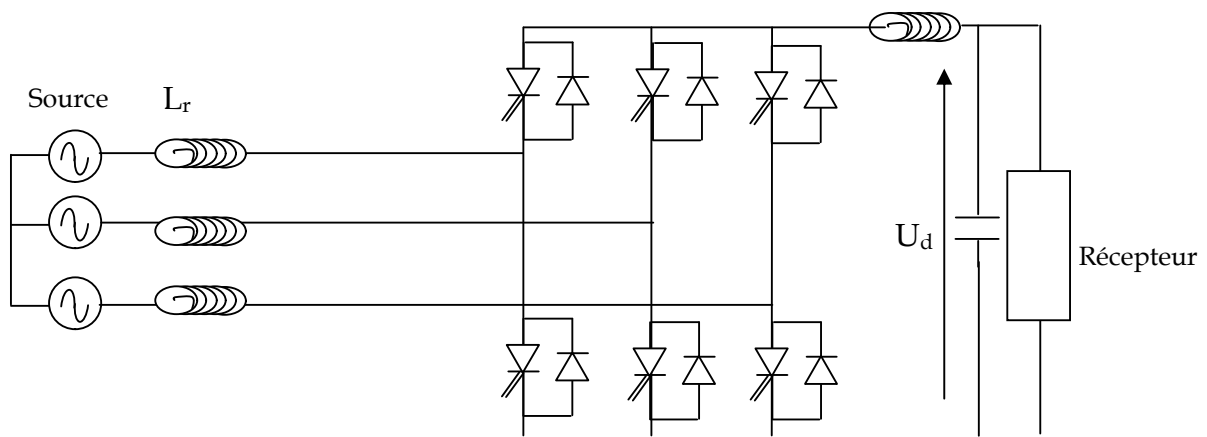


Fig (I.10)
Redresseur de courant

Conclusion

Nous avons vu qu'actuellement Les charges non linéaires sont de plus en plus présentes comme récepteurs consommateurs dans les réseaux de distribution industrielle, Elles produisent une pollution électrique harmonique qui nécessite généralement un dispositif d'élimination de ces perturbations et compensation de l'énergie réactive qu'ils consomment. Puis on a abordé les principales perturbations harmoniques et les moyens techniques permettant de les limiter dont il existe plusieurs, les solutions classiques présentent de nombreuses contraintes pour répondre à un besoin actif de dépollution, elles sont souvent pénalisées en termes d'encombrement, de résonance et d'une mauvaise adaptation face à l'évolution du réseau et aux charges polluantes.

De plus nous avons s'intéressé dans la suite aux solutions modernes tel que le filtre actif parallèle qui sera l'objet de ce mémoire.

Chapitre II

CHARGE POLLUANTE

(REDRESSEUR EN PONT TRIPHASE COMMANDE)

PRINCIPE DU FILTRAGE

ACTIF PARALLELE

ET

IDENTIFICATION DES COURANTS

HARMONIQUES

L'utilisation croissante dans l'industrie de systèmes commandés à base d'électronique de puissance entraîne de plus en plus de problèmes de perturbation au niveau des réseaux électriques. Ainsi, on assiste à une augmentation régulière, de la part des utilisateurs, des taux d'harmonique et de déséquilibre des courants, ainsi qu'à une importante consommation de la puissance réactive.

La circulation de ces mêmes courants perturbés va également provoquer des harmoniques et des déséquilibres de tension comme ils sont indiqués dans le premier chapitre.

Les méthodes présentées précédemment dans le premier chapitre ont pour but de diminuer ces perturbations, il a fallu donc penser à un autre système de compensation qui puisse s'adapter rapidement aux spectres harmoniques. Avec les semi-conducteurs d'aujourd'hui pouvant être à la fois rapides et puissants, un nouveau moyen performant de compensation est apparu : Filtre actif.

Nous allons s'intéresser dans ce chapitre au Principe du filtrage actif parallèle du réseau pollué par un redresseur triphasé à thyristor.

II.1 Filtres actifs

L'utilisation des filtres actifs contribue à la minimisation des harmoniques survenant dans les réseaux de distribution de l'énergie électrique, causés par la connexion des charges non linéaires [14].

II.1.1 Objectif

Un filtre actif est un dispositif qui exploite au moins un convertisseur statique pour satisfaire la fonction de 'dépollution harmonique' [14]. Les besoins en termes de dépollution harmonique sont divers, parce qu'on espère toujours garantir :

- La non pollution d'un réseau propre alimentant une charge sensible.
- Le bon fonctionnement d'une charge sensible dans un environnement pollué.
- Réaliser, simultanément, les deux opérations [16], [3].



Chapitre II

II.1.2 Filtre actif parallèle

Ce filtre est le plus souvent commandé comme un générateur de courant, il génère des courants harmoniques, en opposition de phase avec le réseau, afin que la somme avec ceux-ci soit nulle. On obtient alors des courants alternatifs au niveau du réseau. Il permet donc de supprimer au point de raccordement tous les harmoniques de courants de charge non linéaire.

En générale, le filtre actif parallèle est utilisé pour la dépollution des réseaux BT et MT. Son impédance totale vis à vis de la source et de la charge lui confère une bonne auto-adaptabilité avec les performances appréciables [5]. Sa structure est la suivante :

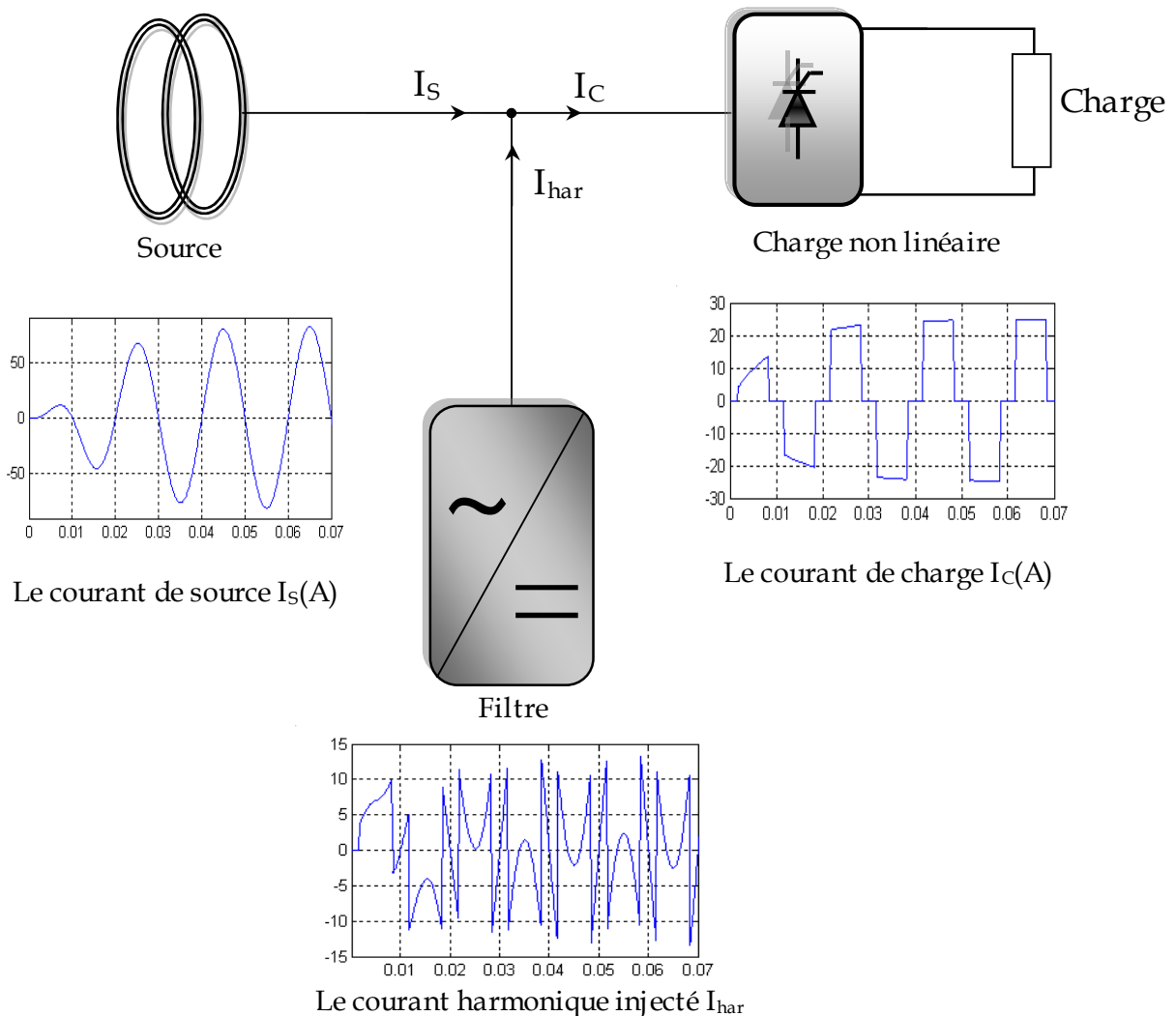


Fig (II.1)
Principe du filtrage actif parallèle

Le réseau est assimilable à une source de tension sinusoïdale en série avec une impédance, dit de court-circuit, d'où la représentation du réseau par un système de f.e.m triphasé équilibré en série avec une impédance (figure (II.2)) [24].

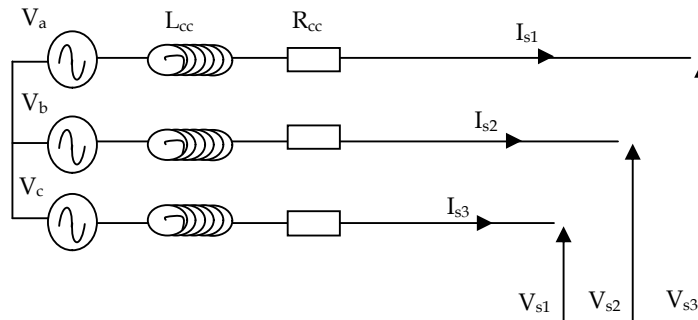


Fig (II.2)
Schéma symbolique d'un réseau

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = \sqrt{2} \cdot V_{\max} \cdot \begin{pmatrix} \sin(\theta) \\ \sin\left(\theta - 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta - 4 \cdot \frac{\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (\text{II.1})$$

$$\begin{pmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} - R_{cc} \cdot \begin{pmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{pmatrix} - L_{cc} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{pmatrix} \quad (\text{II.2})$$

Où $\theta = \omega \cdot t$ et l'impédance de court-circuit est [24] :

$$Z_{cc} = R_{cc} + j\omega \cdot L_{cc}$$

II.3 La charge polluante

Les redresseurs sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent la conversion alternative-continue (AC/DC). Alimentés par une source de tension alternative, ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie [22].

On utilise des redresseurs chaque fois qu'on a besoin des sources continues sachant que l'énergie électrique est disponible en alternative. Les redresseurs ont un très vaste domaine d'application mais malheureusement leur inconvénient major est l'envoi au réseau des courants non sinusoïdaux riche en harmonique [13].

II.3.1 Le redresseur à thyristors

Le redresseur triphasé à thyristors ou pont de graëtz triphasé (figure II.3) constitue l'un des montages de l'électronique de puissance les plus répandus dans le secteur industrie. Il permet de réguler la puissance délivrée à une charge en modifiant la tension continue appliquée à ses bornes à l'aide des thyristors.

Ceci se fait en jouant sur l'angle de commande des gâchettes, est défini par l'écart entre l'amorçage commande et l'amorçage naturel des thyristors ses utilisateurs sont nombreux :

- La commande en vitesse variable des moteurs à courant continue,
- la commande en vitesse variable des machines synchrones,
- les électrolyseurs,
- les fours à inductions [13].

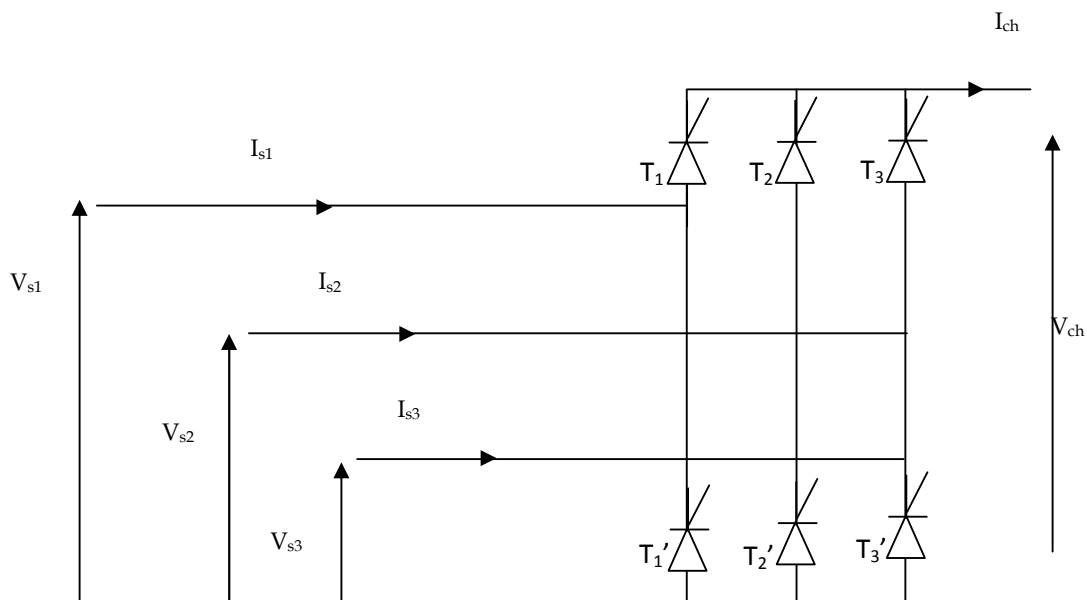


Fig (II.3)
Schéma symbolique d'un pont de graëtz

II.3.1.1 Thyristors

Le thyristor est une valve dont on peut commander la conduction, il possède une anode et un cathode similaire à la diode mais il possède en plus un électrode appelé gâchette, la gâchette permet de retarder l'amorce de la conduction, figure (II.4).

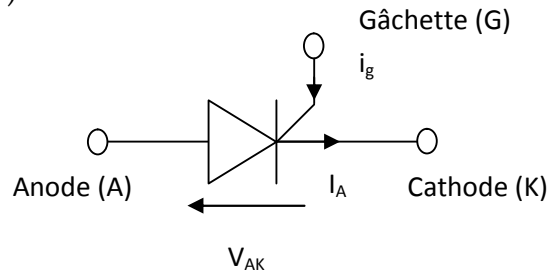


Fig (II.4)
Structure de thyristor

Pour amorcer la conduction, deux conditions sont nécessaires

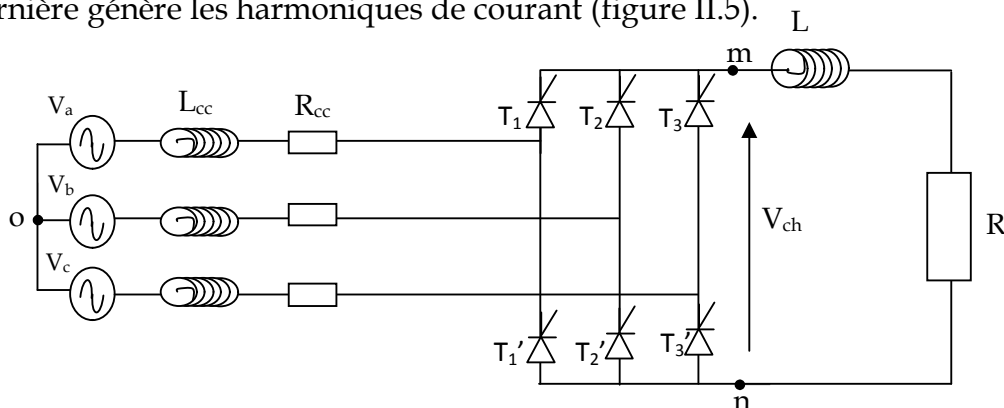
1. L'onde doit être positive.
2. Un courant I_g doit être dans la gâchette pendant quelques microsecondes. (une impulsion E_g positive).

Une fois la conduction amorcée, la gâchette prend tout contrôle et la conduction ne cesse que lorsque le courant anodique redevient nul, après quoi la gâchette reprend son pouvoir de commande.

Pendant la conduction le thyristor se comporte exactement comme une diode ordinaire [25].

II.3.1.2 Association réseau-charge

La charge polluante est assimilée à une source triphasée de courant, cette dernière génère les harmoniques de courant (figure II.5).



Fig(II.5)
Redresseur triphasé commandé

II.3.2. Etude de la tension de charge

Le commutateur le plus positive délivre une tension formée de q portion de sinusoïde par période de la tension de réseau [13].

Le commutateur plus positif donne une tension :

$$V_m - V_0 = V_a \text{ pour } \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{q} + \alpha < \omega.t < \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q} + \alpha$$

$$V_m - V_0 = V_b \text{ pour } \frac{\pi}{2} - \frac{3\pi}{q} + \alpha < \omega.t < \frac{\pi}{2} + \frac{5\pi}{q} + \alpha \quad (\text{II.3})$$

$$V_m - V_0 = V_c \text{ pour } \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q} + \alpha < \omega.t < \frac{\pi}{2} + \frac{3\pi}{q} + \alpha$$

Le commutateur plus négatif donne une tension :

$$V_n - V_0 = V_a \text{ pour } \frac{3\pi}{2} - \frac{\pi}{q} + \alpha < \omega.t < \frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{q} + \alpha$$

$$V_n - V_0 = V_b \text{ pour } \frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{q} + \alpha < \omega.t < \frac{3\pi}{2} + \frac{3\pi}{q} + \alpha \quad (\text{II.4})$$

$$V_n - V_0 = V_c \text{ pour } \frac{3\pi}{2} + \frac{3\pi}{q} + \alpha < \omega.t < \frac{3\pi}{2} + \frac{5\pi}{q} + \alpha$$

La tension de charge V_{ch} est donnée par la différence

$$V_{ch} = (V_m - V_0) - (V_n - V_0) \quad (\text{II.5})$$

La valeur moyenne :

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$V_{ch \text{ moy}} = (V_m - V_0)_{\text{moy}} - (V_n - V_0)_{\text{moy}} \quad (\text{II.6})$$

Tel que, pour $\frac{3\pi}{2} - \frac{\pi}{q} + \alpha < \omega.t < \frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{q} + \alpha$

$$(V_m - V_0)_{\text{moy}} = \frac{q}{2\pi} \int_{\frac{-\pi}{2} - \frac{\pi}{q} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q} + \alpha} v\sqrt{2} \sin(\omega t) d\omega t \quad (\text{II.7})$$

$$(V_m - V_0)_{\text{moy}} = \frac{q}{\pi} v\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{q} \cos \alpha \quad (\text{II.8})$$



Et de même manière pour $(V_n - V_0)_{\text{moy}}$:

$$(V_n - V_0)_{\text{moy}} = \frac{q}{\pi} v \sqrt{2} \sin \frac{\pi}{q} \cos \alpha \quad (\text{II.9})$$

Donc : La tension moyenne redressée est donnée par la relation suivante :

$$V_{\text{ch moy}} = (v_m - v_0)_{\text{moy}} - (v_n - v_0)_{\text{moy}} = \left(\frac{q}{\pi} v \sqrt{2} \sin \frac{\pi}{q} \cos \alpha \right) + \left(\frac{q}{\pi} v \sqrt{2} \sin \frac{\pi}{q} \cos \alpha \right) \quad (\text{II.10})$$

$$V_{\text{ch moy}} = 2 \left(\frac{q}{\pi} v \sqrt{2} \sin \frac{\pi}{q} \cos \alpha \right) \quad (\text{II.11})$$

La tension redressée efficace est donnée par :

$$V_{\text{ch eff}} = v \sqrt{2} \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos(2\alpha)} \quad (\text{II.12})$$

Pour le redresseur triphasé ($q=3$) et pour $\alpha = 0; \frac{\pi}{6}; \frac{\pi}{3}$ on trouve :

$$\text{Pour } \alpha=0 \quad \rightarrow \quad \left\{ \begin{array}{ll} 0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{6} & V_{\text{ch}} = V_c - V_b \\ \frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{3\pi}{6} & V_{\text{ch}} = V_a - V_b \\ \frac{3\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{6} & V_{\text{ch}} = V_a - V_c \\ \frac{5\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{7\pi}{6} & V_{\text{ch}} = V_b - V_c \\ \frac{7\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{9\pi}{6} & V_{\text{ch}} = V_b - V_a \\ \frac{9\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{11\pi}{6} & V_{\text{ch}} = V_c - V_a \\ \omega t \geq \frac{11\pi}{6} & V_{\text{ch}} = V_c - V_b \end{array} \right. \quad (\text{II.13})$$

$$V_{\text{ch moy}} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_{\text{max}}$$

$$V_{\text{ch eff}} = V_{\text{max}} \sqrt{2} \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}}$$



$$\text{Pour } \alpha = \frac{\pi}{6} \rightarrow \left\{ \begin{array}{ll} 0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3} & V_{ch} = V_c - V_b \\ \frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3} & V_{ch} = V_a - V_b \\ \frac{2\pi}{3} \leq \omega t \leq \pi & V_{ch} = V_a - V_c \\ \pi \leq \omega t \leq \frac{4\pi}{3} & V_{ch} = V_b - V_c \\ \frac{4\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{3} & V_{ch} = V_b - V_a \\ \frac{5\pi}{3} \leq \omega t \leq 2\pi & V_{ch} = V_c - V_a \\ \omega t \geq 2\pi & V_{ch} = V_c - V_b \end{array} \right. \quad (\text{II.14})$$

$$V_{ch \text{ moy}} = \frac{9}{\sqrt{2\pi}} V_{\max}$$

$$V_{ch \text{ eff}} = V_{\max} \sqrt{2} \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{8\pi}}$$

$$\text{Pour } \alpha = \frac{\pi}{3} \rightarrow \left\{ \begin{array}{ll} 0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{6} & V_{ch} = V_c - V_a \\ \frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2} & V_{ch} = V_c - V_b \\ \frac{\pi}{2} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{6} & V_{ch} = V_a - V_b \\ \frac{5\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{7\pi}{6} & V_{ch} = V_b - V_c \\ \frac{7\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{3\pi}{2} & V_{ch} = V_b - V_a \\ \frac{3\pi}{2} \leq \omega t \leq \frac{11\pi}{6} & V_{ch} = V_b - V_a \\ \omega t \geq \frac{11\pi}{6} & V_{ch} = V_c - V_a \end{array} \right. \quad (\text{II.15})$$

$$V_{ch \text{ moy}} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V_{\max}$$

$$V_{ch \text{ eff}} = V_{\max} \sqrt{2} \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{3\sqrt{3}}{8\pi}}$$

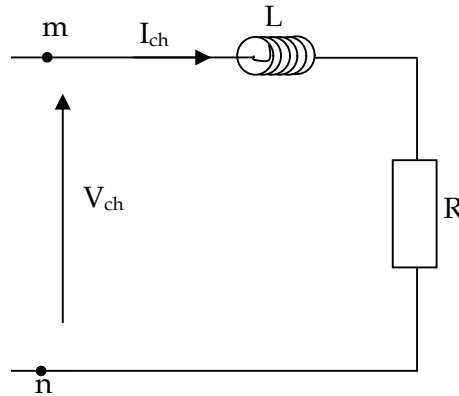


Chapitre II

II.3.3 Etude de courant

II.3.3.1 le courant de charge

A partir de la maille présentée ci-dessous on déduit l'équation (II.17) du courant de charge



$$V_{ch} = R.I_{ch} + L \frac{dI_{ch}}{dt} \quad (II.16)$$

Donc

$$\dot{I}_{ch} + \frac{R}{L} I_{ch} = \frac{1}{L} V_{ch} \quad (II.17)$$

II.3.3.2 Les courants des lignes

Dans le cas générale d'un redresseur à thyristor l'expression du courant de ligne est donnée par :

$$I_{s1} = \begin{cases} +I_{ch} & \text{si } \frac{\pi}{6} + \alpha + 2k\pi \leq \theta \leq \frac{5\pi}{6} + \alpha + 2k\pi \\ 0 & \text{si } \begin{cases} \alpha + 2k\pi \leq \theta \leq \frac{\pi}{6} + \alpha + 2k\pi \\ \text{et } \frac{5\pi}{6} + \alpha + 2k\pi \leq \theta \leq \frac{7\pi}{6} + \alpha + 2k\pi \\ \text{et } \frac{11\pi}{6} + \alpha + 2k\pi \leq \theta \leq \frac{12\pi}{6} + \alpha + 2k\pi \end{cases} \\ -I_{ch} & \text{si } \frac{7\pi}{6} + \alpha + 2k\pi \leq \theta \leq \frac{11\pi}{6} + \alpha + 2k\pi \end{cases} \quad (II.18)$$

I_{s2} et I_{s3} sont décalés respectivement de 120° et de 240° par rapport à I_{s1} [24] [14].



Chaque enroulement secondaire est connecté à deux thyristors $T_i, T'_i (i=1,2,3)$

Il est parcouru par I_{ch} pendant l'intervalle (T/q) ou le thyristor de premier groupe débite, et par $(-I_{ch})$ pendant l'intervalle de durée (T/q) ou c'est celle du second groupe qui conduit [13].

Ainsi

$I_{s1} = + I_{ch}$, quand T_1 conduit.

$I_{s1} = - I_{ch}$, quand T'_1 conduit.

$I_{s1} = 0$, quand T_1, T'_1 ne conduisent.

Les courants ont donc pour valeur efficace :

$$I_{s1 \text{ eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(I_{ch}^2 2 \frac{T}{q} \right)} \quad (\text{II.19})$$

$$I_{s1 \text{ eff}} = I_{ch} \sqrt{\frac{2}{q}} \quad (\text{II.20})$$

Développement en série (harmonique courant)

Un réseau alimentant un montage redresseur fournit à celui-ci courant presque rectangulaire. (Figure II.6)

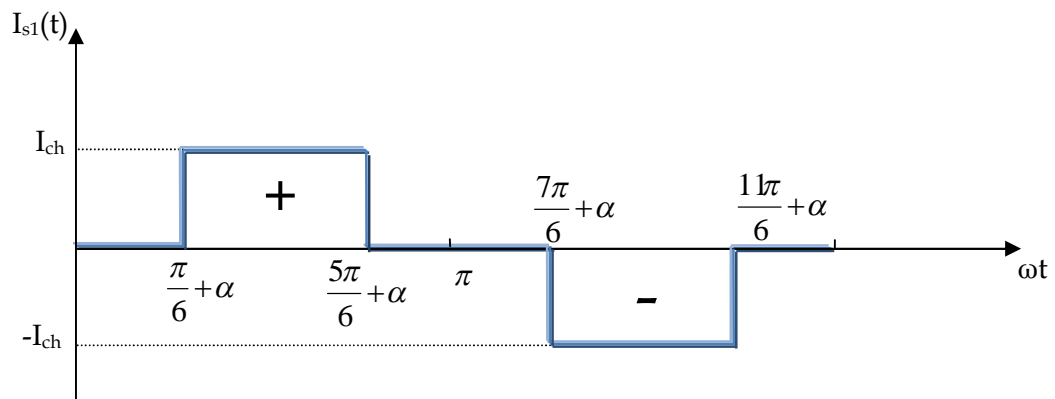


Fig (II.6)

La forme rectangulaire de courant d'entrée d'un pont à thyristor

I_{s2} et I_{s3} sont décalés respectivement de 120° et 240° par rapport à I_{s1} .

En réalité la forme des ondes de courant ne sont pas rectangulaire (créneau), mais ont une forme ondulée due à la présence d'une inductance en aval avec le redresseur [13].

$$I_{s1}(t) = \begin{cases} I_{ch} & \frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{7\pi}{6} \\ -I_{ch} & \frac{7\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{11\pi}{6} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Pour décomposer ces courants on appliquera le théorème de Fourier :

$$s(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t) \quad (\text{II.22})$$

$I_{s1}(t)$ est impaire (symétrie par rapport à l'origine) donc $a_0 = a_n = 0$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I_{s1}(t) \sin(n\omega t) d\omega t \quad (\text{II.23})$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} I_{ch} \sin(n\omega t) d\omega t + \frac{1}{\pi} \int_{\frac{7\pi}{6} + \alpha}^{\frac{11\pi}{6} + \alpha} (-I_{ch}) \sin(n\omega t) d\omega t \quad (\text{II.24})$$

Pour $\alpha = 0^\circ$ et après le calcul on trouve :

$$b_n = \frac{2I_{ch}}{n\pi} \left[(1 - (-1)^n) \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \right] \quad (\text{II.25})$$

$$b_n = \begin{cases} 0 & \text{si } n \text{ pair} \\ \frac{4I_{ch}}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) & \text{si } n \text{ impair} \\ 0 & \text{si } n \text{ multiple de } 3 \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Donc

$$n=1, [5,7], [11,13], [17,19], [23,25], \dots, [6k-1, 6k+1], \text{ et } k=1,2,3,\dots \quad (\text{II.27})$$

$$I_{s1} = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega t) \quad (\text{II.28})$$

$$I_{s1}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4I_{ch}}{n\pi} \cos\left(\frac{nt}{6}\right) \sin(n\omega t) \quad (\text{II.29})$$



Le courant d'entrée du redresseur de la première phase est donné par la relation suivante :

$$I_{s1}(t) = 2I_{ch} \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[\sin(\omega t) - \frac{1}{5} \sin(5\omega t) - \frac{1}{7} \sin(7\omega t) + \frac{1}{11} \sin(11\omega t) + \frac{1}{13} \sin(13\omega t) - \dots \right] \quad (\text{II.30})$$

La valeur efficace de courant d'entrée est :

$$I_{s1 \text{ eff}} = I_{ch} \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (\text{II.31})$$

La valeur efficace du courant fondamental est :

$$I_{s1f}(t) = 2I_{ch} \frac{\sqrt{3}}{\pi} \sin(\omega t) \quad (\text{II.32})$$

$$I_{s1f \text{ eff}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(2I_{ch} \frac{\sqrt{3}}{\pi} \sin(\omega t) \right)^2 d\omega t} \quad (\text{II.33})$$

$$I_{s1f \text{ eff}} = I_{ch} \frac{\sqrt{6}}{\pi} \quad (\text{II.34})$$

La valeur efficace du courant harmonique :

$$I_{1hareff} = I_{s1eff} - I_{s1f \text{ eff}} \quad (\text{II.35})$$

$$I_{h1eff} = I_{ch} \sqrt{\frac{2}{3}} - I_{ch} \frac{\sqrt{6}}{\pi} \quad (\text{II.36})$$

Donc

$$I_{1hareff} = 0.03I_{ch} \quad (\text{II.37})$$

La valeur efficace des courants harmoniques $I_{2hareff}$ et $I_{3hareff}$ égale a celle de la première phase $I_{1hareff}$.

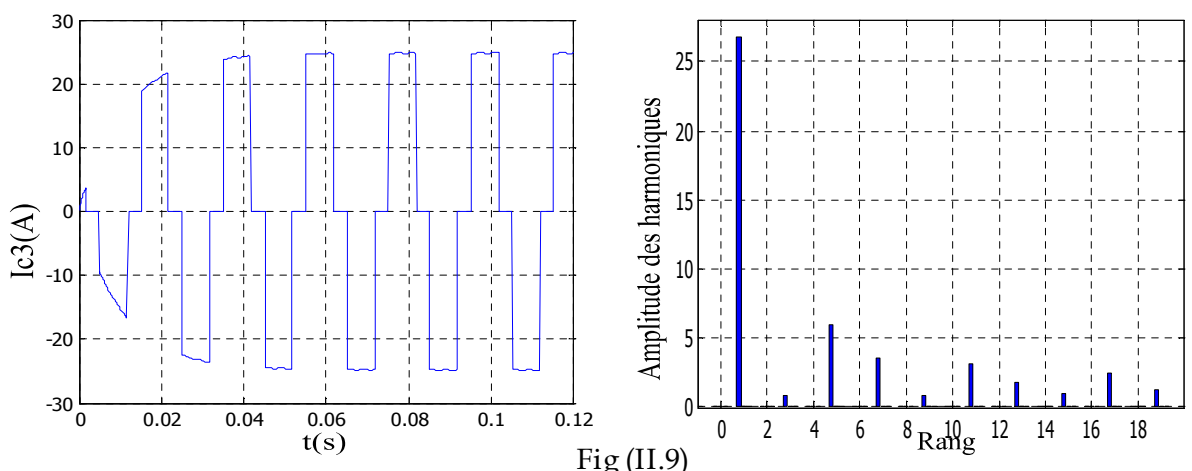
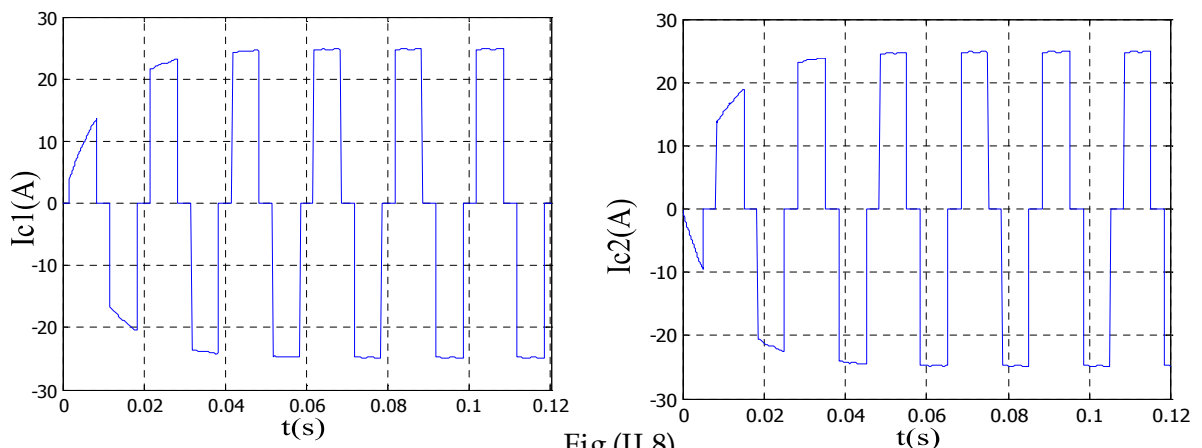
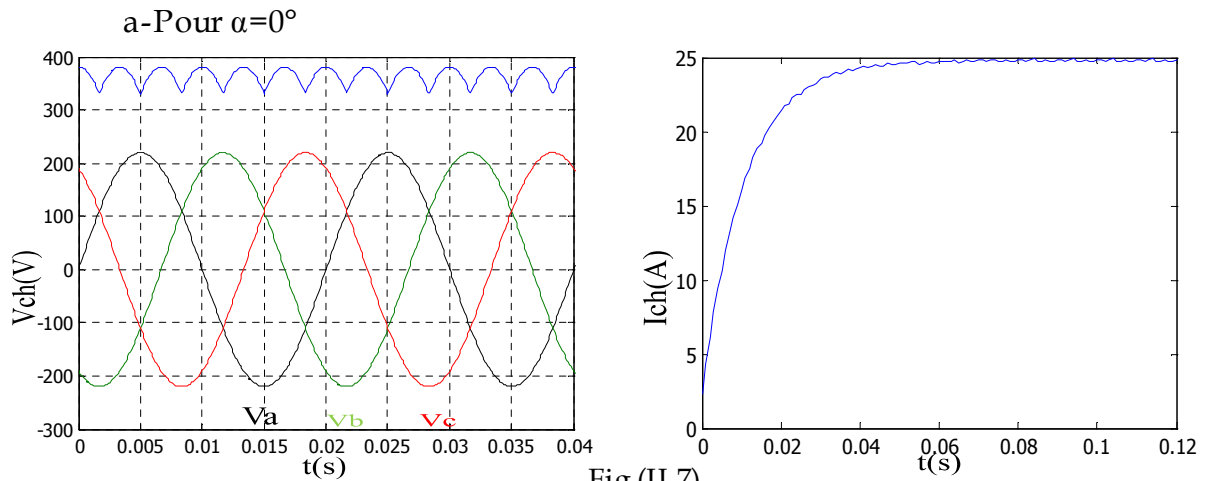
$$I_{2hareff} = 0.03I_{ch} \quad (\text{II.38})$$

$$I_{3hareff} = 0.03I_{ch} \quad (\text{II.39})$$



Chapitre II

II.3.4 Résultats de simulation



b-Pour $\alpha = 30^\circ = \frac{\pi}{6}$ rad

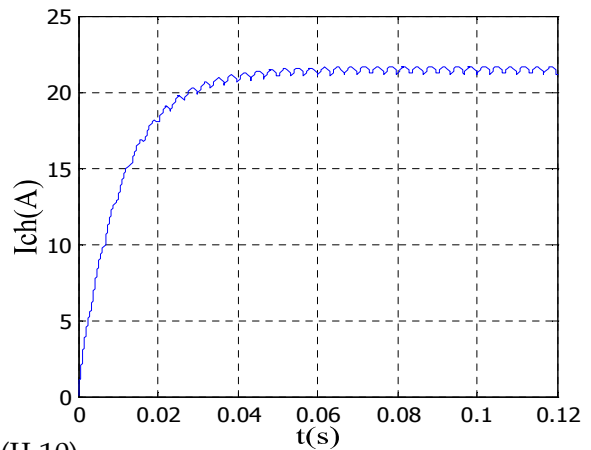
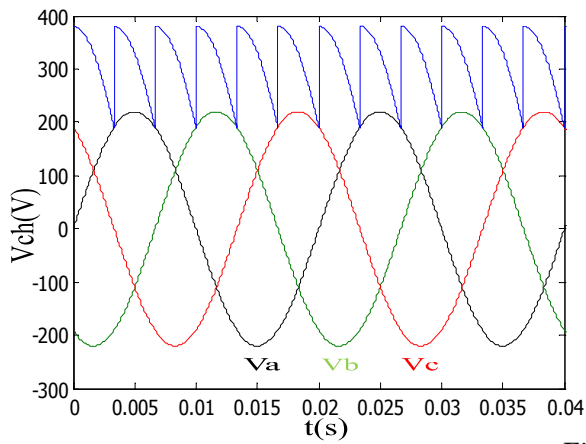


Fig (II.10)

Tension de charge et courant de charge

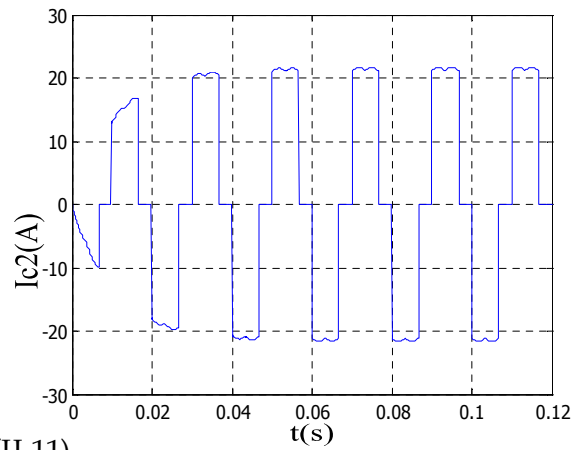
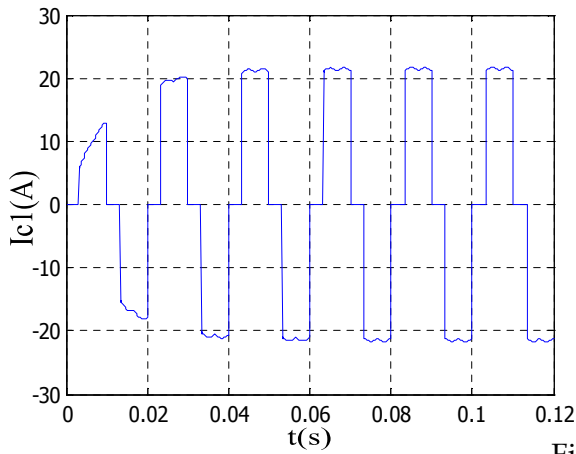


Fig (II.11)

Courants de lignes i_{c1} et i_{c2}

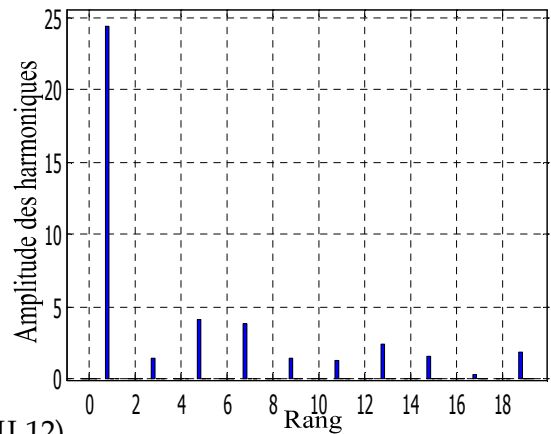
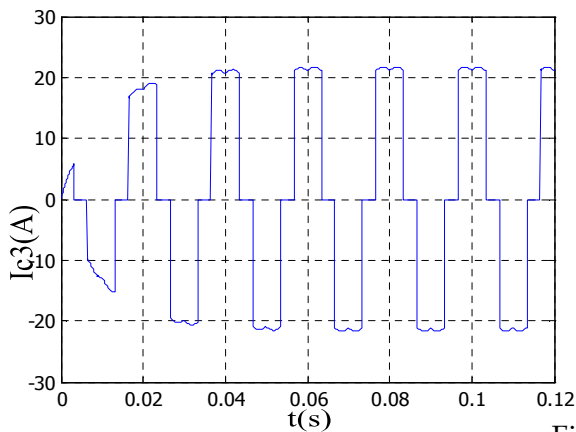
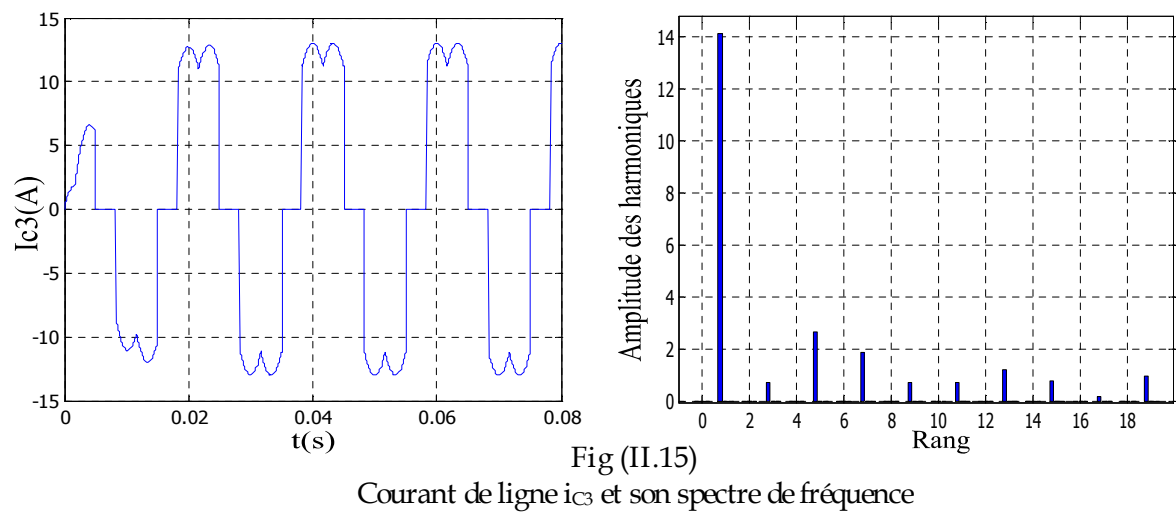
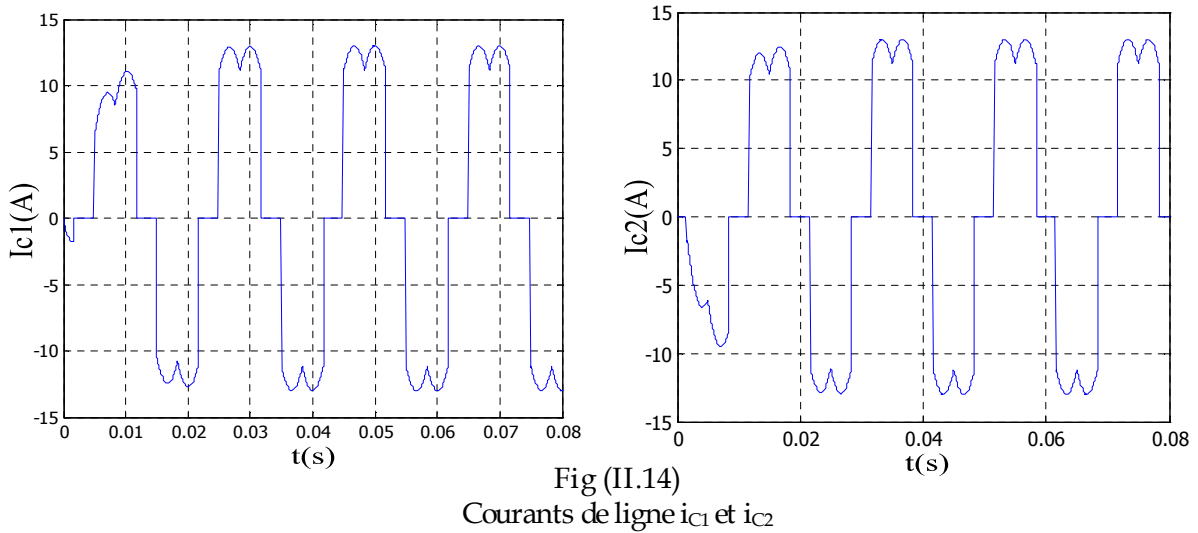
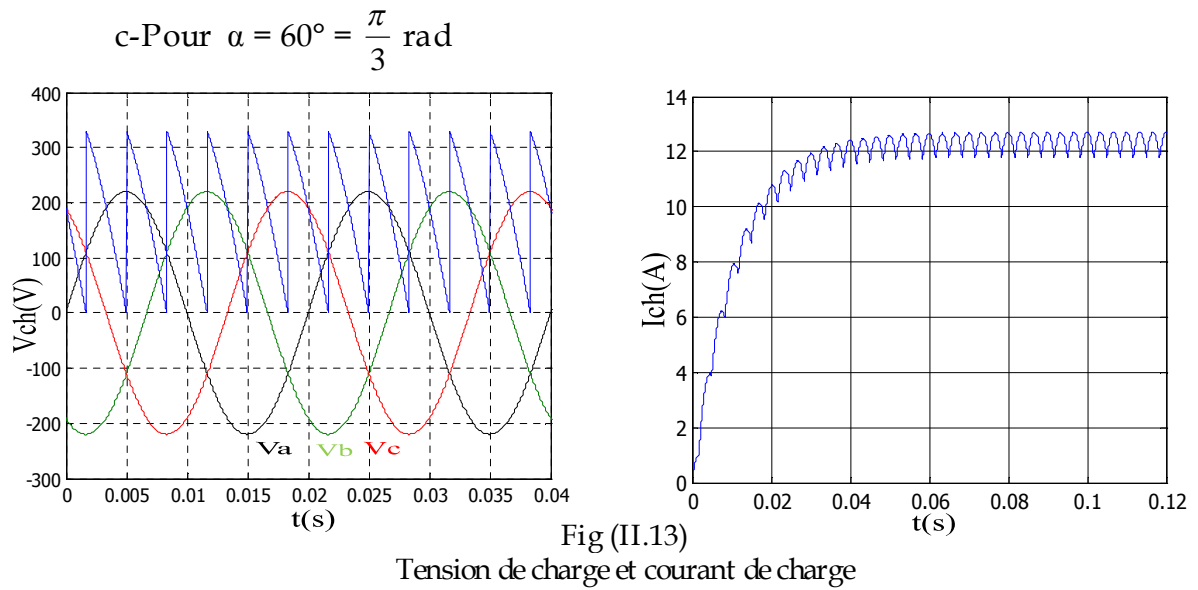


Fig (II.12)

Courant de ligne i_{c3} et son spectre de fréquence





II.4 Identification des courants harmoniques

II.4.1. Stratégie de l'identification

La stratégie de l'identification se base sur la détection des courants perturbateurs dans le domaine temporel. Il existe trois possibilités d'identification de ces courants [6].

- 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.

La première méthode est la plus utilisée pour le filtre actif parallèle pour compenser les courants perturbateurs causés par les charges polluantes. Cette méthode de détection sera employée dans cette étude [6].

II.4.2 Méthode des puissances instantanées

La méthode d'identification la plus utilisée est celle appelée méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées. Cette méthode offre l'avantage d'identifier la perturbation avec précision, rapidité et facilité d'implantation. Pour toutes ces raisons nous avons retenu cette méthode pour élaborer notre travail.

II.4.2.1 Principe de la méthode

Cette méthode exploite la transformation α, β pour obtenir les puissances réelles et imaginaires.

Notons par (V_α, V_β) et (I_α, I_β) les composantes orthogonales du repère α, β associées respectivement aux tensions de raccordement du filtre actif parallèle (V_s) et aux courants absorbés par les charges polluantes (I_s) [6].

La transformation de CLARK permet d'obtenir un système triphasé de tension (V_A, V_B, V_C) ou de courant (I_A, I_B, I_C) de somme nulle un vecteur caractérisé par projections (V_α, V_β) ou (I_α, I_β) [13].

Donc nous pouvons écrire la relation des tensions suivante [24]:



$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

Et la relation des courants ci-dessous

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

Si on fait coïncider les axes α et β avec les axes réels et imaginaires du plan complexe, les systèmes triphasés des tensions et des courants s'écrivent [13]:

$$V = V_\alpha + jV_\beta \quad (\text{II.42})$$

$$\text{Et} \quad I = I_\alpha + jI_\beta \quad (\text{II.43})$$

On déduit que la puissance apparente complexe :

$S = V I^t$ ou I^t le vecteur transposé de I donc :

$$S = (V_\alpha + jV_\beta) (I_\alpha - jI_\beta) \quad (\text{II.44})$$

$$S = (V_\alpha I_\alpha + V_\beta I_\beta) + j(V_\beta I_\alpha - V_\alpha I_\beta) \quad (\text{II.45})$$

Par identification avec l'expression :

$$S = P + jQ \quad (\text{II.46})$$

La puissance active instantanée :

$$P = (V_\alpha I_\alpha + V_\beta I_\beta) \quad (\text{II.47})$$

La puissance réactive instantanée :

$$Q = j(V_\beta I_\alpha - V_\alpha I_\beta) \quad (\text{II.48})$$



Chacune de ces puissances peut être décomposée en un terme p_f ou q_f correspondant à sa valeur moyenne et un terme p_h ou q_h correspondant à sa fluctuation.

$$\begin{cases} P = p_f + p_h \\ Q = q_f + q_h \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

- p_f Une puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension
- q_f Une puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant et de la tension
- p_h et q_h sont des puissances alternatives liées à la somme des composantes perturbatrices du courant et de la tension tel que [13] :

Les puissances réelle et imaginaire instantanées notée par p et q , sont définies par [24]

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.50})$$

II.4.3 Séparation des puissances perturbatrices

Après avoir identifié les pulsations des puissances instantanées, le filtre de puissance chargé d'isoler les puissances active et réactive conventionnelles peut être dimensionné. Un circuit constitué d'un filtre passe bas avec un soustracteur peut être employé, comme le présente la (Figure II.6) [6].

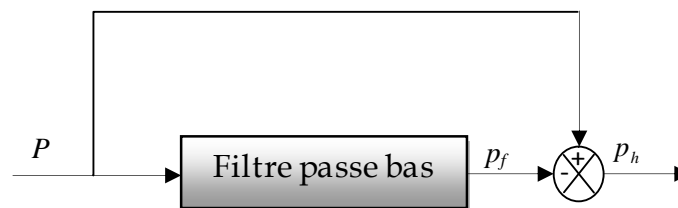


Fig (II.16)

Schéma représentant le principe de séparation des puissances

L'ordre de ce filtre passe-bas définit la dynamique et l'efficacité de la méthode d'identification [6].

La relation suivante donne l'expression générale de la fonction de transfert d'un filtre passe-bas du quatrième ordre que nous allons l'utiliser :

$$F_F(S) = \left(\frac{\omega_0^2}{S^2 + 2\zeta\omega_0 S + \omega_0^2} \right)^2 \quad (\text{II.51})$$

II.4.4 Calcul des courants perturbateurs

De l'équation (II.50) nous pouvons recalculer les courants dans les repaires (α, β) comme suit :

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} \quad (\text{II.52})$$

$$\text{Tel que} \quad \Delta = V_\alpha^2 + V_\beta^2 \quad (\text{II.53})$$

Avec Δ supposé constant dans l'hypothèse d'une tension sinusoïdale équilibrée du réseau électrique [8].

D'après les équations (II.50), et (II.52) nous pouvons séparer le courant dans le repaire (α, β) en trois composantes, active et réactive à la fréquence fondamentale et les harmoniques [6].

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_f \\ 0 \end{bmatrix}}_{\text{Courant active}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q_f \end{bmatrix}}_{\text{Courant réactive}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_h \\ q_h \end{bmatrix}}_{\text{Courant harmonique}} \quad (\text{II.54})$$

Les puissances sont ensuite filtrées par des filtres passe-bas ce qui donne p_f et q_f ; p_h et q_h sont les composantes harmoniques des puissances active et réactive, tel que

$$p_h = P - p_f, \quad q_h = Q - q_f \quad (\text{II.55})$$

Les composantes harmoniques des courants seront [24]:

$$\begin{bmatrix} I_{1har} \\ I_{2har} \\ I_{3har} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_h \\ q_h \end{bmatrix} \quad (\text{II.56})$$



II.4.5. Résultats de simulation de l'identification

a- Pour $\alpha = 0^\circ$

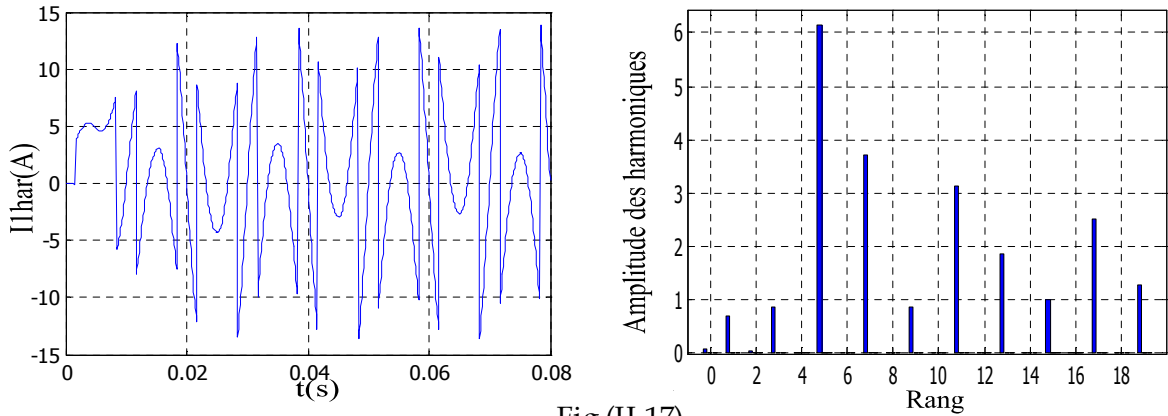


Fig (II.17)

Courant harmonique 1 identifié et son spectre de fréquence

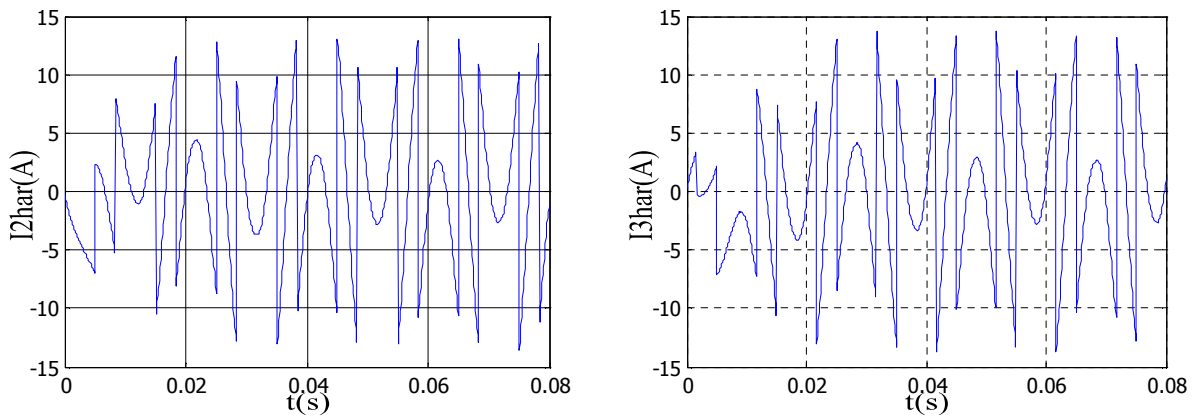


Fig (II.18)

Courants d'harmoniques 2 et 3 identifiés

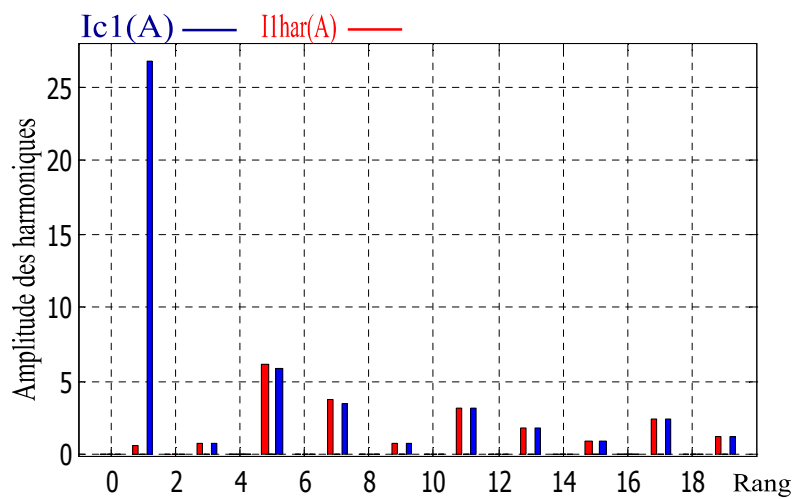


Fig (II.19)

Spectre de fréquence des courants de ligne et d'harmonique identifié

b- Pour $\alpha = 30^\circ = \frac{\pi}{6}$ rad

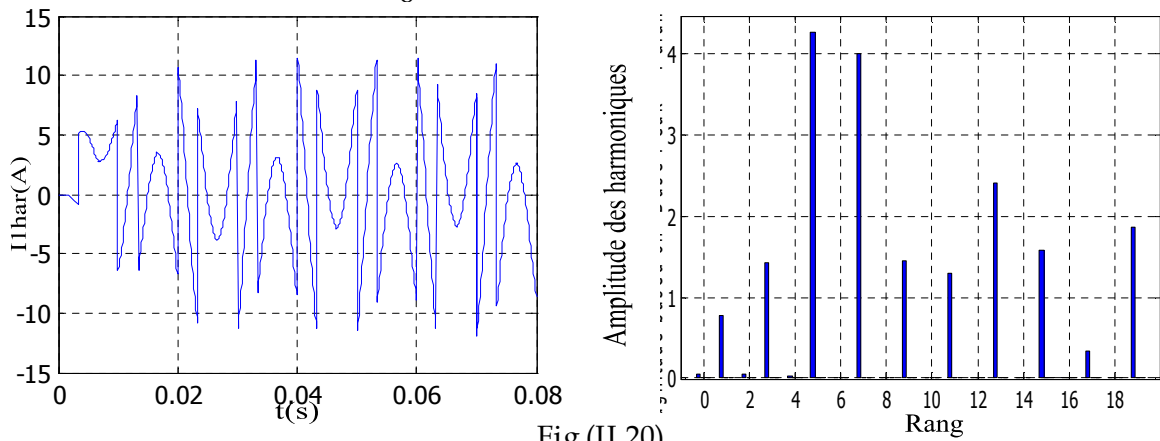


Fig (II.20)

Courant harmonique 1 identifié et son spectre de fréquence

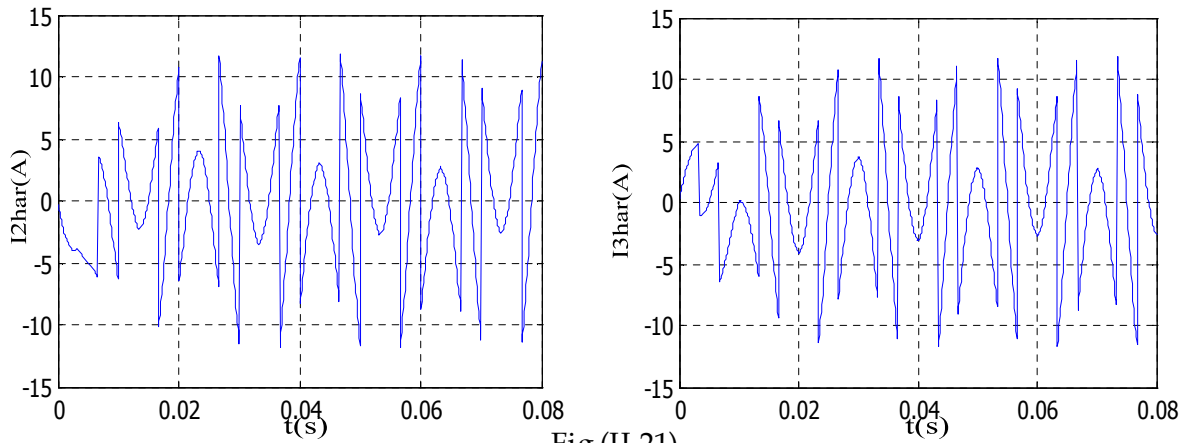


Fig (II.21)

Courants d'harmoniques 2 et 3 identifiés

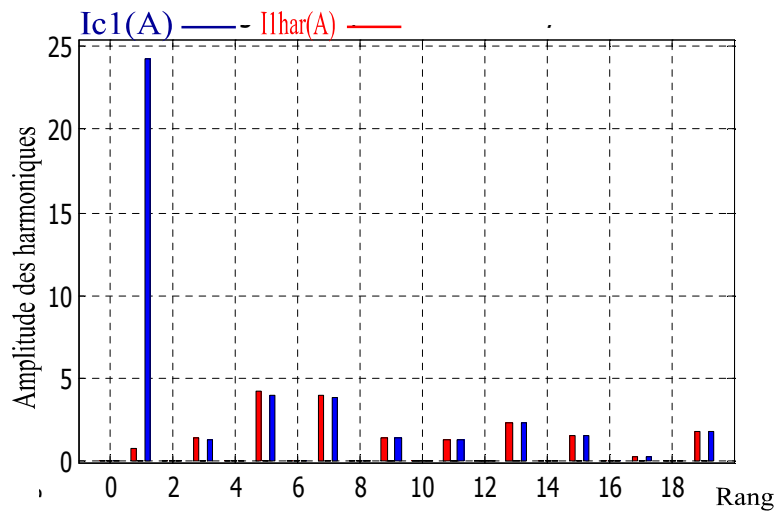
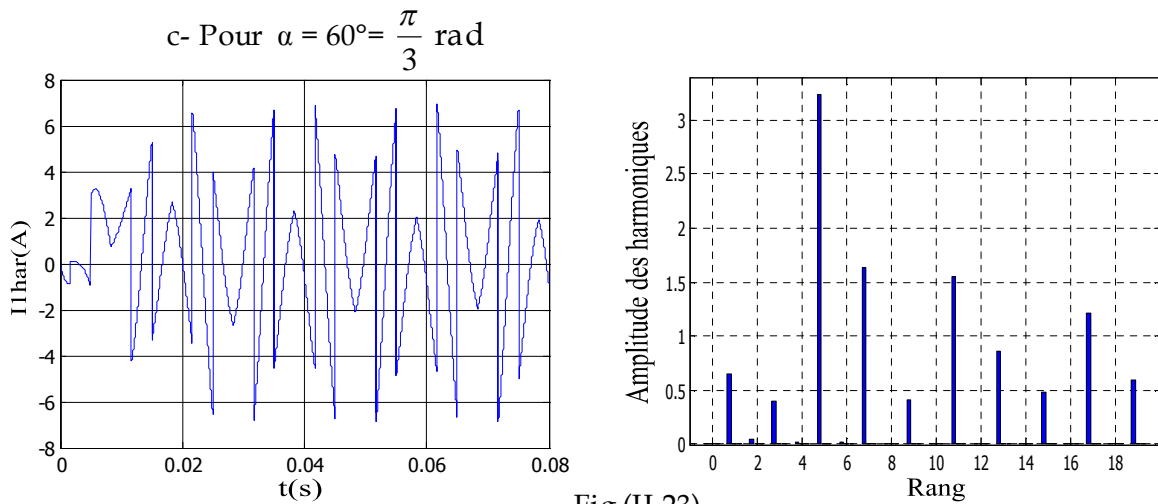
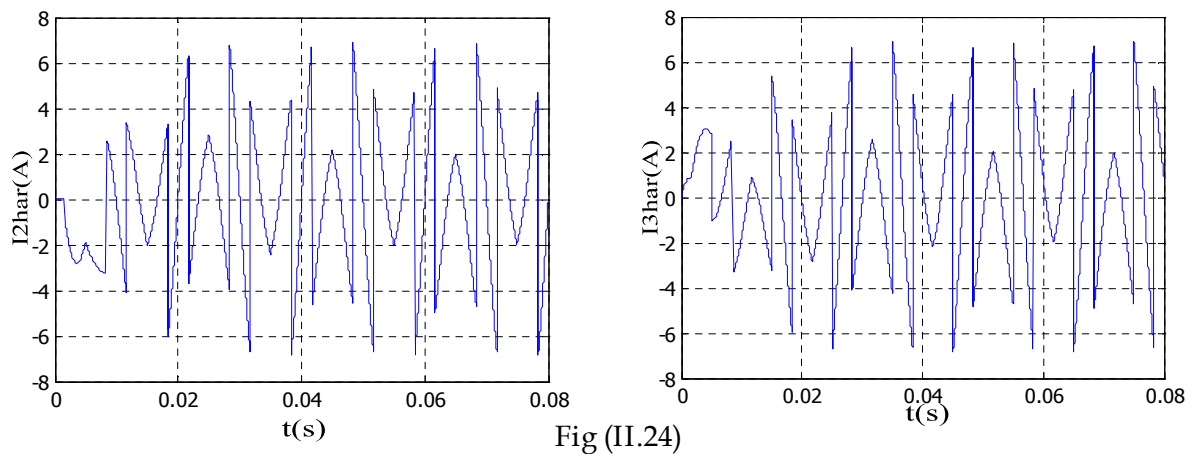


Fig (II.22)

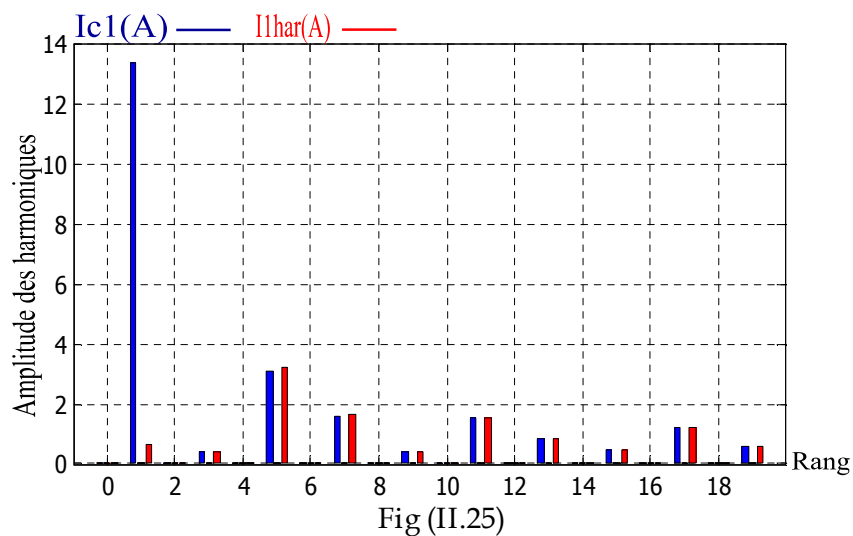
Spectre de fréquence des courants de ligne et d'harmonique identifié



Courant harmonique 1 identifié et son spectre de fréquence



Courants d'harmoniques 2 et 3 identifiés



Spectre de fréquence des courants de ligne et d'harmonique identifié

II.5 Interprétation

L'association de la charge polluante avec un réseau provoque une déformation des courants de ligne (forme créneau) (figures (II.8) (II.9)).

Les figures ci-dessus montrent que le spectre fréquentiel des courants identifiés est presque identique au spectre des courants de lignes pollués sauf la présence d'une composante fondamentale, pour les différents angles d'amorçage (0° , 30° et 60°), ce qui signifie que si nous pouvons injecter ces courants identifiés nous aurons des courants de source purement sinusoïdaux.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons dévoilé le principe du filtre actif parallèle comme une solution moderne de dépollution des réseaux électriques comme les courants harmoniques.

La variation de l'angle d'amorçage du pont à thyristor engendre un changement des allures des tensions et courants de charge ce qui implique un changement au niveau des courants de ligne.

L'identification de ces courants par la méthode des puissances instantanés active et réactive est désormais validée en temps réel. Les résultats de simulation obtenus montrent bien la validité de la méthode de l'identification utilisée.



Chapitre III

MODEISATION ET STRATEGIES DE

COMMANDE DE L'ONDULEUR à

TROIS NIVEAUX à

STRUCTURE NPC

Introduction

Un onduleur est un convertisseur statique de l'électronique de puissance assurant la conversion continue-alternative (*DC/AC*). Alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie [15].

Un convertisseur statique est dit « multi-niveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux [17].

Les onduleurs multi-niveaux ont été mis au point pour avoir des formes d'ondes de sortie plus proches des formes souhaitées que les créneaux et pour pouvoir augmenter la tension de sortie en associant plusieurs transistors en série [21].

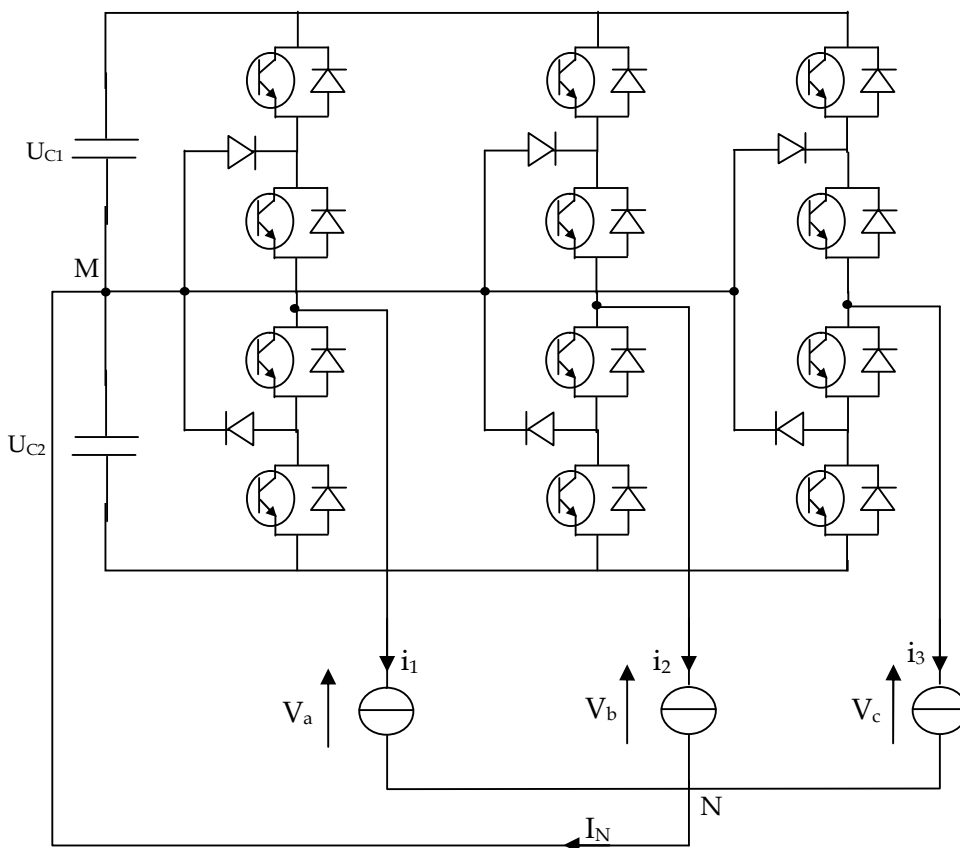


Fig (III.1)
Structure de l'onduleur multi-niveaux

Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multi niveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi-niveaux présente d'intéressantes qualités spectrales [17].

Donc on peut distinguer :

- Les onduleurs de tension, alimentés par une source de tension continue.
- Les onduleurs de courant, alimentés par une source de courant continue.

Les onduleurs de courant sont surtout utilisés dans les entraînements à vitesse variable de moteur à courant alternatif.

Onduleur de tension triphasé

On peut réaliser un onduleur triphasé en groupant trois onduleurs monophasés. Il suffit de décaler d'un tiers de période les commandes des trois phases. Chacune des tensions de sortie est égale soit à U_{C1} , $-U_{C2}$ soit (0). Les « interrupteurs » fonctionnent comme en monophasé. La seule différence est que le courant arrivant au point milieu (N) du diviseur est I_N tel que [15]:

$$I_N = i_1 + i_2 + i_3 \quad (\text{III.1})$$

La présence du neutre liée à la source (au point M) est indispensable si le récepteur est déséquilibré et tout particulièrement s'il comporte des charges monophasés montées entre phase et neutre [15].

Et puisque le récepteur utilisé dans ce travail est un récepteur équilibré on peut supprimer la liaison entre le point neutre N de la charge et le point milieu M du diviseur capacitif, donc supprimer celui-ci. On obtient alors l'onduleur de tension en pont triphasé représenté sur la figure (III.2)

Dans ce chapitre, on étudiera l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux à structure NPC et les stratégies de commandes adaptées à ce dernier.



Les études faites sur les onduleurs triphasé à trois niveaux à structure NPC ont montré que l'onduleur à trois niveaux peut être considéré comme l'association en série de deux onduleurs à deux niveaux [18].

Ces études ont montrées également que les onduleurs à trois niveaux offrent une grande amélioration sur la qualité des tensions de sortie.

Ce chapitre se décompose en deux parties :

- la première est la présentation de la modélisation du fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux, puis le développement de son modèle de connaissance et celui de commande.

- La deuxième est : stratégies de commande des onduleurs triphasés à trois niveaux permettent d'élaborer les signaux de commande de ces onduleurs a fin de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible.

Les stratégies de commande sont :

- La commande à hystérésis.
- La commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à une seule porteuse :
 - 1) Porteuse Unipolaire.
 - 2) Porteuse Bipolaire.
- La commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à deux porteuses.

III.1 Modélisation d'un onduleur à trois niveaux à structure NPC

III.1.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

La structure choisie dans cette étude est celle de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux à structure NPC.

Plusieurs études sont faites sur les onduleurs à deux niveaux, aussi bien du point de vue modélisation que stratégie de commande [18]. On va essayer surtout



d'approfondir les parties concernant les onduleurs multi-niveaux. Et plusieurs structures sont possibles pour l'onduleur à trois niveaux. Nous avons choisi d'étudier la structure NPC (Neutral Point Clamping), cet onduleur est dit à trois niveaux parce qu'il délivre trois niveaux de tension (+ U_c , 0, - U_c) [19].

Cette structure est présentée à la figure (III.2)

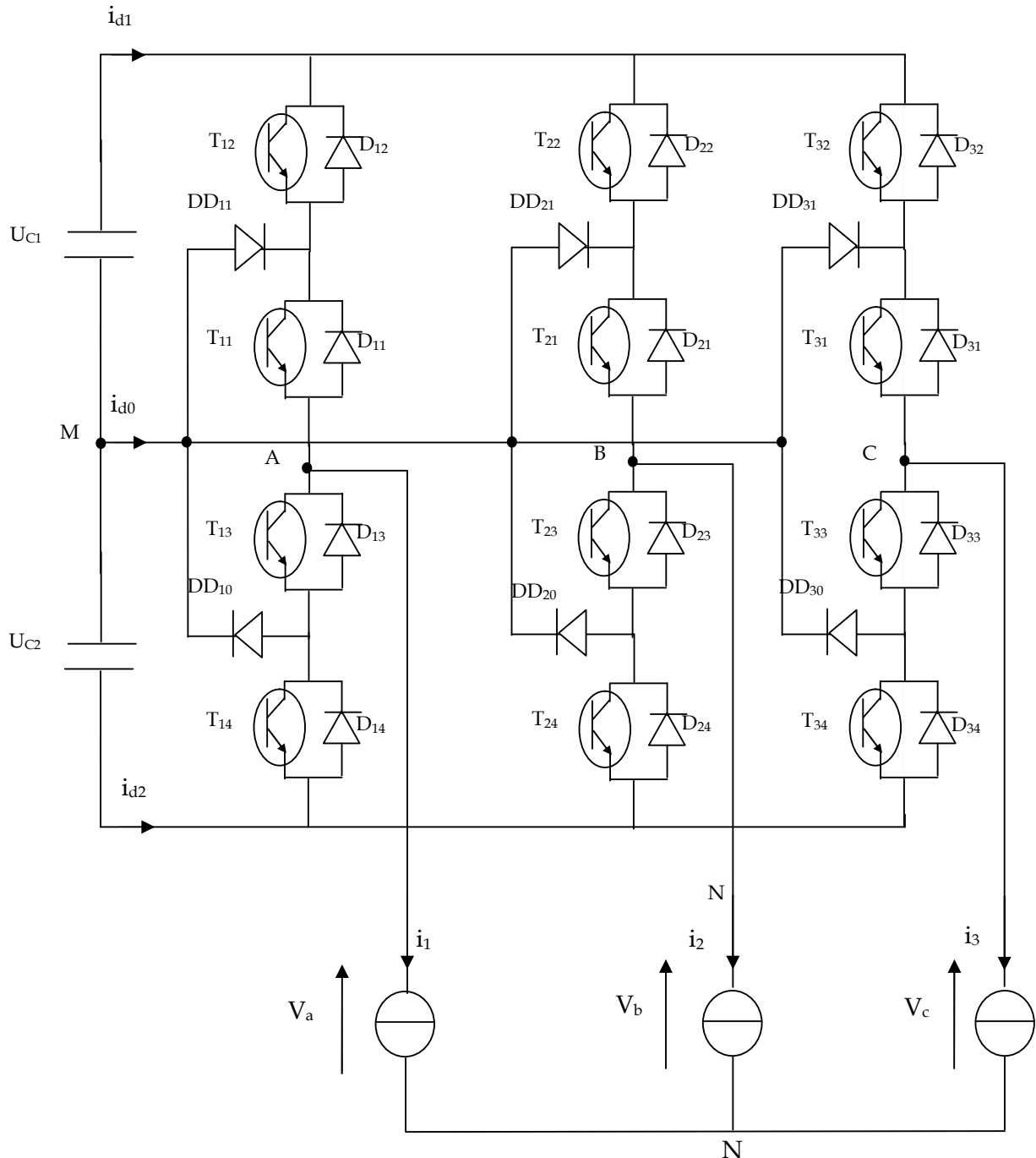


Fig (III.2)
Structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

III.1.2. Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à trois niveaux

L'onduleur à trois niveaux a une structure symétrique. Donc on procède par bras (figure (III.3)), ainsi, on définit en premier lieu un modèle global d'un bras sans à priori sur la commande [19].

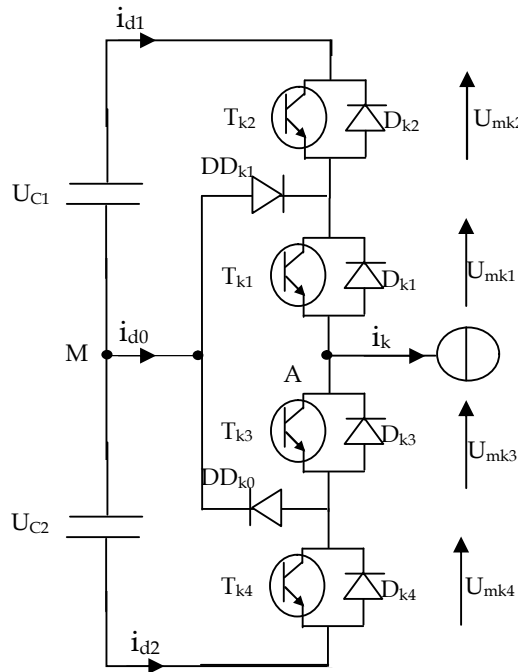


Fig (III.3)
Structure d'un bras d'onduleur triphasé à trois niveaux

III.1.3 Les différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux

A fin d'élaborer un modèle du fonctionnement de ces onduleurs à trois niveaux sans a priori sur la commande ; on représente chaque paire transistor diode par un seul interrupteur bidirectionnel (figure (III.4)) et on procède par bras (grâce à la symétrie de l'onduleur triphasé) [17].

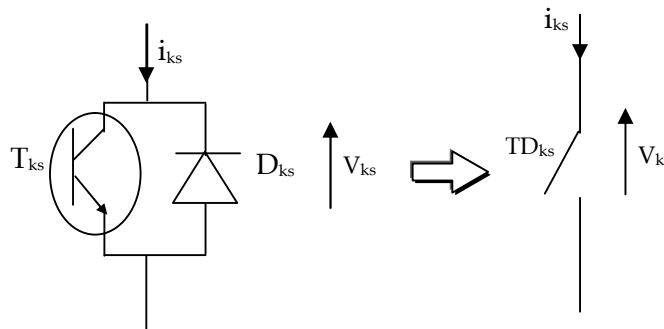


Fig (III.4)
Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire diode-transistor

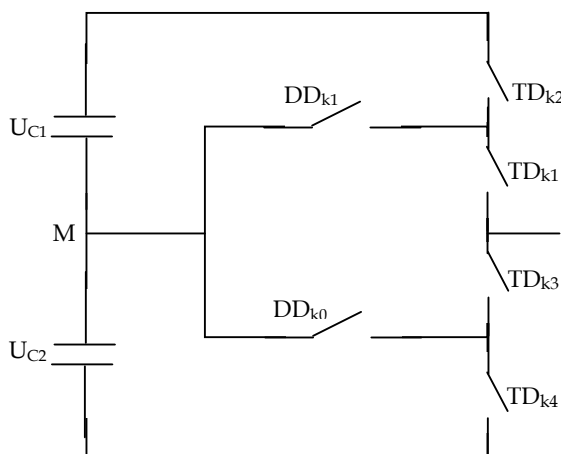
Une analyse topologique d'un bras montre cinq configurations possibles pour ce dernier. Ces différentes configurations sont présentées à la figure (III.5).

Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont données dans le tableau (III.1) (avec M origine des potentiels et V_k le potentiel du nœud k du bras k). Pour les configurations E_0 le potentiel V_k dépend de la source d'énergie alternative [17].

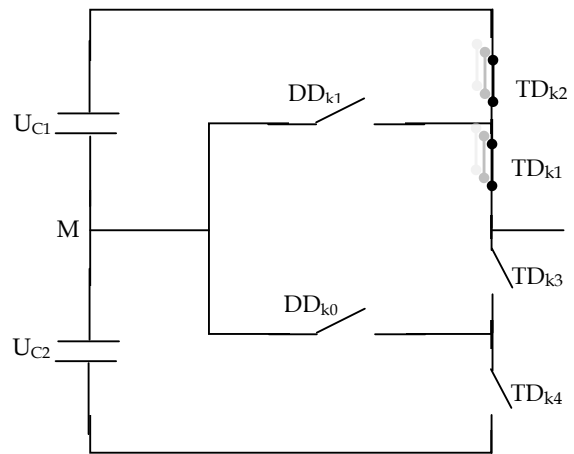
La configuration	La grandeur électrique
E_0	$i_k = 0$
E_1	$v_k = U_{C1} = U_C$
E_2	$v_k = 0$
E_3	$v_k = -U_{C2} = -U_C$
E_4	$v_k = 0$

Tab (III.1)

Grandeurs électriques correspondantes pour chacune des configurations d'un bras k



La configuration E_0



La configuration E_1

III.1.5. Commande complémentaire pour l'onduleur à trois niveaux

Pour un onduleur triphasé à trois niveaux en mode commandable, et pour éviter le court-circuit des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, on définit la commande complémentaire suivante [18] [19].

$$\begin{cases} B_{k1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k3}} \end{cases} \quad (III.2)$$

Avec B_{ks} , commande de base du transistor T_{ks} d'un bras k .

Remarque : un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre les différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe [18].

III.1.5.1 Fonction de connexion

On définit les fonctions de connexion de demi bras F_{k1}^b , F_{k0}^b comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \\ F_{k0}^b = F_{k3} \cdot F_{k4} \end{cases} \quad (III.3)$$

Avec k est le numéro du bras $k=1, 2, 3$; et On désigne par [18]:

$$\begin{cases} 1: \text{le demi-bras de haut} \\ 0: \text{le demi-bras de bas} \end{cases}$$

III.1.5.2 Modélisation aux valeurs instantanées

Les potentiels des nœuds A, B, C de l'onduleur triphasé à trois niveaux, par rapport au point M de la source de tension d'entrée, sont donnés par le système suivant, avec $U_{c1}=U_{c2}=U_c$:

$$\begin{cases} V_{am} = F_{11}F_{12}U_{c1} - F_{13}F_{14}U_{c2} = (F_{11}F_{12} - F_{13}F_{14})U_c \\ V_{bm} = F_{21}F_{22}U_{c1} - F_{23}F_{24}U_{c2} = (F_{21}F_{22} - F_{23}F_{24})U_c \\ V_{cm} = F_{31}F_{32}U_{c1} - F_{33}F_{34}U_{c2} = (F_{31}F_{32} - F_{33}F_{34})U_c \end{cases} \quad (III.4)$$

On constate d'après le système (III.3), que l'onduleur de tension à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série [22].

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11} \cdot F_{12} & F_{21}^b = F_{21} \cdot F_{22} & F_{31}^b = F_{31} \cdot F_{32} \\ F_{10}^b = F_{13} \cdot F_{14} & F_{20}^b = F_{23} \cdot F_{24} & F_{30}^b = F_{33} \cdot F_{34} \end{cases} \quad (III.5)$$



En introduisant l'expression de ces dernières dans les tensions d'entrée on aboutit à :

$$\begin{cases} V_{am} = F_{11}^b U_{C1} - F_{10}^b U_{C2} = (F_{11}^b - F_{10}^b) U_C \\ V_{bm} = F_{21}^b U_{C1} - F_{20}^b U_{C2} = (F_{21}^b - F_{20}^b) U_C \\ V_{cm} = F_{31}^b U_{C1} - F_{30}^b U_{C2} = (F_{31}^b - F_{30}^b) U_C \end{cases} \quad (III.6)$$

Les tensions composées sont données par :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{am} - V_{bm} = (F_{11}F_{12} - F_{21}F_{22})U_{C1} - (F_{13}F_{14} - F_{23}F_{24})U_{C2} \\ U_{BC} = V_{bm} - V_{cm} = (F_{21}F_{22} - F_{31}F_{32})U_{C1} - (F_{23}F_{24} - F_{33}F_{34})U_{C2} \\ U_{CA} = V_{cm} - V_{am} = (F_{31}F_{32} - F_{11}F_{12})U_{C1} - (F_{33}F_{34} - F_{13}F_{14})U_{C2} \end{cases} \quad (III.7)$$

III.1.5.3 Modèle de connaissance

En utilisant la fonction de connexion des demi-bras F_{ks} , on obtient:

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \left[\begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} \right] \quad (III.8)$$

Les tensions simples sont données comme suite

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \left[\begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} \right] \quad (III.9)$$

Dans le cas où $U_{C1}=U_{C2}=U_C$, la relation (III.9) s'écrirait comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (III.10)$$

Les courants d'entrée i_{d1} et i_{d2} en fonction des courants de charge i_1 i_2 i_3 sont donnés par le système (III.11) ci dessous [19]:

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b \cdot i_1 + F_{21}^b \cdot i_2 + F_{31}^b \cdot i_3 \\ i_{d2} = F_{10}^b \cdot i_1 + F_{20}^b \cdot i_2 + F_{30}^b \cdot i_3 \end{cases} \quad (III.11)$$



Cette relation montre une analogie du point de vue des courants d'entrée des onduleurs à trois niveaux et deux niveaux, ainsi pour l'onduleur à trois niveaux tout se passe, comme si le courant i_{d1} était le courant d'entrée de l'onduleur à deux niveaux du haut, et i_{d2} celui de l'onduleur à deux niveaux du bas [19].

D'après la figure (III.2) et en appliquant la loi des nœuds, on aura :

$$i_{d0} = (i_1 + i_2 + i_3) - (i_{d1} + i_{d2}) \quad (III.12)$$

En introduisant la relation (III.11) dans l'équation (III.12) on obtient (III.13):

$$i_{d0} = \left(1 - (F_{11}^b + F_{10}^b)\right)i_1 + \left(1 - (F_{21}^b + F_{20}^b)\right)i_2 + \left(1 - (F_{31}^b + F_{30}^b)\right)i_3 \quad (III.13)$$

D'où on aura les relations de conversion suivantes [19] :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (III.14)$$

Avec

$$N(t) = \begin{bmatrix} \left(\frac{2F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b}{3}\right) & \left(\frac{2F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{-F_{11}^b + 2F_{21}^b - F_{31}^b}{3}\right) & \left(\frac{-F_{10}^b + 2F_{20}^b - F_{30}^b}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{-F_{11}^b - F_{21}^b + 2F_{31}^b}{3}\right) & \left(\frac{-F_{10}^b - F_{20}^b + 2F_{30}^b}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (III.15)$$

III.2 Stratégies de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux

Pour maintenir le courant à la sortie de l'onduleur autour de sa référence, deux techniques de commande peuvent être utilisées.

- La commande par hystérésis.
- La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

L'objectif de la commande, que ce soit à MLI ou par hystérésis, est de générer les ordres d'ouverture/fermeture des interrupteurs de manière à ce que le courant de l'onduleur soit le plus proche de sa référence.

On trouve diverses variantes de contrôle par MLI : MLI calculée, MLI à échantillonnage naturel, MLI vectorielle. Cependant la commande par hystérésis de par ses avantages tels que la rapidité, la robustesse et la simplicité de mise en œuvre. Mais toutefois il n'est pas possible d'employer la commande par hystérésis habituelle puisque elle conduit à une fréquence de travail variable [8].

Dans ce mémoire nous avons employé deux techniques de commande : à hystérésis, et à MLI (à échantillonnage naturel). Cette dernière représente en réalité la MLI analogique et pourra être employé dans la partie de simulation profitant de sa facilité de modélisation [13].

III.2.1 Commande par hystérésis

La commande par hystérésis permet de fixer un courant de référence dans les lignes du réseau électrique avec deux degrés de liberté, cette commande appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur existant entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur ($\Delta I = I_k - I_{réf,k}$).

L'erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis. Dès que l'erreur atteint la bande inférieure ou supérieure, un ordre de commande est envoyé de manière à rester à l'intérieur de la bande. La simplicité de la mise en œuvre, comme le montre la Figure (III.6), est le principal atout de cette technique.

En revanche, les commutations évoluant librement à l'intérieur de bande d'hystérésis, on ne peut maîtriser correctement le spectre haut fréquence dû aux fréquences de commutations [6] [17].



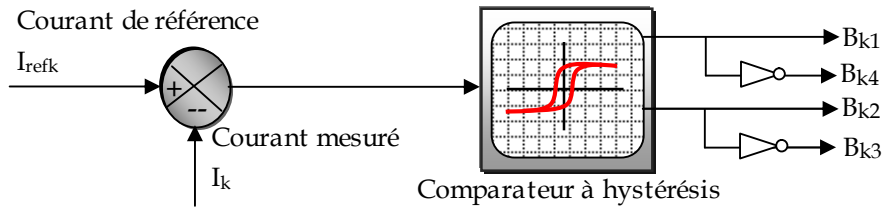


Fig (III.6)
Commande par hystérésis pour l'onduleur à trois niveaux

- * si : $\Delta I \geq h$ la tension est forcé à son niveau minimal pour faire décroître le courant.
- * si : $\Delta I \leq -h$ la tension est forcée à son niveau maximal pour faire accroître le courant.

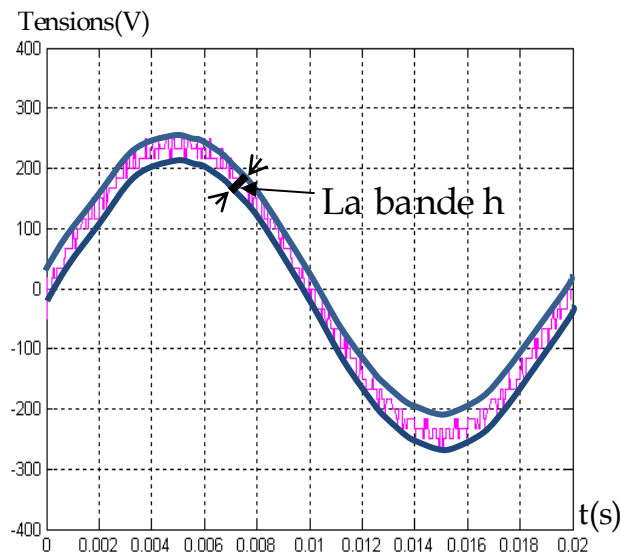


Fig (III.7)
Principe de contrôle des courants par la technique d'hystérésis

III.2.1.1 Algorithme de la commande par hystérésis pour l'onduleur à trois niveaux

Soit ϵ_k l'écart entre le courant de référence et le courant réel défini par [19]:

$$\epsilon_k = i_k - i_{refk} \tag{III.16}$$

Les ordres de commande B_{ks} des interrupteurs du bras k sont donnés par l'algorithme suivant [19]:

$$\begin{cases} Si |(\epsilon_k \geq h) \& (\epsilon_k \leq 2h)| \text{ ou } |(\epsilon_k \leq -h) \& (\epsilon_k \geq -2h)| \Rightarrow B_{k1} = 0 \& B_{k2} = 1 \\ Si (\epsilon_k < 2h) \Rightarrow B_{k1} = 0 \& B_{k2} = 0 \\ Si (\epsilon_k > 2h) \Rightarrow B_{k1} = 1 \& B_{k2} = 1 \end{cases} \tag{III.17}$$

Malgré la rapidité illimitée obtenue par la commande par hystérésis, sa simplicité de mise en œuvre, sa robustesse et sa bonne dynamique, cette commande présente certains inconvénients à savoir [6] [8]:

- La fréquence de commutation n'est pas fixe, elle dépend de la bande d'hystérésis.
- La somme des trois courants n'est pas forcément nulle, ce qui crée un déséquilibre des courants qui dépend de la bande d'hystérésis.
- Des composantes harmoniques basses fréquences, voire une composante continue, peuvent apparaître sur le signal de sortie [8].

III.2.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) à échantillonnage naturel avec une seule porteuse

L'utilisation de la technique MLI est particulièrement intéressante dans le cas de l'onduleur triphasé et rend aussi possible le contrôle en amplitude et en fréquence des tensions de sortie de l'onduleur. C'est une forme de commande en créneaux où les périodes de fermeture / ouverture sont variables [12].

La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d'impulsions est sans doute la MLI à échantillonnage naturel. La tension de référence de l'onduleur (modulatrice) est déterminée à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence.

Cette dernière est ensuite comparée avec un signal triangulaire (porteuse à fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs, Lorsque la consigne est au-dessus du triangle, c'est l'interrupteur du haut qui est commandé et lorsque la consigne est au-dessous du triangle, c'est l'interrupteur du bas qui est commandé [13] [21].

La stratégie de comparaison est caractérisée par deux paramètres : l'indice de modulation m et le taux de modulation r .

- L'indice de modulation m est le rapport de la fréquence f_P de la porteuse

à la fréquence f de la tension de référence $\left[m = \frac{f_P}{f} = \frac{T}{T_P} \right]$



- Le taux de modulation r est le rapport de l'amplitude V_m de la tension de

$$\text{référence à l'amplitude } U_{pm} \text{ de la porteuse } \left[r = \frac{V_m}{U_{pm}} \right]$$

Lorsque m est entier, la modulation est synchrone et asynchrone dans le cas contraire [17].

Les tensions de référence permettant de générer un système de tensions triphasé équilibré direct, les tensions sont définies par le système (III.18)

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \cdot r \cdot \sin(\omega t) \\ V_{ref2} = V_m \cdot r \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref3} = V_m \cdot r \cdot \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (III.18)$$

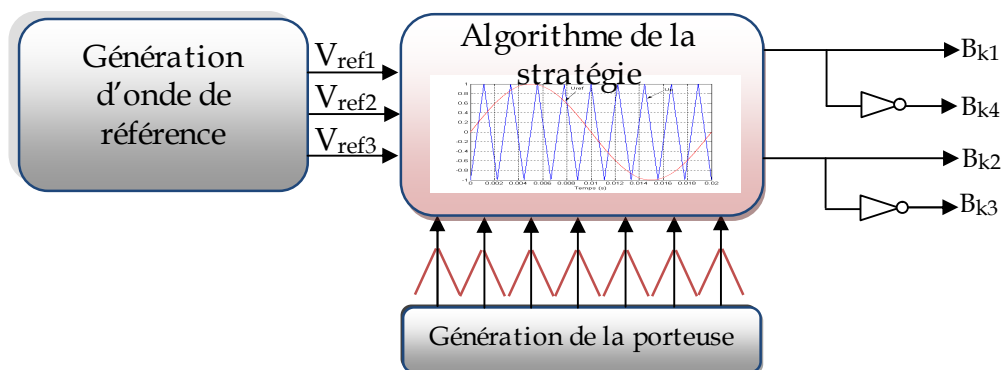


Fig (III.8)
Principe de la stratégie de commande triangulo-sinusoidale

Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant (III.19):

$$\begin{cases} (|V_{refk}| \leq U_p) & \rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \\ (|V_{refk}| > U_p) \ \& \ (V_{refk} > 0) & \rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \\ (|V_{refk}| > U_p) \ \& \ (V_{refk} < 0) & \rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0 \end{cases} \quad (III.19)$$

Avec cet algorithme et pour les tensions de référence du système (III.18) on a pour la phase une par exemple [17]:

- Pour $0 < \omega.t \leq \pi$, on a $B_{11}= 1$, On module la tension d'entrée de l'onduleur en jouant sur B_{12} .
- Pour $\pi < \omega.t \leq 2\pi$, on a $B_{12}= 0$, On module la tension d'entrée de l'onduleur en jouant sur B_{11} .

Dans ce mémoire nous avons employé deux types de porteuses :

En utilisant les trois tensions de référence $V_{ref\ 1,2,3}$; les figures (III.9), (III.10) montres montres les allures des signaux pour $m=9$, $r=0.8$

- Porteuse Unipolaire ;

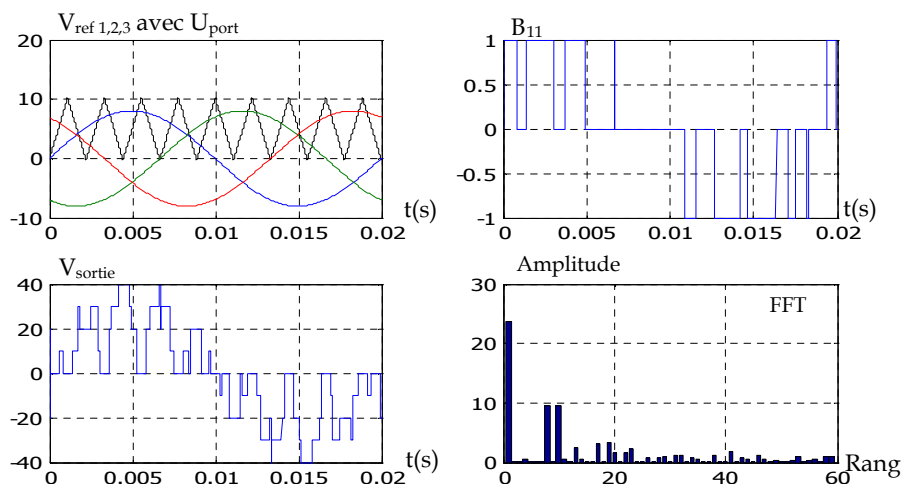


Fig (III.9)

Commande MLI avec une porteuse unipolaire

- Porteuse Bipolaire.

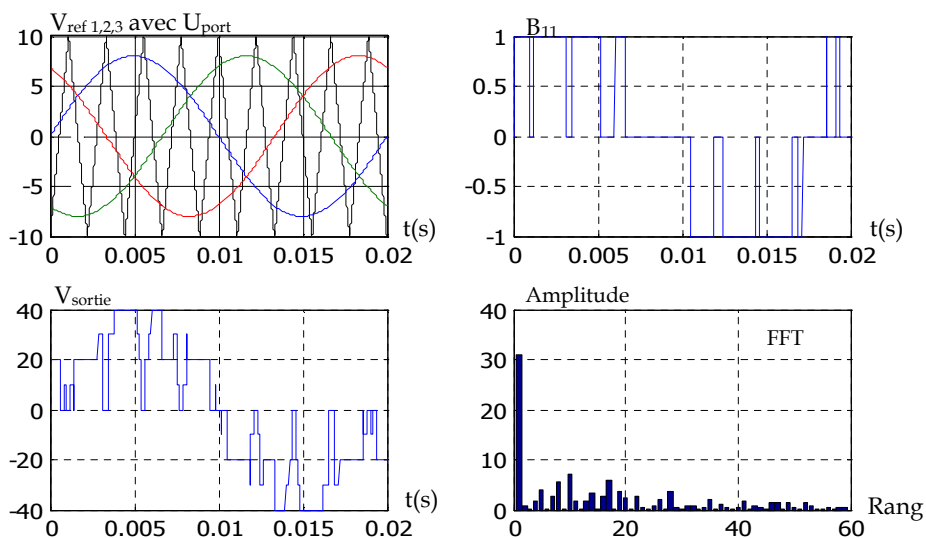


Fig (III.10)

Commande MLI avec une porteuse bipolaire



III.2.3 Commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel à deux porteuses

Cette stratégie exploite le fait qu'un onduleur à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série, l'un alimenté par $U_C/2$ et forme des demi-bras du bas de l'onduleur à trois niveaux [23].

Dans cette stratégie, différentes formes de porteuses sont possible :

- La porteuse triangulaire unipolaire ou bipolaire qui permet d'obtenir des tensions de sortie ayant la symétrie par rapport au quart et la demi-période.
- La porteuse en dents de scie unipolaire ou bipolaire, qui permet une réduction du taux d'harmonique.

Nous présentons une stratégie utilisant deux porteuses en dents de scie bipolaire. L'algorithme de commande se résume en deux étapes [22] :

1)- Dans la première étape, nous déterminons les signaux de commande intermédiaires de chaque onduleur à trois niveaux équivalent à un demi-bras de l'onduleur à trois niveaux.

- Le signal V_{k1} correspond au demis bras k du haut est obtenu en comparant un signal de référence $V_{réfk}$ à une porteuse en dents de scie bipolaire U_{p1} .

$$\begin{cases} (V_{réfk} \leq U_{p1}) & \rightarrow V_{k1} = U_C/2 \\ (V_{réfk} < U_{p1}) & \rightarrow V_{k1} = 0 \end{cases} \quad (III.20)$$

- Le signal V_{k0} correspond au demi-bras k du bas est obtenu en comparant le même signal de référence $V_{réfk}$ à une porteuse U_{p2} identique à U_{p1} et déphasée d'une demi période de hachage.

$$\begin{cases} (V_{réfk} \leq U_{p2}) & \rightarrow V_{k0} = 0 \\ (V_{réfk} < U_{p2}) & \rightarrow V_{k0} = -U_C/2 \end{cases} \quad (III.21)$$



2)- Dans la deuxième étape, nous reconstituons l'image de la tension V_{km} de la phase K de l'onduleur à trois niveaux par rapport au point milieu appelé V_{k2} .

$$V_{k2} = V_{k1} + V_{k0}$$

Les ordres des commandes des interrupteurs sont déduits par [22] :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Si } V_{k2} = U_C/2 & \rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \\ \text{Si } V_{k2} = -U_C/2 & \rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0 \\ \text{Si } V_{k2} = 0 & \rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \end{array} \right. \quad (\text{III.22})$$

La figure (III.11) montre l'allure des signaux pour $m=9$, $r=0.8$

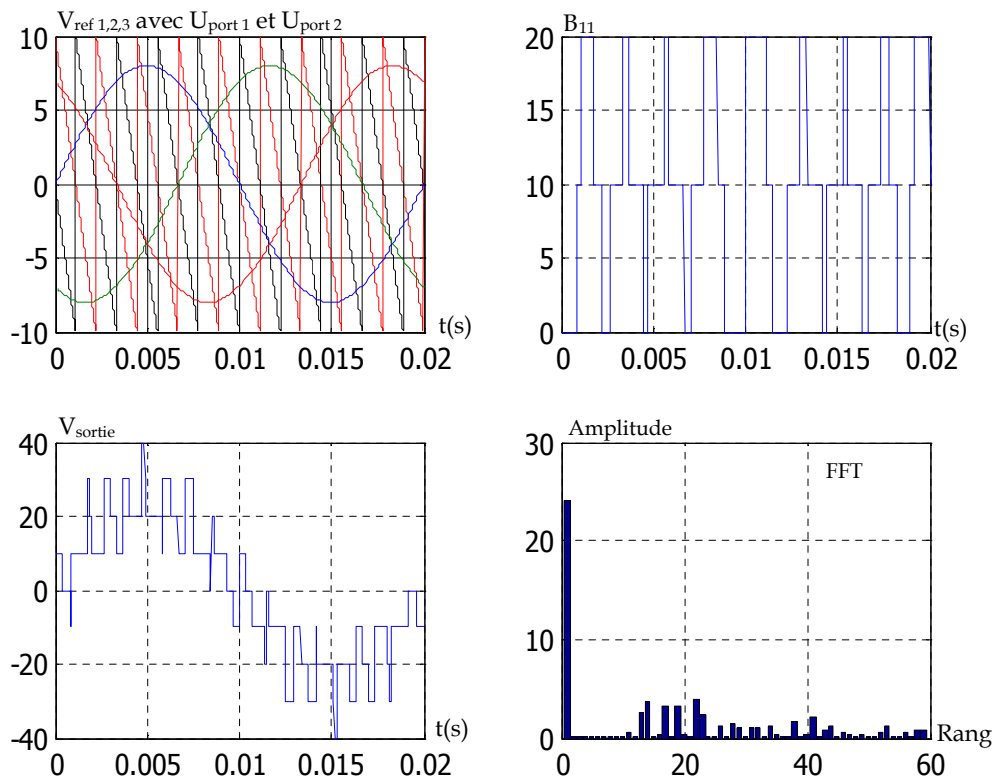


Fig (III.11)
Commande MLI avec deux porteuses dents de scie

Cette stratégie présente deux avantages importants [22] :

- Elle repousse vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite leur filtrage.
- Elle permet de faire varier l'amplitude du fondamentale de la tension de sortie

- Les familles d'harmoniques de la commande MLI avec deux porteuses dents de scie sont regroupées autour de $2.m.f_r$ par rapport à la commande avec une seule porteuse.

Conclusion

Dans ce chapitre on a montré un modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux, puis nous avons défini les différentes configurations possibles d'un bras de cet onduleur.

Nous avons aussi présenté l'aspect théorique des deux principales stratégies de commande généralement employées pour la commande d'onduleur à structure NPC, à savoir : la commande par hystérésis et la commande à MLI.

L'avantage de la commande par hystérésis est la rapidité illimitée, sa simplicité de mise en œuvre, sa robustesse et sa bonne dynamique.

L'objectif de la commande MLI réside dans le décalage des harmoniques vers des fréquences plus élevées, ce qui facilite la procédure de filtrage.

L'utilisation de l'onduleur à trois niveaux présente deux avantages :

- Montée en puissance
- L'amélioration de la qualité de la tension.



Chapitre IV

COMPENSATION DES

COURANTS HARMONIQUES

PAR L'ONDULEUR à 3 NIVEAUX à

STRUCTURE NPC

Introduction

Ce chapitre est consacré à la compensation des courants harmoniques par l'onduleur à trois niveaux à structure NPC modélisé précédemment et commandé par les deux stratégies (commande à hystérésis et à MLI).

IV.1 Association réseau-charge non linéaire-onduleur avant et après compensation

Dans cette partie, notre étude va porter sur le système complet composé d'un réseau équilibré alimentant un redresseur hexaphasé à thyristors et d'un onduleur à trois niveaux à structure NPC dont le schéma du circuit de puissance est donné sur la figure (IV.1)

A partir des courants harmoniques de référence déterminés par la comparaison entre les courants de charge et leurs fondamentaux, on obtient les courants nécessaires à la commande de l'onduleur. Ces stratégies ont permis au filtre actif de générer les composantes harmoniques ce qui rend les courants du réseau sinusoïdaux [19].



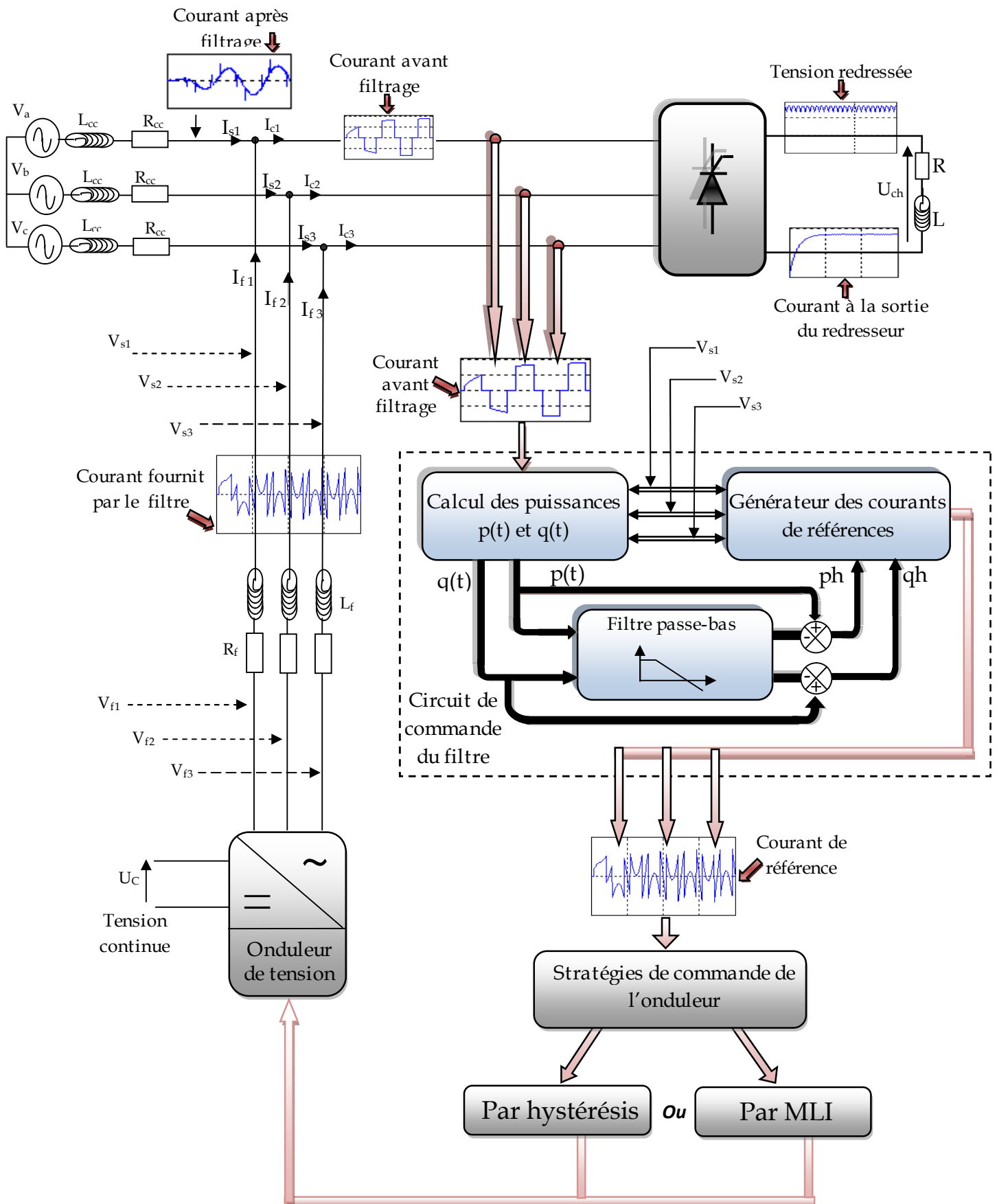


Fig (IV.1)

Association réseau-charge non linéaire-onduleur avant et après compensation

IV.2 Résultats de simulation

IV.2.1 Commande par hystérésis

IV.2.1.A-Pour une bande $\Delta h=1A$

a- Pour $\alpha = 0^\circ$

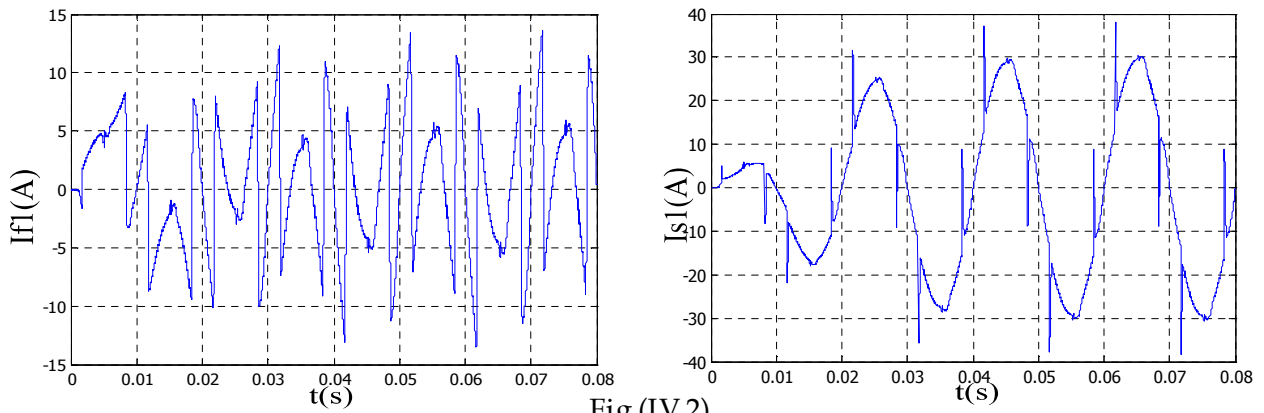


Fig (IV.2)
Courant injecté par l'onduleur et courant de source de la première phase

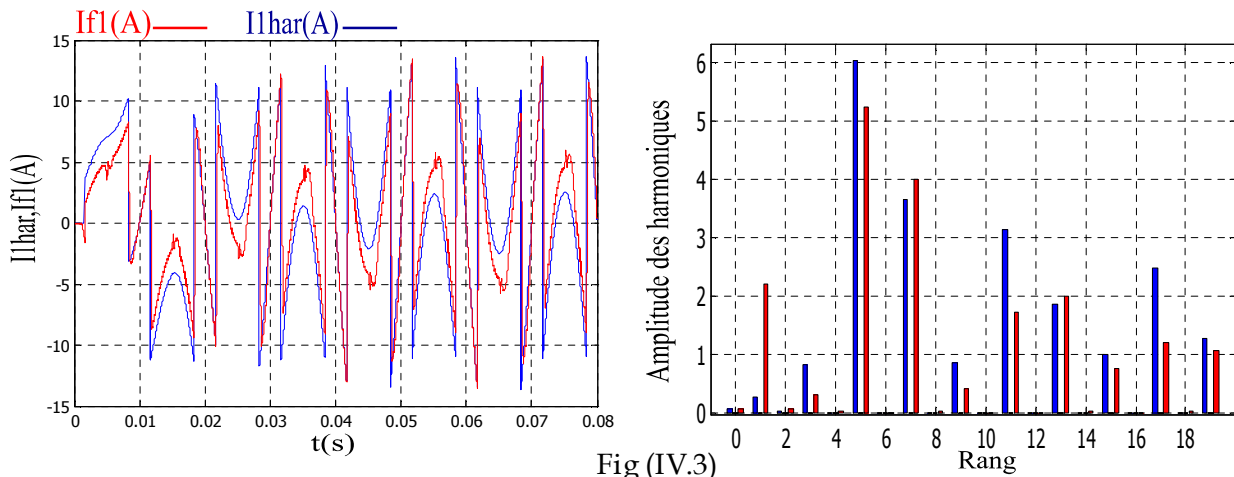


Fig (IV.3)
Courants de référence, injecté et leurs spectres

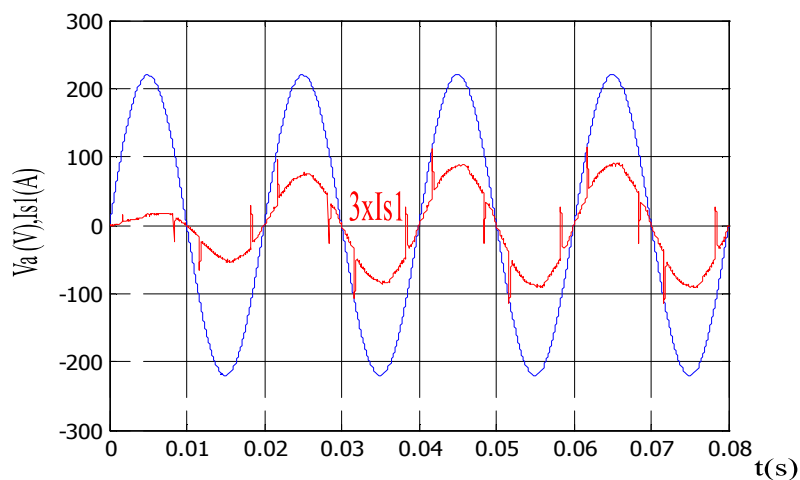


Fig (IV.4)
Tension et courant de source après filtrage



b- pour $\alpha = 30^\circ = \frac{\pi}{6}$ rad

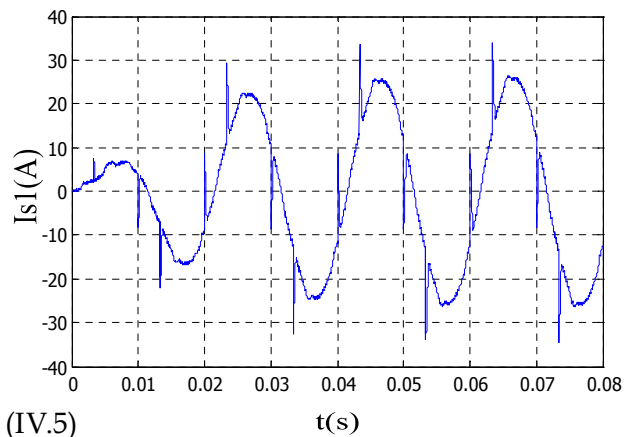
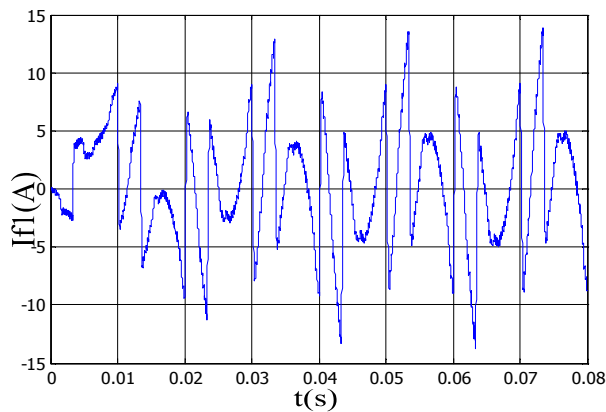


Fig (IV.5)

Courant injecté par l'onduleur et courant de source de la première phase

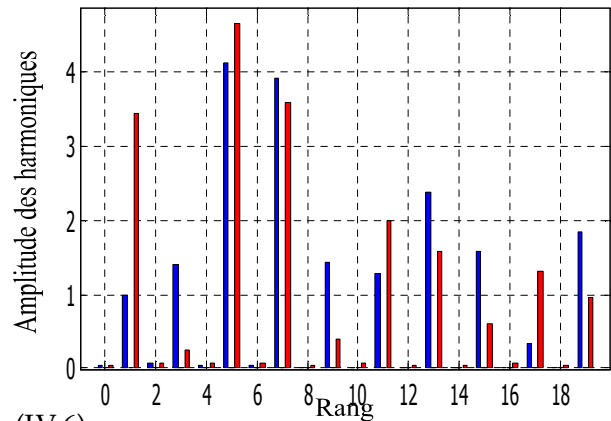
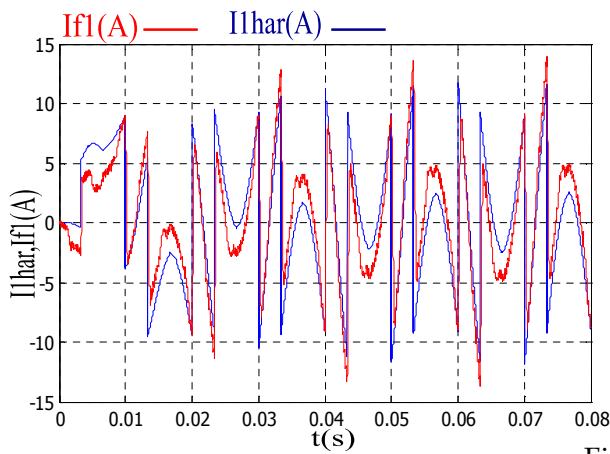


Fig (IV.6)

Courants de référence, injecté et leurs spectres

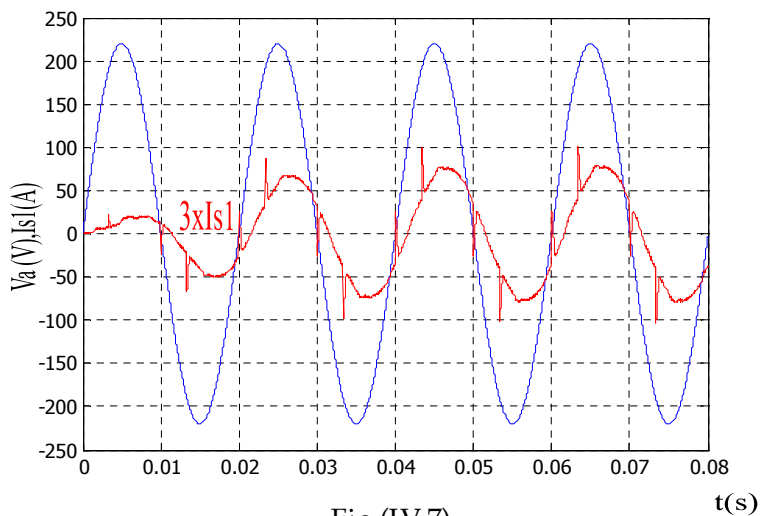


Fig (IV.7)

Tension et courant de source après filtrage



c- Pour $\alpha = 60^\circ = \frac{\pi}{3}$ rad

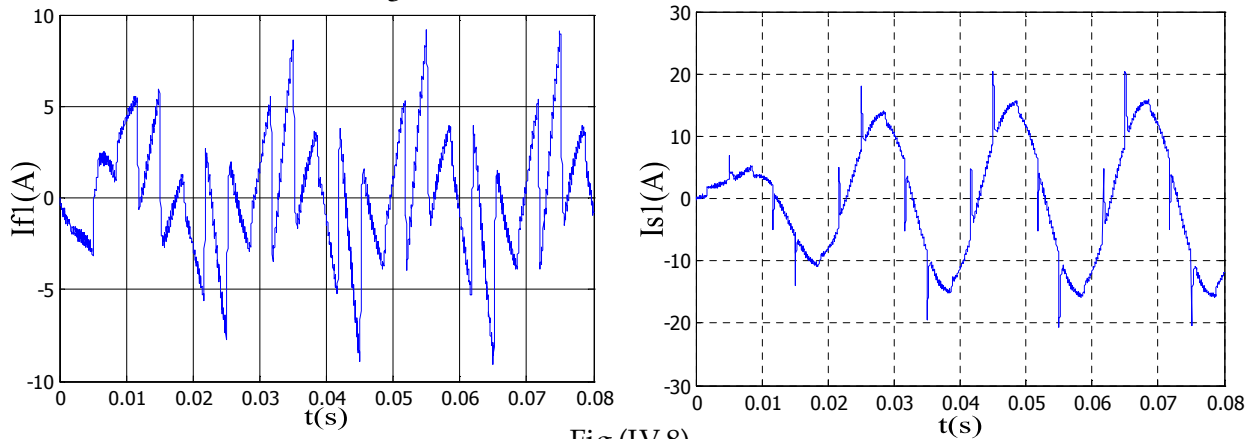


Fig (IV.8)

Courant injecté par l'onduleur et courant de source de la première phase

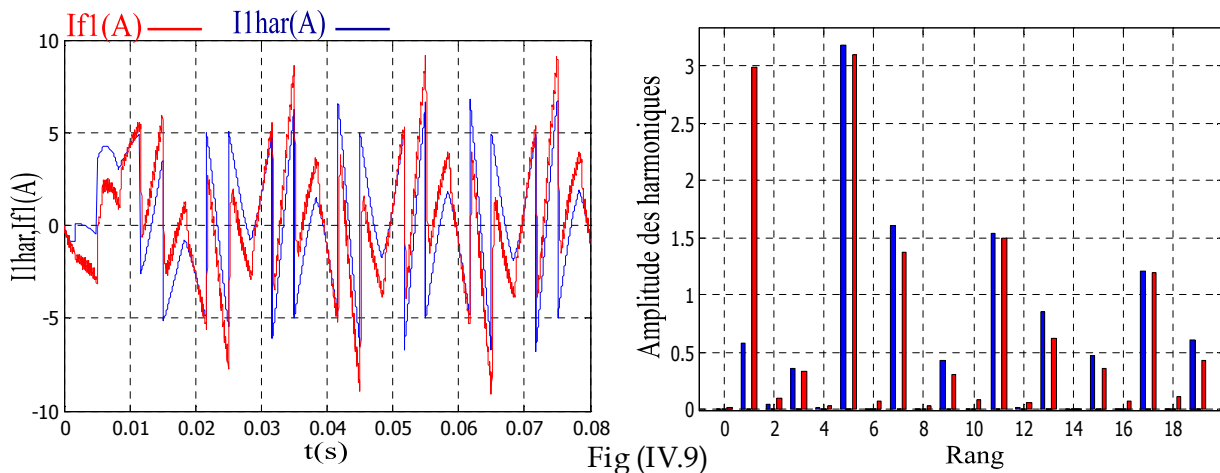


Fig (IV.9)

Courants de référence, injecté et leurs spectres

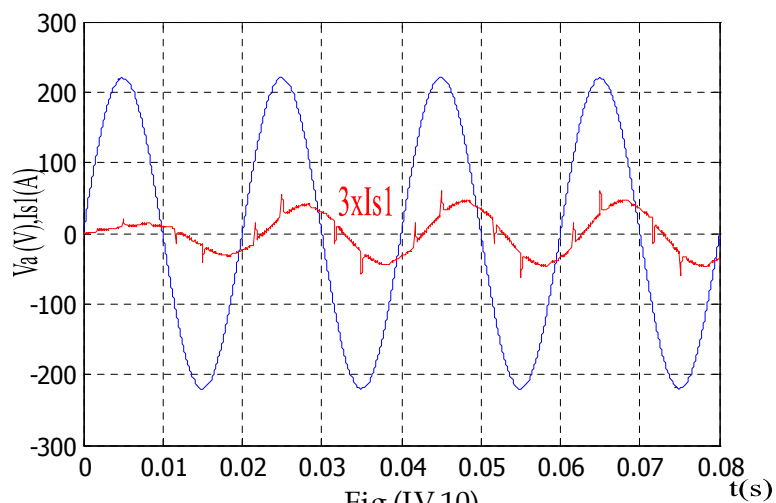


Fig (IV.10)

Tension et courant de source après filtrage



IV.2.1.B-Pour une bonde $\Delta h=0.1A$

a- Pour $\alpha = 0^\circ$

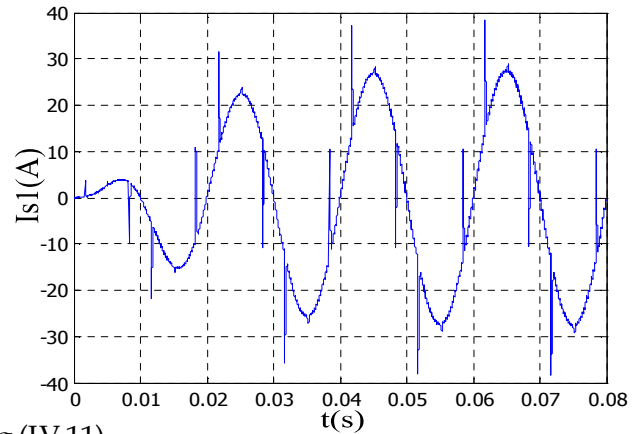
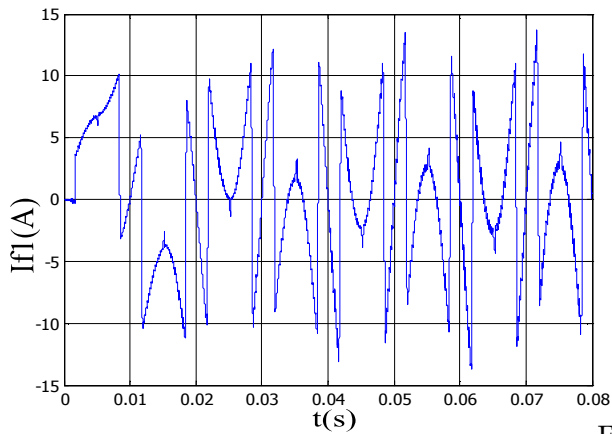


Fig (IV.11)

Courant injecté par l'onduleur et courant de source de la première phase

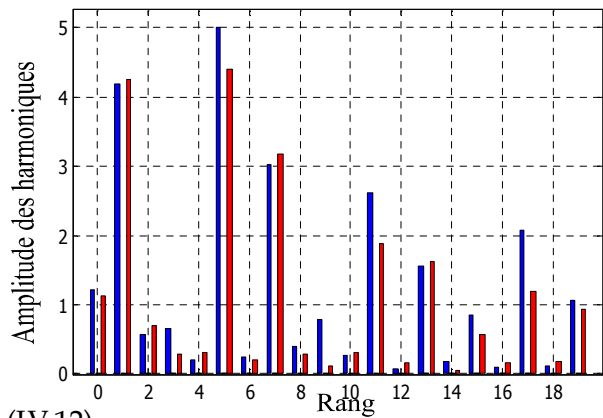
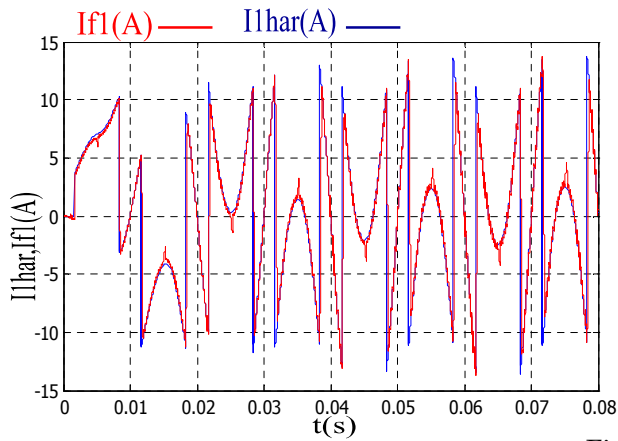


Fig (IV.12)

Courants de référence, injecté et leurs spectres

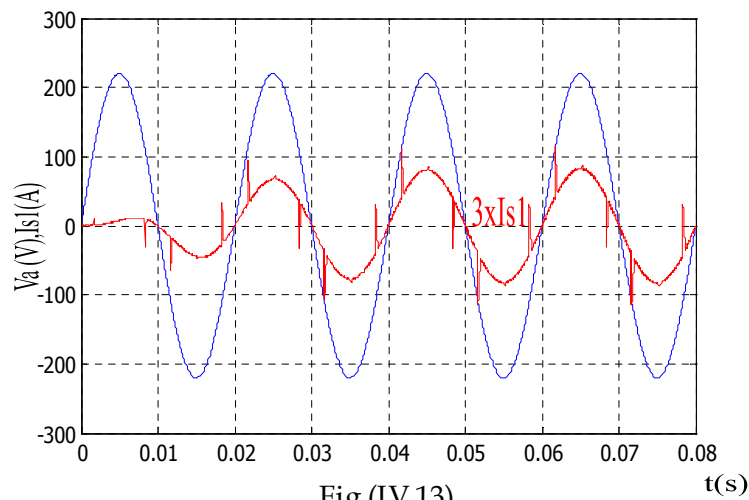


Fig (IV.13)

Tension et courant de source après filtrage



b- Pour $\alpha = 30^\circ = \frac{\pi}{6}$ rad

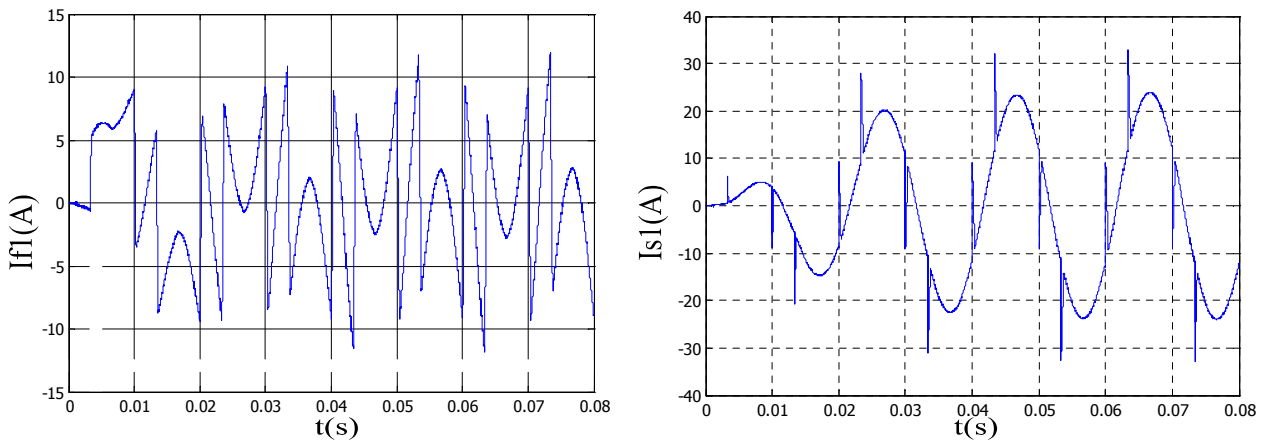


Fig (IV.14)

Courant injecté par l'onduleur et courant de source de la première phase

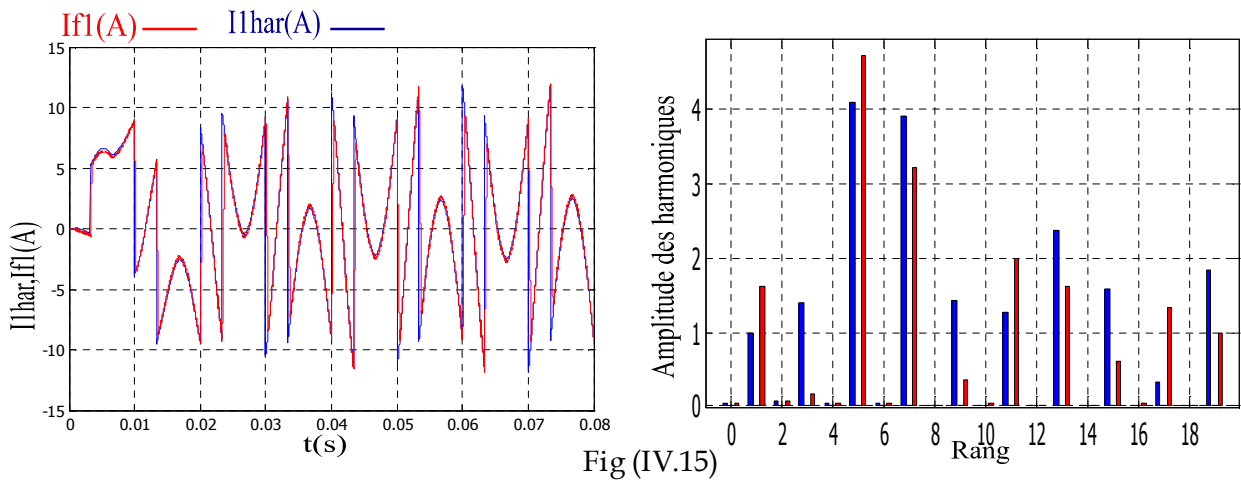


Fig (IV.15)

Courants de référence, injecté et leurs spectres

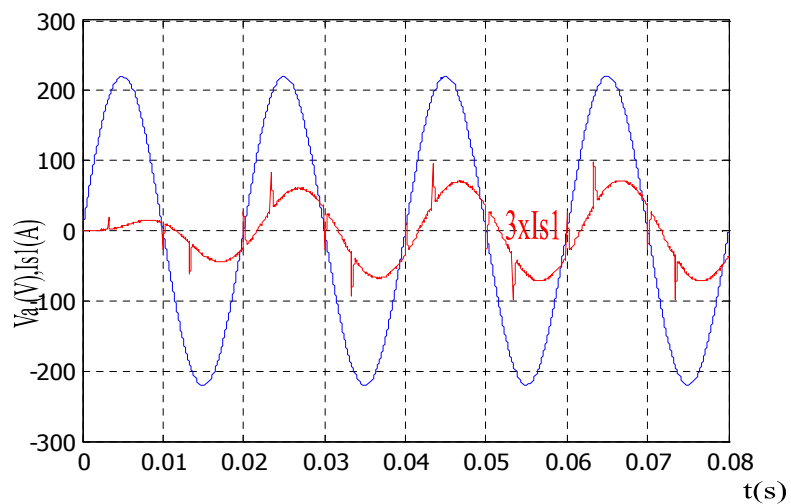


Fig (IV.16)

Tension et courant de source après filtrage



c- Pour $\alpha = 60^\circ = \frac{\pi}{3}$ rad

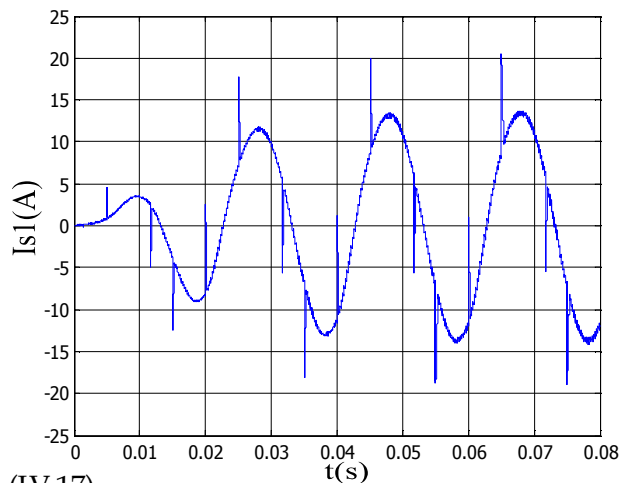
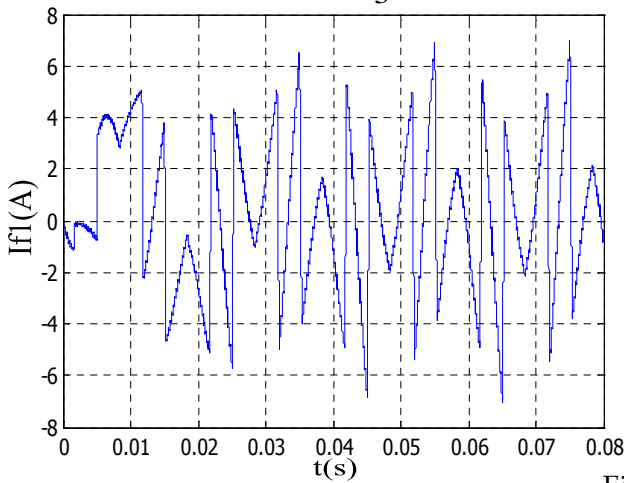


Fig (IV.17)

Courant injecté par l'onduleur et courant de source de la première phase

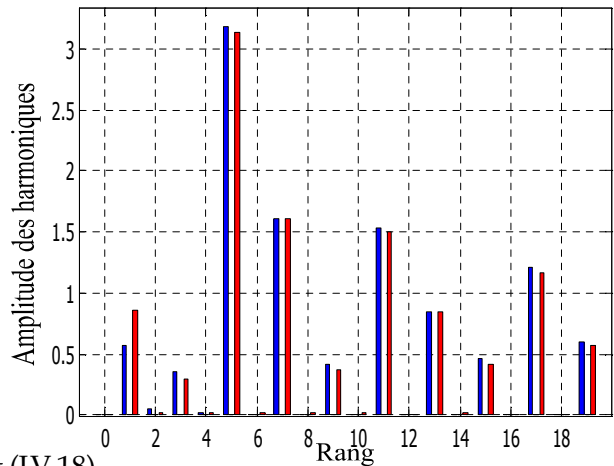
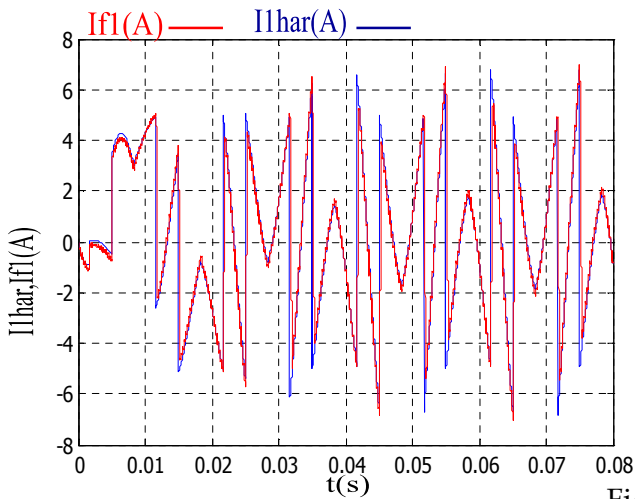


Fig (IV.18)

Courants de référence, injecté et leurs spectres

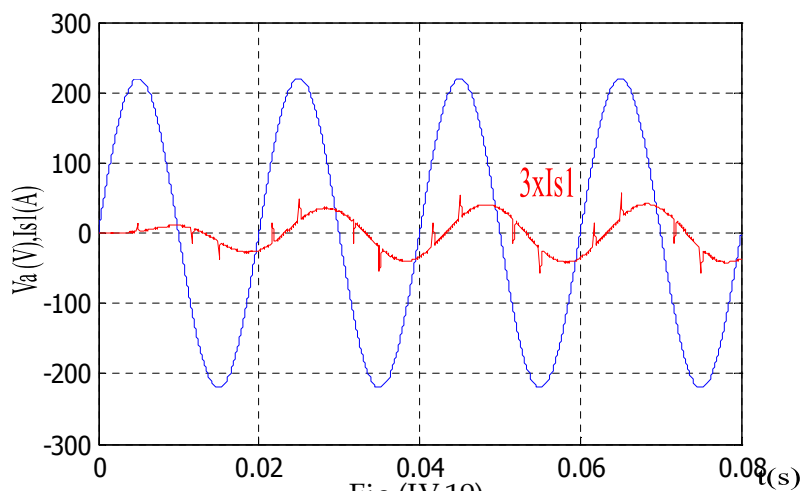


Fig (IV.19)

Tension et courant de source après filtrage



IV.2.1.C-Interprétation

Les figures ci-dessus montrent :

- L'amélioration de la forme des courants de source après filtrage.
- La diminution de la bande d'hystérésis entraîne une amélioration de la qualité des courants.
- La présence des pics au niveau des courants de source après filtrage et ceci revient au choix de l'inductance du filtre.

IV.2.2 Pour la commande à MLI

La commande triangulo-sinusoidale est une commande en tension, pour cela il faut asservir les courants de références. Pour l'asservissement des courants un correcteur du type P est utilisé comme un régulateur

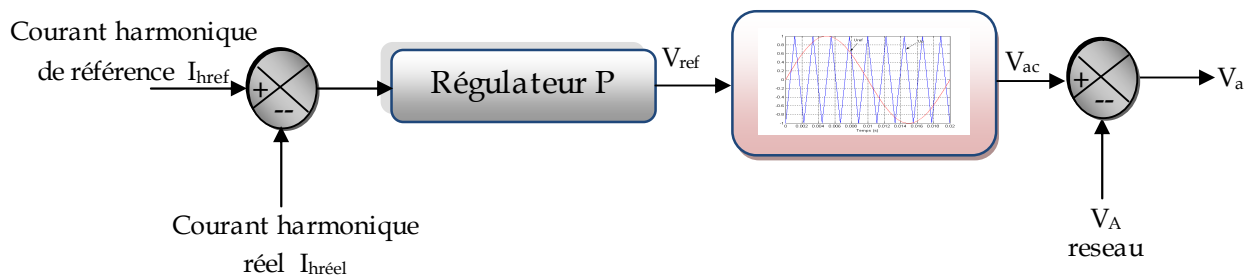


Fig (IV.20)
Diagramme fonctionnel de la commande triangulo - sinusoidale

IV.2.2.A à une seule porteuse (bipolaire)
 IV.2.2.A.1 Pour une fréquence de 2000 Hz
 a- Pour $\alpha = 0^\circ$

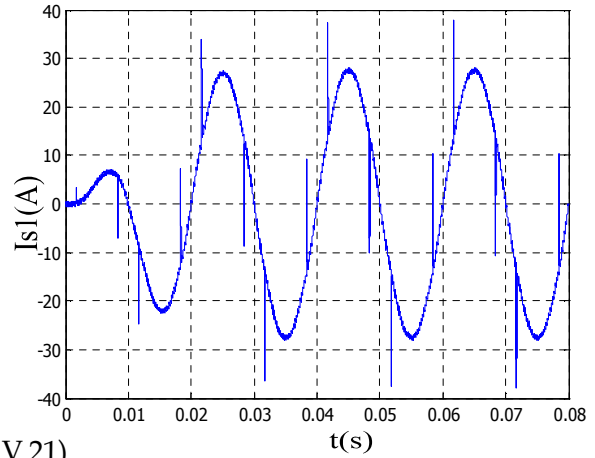
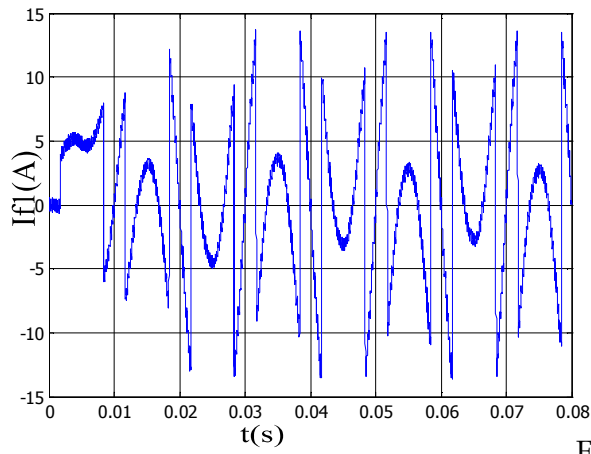


Fig (IV.21)

Courant injecté par l'onduleur et courant de source de la première phase

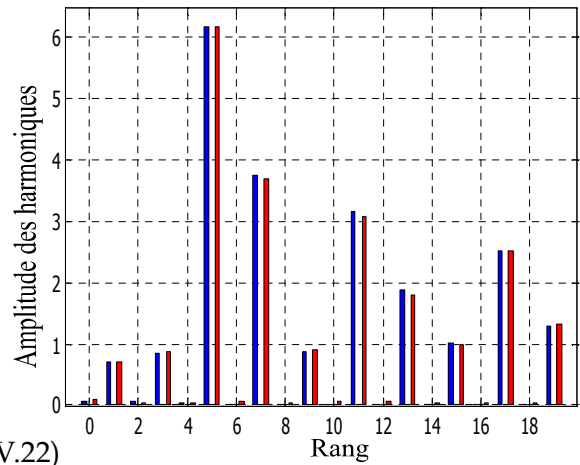
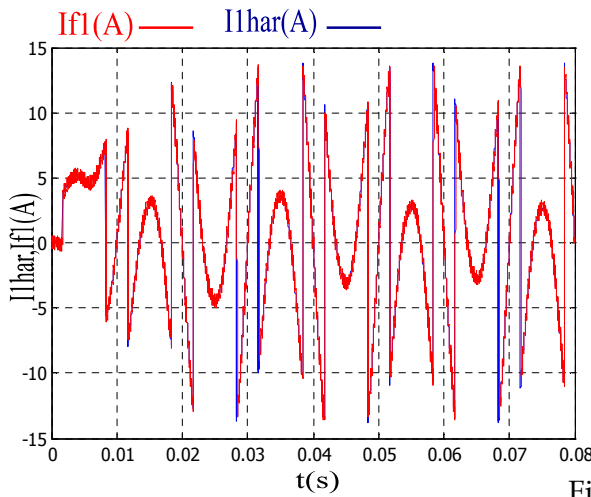


Fig (IV.22)

Courants de référence, injecté et leurs spectres

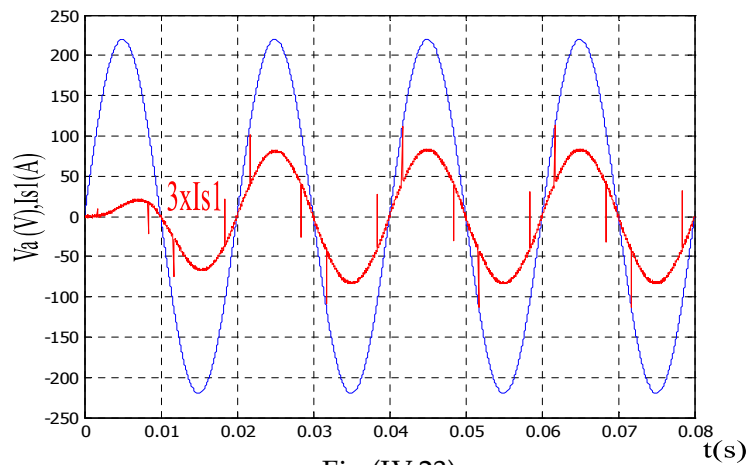


Fig (IV.23)

Tension et courant de source après filtrage



b- pour $\alpha = 30^\circ = \frac{\pi}{6}$ rad

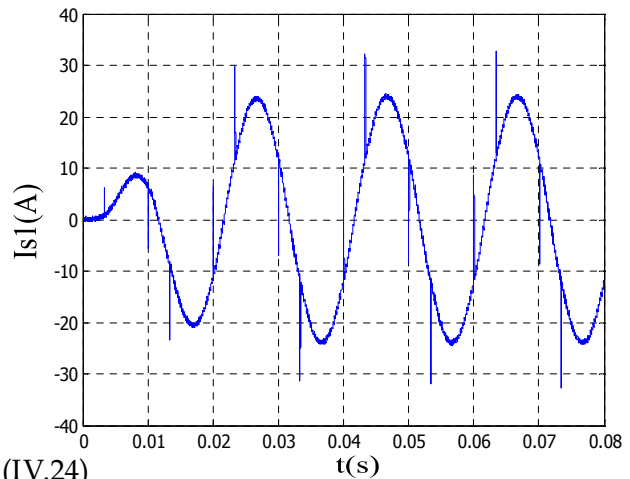
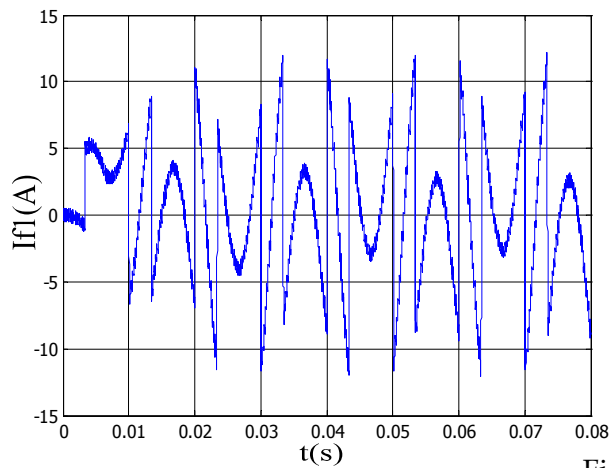


Fig (IV.24)

Courant injecté par l'onduleur et courant de source de la première phase

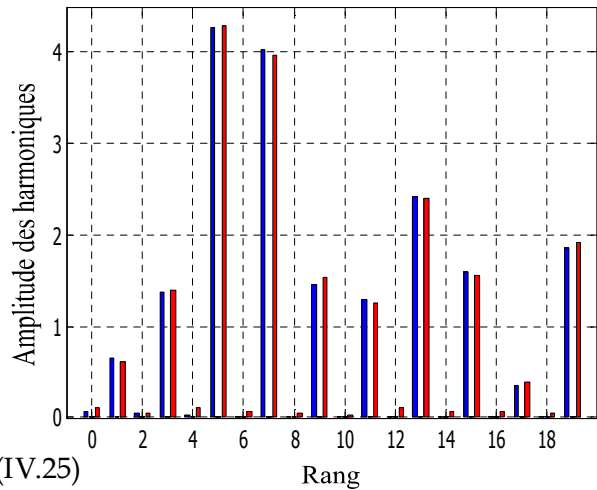
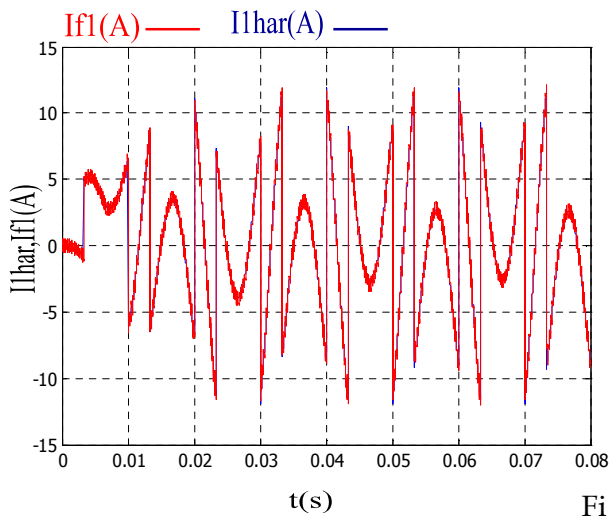


Fig (IV.25)

Courants de référence, injecté et leurs spectres

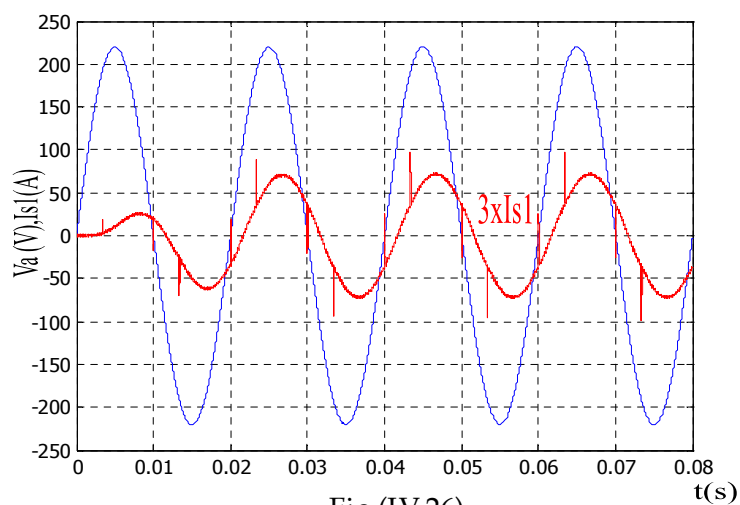


Fig (IV.26)

Tension et courant de source après filtrage



$c-$ pour $\alpha = 60^\circ = \frac{\pi}{3}$ rad

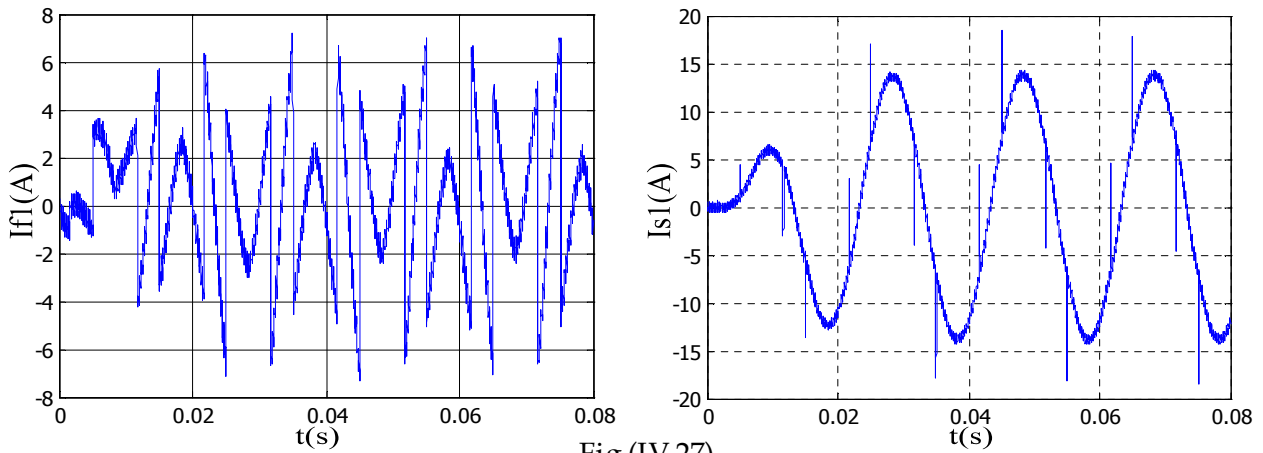


Fig (IV.27)

Courant injecté par l'onduleur et courant de source de la première phase

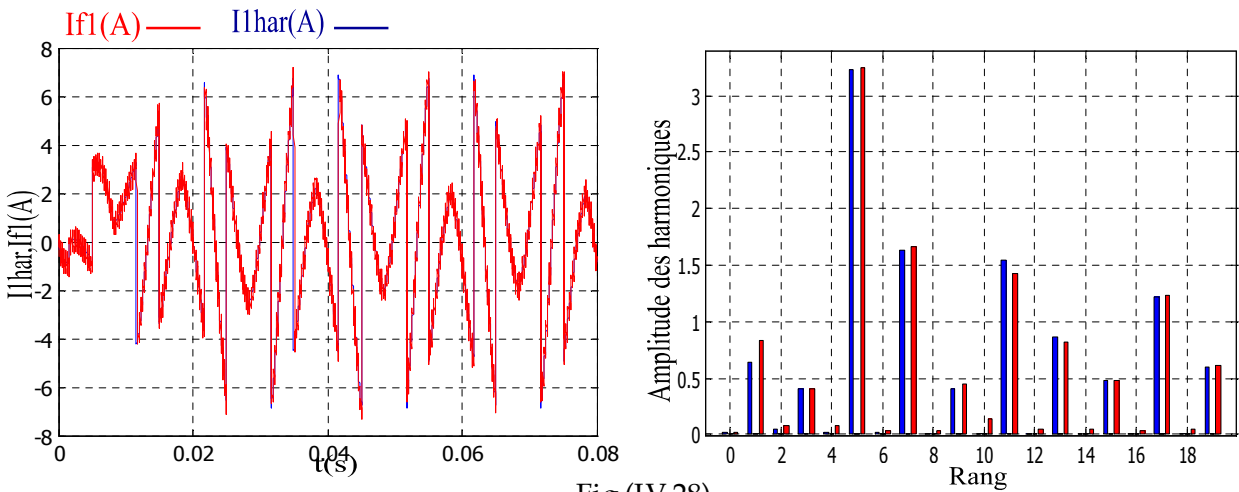


Fig (IV.28)

Courants de référence, injecté et leurs spectres

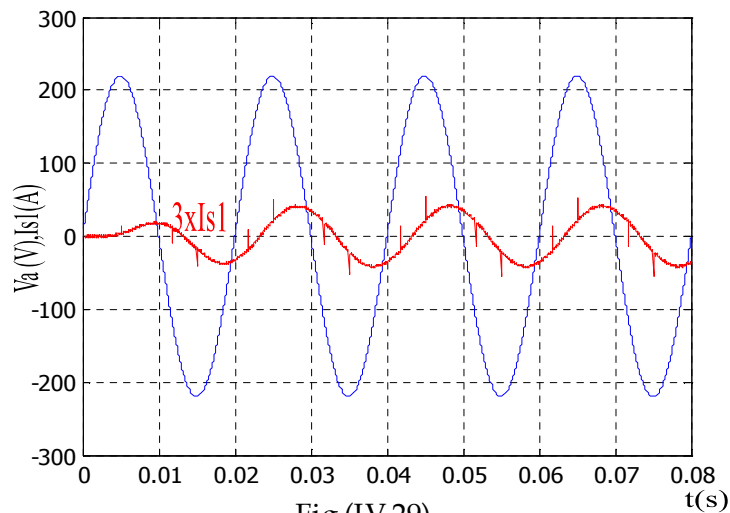


Fig (IV.29)

Tension et courant de source après filtrage



IV.2.2.A.2 Pour une fréquence de 7500 Hz

a- Pour $\alpha = 0^\circ$

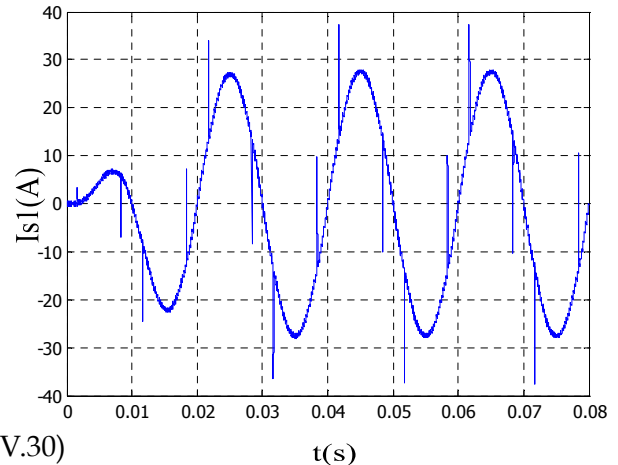
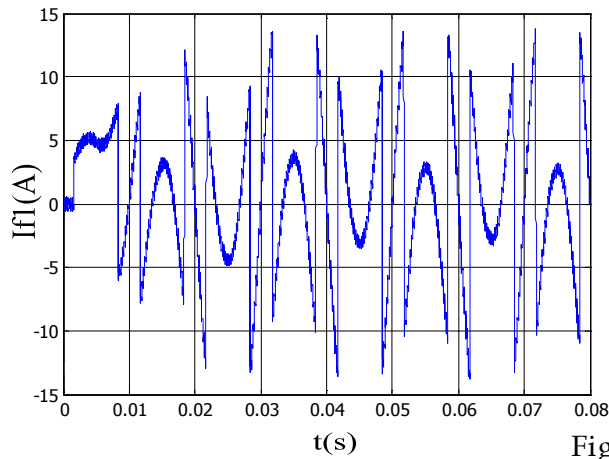


Fig (IV.30)
Courant injecté par l'onduleur et courant de source de la première

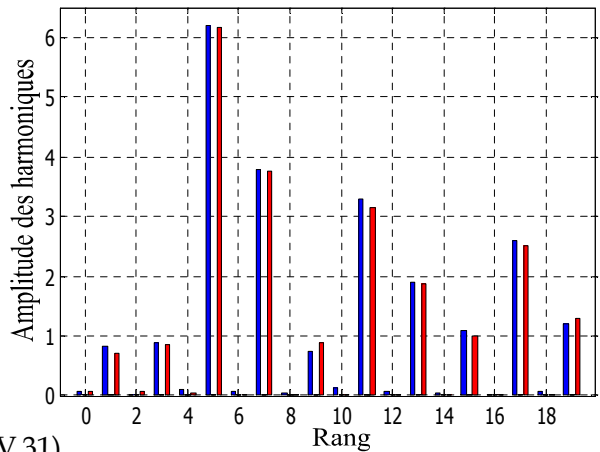
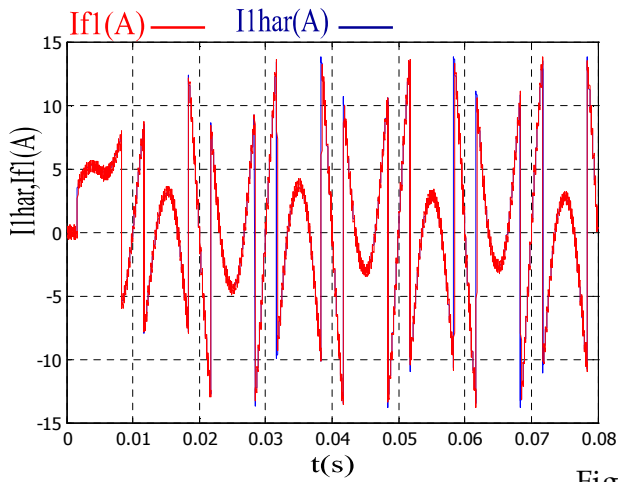


Fig (IV.31)
Courants de référence, injecté et leurs spectres

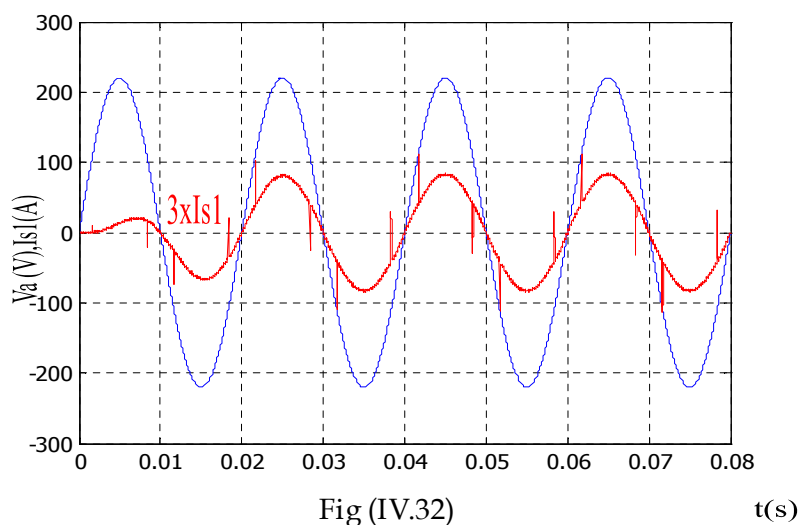


Fig (IV.32)
Tension et courant de source après filtrage



b- Pour $\alpha = 30^\circ = \frac{\pi}{6}$ rad

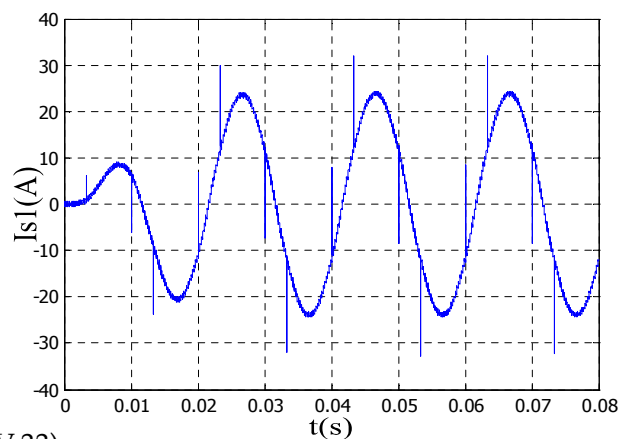
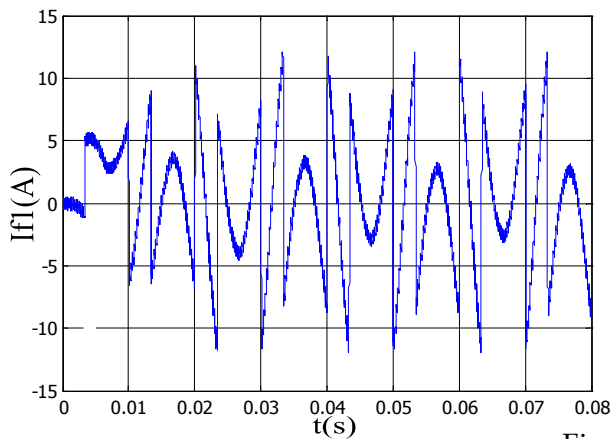


Fig (IV.33)

Courant injecté par l'onduleur et courant de source de la première phase

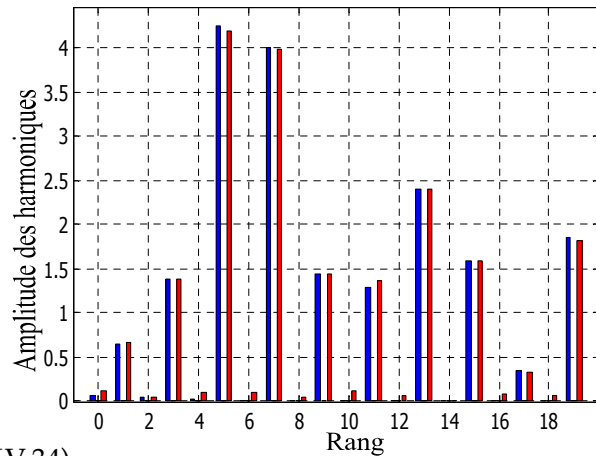
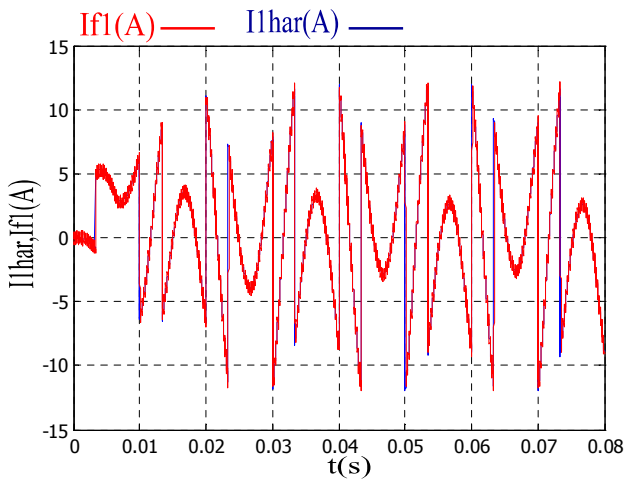


Fig (IV.34)

Courants de référence, injecté et leurs spectres

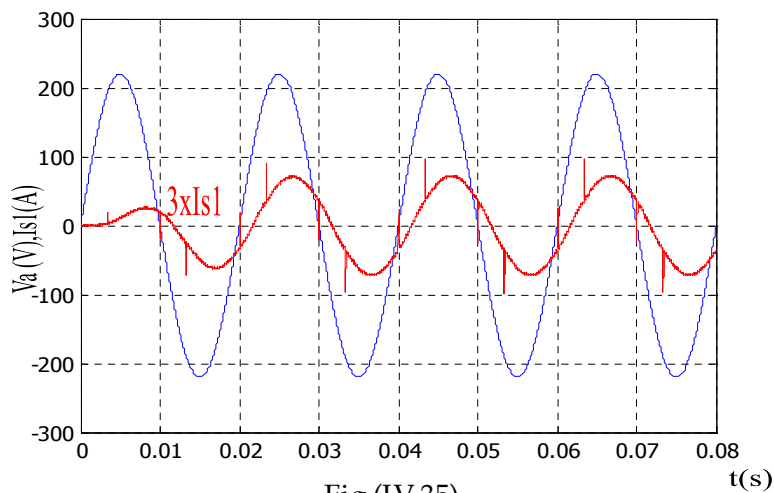


Fig (IV.35)

Tension et courant de source après filtrage



c- Pour $\alpha = 30^\circ = \frac{\pi}{3}$ rad

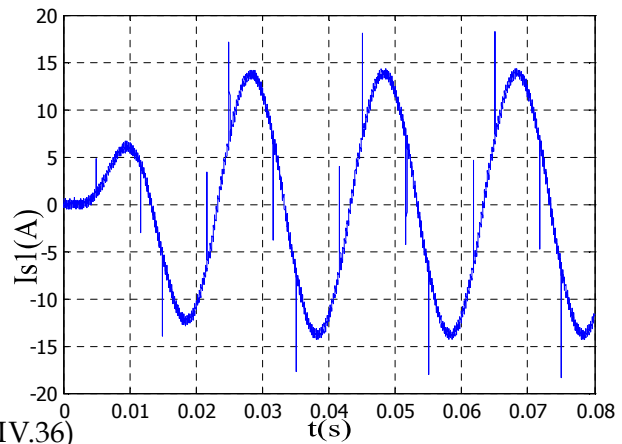
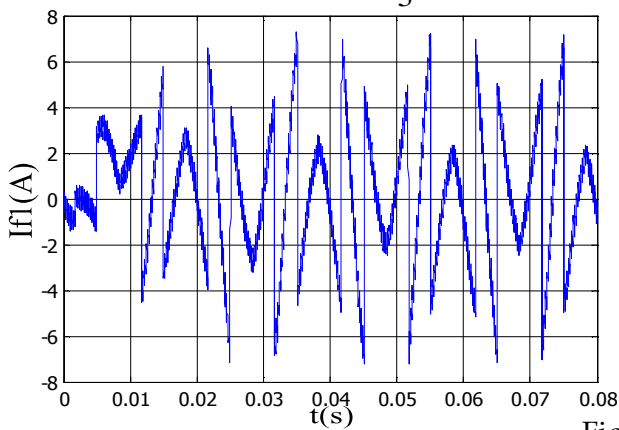


Fig (IV.36)

Courant injecté par l'onduleur et courant de source de la première

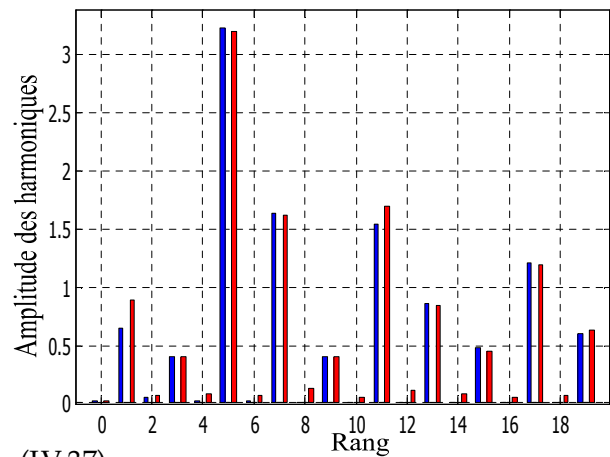
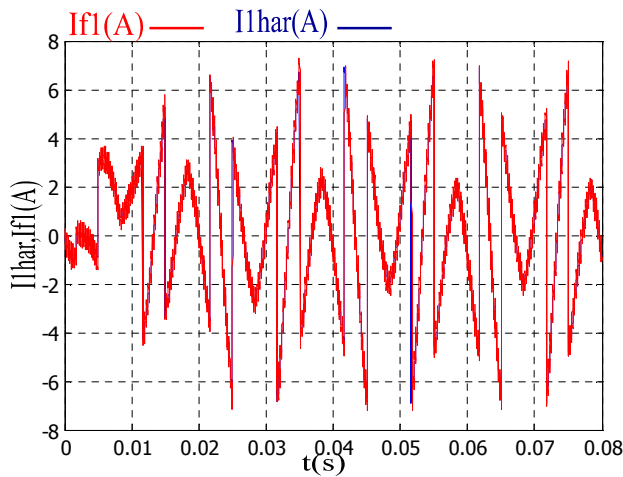


Fig (IV.37)

Courants de référence, injecté et leurs spectres

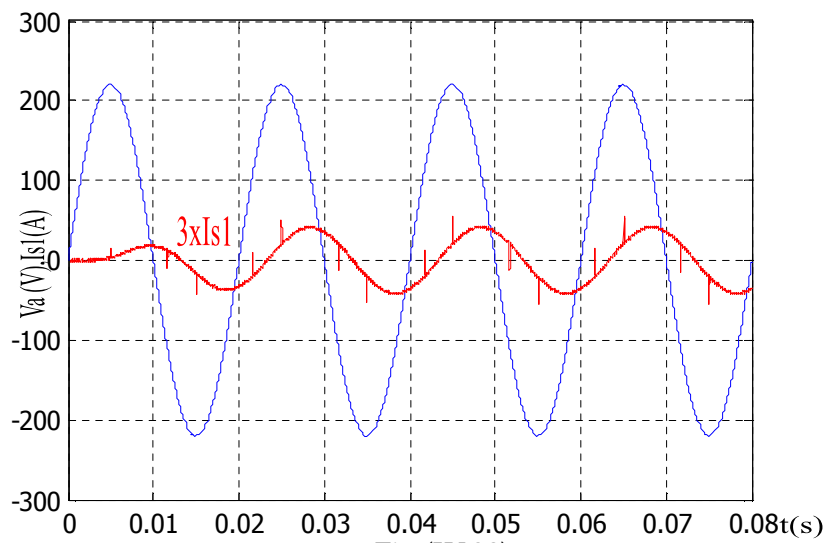


Fig (IV.38)

Tension et courant de source après filtrage



IV.2.2.B- A deux porteuse dent de scie

IV.2.2.B.1 Pour une fréquence de 2000 Hz

a- Pour $\alpha = 0^\circ$

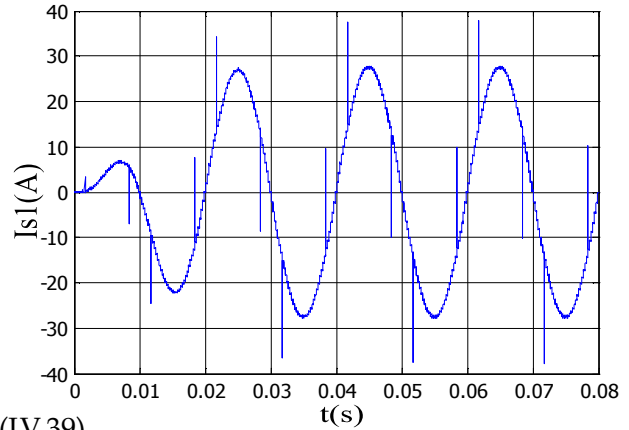
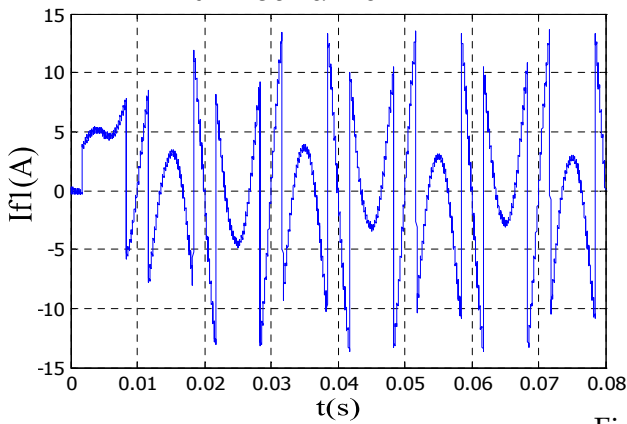


Fig (IV.39)

Courant injecté par l'onduleur et courant de source de la première phase

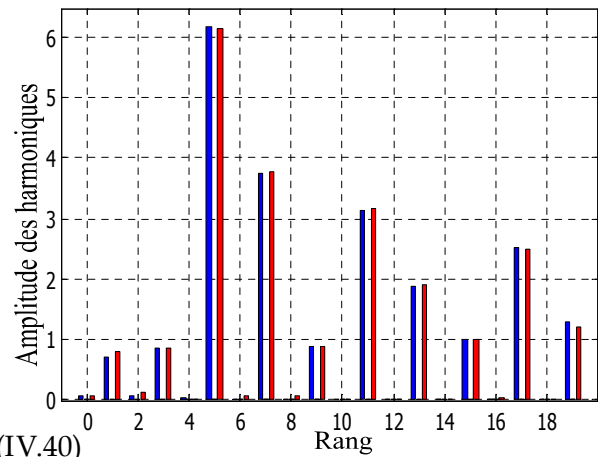
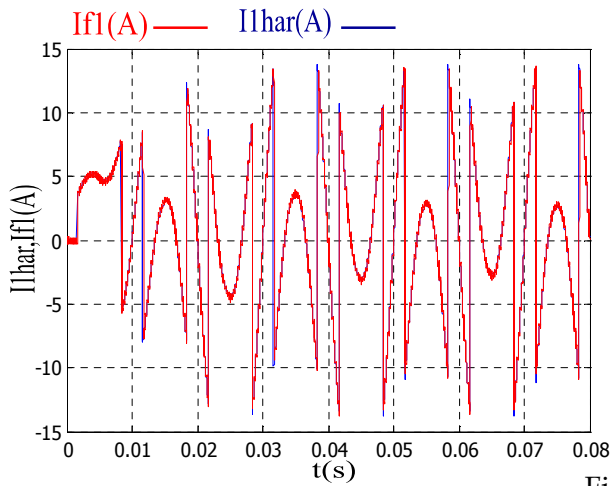


Fig (IV.40)

Courants de référence, injecté et leurs spectres

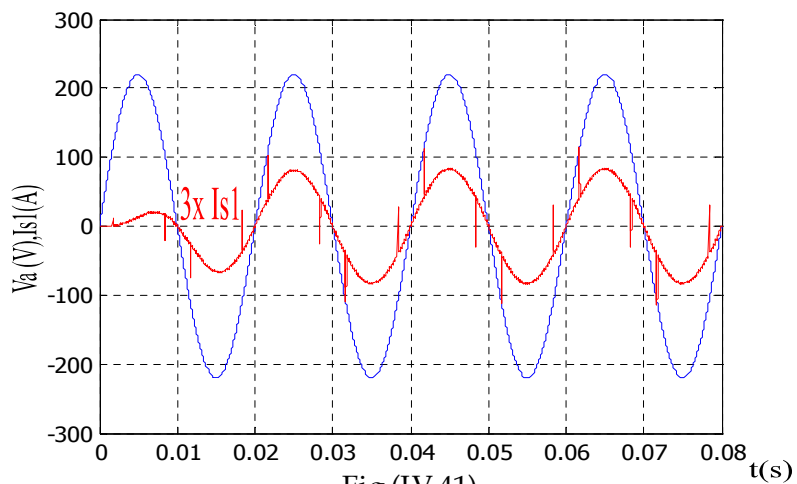


Fig (IV.41)

Tension et courant de source après filtrage



b- Pour $\alpha = 30^\circ = \frac{\pi}{6}$ rad

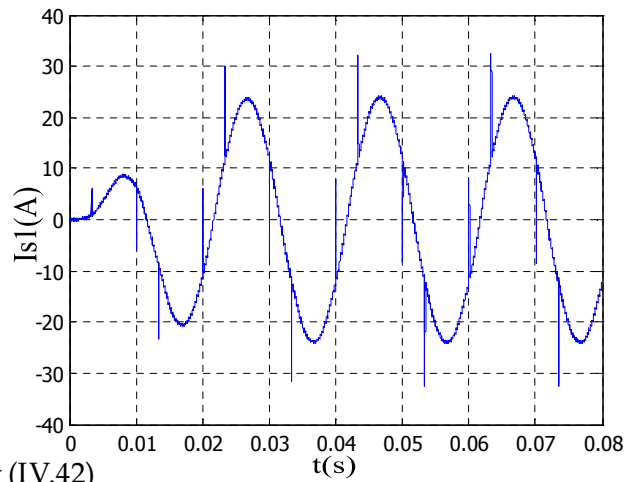
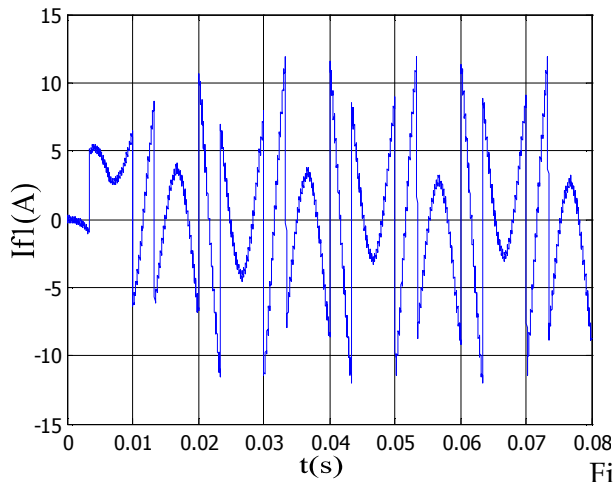


Fig (IV.42)

Courant injecté par l'onduleur et courant de source de la première

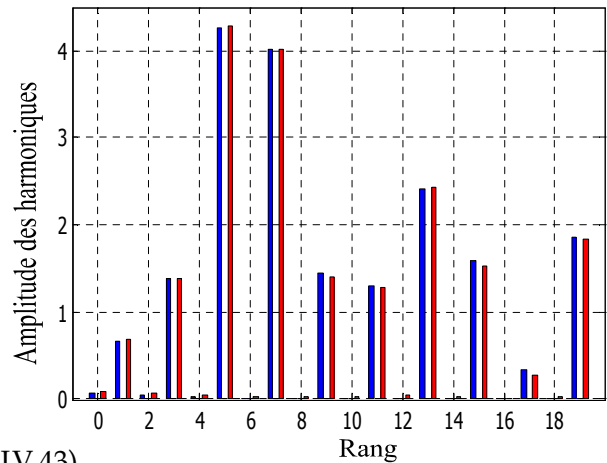
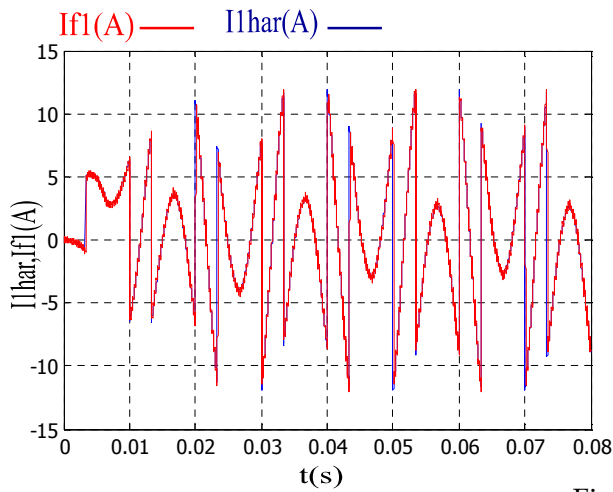


Fig (IV.43)

Courants de référence, injecté et leurs spectres

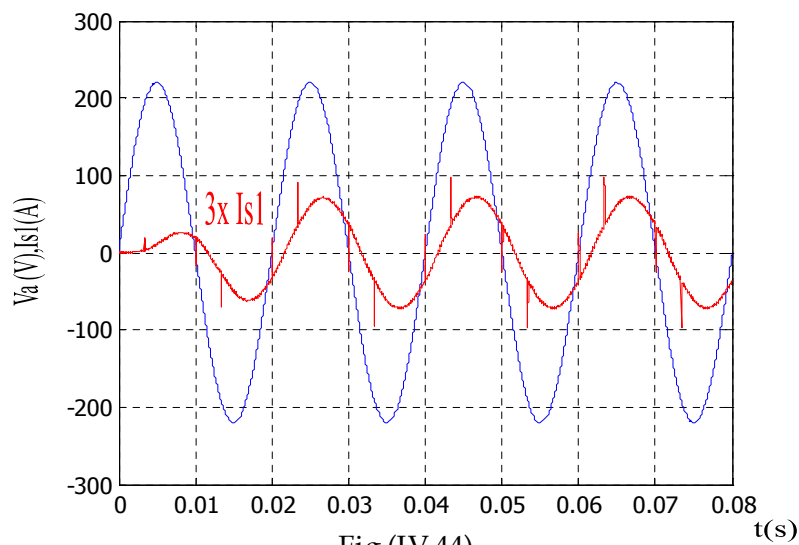


Fig (IV.44)

Tension et courant de source après filtrage



c- Pour $\alpha = 60^\circ = \frac{\pi}{3}$ rad

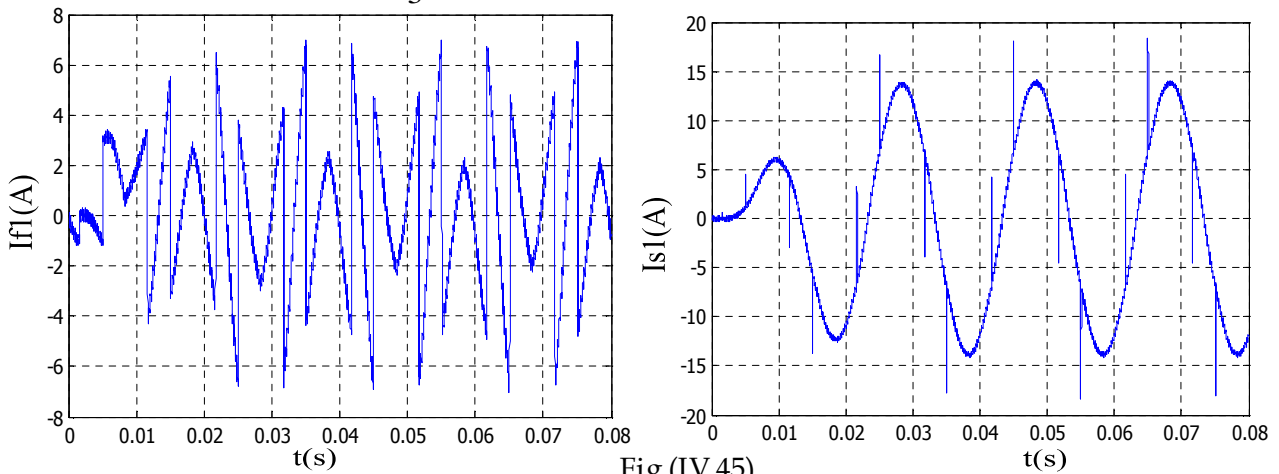


Fig (IV.45)

Courant injecté par l'onduleur et courant de source de la première phase

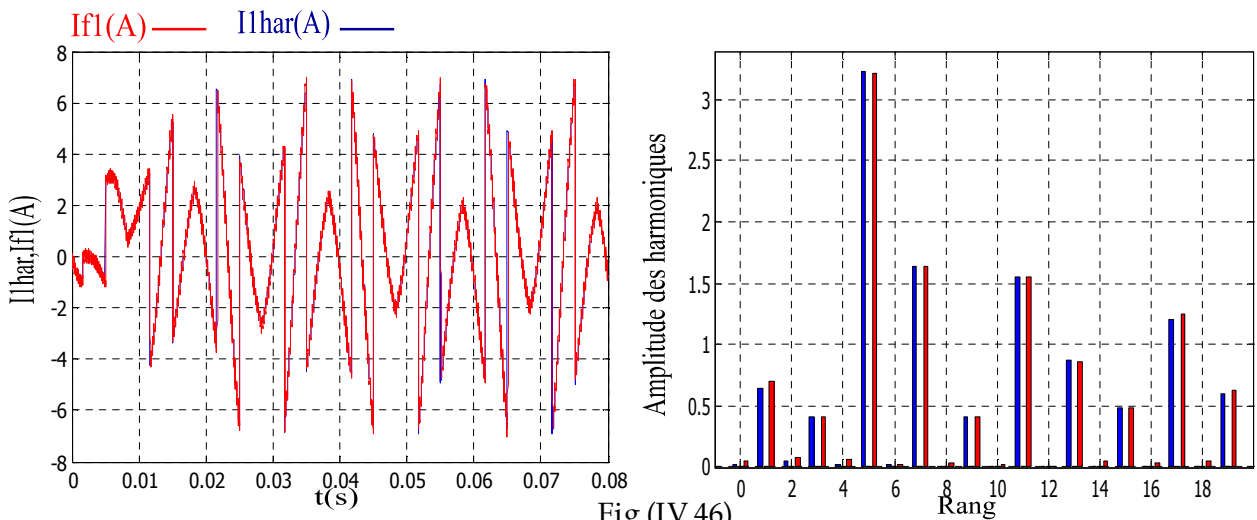


Fig (IV.46)

Courants de référence, injecté et leurs spectres

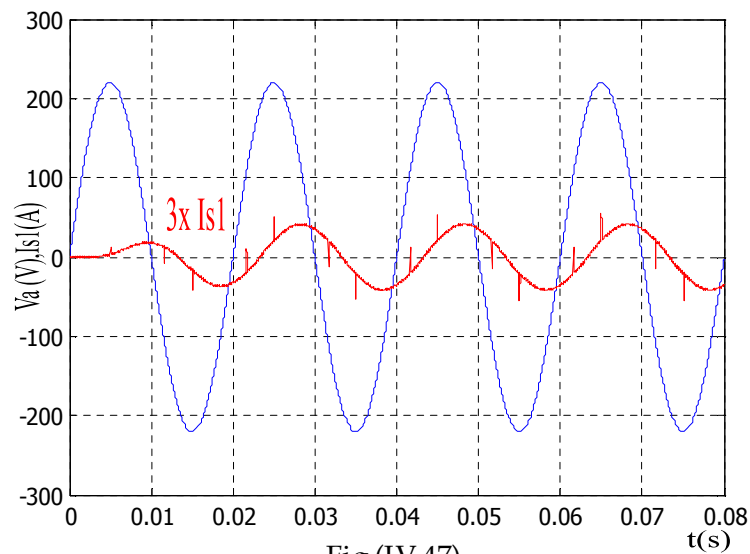


Fig (IV.47)

Tension et courant de source après filtrage



IV.2.2.B.2- Pour une fréquence de 7500 Hz

a- Pour $\alpha = 0^\circ$

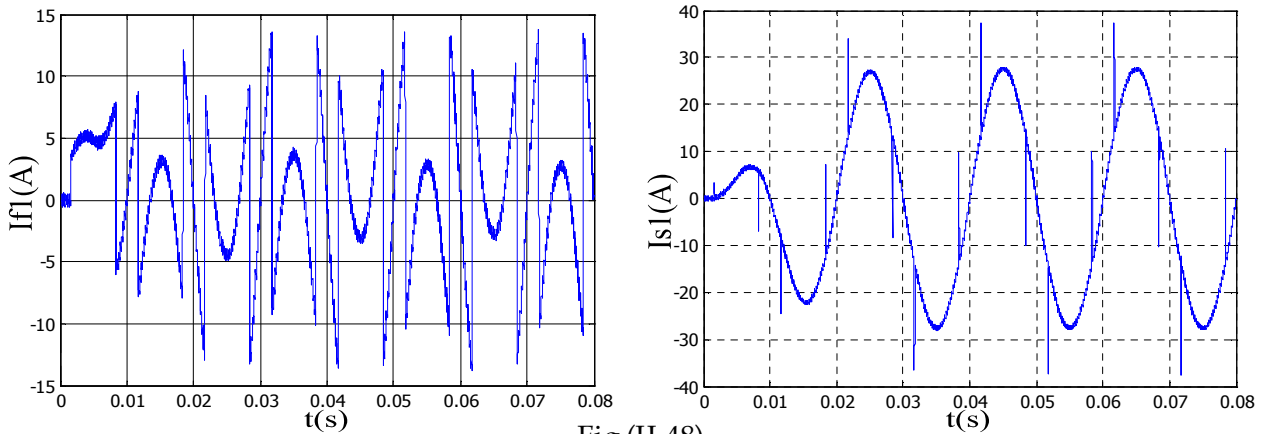


Fig (II.48)

Courant injecté par l'onduleur et courant de source de la première phase

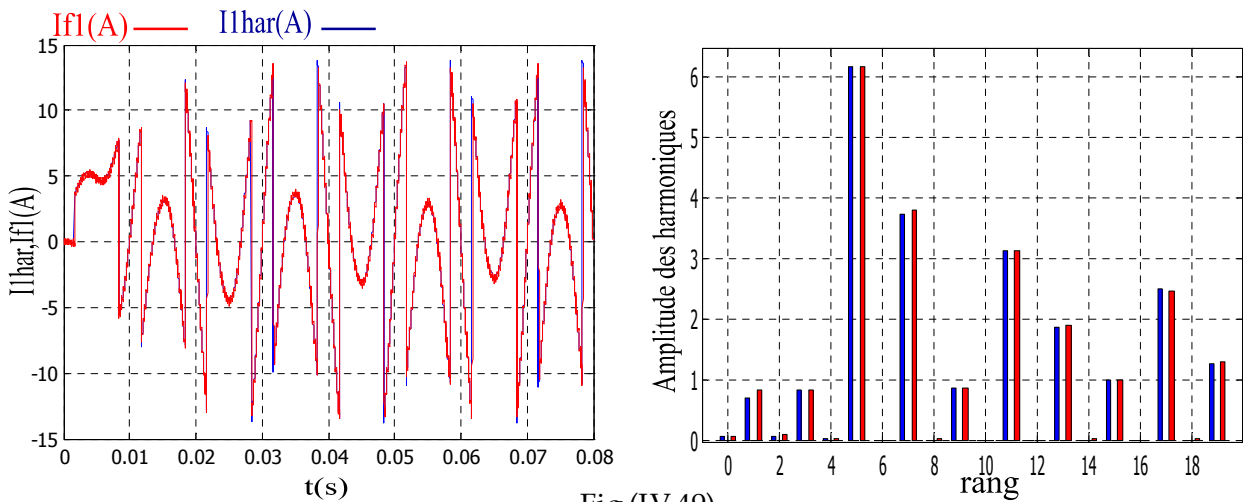


Fig (IV.49)

Courants de référence, injecté et leurs spectres

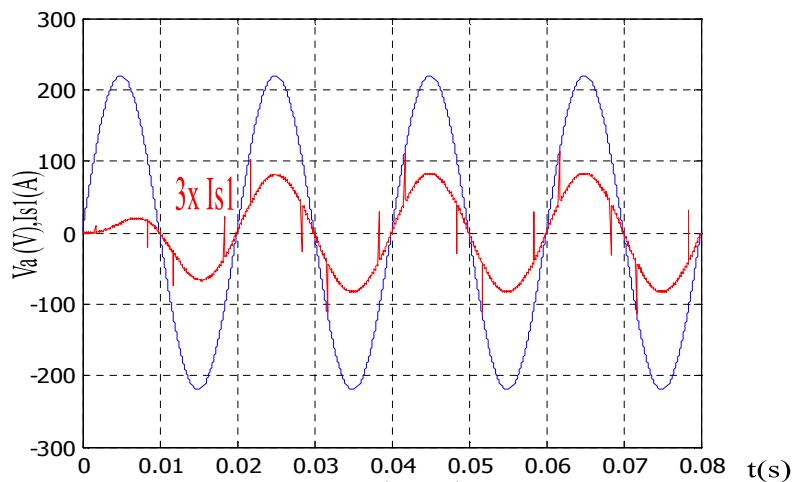


Fig (IV.50)

Tension et courant de source après filtrage



b- Pour $\alpha = 30^\circ = \frac{\pi}{6}$ rad

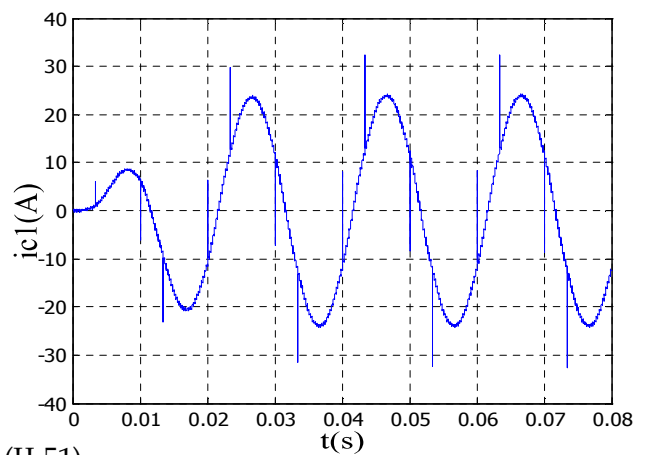
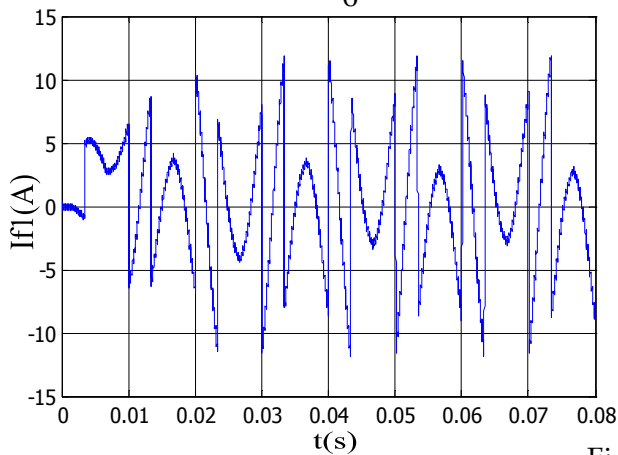


Fig (II.51)

Courant injecté par l'onduleur et courant de source de la première phase

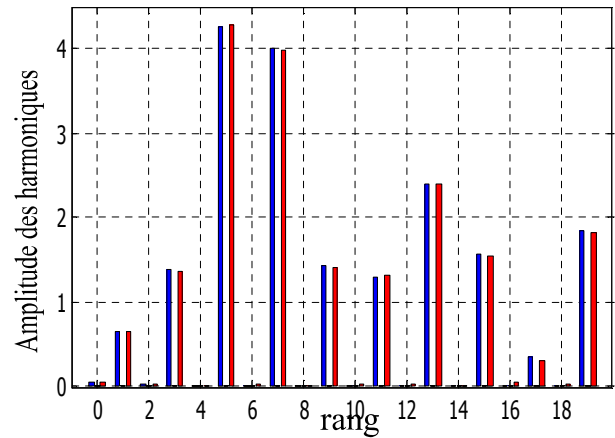
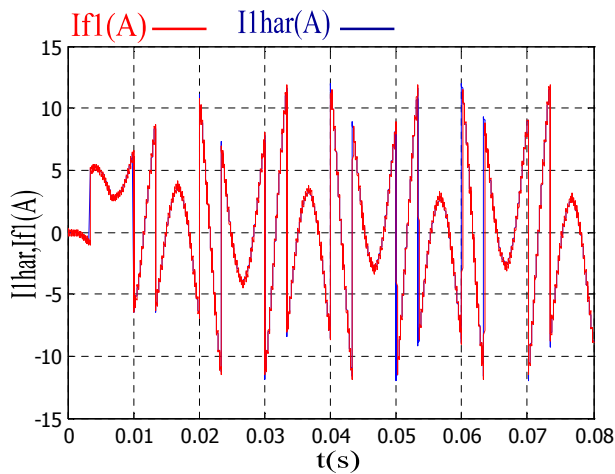


Fig (IV.52)

Courants de référence, injecté et leurs spectres

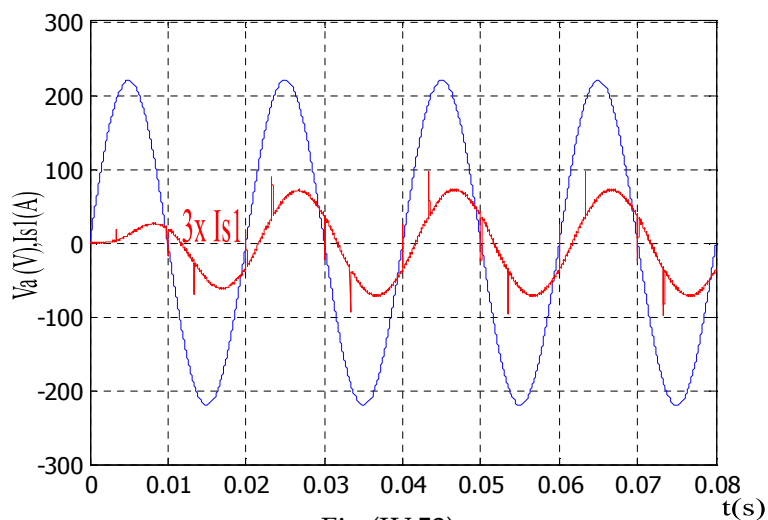


Fig (IV.53)

Tension et courant de source après filtrage



c- pour $\alpha = 60^\circ = \frac{\pi}{3}$ rad

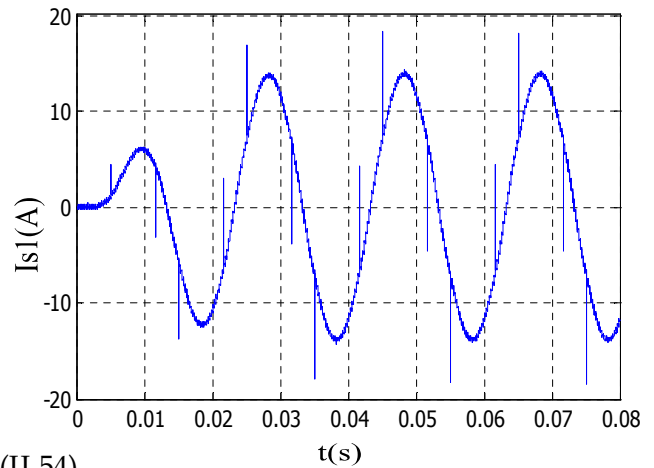
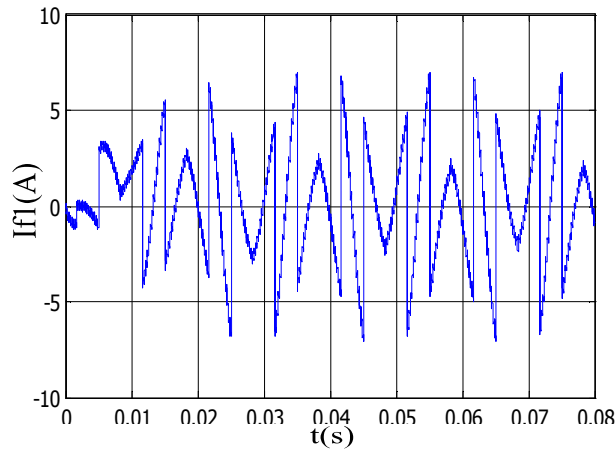


Fig (II.54)

Courant injecté par l'onduleur et courant de source de la première phase

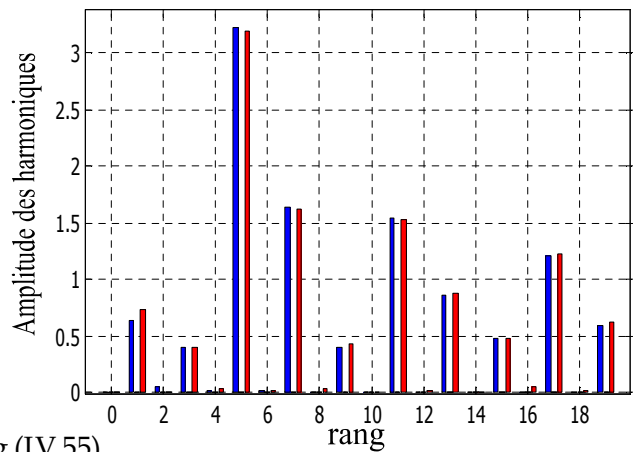
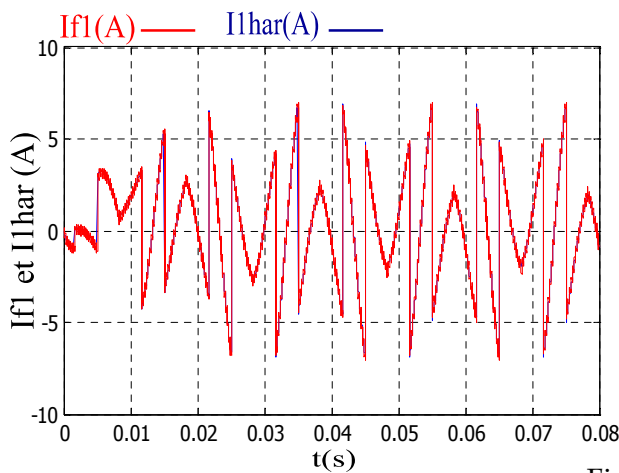


Fig (IV.55)

Courants de référence, injecté et leurs spectres

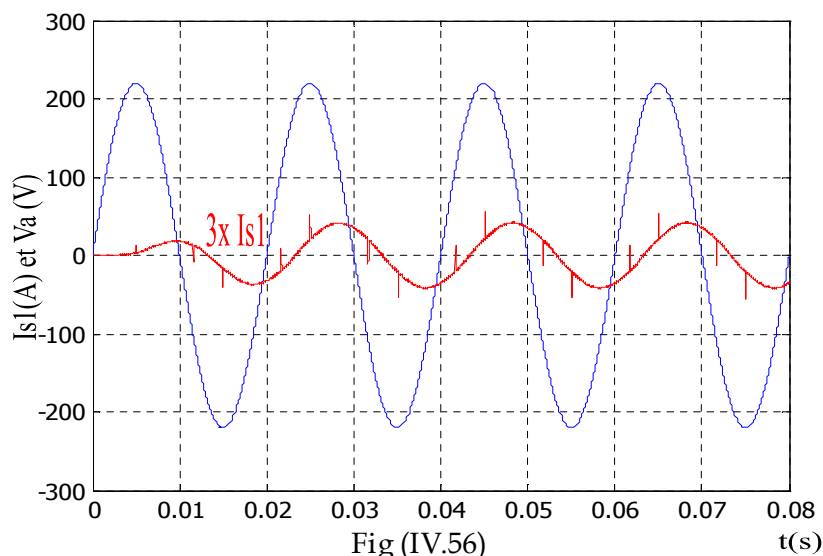


Fig (IV.56)

Tension et courant de source après filtrage



IV.3 Interprétation

- Les quatre premières figures de chaque application présentent le courant harmonique injecté par l'onduleur sur le réseau, une comparaison entre ce courant et celui de référence par l'analyse fréquentielle et le courant de source après filtrage. La cinquième figure indique le décalage entre le courant et la tension du réseau (présence d'une puissance réactive).
- L'accroissement de fréquence de coupure (ou rapport de modulation) nous a permis de réduire le taux de distorsion du courant de réseau.
- La minimisation de la bande d'hystérésis (de $\Delta h=1$ à $\Delta h=0.1A$) nous a permis d'avoir des courants de réseau plus sinusoïdaux.
- L'augmentation de la valeur de l'angle d'amorçage du thyristor a provoqué un fort appel de la puissance réactive (figure IV.49, IV.52, IV.55).

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté l'utilité d'un onduleur à 3 niveaux pour l'élimination des harmoniques et avoir un réseau purement sinusoïdal, les deux stratégies de commande utilisées ont montré une bonne compétence à résoudre ce problème.

Un second problème qui apparaît est l'augmentation de la puissance réactive que nous l'entamerons au prochain chapitre.



Chapitre V

FILTRAGE ACTIVE PARALLELE

AVEC COMPENSATION

DE L'ENERGIE REACTIVE

Introduction

L'énergie électrique est essentiellement distribuée aux utilisateurs sous forme de courant alternatif par des réseaux en haute, moyenne et basse tension.

L'énergie consommée est composée d'une partie "active", transformée en chaleur ou mouvement, et d'une partie "réactive" transformée par les actionneurs électriques pour créer leurs propres champs électromagnétiques.

L'utilisateur ne bénéficie que de l'apport énergétique de la partie "active" ; la partie "réactive" ne peut pas être éliminée, mais doit être compensée par des dispositifs appropriés. L'énergie totale soutirée au réseau de distribution sera ainsi globalement réduite.

Dans le chapitre précédent, notre objectif était d'éliminer les composantes harmoniques qui induisent des effets néfastes sur la forme du courant du réseau électrique, on a utilisé un filtre actif parallèle comme organe de puissance, mais il se trouve que ce même filtre peut être utilisé pour résoudre un autre problème qui ne manque pas d'importance, surtout sur le coût d'énergie payé par l'utilisateur, qui s'élève à des grandes tarifications.



V.1 filtrage actif avec compensation de l'énergie réactive

Le filtrage actif avec compensation de l'énergie réactive consiste à éliminer les harmoniques pour avoir un courant de source sinusoïdal et rendre le déphasage entre le courant et la tension du réseau nul, autrement dit, un facteur de puissance unitaire simultanément comme le montre la figure (V.1.b)

Le courant généré par le filtre doit être égal à la somme de deux composantes, une composante harmonique I_h et une composante fondamentale I_f .

$$I_k = I_f + I_h = I_c - I_s \quad (V.1)$$

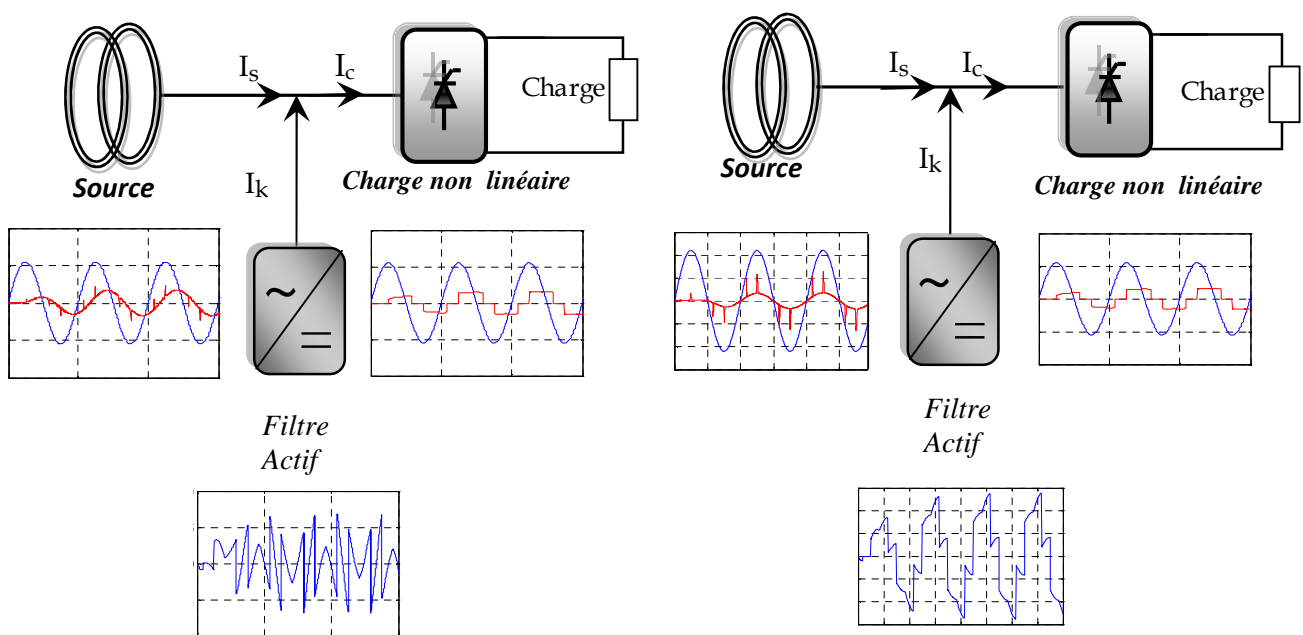


Fig (V.1.a)

Filtrage actif sans compensation de l'énergie réactive

Fig (V.1.b)

Filtrage actif avec compensation de l'énergie réactive

V.2 Méthode de compensation

La méthode de la génération du courant se donne comme suit :

- 1- Identification des courants harmoniques de charge (I_{c1} , I_{c2} , I_{c3}).
- 2- Détermination du courant I_{s-max} .
- 3- Imposition d'une sinusoïde en phase avec la tension de réseau, ce qui force l'image du courant de réseau pour qu'il soit en phase avec la tension, l'extraction de ce dernier du courant de charge donne le courant de référence du filtre.

V.2.1 Détermination de la valeur $I_{s\text{-max}}$

Cette méthode utilise la transformation (α, β) , pour déterminer l'amplitude de la composante fondamentale d'un courant de charge quelconque.

V.2.2. Principe de la méthode

On fait passer les courants de charge du réseau triphasé (I_{c1} , I_{c2} , I_{c3}) par la transformation (α, β) , autrement dit, trouver les deux composantes I_α et I_β .

Après avoir trouvé ces deux composantes, on fait passer chacune par un filtre passe-bas pour avoir ses composantes fondamentales, comme l'explique l'algorithme de la figure(V.2).

La racine carrée de ces dernières nous spécifie la valeur maximale du courant de source de référence. En multipliant cette valeur par la sinusoïde $\sin(\omega t + \phi)$ en phase avec la tension du réseau correspondante, on aura le courant de source référence $I_{s\text{-ref}}$. L'extraction de ce dernier du courant de charge donne le courant de référence du filtre [23].

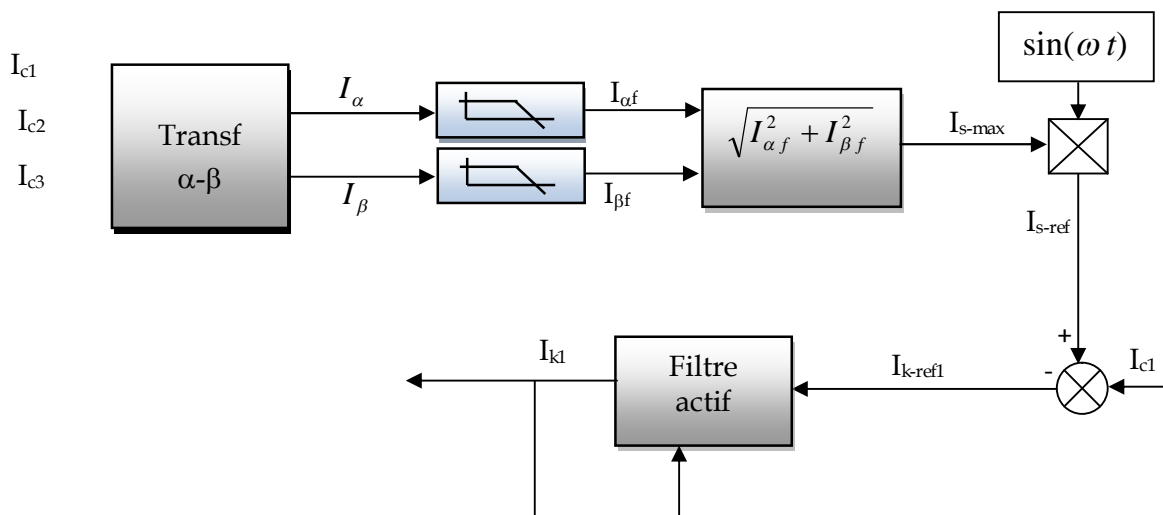


Fig (V.2)
Algorithme de la commande

V.2.3 Expression du courant de charge dans le repère α - β

L'expression des courants de charge dans le repère (α - β) est donnée par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{c1} \\ I_{c2} \\ I_{c3} \end{bmatrix} \quad (\text{V.2})$$

V.2.4 Mise en œuvre de deux filtres passe bas pour l'extraction du courant de source de référence

La composante fondamentale des courants I_α et I_β peut être tirée, en faisant passer chacun dans filtre passe-bas, fig.(V.3).

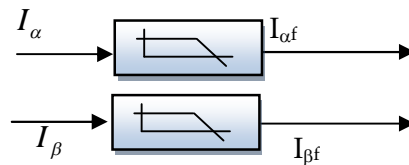


Fig (V.3)
Les filtres psse-bas

Ces deux filtres passe-bas sont de quatrième ordre, ils ont une fréquence de coupure $f_c=50\text{Hz}$.

La fonction de transfert du filtre est donnée par:

$$F(p) = \frac{1}{(1+\tau p)^4} \quad \text{avec} \quad \frac{1}{\tau} = 2\pi f_c \quad (\text{V.3})$$

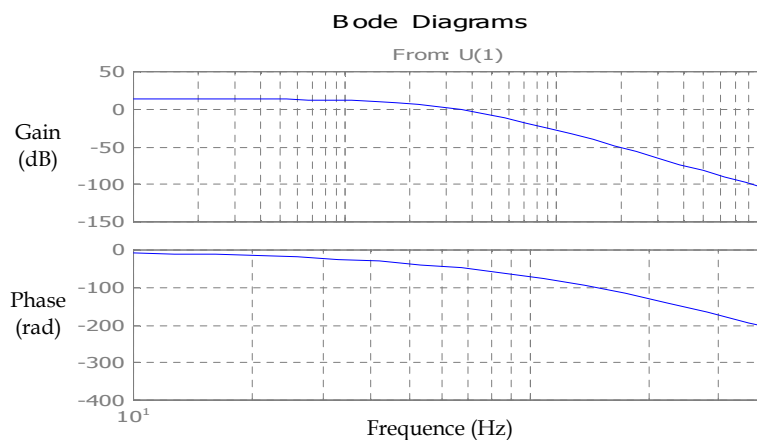


Fig (V.4)
Diagramme de Bode de la réponse du filtre passe bas utilisé

D'où, la valeur maximale du courant de source de référence est :

$$I_{\max} = \sqrt{I_{\alpha f}^2 + I_{\beta f}^2} \quad (\text{V.4})$$

En multipliant cette valeur par $\sin(\omega t + \phi)$, on trouve :

$$I_{s\text{-ref}} = I_{\max} \sin(\omega t + \phi) \quad (\text{V.5})$$

La phase ϕ permet de contrôler l'énergie réactive fournie par le réseau (source).

Pour neutraliser cette puissance réactive, on imposera un déphasage nul ($\phi = 0$) entre le courant et la tension de source.

$$I_{s\text{-ref}} = I_{\max} \sin(\omega t) \quad (\text{V.6})$$

Une soustraction entre le courant de charge et le courant de source de référence, permet d'avoir le courant de référence que doit générer le filtre actif afin d'obtenir un courant sinusoïdal et en phase avec la tension. D'où

$$I_{k\text{-ref}} = I_c - I_{s\text{-ref}} \quad (\text{V.7})$$

Une comparaison entre le courant réel du filtre actif I_k et le courant du filtre de référence $I_{k\text{-ref}}$, permet la détermination des commandes des interrupteurs de ce dernier [19].

V.3 Application de principe du filtrage actif avec compensation de l'énergie réactive sur une charge non linéaire

L'algorithme général du filtre actif d'harmonique avec compensation d'énergie réactive, en utilisant la transformation I_α et I_β , le courant de source de référence déterminé par cette méthode est soustrait du courant de charge pour déterminer le courant filtre de référence. Ce dernier est comparé au courant réel généré par le filtre pour déterminer la commande des interrupteurs du filtre actif.[19]

Le principe de cette méthode est appliqué sur une charge non linéaire « pont redresseur à thyristors », pour trois angles d'amorçage ($0; \pi/6; \pi/3$) pour la commande du filtre actif, en utilisant la commande par hystérésis avec une bande $\Delta h = 0.1 \text{ A}$.

V.4 résultats de simulation

a- Pour $\alpha=0^\circ$

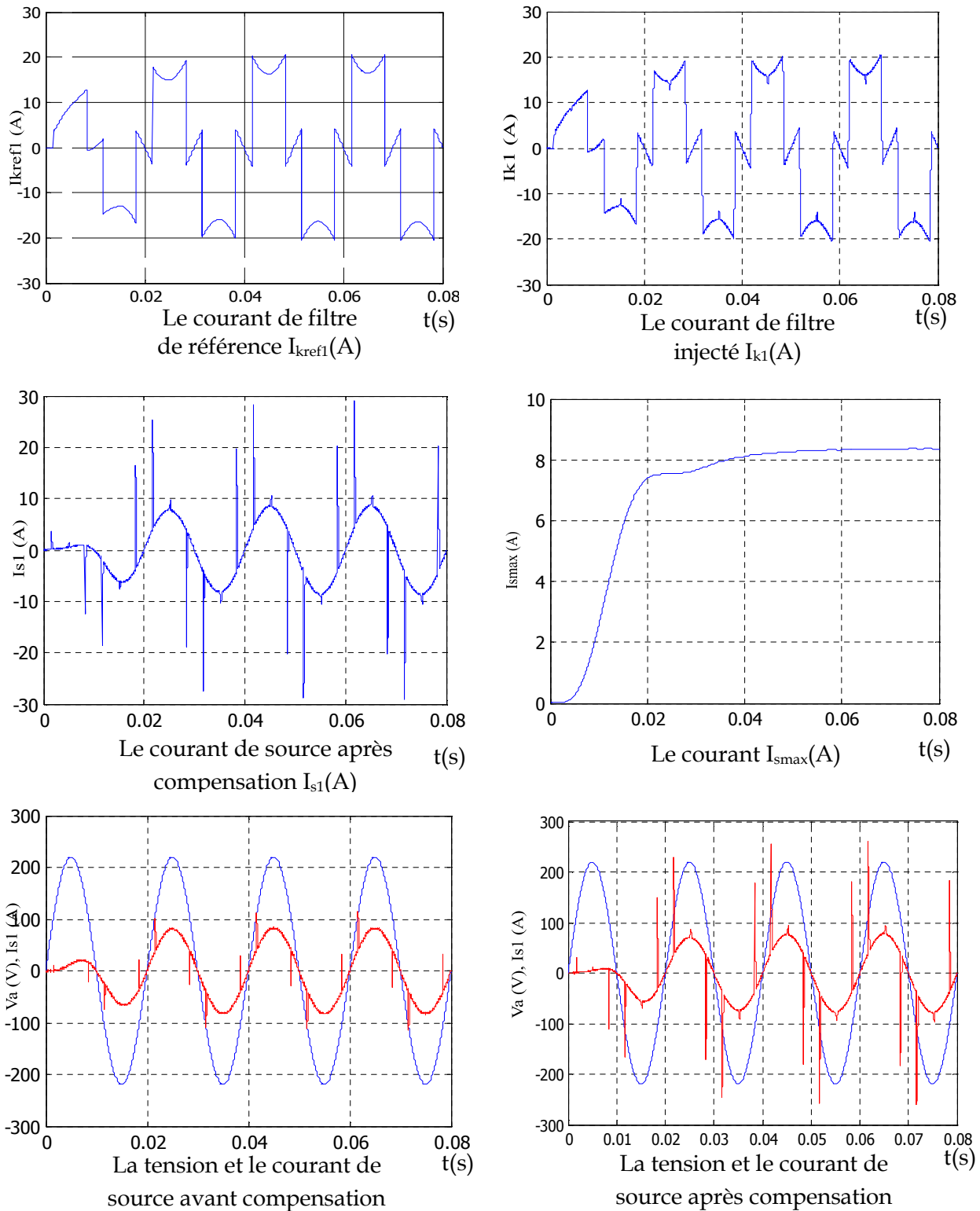


Fig (V.5)

Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=0.1$ A dans le cas $\alpha=0$ rad



b- Pour $\alpha = 30^\circ = \frac{\pi}{6}$ rad

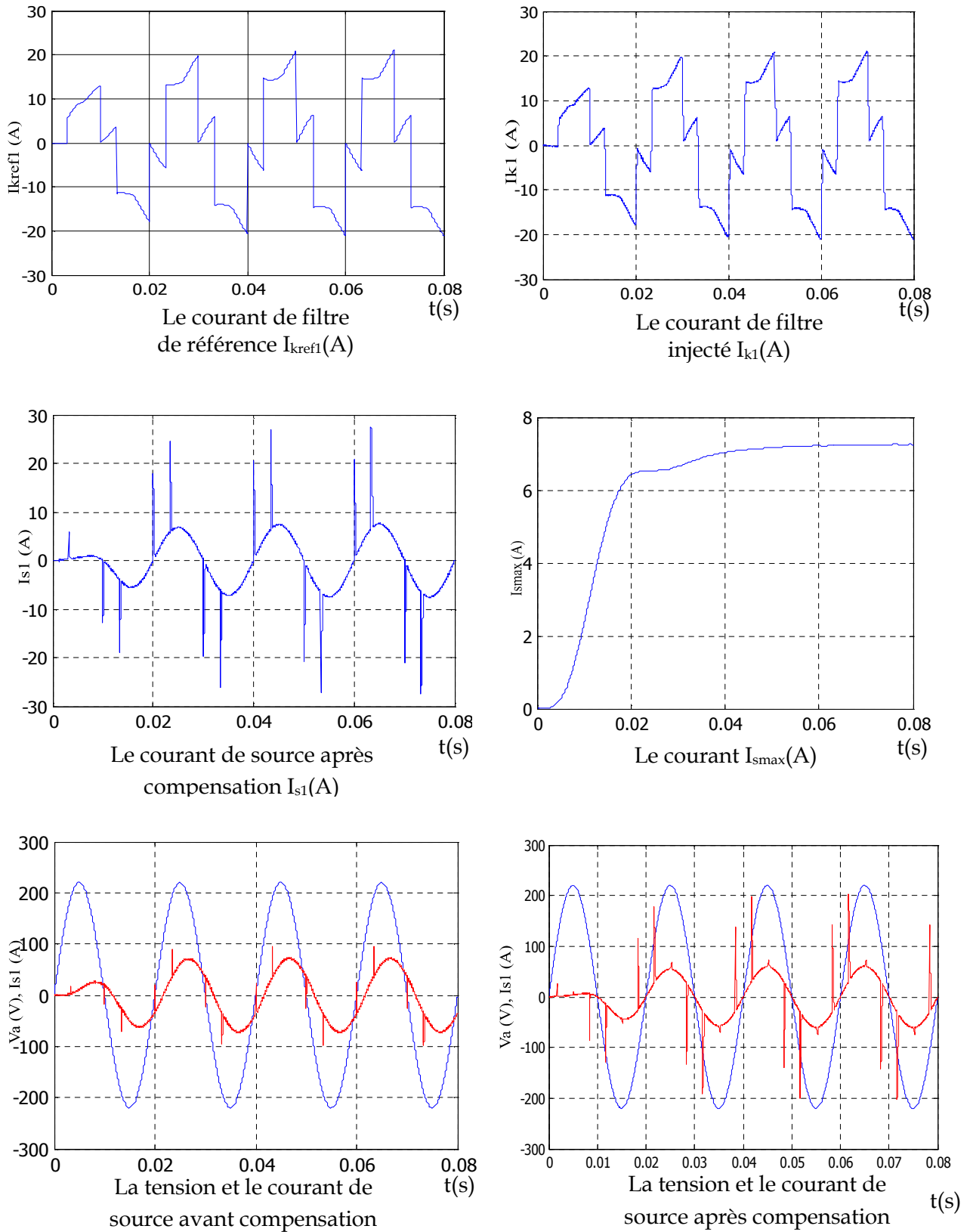


Fig (V.6)

Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=0.1$ A dans le cas $\alpha=\pi/6$ rad



c- Pour $\alpha = 60^\circ = \frac{\pi}{3}$ rad

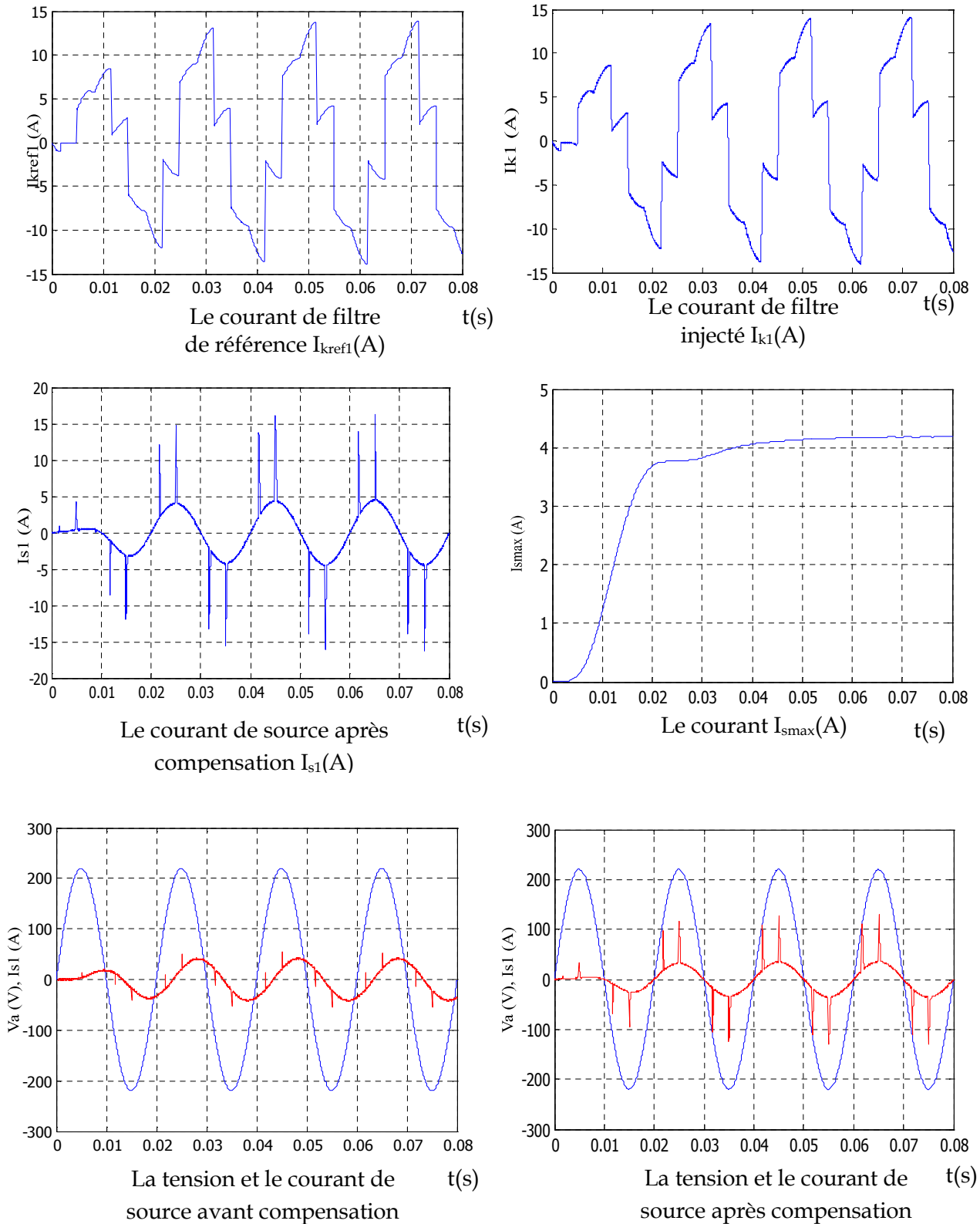


Fig (V.7)

Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=0.1$ A dans le cas $\alpha=\pi/\beta$ rad



V.5 Interprétation

- On constate que le courant i_k délivré par le filtre actif suit bien sa référence, lors d'utilisation de la bande d'hystérésis (0.1A).
- On remarque aussi que le courant de source contient des piques, dû aux variations du courant de charge.
- Ainsi Nous remarquons que le déphasage est nul pour les angles d'amorçage ($0 ; \pi/6 ; \pi/3$) du redresseur à thyristor utilisé comme charge non linéaire ce qui signifie que le facteur de puissance est devenu aux alentours de l'unité.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons montré comment un onduleur multi-niveaux peut être utilisé comme un compensateur du courant harmonique et de l'énergie réactive simultanément.

Le principe était d'imposer au filtre actif un courant de référence qui est la somme de deux composantes, la première est un courant harmonique et la deuxième est un courant sinusoïdal.

On conclut que ce type de procédure permet la dépollution parfaite du réseau électrique en l'occurrence, la compensation de l'énergie réactive et l'élimination des harmoniques indésirables.



Chapitre VI

EQUILIBRAGE DES

TENSIONS D'ENTREE

DES ONDULEURS

Introduction

Dans le travail précédant, nous admettons que l'alimentation de l'onduleur, faite par une batterie à courant continue de valeur (600 V), avec l'hypothèse faite sur la valeur moyenne des tensions d'entrée, pour le cas d'onduleur à trois niveaux, U_{C1} et U_{C2} restent constantes et égale à 300 V pour les deux cas de commande par MLI et par hystérésis où ce n'est pas le cas.

Dans ce dernier chapitre on va visualiser la trajectoire réelle de ces tensions d'entrée en fonction du temps et la divergence déstabilisante au cours de fonctionnement du filtre actif, aussi les performances obtenues se voient dégradées.

Afin de résoudre ce problème, on étudiera deux types de solutions possibles

- Utilisation de capacités de valeurs importantes.
- Utilisation d'un circuit de Clamping [19].

V.1 Equilibrage des tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux

Le modèle du pont d'entrée de l'onduleur à trois niveaux est donnée par:

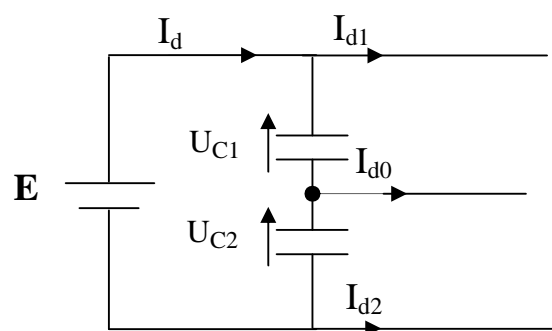


Fig (VI.1)
Modèle du pont d'entrée de l'onduleur à trois niveaux

Du schéma précédent en déduit le système d'équation suivante

$$\begin{cases} \frac{dU_{C1}}{dt} = \frac{1}{C1}(I_d - I_{d1}) \\ \frac{dU_{C2}}{dt} = \frac{1}{C2}(I_{d2} + I_d) \end{cases} \quad (\text{VI.1})$$

$$I_{d1} = F_{11}^b \cdot I_1 + F_{21}^b \cdot I_2 + F_{31}^b \cdot I_3 \quad (\text{VI.2})$$

$$I_{d2} = F_{10}^b \cdot I_1 + F_{20}^b \cdot I_2 + F_{30}^b \cdot I_3 \quad (\text{VI.3})$$

$$I_{d0} = C \frac{d(U_{C1} - U_{C2})}{dt} \quad (\text{VI.4})$$

Problématique

Nous démarrons l'alimentation de l'onduleur de deux tensions égales $U_{C1} = U_{C2}$ mais après un certain temps ces tensions prennent d'autres valeurs.

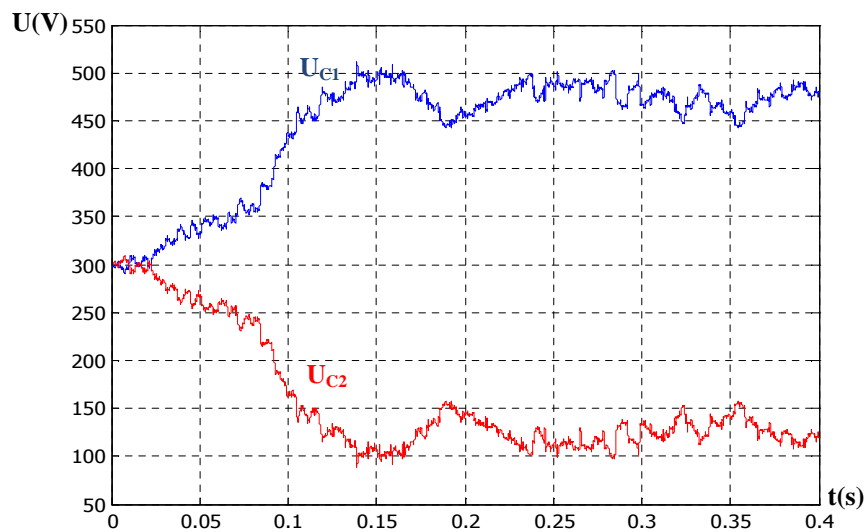


Fig (VI.2)

Les tensions d'entrée U_{C1} U_{C2} de l'onduleur à trois niveaux

Pour résoudre ce problème, on propose deux méthodes :

- Utilisation d'une capacité de valeur importante,
- Utilisation d'un circuit de clamping.

VI.2 Utilisation d'une capacité de valeur importante

Pour rétablir le problème d'instabilité des tensions on propose d'utiliser à l'entrée de l'onduleur deux capacités de valeurs importantes.

La relation (VI.4) montre que i_{d0} ne peut être toujours nul pour un onduleur à trois niveaux. Ainsi, les relations (VI.1), (VI.4) décrivent également qu'on peut réduire la différence entre les deux tensions U_{c1} et U_{c2} en utilisant des capacités importantes [18].

On choisit $C_1=C_2= 50 \text{ mF}$.

VI.3 Equilibrage des tensions d'entrée pour l'onduleur à trois niveaux en utilisant un circuit de clamping

Le fonctionnement des onduleurs avec des capacités de grandes valeurs se voit performant, mais ce type de circuit pratiquement est irréalisable (solution plus théorique que pratique) dont la naissance à penser à d'autres solutions.

Cette deuxième solution consiste l'addition de circuit de clamping en parallèle avec chaque une des tensions d'alimentation de l'onduleur figure (V.3), ce circuit permet l'équilibrage de ces tensions, tel que la modélisation est donnée ci-après [19]:

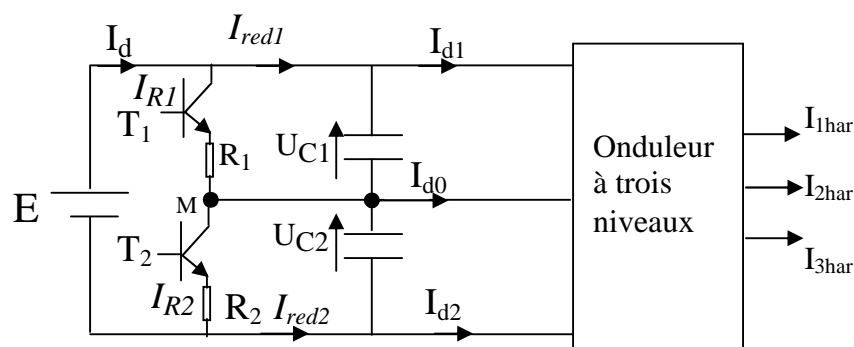


Fig (VI.3)

Tensions d'entrée de l'onduleur triphasé et équilibrage avec circuit de Clamping

Modèle mathématique

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{C1}}{dt} = I_{red1} - I_{d1} \\ C_2 \frac{dU_{C2}}{dt} = -I_{red2} + I_{d2} \end{cases} \quad (VI.5)$$

$$\text{Avec } U_{C2} = E - U_{C1} \text{ et } C1 = C2 \quad (VI.6)$$

$$\Rightarrow 2C \frac{dU_{C1}}{dt} = (I_{red1} + I_{red2}) - (I_{d1} + I_{d2}) \quad (VI.7)$$

Et comme

$$\begin{cases} I_{red1} = I_d - I_{R1} \\ I_{red2} = -I_d + I_{R2} \end{cases} \Rightarrow I_{red1} + I_{red2} = I_{R2} - I_{R1} \quad (VI.8)$$

En remplaçant (VI.6) dans (VI.5), on aura :

$$\Rightarrow 2C \frac{dU_{C1}}{dt} = (I_{R2} - I_{R1}) - (I_{d1} + I_{d2}) \quad (VI.9)$$

$$\begin{cases} \frac{dU_{C1}}{dt} = \frac{1}{2C} (I_{R2} - I_{R1}) - (I_{d1} + I_{d2}) \\ U_{C2} = E - U_{C1} \end{cases} \quad (VI.10)$$

Les transistors T1 et T2 du pont de Clamping sont commandés par hystérésis, de telle manière que [19]:

$$\begin{cases} \text{Si } (U_{C1} - U_{C2} > 0) \Rightarrow (T1 \text{ est fermé}) \text{ si non } (T1 \text{ est ouvert}) \\ \text{Si } (U_{C1} - U_{C2} < 0) \Rightarrow (T2 \text{ est fermé}) \text{ si non } (T2 \text{ est ouvert}) \end{cases} \quad (VI.11)$$

Ce qui donne :

$$\begin{cases} \text{Si } (T1 \text{ est fermé}) \Rightarrow I_{R1} = \frac{U_{C1}}{R1} \text{ Si non } I_{R1} = 0 \\ \text{Si } (T2 \text{ est fermé}) \Rightarrow I_{R2} = \frac{U_{C2}}{R2} \text{ Si non } I_{R2} = 0 \end{cases} \quad (VI.12)$$

$$I_{d0} = \frac{1}{C} \frac{d(U_{C1} - U_{C2})}{dt} \quad (VI.13)$$

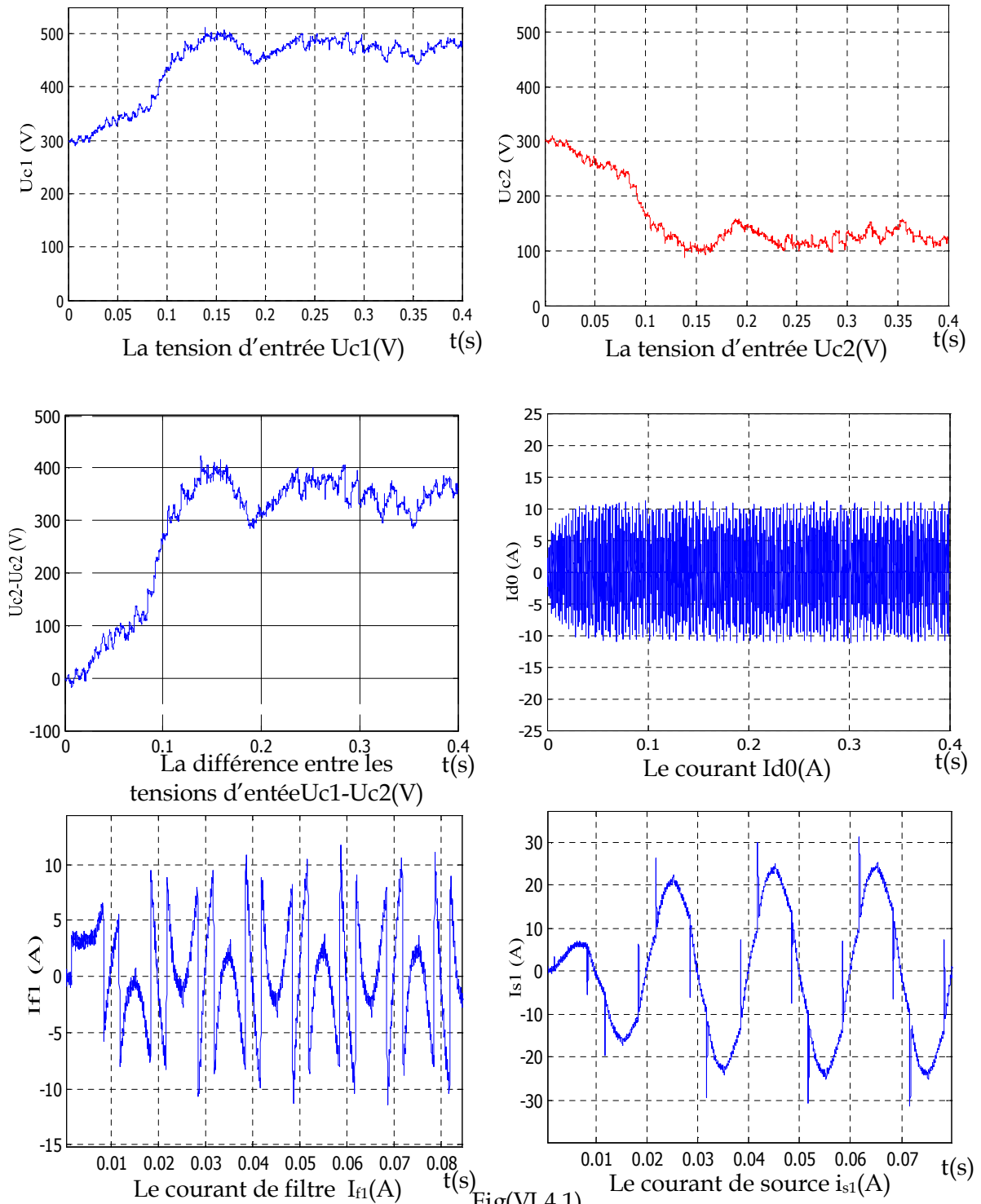
Avec $C1 = C2 = 50 \mu\text{F}$ et $R1 = R2 = 20 \Omega$



VI.4 Résultats de simulation

Dans ce chapitre on a choisi $\pi/6$ comme un angle d'amorçage et on a utilisé la méthode à hystérésis comme une stratégie de commande de l'onduleur avec une bande $\Delta h=0.1A$.

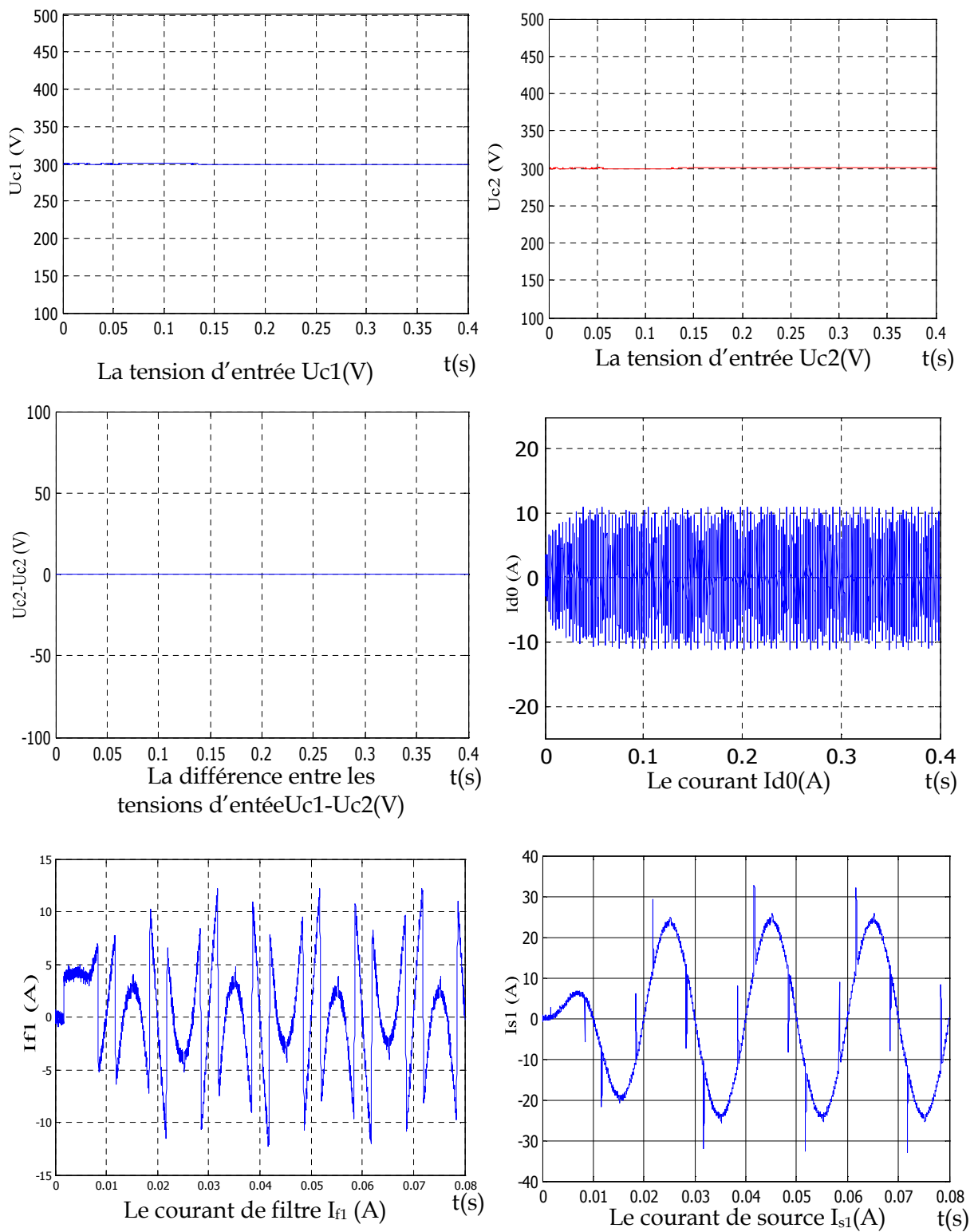
VI.4.1 capacité de valeurs importantes



Fig(VI.4.1)

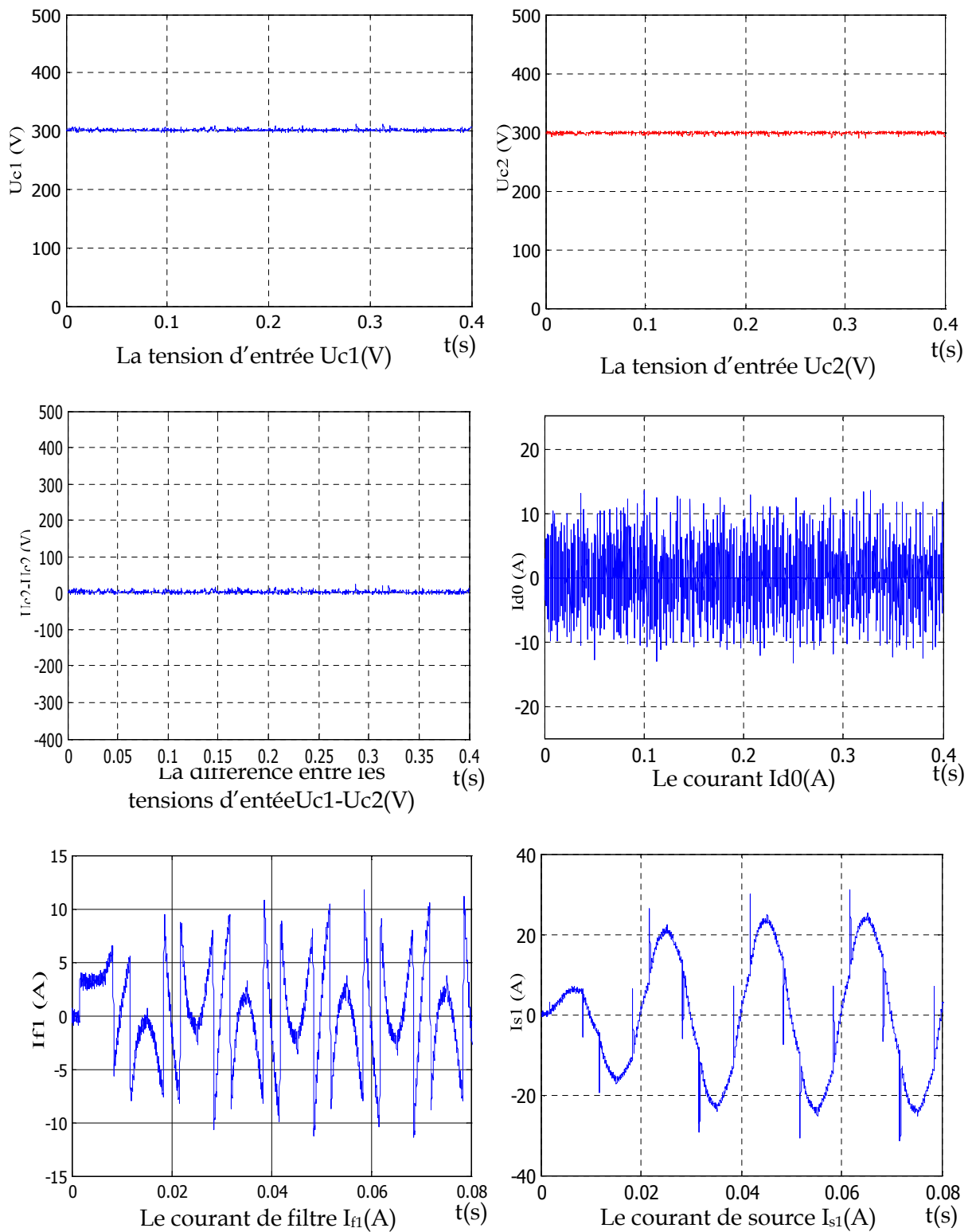
Les grandeurs simulées pour l'onduleur à trois niveaux commandé en hystérésis en courant avec $\Delta h=0.1 A$ et $C= 50\mu F$





Fig(VI.4.2)
 Les grandeurs simulées pour l'onduleur à trois niveaux commandé en hystérésis
 en courant avec $\Delta h=0.1$ A et $C= 50$ mF

VI.4.2 Avec un circuit de clamping



Fig(VI.5)

Les grandeurs simulées pour l'onduleur à trois niveaux commandé en hystérésis en courant avec $\Delta h=0.1$ A et $C=50\mu F$

VI.5 Interprétation

Dans ce chapitre les simulations ont été faites pour la charge polluante « redresseur à thyristor », et l'utilisation de la commande par hystérésis en courant comme une stratégie de commande. La figure (IV.4.1) montre bien comment les tensions se déstabilisent (U_{C1} , U_{C2}) pour l'onduleur à trois niveaux d'une manière indésirable spécialement lors d'utilisation des valeurs de condensateur de faible capacité « $C = 50 \mu\text{F}$ ».

Lorsque on augmente les valeurs des capacités des condensateurs jusqu'à « $C = 50\text{mF}$ », l'instabilité des tensions d'entrée se voit diminuer, comme le montre la figure (IV.4.2).

Nous remarquons que, dans le cas où les tensions d'entrée seraient déséquilibrées, l'allure de la sinusoïde du courant I_s est faible.

On constate que l'ajout du circuit de Clamping a rapporté de grandes performances à notre système. Figure (IV.5).

- Stabilisation des tensions d'entrée en un temps transitoire très faible, malgré les grandeurs de capacités qui sont un peu faibles.
- Les résultats sont améliorés d'une manière convenable.

Conclusion

Après avoir mis en évidence le problème d'instabilité des tensions d'entrée des onduleurs triphasé à trois niveaux, ainsi ses effets résultants sur le fonctionnement du filtre actif parallèle, on a présenté deux solutions pour résoudre le problème :

- La première est d'utiliser des condensateurs de valeurs importantes.
- La deuxième est l'addition de circuit de clamping.

Les résultats présentés dans ce chapitre montrent bien que les deux méthodes sont acceptables seulement l'addition du circuit de clamping se montre meilleur, vu les performances atteintes.





Conclusion Générale

Conclusion générale

Dans ce projet de fin d'études, nous avons étudié une stratégie de dépollution des réseaux électriques, appelée filtrage actif parallèle qui a vu son développement avec l'évolution des organes de l'électronique de puissance. Ces derniers nous permettent de concevoir des dispositifs appelés onduleur de puissance, permettant l'injection des courants harmoniques dans le réseau. Par conséquent, la source fournira des courants sinusoïdaux en phase avec leurs tensions.

Les méthodes classique sont conçu pour diminuer les effets néfastes des harmonique par contre les modernes les élimine complètement.

Les redresseurs commandés provoquent plus en plus l'augmentation de la puissance réactive à cause de son angle d'amorçage.

L'onduleur multi-niveaux peut être utilisé non seulement comme un convertisseur continu alternatif mais aussi comme un dépollueur et un et des compensateurs l'énergie réactive des réseaux électriques.

La tension continue d'entrée de ces onduleurs n'est pas stable durant la compensation, elle est équilibrée par l'une des méthodes efficace : insertion du pont de Clamping.

En fin, le filtre actif parallèle nous a donné des résultats satisfaisants par son adaptativité au changement accompagnions le réseau puisque il injecte des courants harmoniques en temps réel.



A blue vertical line runs down the right side of the page. A grey wavy banner with a black outline is positioned horizontally across the middle of the page, overlapping the blue line. The word "ANNEXES" is written in a bold, black, serif font with a blue shadow effect, centered within the banner.

ANNEXES

Commande complémentaire

Onduleur à trois niveaux

Pour le choix de la commande complémentaire et puisque l'onduleur à trois niveaux comporte quatre interrupteurs par bras, il existe trois combinaisons possibles:

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \overline{B}_{k3} \\ B_{k2} = \overline{B}_{k4} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \overline{B}_{k2} \\ B_{k3} = \overline{B}_{k4} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \overline{B}_{k4} \\ B_{k2} = \overline{B}_{k3} \end{array} \right.$$

On montre que cette dernière combinaison est la seule commande complémentaire qui rend le système commandable à trois niveaux.

Première combinaison

Soit la commande complémentaire suivante:

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \overline{B}_{k3} \\ B_{k2} = \overline{B}_{k4} \end{array} \right.$$

La table logique correspondante à cette commande est définie comme suit:

B _{k1}	B _{k2}	B _{k3}	B _{k4}	Tension de sortie du bras K par rapport au point-milieu
0	0	1	1	-Uc2
0	1	1	0	Non connue
1	0	0	1	Non connue
1	1	0	0	Uc1

La commande dans ce cas n'est possible qu'au deux niveaux.

Deuxième combinaison:

Soit la commande complémentaire suivante:

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \overline{B}_{k2} \\ B_{k3} = \overline{B}_{k4} \end{array} \right.$$

B _{k1}	B _{k2}	B _{k3}	B _{k4}	Tension de sortie du bras K par rapport au point-milieu
0	1	0	1	Non connue
0	1	1	0	V=0 ou i=0 (Non connue)
1	0	0	1	V=0 ou i=0 (Non connue)
1	0	1	0	V=0

Cette commande rend le système pratiquement incommandable.



Troisième combinaison

Soit la commande complémentaire suivante:

$$\begin{cases} B_{k1} = \bar{B}_{k4} \\ B_{k2} = \bar{B}_{k3} \end{cases}$$

La table logique correspondante à cette commande est donnée ci-dessous :

B _{k1}	B _{k2}	B _{k3}	B _{k4}	Tension de sortie du bras K par rapport au point-milieu
0	0	1	1	-Uc2
0	1	1	0	Non connue
1	0	1	1	0
1	1	0	0	Uc1

Cette commande rend le système totalement commandable à trois niveaux.

Pour cela on la choisie dans notre étude.

Fonction de transfert des filtres passe bas utilisés

Pour l'extraction du fondamental du courant de la charge, la fonction de transfert de filtre passe bas est :

$$F(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} \cdot s^2 + 2 \cdot \frac{\xi}{\omega_n} s + 1}$$

Avec $\omega_n = 2\pi f_b$ est la pulsation propre et ξ est le coefficient d'amortissement.

La fonction de transfert du filtre passe bas utiliser lors de la compensation de l'énergie réactive est donnée comme suit:

$$G(s) = \left(\frac{1}{1 + \tau \cdot s} \right)^4 \quad \text{tel que} \quad \tau = 1/2 \cdot \pi f_c, \quad f = 50 \text{ HZ}$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} : \text{Fréquence de résonance}$$

$$Q = \frac{L \omega_r}{R} : \text{Facteur de qualité}$$

$$B_p = \frac{\omega_r}{Q} : \text{Bande passante}$$



Paramètres utilisés

Paramètres de la source:

$$R_{cc}=311.10^{-6} \Omega$$

$$L_{cc}=0.2136 10^{-6}H$$

Paramètres du filtre actif:

$$R_f=0.2 \Omega$$

$$L_f=0.004 H$$

Paramètres de la charge:

$$R_{ch}=14.6 \Omega$$

$$L_{ch}=0.155 H$$

Paramètres du pont de clamping

$$C1 = C2 = 50 \mu F$$

$$R1 = R2 = 20 \Omega$$





BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] ZERGUIN A.E, BATECH K.
« Conception d'un système de commande pour la compensation automatique des harmoniques : Application aux moteurs asynchrones ».
Thèse d'ingénieur, université Farhet Abbas de Sétif, juin 2004.
- [2] Luc LASNE.
« Notions de base et réseau électrique ».
Université Bordeaux1, 08 /10 /2003.
- [3] Eric BETTEGA et Jean Noël FIORINA.
« Harmoniques : convertisseurs propres et compensateurs actifs».
Cahier Technique Schneider Electric n° 183, janvier2000.
- [4] Thierry GOURAUD.
«Identification et rejet de perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique».
Thèse de doctorat, à l'Ecole Centrale de Nantes le 7 Janvier 1997.
- [5] C. COLLOMBET, J. LUPIN et J. SCHONEK.
«Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués, et leur traitement».
Cahier Technique Schneider Electric n° 152, septembre 1999.
- [6] Mohamad Alaa Eddin ALALI.
« Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension ».
Thèse de doctorat, Université Louis Pasteur – Strasbourg I, 12 Sep 2002.
- [7] Serge BERNARD, Gérard TROCHAIN.
«Deuxième génération de compensateur actif d'harmoniques forte capacité basé sur le mode d'injection du courant ».
MGE UPS SYSTEMS, MGE0121UKI -06/1998.
- [8] Tarek GHENNAM.
«Etude et réalisation d'un compensateur actif de puissance commandé par DSP».
Thèse de magister. Ecole militaire polytechnique, 2004.
- [9] Djaffar OULD ABDESLAM.
«Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension».
Thèse de doctorat. Université de Haute-Alsace, U.F.R, 2005.



- [10] Ion ETXEBERRIA-OTADUI.
«Sur les systèmes de l'électronique de puissance dédiés à la distribution électrique - application à la qualité de l'énergie».
Thèse de doctorat. L'institut national polytechnique de Grenoble, 26 septembre 2003.
- [11] J AUVRAY.
«Systèmes électroniques».
Université Pierre et Marie Curie IST SETI 2001.
- [12] Leila MRABET.
«Étude par simulation d'un filtre actif parallèle de puissance pour la compensation des courants harmoniques générés par un pont redresseur triphasé ».
Thèse de magistère. L'université Badji Mokhtar Annaba, 2000.
- [13] Noureddine BENKECHIDA.
«Identification de courant harmonique généré par une charge non linéaire».
Mémoire d'ingénieur, université de M'sila, 2005
- [14] Hanane KOUARA.
«Application d'un filtre actif série au contrôle de la tension d'un réseau basse tension».
Mémoire de magister en électrotechnique, Université de Batna, 08/02/2006
- [15] Guy Séguier.
« Électronique de puissance 'les fonctions de base et leurs principales application' ». 7^{ème} édition
Professeur émérite de l'université des Sciences et Technologies de Lille, 1999
- [16] Kamel Aliouane.
«Contribution à l'étude du filtrage d'harmoniques des réseaux de distribution à l'aide de l'association de filtres actif et passif parallèle».
Thèse de Doctorat de l'I.N.P.L, 1995.
- [17] Azzedine AMROUCHE et Rafik GHERBI.
« Asservissement d'un redresseur MLI multiniveaux».
Université de M'sila, 2005.
- [18] BERKOUK. E. M.
« Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directe et indirectes. Application aux gradateurs et onduleur multiniveaux ».
Thèse de doctorat, CNAM 1995.



- [19] Abdenour, Rabah.
« Filtrage actif parallèle avec compensation de l'énergie réactive ».
Ecole nationale polytechnique, Alger 2002.
- [20] B. LADGHEM CHICOUCHE, R. MOKHTARI.
« Etude et simulation d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension multi-niveaux ».
Université de M'sila, 2005.
- [21] Michel BENSOUAM.
« Cours Capteurs et Actionneurs ». Master SIS.1, Génie électrique.
Université Paul Cézanne, Aix-Marseille III, 21 Janvier 2005.
- [22] Sofiane BENRABIA, Azzedine BENDIB.
« Simulation numérique d'un moteur Asynchrone à double étoile commandé par onduleur multiniveaux ».
Mémoire d'ingénieur, université de M'sila, 2005.
- [23] I. AIT HAMMOUDA, H. CHEROUAT.
« Commande non linéaire d'un filtre actif parallèle à trois niveaux ».
Mémoire d'ingénieur, école nationale polytechnique, juin 2000.
- [24] T. BENSLIMANE, K. ALIOUANE.
« Comparaison entre la commande par hystérésis et par MLI vectorielle optimisée d'un filtre actif parallèle autonome ».
Séminaire de Tiaret, 2004.
- [25] théodore. WILDI.
« Électrotechnique ». 3^{ème} édition
Théodore. WILDI avec la collaboration de Gilbert Sybille ingénieur, institut de recherche d'Hydro-Québec, 2000.



MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE
OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

Proposé et dirigé par :

Mr. BEDBOUDI Mohamed
M^{me}. BELOUNIS Ouassila

Présenté par :

BOUGUERRA Samir
BOURENNANE Ibrahim

Thème :







FILTRAGE ACTIF PARALLELE DES RESEAUX
ELECTRIQUES AVEC COMPENSATION DE L'ENERGIE
REACTIVE

Résumé :

Le filtrage actif parallèle est l'une des méthodes modernes du filtrage des réseaux électriques, il permet la dépollution des réseaux alimentant une charge non linéaire tel que les convertisseurs statiques, pour ce travail, il s'agit d'un redresseur triphasé commandé.

L'objectif de cette étude est de démontrer comment un onduleur multi-niveaux commandé par la stratégie Hystérésis ou par MLI peut être utilisé comme un compensateur du courant et de l'énergie réactive simultanément.

Mots clés :

-  Filtre actif parallèle.
-  Onduleur multi-niveaux.
-  Charge non linéaire.
-  Commande par hystérésis.
-  Commande par MLI.
-  Circuit de Clamping.