

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



UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF DE M'SILA
FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

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

OPTION: ELECTROMECHANIQUE

THEME

UTILISATION D'UN ONDULEUR MULTI-NIVEAUX A DIODES
FLOTTANTES COMME UN FILTRE ACTIF

Proposé et dirigé par :

-Mr. BEDBOUDI Mohamed.

-Mme. BELOUNIS Ouassila

Présenté par :

-NEGUEZ Nabil.

-DEHMECHE Ibrahim Abderrahmen

ANNEE UNIVERSITAIRE : 2007/2008

Remerciement

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

Nous tenons à remercier notre encadreur Mr. Bedboudi Mohamed et Mme. Belounis Ouassila d'avoir accepté de nous encadrer et pour les efforts qu'ils ont déployés, 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 m'a aidé à réaliser ce travail.

Nabil @ 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 pair «amar et abd madjid» a toute la famille Dehmeche et Neguez.

A nos chers amis :

*Ahmed, Ismaïle, Hamza ,Laid ,Radouine
Bilal,fahed,Houssam*

*A tous les amis (es) d'études surtout ceux
d'électrotechnique promotion 2008.*

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

Aux habitants de M'SILA (« cité 700», « cité 140 »).

Abrahim @ Nabil

A decorative graphic consisting of a vertical blue line and a grey wavy banner. The banner is positioned horizontally across the upper part of the page, and the word 'SOMMAIRE' is centered on it. The blue line extends vertically from the top to the bottom of the page, passing through the banner.

SOMMAIRE

Table des notations	
Introduction générale.....	1

CHAPITRE I

PERTURBATION DES RESEAUX ELECTRIQUES ET PRINCIPES DE COMPENSATION

I.1 Introduction.....	3
I.2 Perturbation.....	3
I.3 Caractéristiques des perturbations électriques.....	4
I.4 Les harmoniques.....	5
I.4.1 Définition.....	5
I.4.2 Source d'harmoniques.....	6
I.5 Grandeurs caractéristiques.....	6
I.5.1 Grandeur harmonique.....	6
I.5.2 Rang de l'harmonique.....	7
I.5.3 Série de Fourier.....	7
I.5.4 Valeur efficace d'une grandeur alternative.....	7
I.5.5 Taux de distorsion.....	7
I.5.6 Spectre (de fréquence).....	8
I.5.7 Charges linéaires et non linéaires.....	8
I.6 Influence des harmoniques sur le facteur de puissance F_p	8
I.7 Réglementation des perturbations.....	10
I.8 Principales perturbations provoquées par les courants et tensions harmoniques.....	10
I.8.1 Effets instantanés.....	10
I.8.2 Effets à terme.....	11
I.9 Les solutions traditionnelles.....	12
I.9.1 Pont dodécphasé.....	12
I.9.2 Surdimensionnement des installations électriques.....	13
I.9.3 Agir sur la structure de l'installation.....	13
I.9.4 Utilisation d'inductances anti-harmoniques.....	13
I.9.5 Filtres passifs d'harmoniques.....	14
I.9.5.1 Modèles des filtres passifs.....	14
I.10 Solutions modernes.....	15
I.10.1 Filtrage actif.....	16
I.10.1.1 Filtrage actif série.....	16
I.10.1.2 Filtrage actif parallèle.....	17
I.10.1.3 Filtrage actif série -parallèle.....	17
I.10.1.4 Filtrage hybride.....	17
I.10.2 Les redresseur MLI.....	19
I.10.2.1 Redresseur de tension.....	19
I.10.2.2 Redresseur de courant.....	19
I.11 Conclusion.....	20



CHAPITRE II

CHARGE POLLUANTE, ET IDENTIFICATION DES COURANTS HARMONIQUES

II.1 Introduction.....	21
II.2 Filtres actifs	21
II.2.1 Le filtre actif parallèle (F.A.P)	21
II.2.2. Principe de fonctionnement.....	21
II.3 Modélisation du réseau.....	22
II.4 La charge polluante	23
II.4.1 Le redresseur à diodes triphasé.....	23
II.5 Association réseau charge	24
II.5.1 Etude de la tension de charge.....	25
II.5.2 Etude de courant.....	27
II.5.2.1 Le courant de charge	27
II.5.2.2 Les courants des lignes	28
II.5.3 Résultats de simulation.....	31
II.6 Identification des courants harmoniques.....	32
II.6.1. Stratégie de l'identification.....	32
II.6.2 Méthode des puissances instantanées.....	32
II.6.2.1 principe de la méthode.....	32
II.6.3 Résultats de simulation de l'identification.....	35
II.7 Conclusion	36



CHAPITRE III

MODELISATION ET STRATEGIES DE COMMANDE DE L'ONDULEUR A CINQ NIVEAUX A DIODES FLOTTANTES

III.1 Introduction.....	37
III.1.1 Onduleur de tension triphasé.....	38
III.2 Modélisation d'un onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes	39
III.2.1 Structure de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.....	39
III.2.2 Modélisations du fonctionnement d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes	39
III.2.2.1- Différentes configurations d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes.....	39
III.3-Modélisation en vue de commande de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes.....	43
III.3.1- Hypothèses.....	43
III.3.2- Commandabilité des convertisseurs statiques.....	43
III.3.3- Fonction de connexion	43
III.3.4-Commande complémentaire.....	44
III.3.5.Modèle de connaissance	45
III.4 Stratégies de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.....	50
III.4.1- Commande par hystérésis.....	50
III.4.1.1- Algorithme de commande	51
III.4.2 -Commande triangulo-sinusoïdale à une porteuse unipolaire	52
III.4.2.1- Algorithme de commande	53
III.4.2.2- Résultats de simulation.....	54
III.4.3- Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses.....	56
III.4.3.1- commande triangulo – sinusoïdale à quatre porteuses en dents de scie bipolaire.....	56
III.4.3.2- Algorithme de commande.....	56
III.4.3.3- Résultats de simulation.....	57
III.5.Conclusion.....	59



CHAPITRE IV

COMPENSATION DES COURANTS HARMONIQUES ET L'EQUILIBRAGE DES TENSIONS D'ENTREE D'ONDULEUR

IV.1 Introduction.....	60
IV.2 Modélisation du moteur à courant continu à excitation séparée.....	60
IV.2.1 Modèle d'état du moteur.....	62
IV.3 Association réseau -charge non linéaire -onduleur.....	62
IV.3.1 Résultats de simulation avec charge RL.....	64
IV.3.1.1 Commande par hystérésis.....	64
IV.3.1.2 Pour la commande à MLI	66
IV.3.2 Résultats de simulation avec charge active.....	69
IV.4. Equilibrages des tensions d'entrée de l'onduleur multi- niveaux.....	71
IV.4.1. Les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes.....	71
IV.4.2. Utilisation d'une capacité de grande valeur.....	73
IV.4.3. Equilibrage des tensions d'entrée l'onduleur à cinq niveaux en utilisant un circuit de clamping	73
IV.4.4 Résultats de simulation.....	75
IV.4.4.1 capacité de valeurs importantes.....	75
IV.4.4.2 Avec le circuit de clamping.....	77
IV.5 Conclusion.....	79
Conclusion générale.....	80
Annexe	
Bibliographie.....	





TABLE DE NOTATION

TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

Chapitre I

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



Chapitre II

$I_{s1, s2, s3}$ (A)	Courants de source après filtrage.
$I_{c1, c2, c3}$ (V)	Courants de la charge polluante
I_{har} (A)	Courant harmonique injecté par le filtre
$I_s = I_c$	Avant filtrage
R_{cc} (Ω)	Résistance de court circuit (du réseau).
L_{cc} (H)	Inductance de court circuit.
q	Nombre de phase.
V_o (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} (Ω)	Résistance de charge.
$V_{\alpha, \beta}$ (V)	Tensions dans le système de CLARK.
$I_{\alpha, \beta}$ (A)	Courants dans le système de CLARK.
$I_{1har, 2har, 3har}$ (A)	Courants harmoniques.
Lch	Inductance de charge



Chapitre III

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



Chapitre IV

I_{f1} (A)	Courant généré par l'onduleur
MCC	Moteur à courant continu
E (V)	représente la force contre électromotrice.
I_a (A)	Courant d'induit.
Ω (tr/min)	La vitesse de moteur.
L_a (H)	représente la self équivalente de l'enroulement d'induit.
R_a (Ω).	représente la résistance équivalente de l'induit.
C_m (N.m).	le couple du moteur.
K	constante générale liée à la machine tournante.
Φ (Weber).	représente le flux inducteur.
C_r (N.m)	le couple résistant.
I_{red} (A)	Courant de la source continu.
I_{1har} (A)	Courant de référence (identifier).



A decorative graphic consisting of a vertical blue line and a horizontal grey banner with wavy edges. The banner is positioned across the upper part of the page, and the vertical line runs through the center of the banner and extends to the bottom of the page.

Introduction Générale

Introduction générale

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, lesquels vont se associer à la tension nominale du réseau électrique.

D'autre côté les fournisseurs de l'énergie électrique ont pour but d'alimenter leurs consommateurs avec une tension sinusoïdale d'amplitude constante. Mais en réalité, dans les réseaux électriques on trouve souvent, des convertisseurs connectés aux réseaux (notamment des redresseurs). Ces convertisseurs constituent des charges non linéaires génératrices d'harmoniques.

Les courants injectés par ces convertisseurs sont non sinusoïdaux et produisent sur les impédances du réseau des tensions harmoniques qui se superposent à la tension fondamentale.

Progressivement, et de manière à limiter 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, les compensateurs actifs à base des composants électroniques de puissance tels que les thyristors, les triacs, les GTO ou les transistors de forte puissance, ils apportent une amélioration considérable tant du point de vue de la souplesse d'utilisation que des qualités dynamiques et de la rentabilité des processus.



Dans ce mémoire nous allons essayer d'identifier les courants harmoniques injectés dans le réseau par une charge polluante consistant d'un pont redresseur triphasé à diodes et les compensés en utilisant le filtrage actif parallèle.

Ce travail sera divisé en quatre chapitres :

- Le premier chapitre sera consacré à la description des perturbations pouvant intervenir dans un réseau électrique, leurs origines, et leurs conséquences. Dans ce chapitre aussi, nous présenterons également les solutions traditionnelles et modernes de dépollution pour la compensation des harmoniques.

- Dans le second chapitre de ce mémoire, nous montrerons le principe du filtrage actif parallèle, ensuite on passant à la présentation de l'effet de la charge polluante sur le réseau et enfin on montrant la méthode utilisée pour identifier les courants harmoniques.

- Dans le troisième chapitre on va présenter la modélisation et les stratégies de commande MLI et hystérésis de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes.

- Le quatrième chapitre sera consacré en premier lieu à la modélisation de la charge active, ensuite la compensation des courants harmoniques par un filtre actif qui est un onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes, finalement nous présentons les méthodes utilisées pour l'équilibrage des tensions d'entrée de l'onduleur multi niveaux.





Chapitre I

PERTURBATION DES RÉSEAUX

ET PRINCIPES DE

COMPENSATION

1.1 Introduction

Comme tout générateur d'énergie électrique, un réseau de puissance fournit de l'énergie aux appareils utilisateurs par l'intermédiaire des tensions qu'il maintient à leurs bornes.

Il apparaît évident que la qualité de cette énergie dépend de celle de la tension au point de livraison. Cette tension subit généralement beaucoup de perturbations de deux origines distinctes :

- _ Les perturbations de tension causées par le passage, dans les réseaux électriques, des courants perturbateurs comme les courants harmoniques, déséquilibrés et réactifs,
- _ Les perturbations de tension causées par des tensions perturbatrices comme les tensions harmoniques et déséquilibrées.

Dans la première partie de ce chapitre, nous étudierons les caractéristiques générales des perturbations électriques. Ainsi, nous détaillerons les origines, les conséquences matérielles et les limites tolérées et imposées par les causes de ces perturbations.

Dans une deuxième partie, nous présenterons et comparerons des solutions de compensation de ces perturbations généralement proposées dans la littérature. Nous pourrions ainsi adopter la compensation active la plus adéquate.

La dernière partie de ce chapitre sera consacrée à la présentation des différents montages des filtres actifs. Nous évoquerons ainsi les principes et la mise en oeuvre de ces structures modernes de compensation [5].

1.2 Perturbation

L'énergie électrique est délivrée sous la forme d'un système triphasé de tensions sinusoïdales. Un des paramètres de ce système est la forme d'onde qui doit être la plus proche possible d'une sinusoïde [4].

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 [5].

1.3 Caractéristiques des perturbations électriques

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

1. La fréquence.
2. L'amplitude.
3. La forme d'onde qui doit être la plus possible d'une sinusoïdale.
4. La symétrie du système triphasé, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leur déphasage relatif [7].

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.4 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.

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 [3].

I.4.1 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 [4].

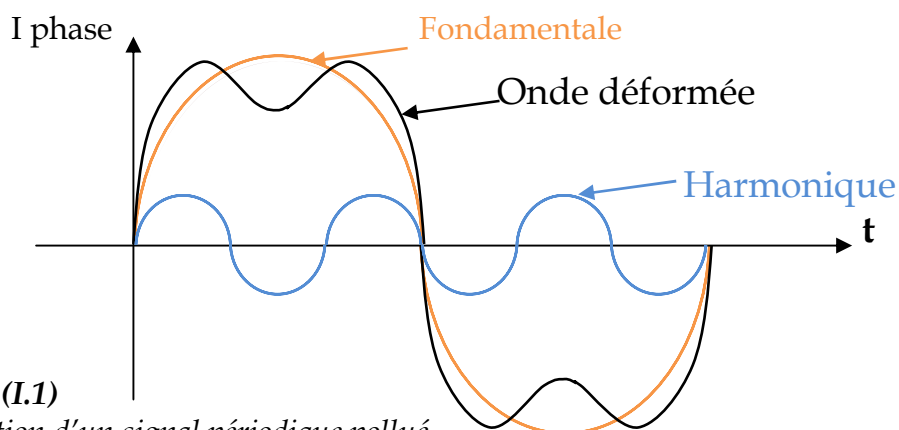


Fig (I.1)

Décomposition d'un signal périodique pollué

1.4.2 Source d'harmoniques

La prolifération des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques a entraîné ces dernières années une augmentation sensible du niveau de pollution harmonique des réseaux électriques. Ces équipements électriques sont considérés comme des charges non linéaires émettant des courants harmoniques dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale, ou parfois à des fréquences quelconques. Le passage de ces courants harmoniques dans les impédances du réseau électrique peut entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordement et alors polluer les consommateurs alimentés par le même réseau électrique. Le tableau (I.1) montre quelques sources d'harmoniques [7].

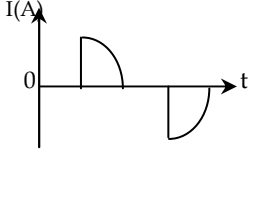
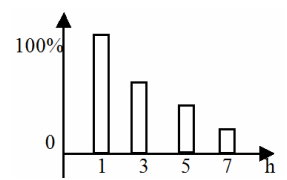
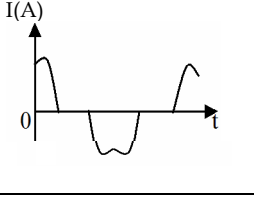
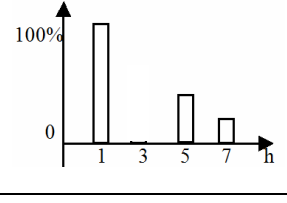
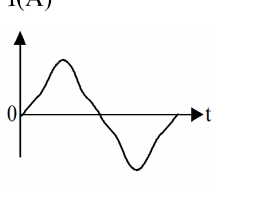
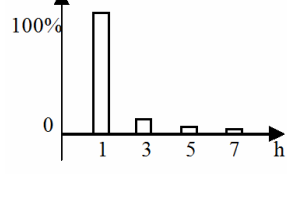
Type de charge	Appareils concernés	Courant absorbé	Spctre harmonique correspondant
Gradateur monophasé	-Régulation de puissance de fours à résistance. -Modulation de puissance des lampes halogènes		
Redresseur triphasé à thyristor	-Variateur de vitesse des moteurs à courant continu et des moteurs synchrones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

Tableau (I.1)
Principales charges polluantes

1.5 Grandeurs caractéristiques

1.5.1 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 [4].

1.5.2 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) :

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

Par principe, le fondamental f_1 a le rang un [4].

1.5.3 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 :

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

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

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

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

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 [1].

1.5.4 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 :

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

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

1.5.5 Taux de distorsion

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

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



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.5.6 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)) [2].

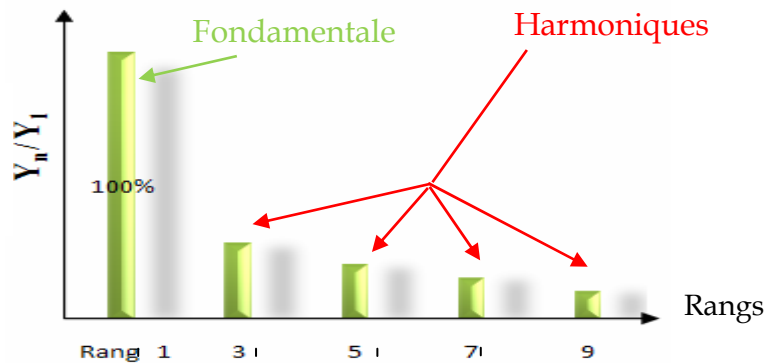


Fig (I.2)-Spectre d'harmonique.

I.5.7 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 [3].

I.6 Influence des harmoniques sur le facteur de puissance F_P

Normalement, pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance est donné par un 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 $I = I_f + I_h$.

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

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

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

La puissance réactive Q est associée au courant fondamental. La puissance déformante D est due aux harmoniques de courant (avec $\delta = 3V \sqrt{I_c^2 - I_{c1}^2}$, 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 [8]:

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

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

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

On aura

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

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.

φ représente le déphasage entre le courant fondamental et la tension [8].

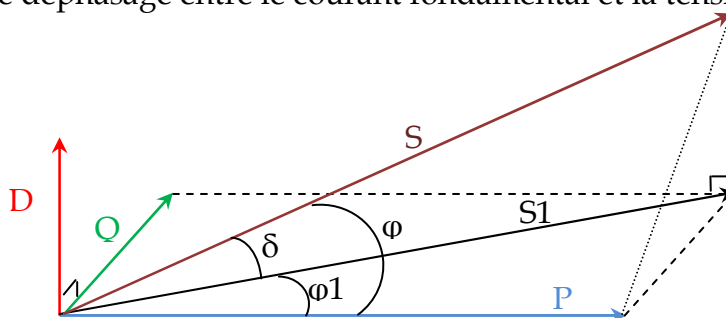


Fig (I.3) Diagramme de Fresnel des puissances

1.7 Réglementation des perturbations

Les générateurs de courants harmoniques sont responsables de l'apparition d'harmonique de tension aux bornes du 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 [7]:

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

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

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

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 [7].

1.8 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.

1.8.1 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) [4].



I.8.2 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, l'hystérésis et aux courants de Foucault (dans le circuit magnétique). $P_{\text{joule}} = R \cdot I^2$.

Ces pertes supplémentaires occasionnées par la présence des courants harmoniques réduisent le rendement des équipements tels que les moteurs, les transformateurs [3] [4].

- c) Echauffement des câbles et des équipements [4].

Le tableau ci-dessous résume l'ensemble des matériels électriques perturbés par la pollution harmonique. [11]

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 vieillessement 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.

Tableau (I.2) Effets des harmoniques sur quelques matériels



1.9 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 [8].

1.9.1 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 [3].

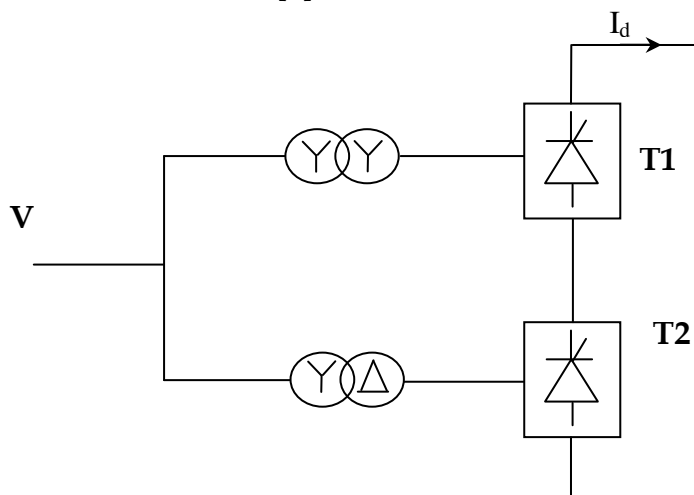


Fig (I.4)
Structure du pont dodécaphasé

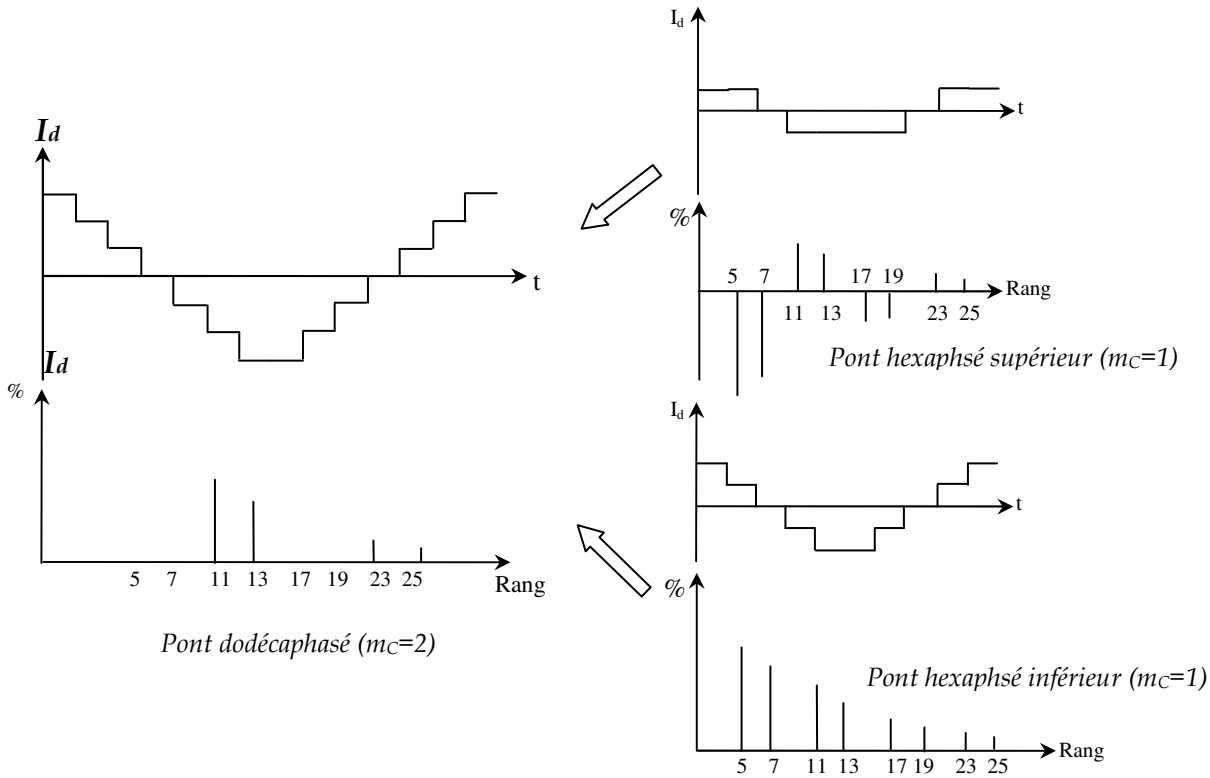


Fig (I.5)
Forme de courant et rang d'harmonique

Cette solution provoque un encombrement lors de la commande ce qui limite son utilisation [10].

I.9.2 Surdimensionnement des installations électriques

Cette stratégie consiste à surdimensionner les équipements du réseau de telle sorte à supporter les surtensions produites par les harmoniques [7].

I.9.3 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 [2].

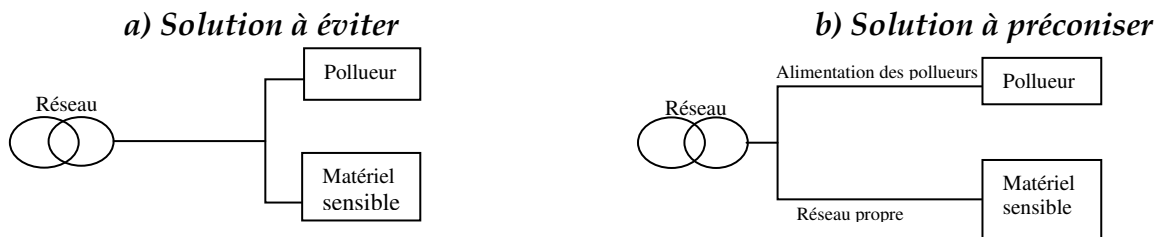


Fig (I.6)

Une distribution en étoile permet le découplage par les impédances naturelles et/ou additionnelles

I.9.4 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 [2].



I.9.5 Filtrés 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 [6].

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 [8].

I.9.5.1 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 [10].

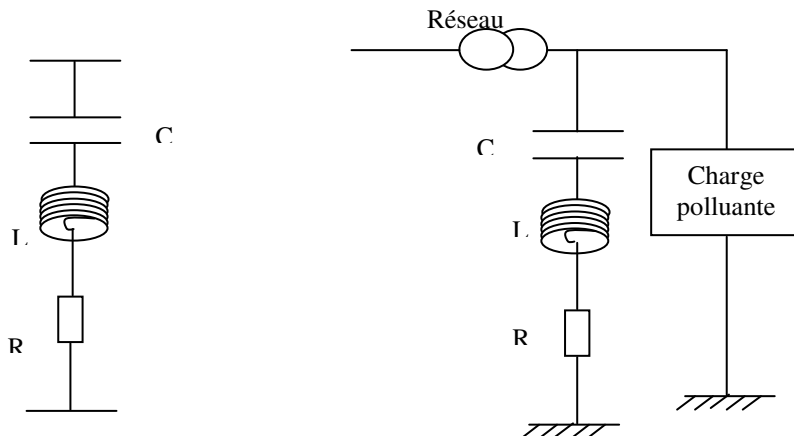


Fig (I.7.a)

Structure du filtre résonant

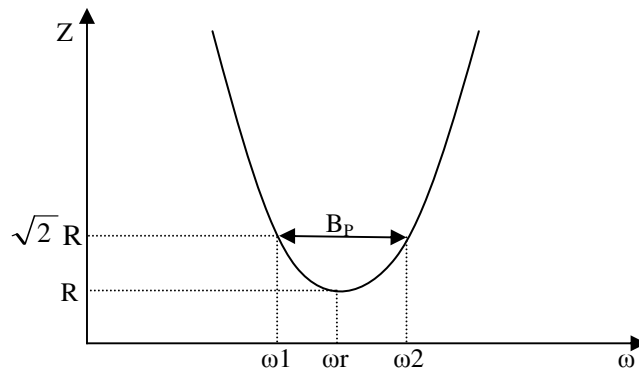


Fig (I.7.b)

Caractéristique du filtre résonant

Ce type de filtre est caractérisé par l'emplacement de trois filtres, deux pour les harmoniques d'ordre inférieurs et un filtre pour les harmoniques 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} [10].

➤ 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 la difficulté de dimensionnement des filtres et à coût global donné, ce type n'est efficace que si le rang d'harmonique à éliminer est suffisamment élevé (à partir de $h=13$) [11].

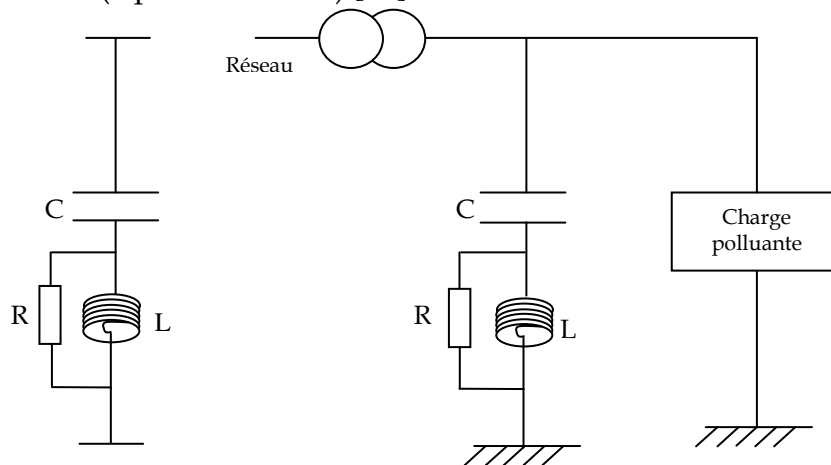


Fig (I.7.c)

Montage du filtre amorti**I.10 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 [12].

1.10.1 Filtrage actif

Il y a deux types de filtrage actif :

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

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

Les composants actifs sont des transistors bipolaires [9] [12].

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 :

1.10.1.1 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 [3].

1.10.1.2 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 [5].

1.10.1.3 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 [8].

1.10.1.4 Filtrage hybride

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

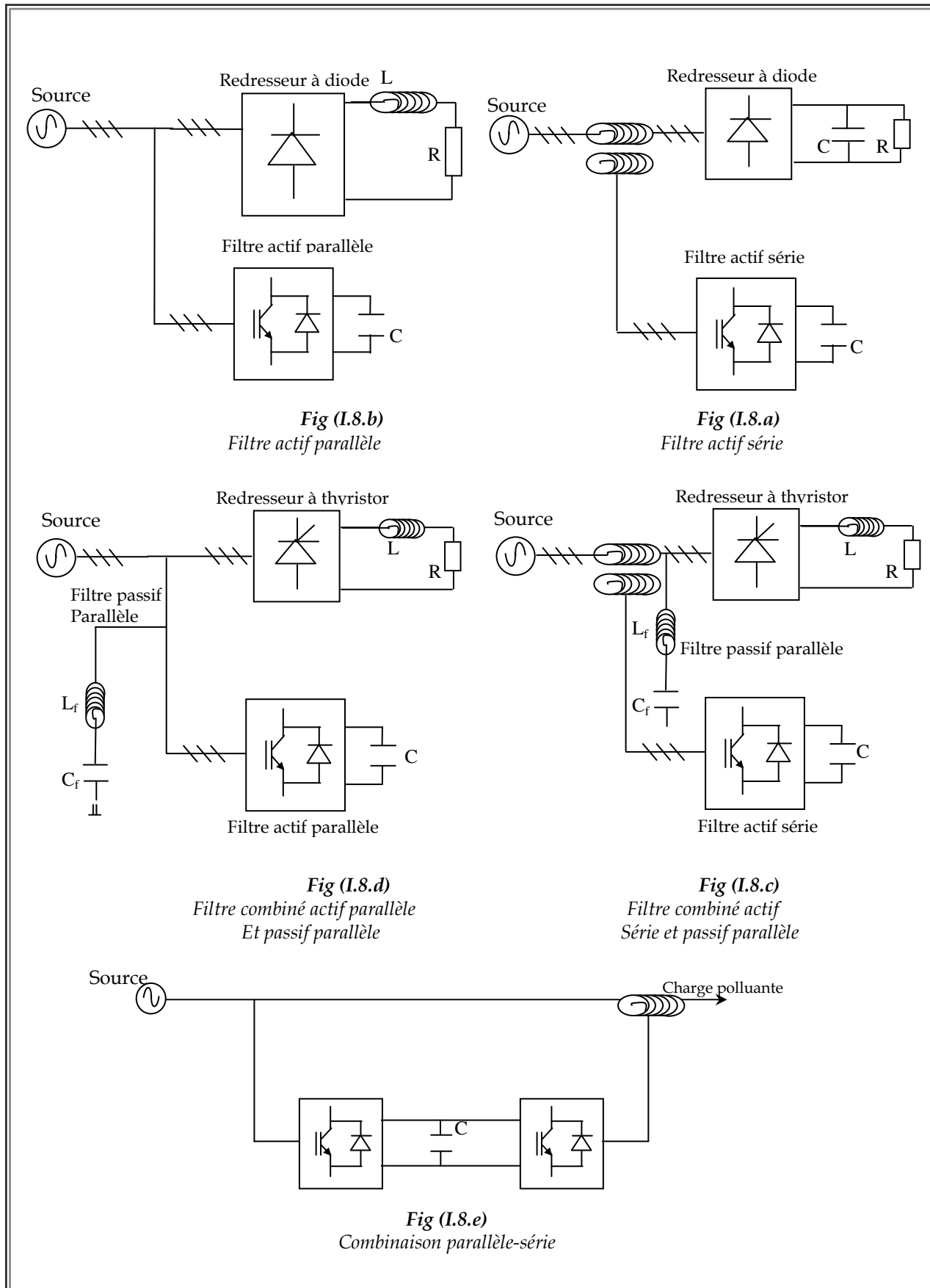
L'intérêt des filtres mixtes est que le filtre passif prend en charge la compensation d'une grande partie des harmoniques ; le filtre actif maintient les performances de filtrage en fonction de l'évolution de la charge du réseau. Ainsi la puissance du convertisseur qui constitue le filtre actif est fortement diminuée grâce aux éléments passifs. Ces structures permettent donc d'optimiser le rapport performance / coût et d'avoir une meilleure tenue en tension [11].

On a plusieurs structures de filtre actif par exemple :

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

- Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.

La figure suivante présente quelques différents types de filtrages actifs :



1.10.2 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 [14].

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

1.10.2.1. 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 [14]. Son schéma de principe est présenté sur la figure (I.9).

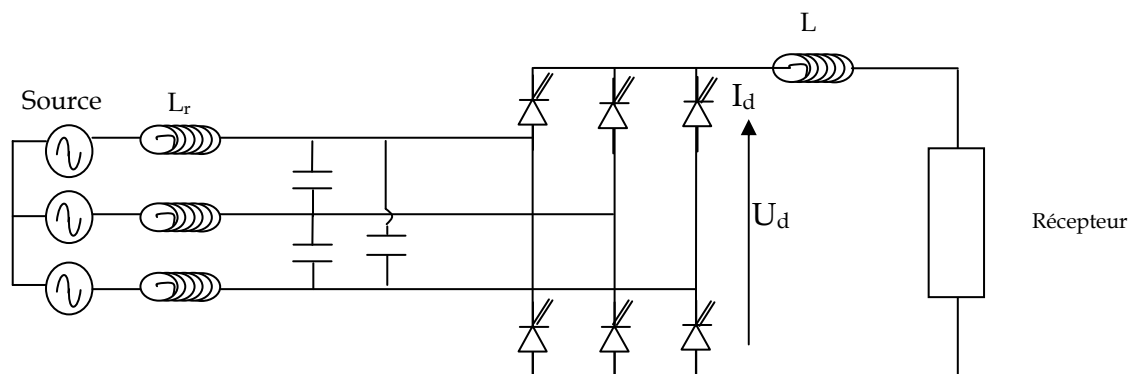


Fig (I.9)
Redresseur de tension

1.10.2.2. 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 [14].

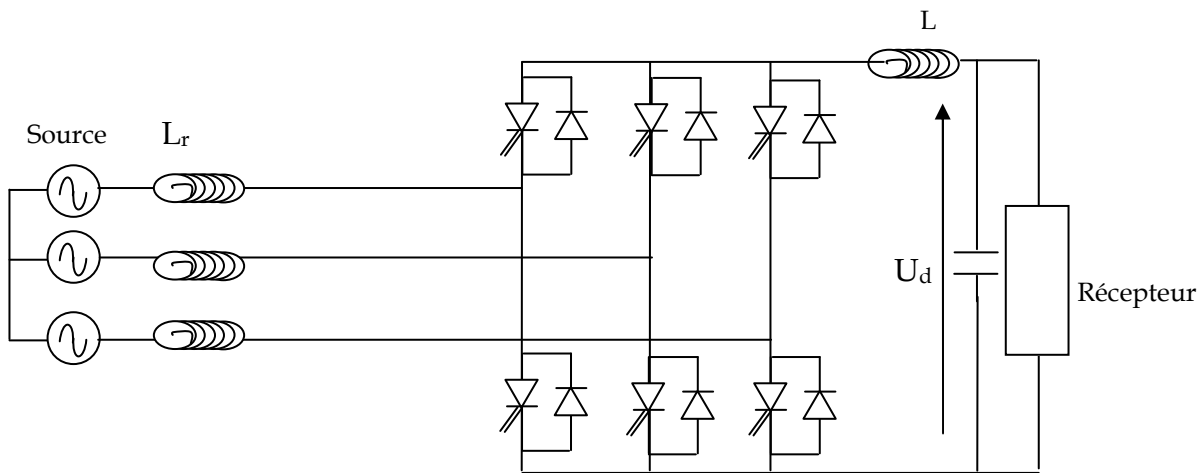


Fig (I.10)
Redresseur de courant

I.11 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'elles consomment. Puis on a présenté 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

ET L'IDENTIFICATION

DES COURANTS HARMONIQUES

II.1 Introduction

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 baser dans ce chapitre au principe du filtrage actif parallèle du réseau pollué par un redresseur triphasé à diodes et l'identification des courants harmoniques qui se présentent.

II.2 Filtre actif

L'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors GTO et les transistors IGBT, a permis d'envisager de nouvelles solutions de compensation des perturbations du réseau électrique. Les filtres actifs constituent une alternative intéressante aux solutions classiques. Flexibles car auto adaptative, ils viennent s'ajouter à des structures déjà existantes de convertisseurs. Ils peuvent également être utilisés comme complément aux solutions traditionnelles de dépollution. Le rôle d'un filtre actif est de compenser en temps réel les perturbations, en tout ou en partie, présentes dans les réseaux électriques[5].

II.2.1 Le filtre actif parallèle (F.A.P)

II.2.2. Principe de fonctionnement

Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau, comme le montre la figure (II.1), 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 (F.A.P) consiste à empêcher les courants perturbateurs (harmoniques, réactifs et



déséquilibrés), produits par des charges polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau, Située en amont du point de connexion du filtre actif [5].

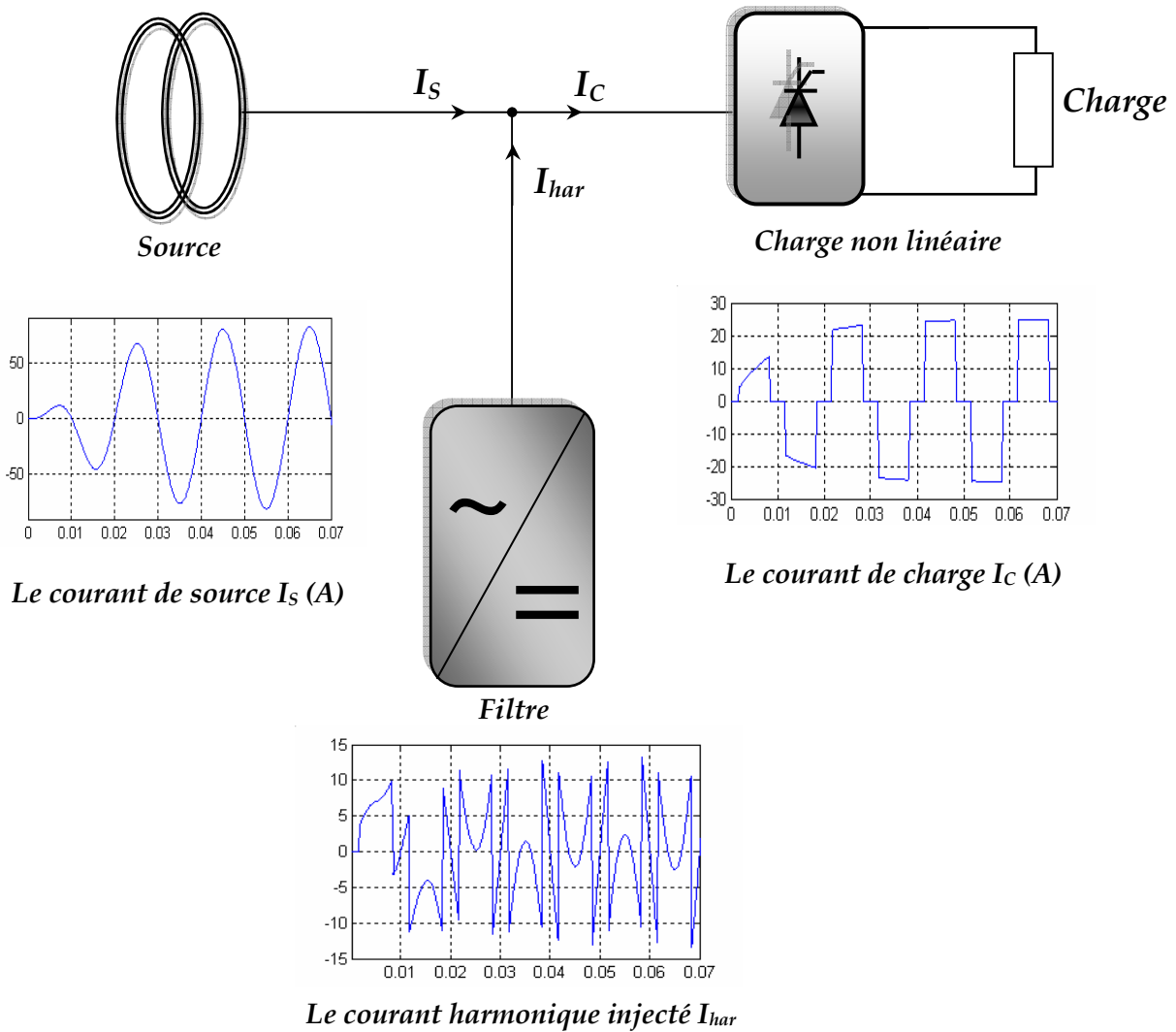


Fig (II.1)

Principe du filtrage actif parallèle

II.3 Modélisation du réseau

Le réseau est assimilable à une source de tension sinusoïdale en série avec une impédance, dite 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)) [19].

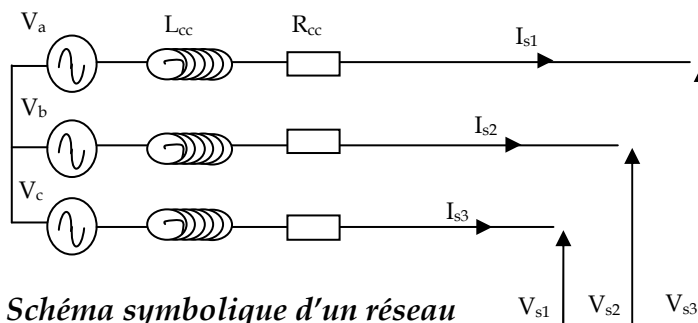


Fig (II.2) Schéma symbolique d'un réseau

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

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

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

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

II.4 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 [21].

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 [11].

II.4.1 Le redresseur à diodes triphasé

Nous utilisons le pont triphasé à diodes alimenté par un système triphasé sinusoïdale, schématisé par la figure (II.3).

Les tensions simples des réseaux triphasés équilibrés directs sont :

$$\begin{cases} V_a = V_m \sin(\omega t - \varphi) \\ V_b = V_m \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c = V_m \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases}$$



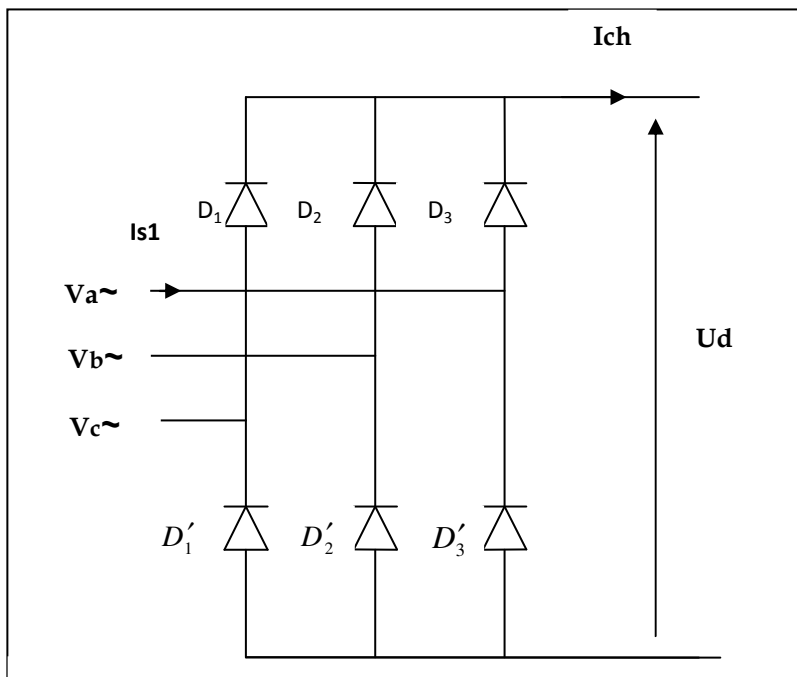


Fig (II.3)
(Schéma symbolique d'un pont de graètz à diodes)

II.5 Association réseau charge

La charge polluante est assimilée à une source triphasée de courant, cette dernière génère les harmoniques de courant (figure II.4).

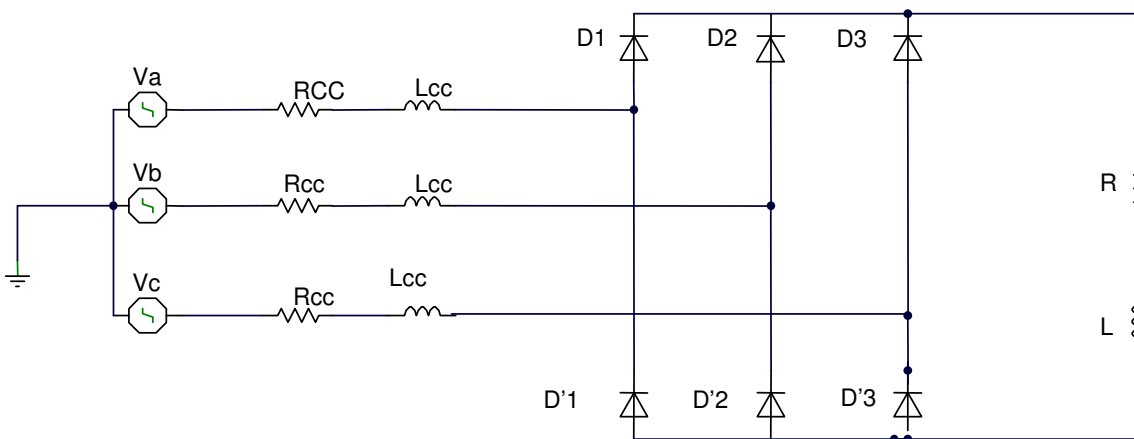


Fig (II.4)
Redresseur triphasé non commandé Associé à une charge RL

II.5.1. Etude de la tension de charge

Deux diodes d'un même bras ne peuvent conduire simultanément. Lorsque D_1 conduit, l'une des deux diodes D'_2 et D'_3 conduit également. Il en vient que D_1 conduit lorsque V_1 est supérieur à V_2 et V_3 , ou encore :

$$V_1 = \text{Max}(V_j); j = 1,2,3.$$

Le même raisonnement conduit aux conditions suivantes :

$$D_i \text{ Conduit si } V_i = \text{Max}(V_j); i = 1,2,3; j = 1,2,3.$$

$$D'_i \text{ Conduit si } V'_i = \text{Min}(V_j); i = 1,2,3; j = 1,2,3.$$

Pendant chaque séquence de conduction, la tension U_d à la sortie du redresseur est :

$$\boxed{U_d = \text{Max}(V_j) - \text{Min}(V_j); j = 1,2,3.} \quad (\text{II.3})$$

Pour $0 < \theta < \pi/6$ on a $V_3 > V_1 > V_2$

V_3 Plus positive $\Rightarrow VD_3 > 0 \Rightarrow D_3$ passant

$$\Rightarrow Ud^+ = V_3$$

V_2 Plus négative $\Rightarrow VD'_2 > 0 \Rightarrow D'_2$ passant

$$\Rightarrow Ud^- = V_2$$

Donc $Ud = \text{Max}(V_i) - \text{Min}(V_i)$

$$Ud = Ud^+ - Ud^- = V_3 - V_2 = U_{32} \quad (\text{II.4})$$

- Pour $\pi/6 < \theta < \pi/2$ on a $V_1 > V_3 > V_2$

V_1 Plus positive $\Rightarrow D_1$ conduit $\Rightarrow Ud^+ = V_1$

V_2 Plus négative $\Rightarrow D'_2$ conduit $Ud^- = V_2$

Donc $Ud = \text{Max}(V_i) - \text{Min}(V_i)$

$$Ud = Ud^+ - Ud^- = V_1 - V_2 = U_{12} \quad (\text{II.5})$$



- Pour $\pi/2 < \theta < 5\pi/6$ $V_1 \succ V_2 \succ V_3$

$$Ud^+ = V_1$$

$$Ud^- = V_3$$

Donc
$$Ud = Ud^+ - Ud^- = V_1 - V_3$$

$$Ud = \text{Max}(Vi) - \text{Min}(Vi) = U_{13}$$
 (II.6)

- Pour $5\pi/6 < \theta < 7\pi/6$ $V_2 \succ V_1 \succ V_3$

$$Ud^+ = V_2$$

$$Ud^- = V_3$$

Donc
$$Ud = \text{Max}(Vi) - \text{Min}(Vi)$$

$$Ud = Ud^+ - Ud^- = V_2 - V_3 = U_{23}$$
 (II.7)

- Pour $7\pi/6 < \theta < 9\pi/6$ $V_2 \succ V_3 \succ V_1$
 V_2 plus positive $\Rightarrow D_2$ Conduit $\Rightarrow Ud^+ = V_2$
 V_1 plus négatif $\Rightarrow D'_1$ Conduit $\Rightarrow Ud^- = V_1$

$$Ud = Ud^+ - Ud^- = V_2 - V_1 = U_{21}$$
 (II.8)

- Pour $9\pi/6 < \theta < 11\pi/6$ $V_3 \succ V_2 \succ V_1$

$$Ud^+ = V_3$$

$$Ud^- = V_1$$

Donc
$$Ud = Ud^+ - Ud^- = V_3 - V_1 = U_{31}$$
 (II.9)

- Pour $11\pi/6 < \theta < 13\pi/6$ $V_3 \succ V_1 \succ V_2$
 V_3 plus positive $\Rightarrow D_3$ conduit $\Rightarrow Ud^+ = V_3$
 V_2 plus négatif $\Rightarrow D'_2$ conduit $\Rightarrow Ud^- = V_2$

Donc
$$Ud = \text{Max}(Vi) - \text{Min}(Vi)$$

$$Ud = Ud^+ - Ud^- = V_3 - V_2 = U_{32}$$
 (II.10)

La valeur moyenne de tension redressée

$$\overline{Ud} = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/6}^{\pi/2} U_{12}(\theta) d\theta = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} (V_1 - V_2) d\theta = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m$$



$$\text{Pour } q \text{ phases : } \overline{U_d} = \frac{2q}{\pi} V_m \sin \frac{\pi}{q} \quad (\text{II.11})$$

Pour le redresseur triphasé (q=3) on trouve :

$$\left\{ \begin{array}{ll} 0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{6} & U_d = V_c - V_b \\ \frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{3\pi}{6} & U_d = V_a - V_b \\ \frac{3\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{6} & U_d = V_a - V_c \\ \frac{5\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{7\pi}{6} & U_d = V_b - V_c \\ \frac{7\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{9\pi}{6} & U_d = V_b - V_a \\ \frac{9\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{11\pi}{6} & U_d = V_c - V_a \text{ et } \omega t \geq \frac{11\pi}{6} \quad U_d = V_c - V_b \end{array} \right. \quad (\text{II.12})$$

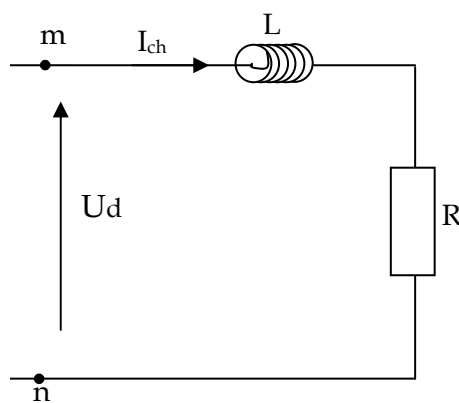
$$U_{d \text{ moy}} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_{\text{max}}$$

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

II.5.2 Etude de courant

II.5.2.1 le courant de charge : À partir de la maille présentée ci-dessous on déduit

l'équation (II.14) du courant de charge



$$U_d = R \cdot I_{ch} + L \frac{dI_{ch}}{dt} \quad (\text{II.13})$$

Donc

$$\dot{I}_{ch} + \frac{R}{L} I_{ch} = \frac{1}{L} U_d \quad (\text{II.14})$$

II.5.2.2 Les courants des lignes

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

$$I_{s1} = \begin{cases} +I_{ch} & \text{si } \frac{\pi}{6} + 2k\pi \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{6} + 2k\pi \\ 0 & \text{si } \left\{ \begin{array}{l} 2k\pi \leq \omega t \leq \frac{\pi}{6} + 2k\pi \\ \frac{5\pi}{6} + 2k\pi \leq \omega t \leq \frac{7\pi}{6} + 2k\pi \\ \frac{11\pi}{6} + 2k\pi \leq \omega t \leq \frac{12\pi}{6} + 2k\pi \end{array} \right. \\ -I_{ch} & \text{si } \frac{7\pi}{6} + 2k\pi \leq \omega t \leq \frac{11\pi}{6} + 2k\pi \end{cases} \quad (II.15)$$

I_{s2} et I_{s3} sont décalés respectivement de 120° et de 240° par rapport à I_{s1} [23] [14].

Chaque enroulement secondaire est connecté à deux diodes D_i, D'_i ($i=1, 2, 3$)

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

Ainsi

$I_{s1} = +I_{ch}$, quand D_1 conduit.

$I_{s1} = -I_{ch}$, quand D'_1 conduit.

$I_{s1} = 0$, quand D_1, D'_1 sont bloquées

Les courants ont donc pour valeur efficace :

$$I_{s1 \text{ eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(I_{ch}^2 2 \frac{T}{q} \right)} \quad (II.16)$$

$$I_{s1 \text{ eff}} = I_{ch} \sqrt{\frac{2}{q}} \quad (II.17)$$

Développement en série fourrier (courant harmonique)

Un réseau alimentant un montage redresseur fournit à celui-ci courant presque rectangulaire. 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 [11].



$$I_{s1} = \begin{cases} I_{ch} & \frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{6} \\ -I_{ch} & \frac{5\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{11\pi}{6} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \begin{matrix} \text{(II.18)} \\ \text{(II.19)} \end{matrix}$$

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

Pour décomposer ce courant on appliquera le théorème de Fourier :

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

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I_{s1}(t) \sin(n\omega t) d\omega t \quad \text{(II.20)}$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_{ch} \sin(n\omega t) d\omega t + \frac{1}{\pi} \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} (-I_{ch}) \sin(n\omega t) d\omega t \quad \text{(II.21)}$$

Après le calcul on trouve :

$$b_n = \frac{2I_{ch}}{n\pi} \left[(1 - (-1)^n) \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \right] \quad \text{(II.22)}$$

$$b_n = \begin{cases} 0 & \text{si } n \text{ pair} \\ \frac{4I_{ch}}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) & \text{si } n \text{ impair} \\ 0 & \text{si } n \text{ multiple de } 3 \end{cases} \quad \text{(II.23)}$$

Donc $n=1, [5,7], [11,13], [17,19], [23,25], \dots, [6k-1, 6k+1]$, et $k=1,2,3,\dots$ (II.24)

$$I_{s1} = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega t) \quad \text{(II.25)}$$

$$I_{s1}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4I_{ch}}{n\pi} \cos\left(\frac{nt}{6}\right) \sin(n\omega t) \quad \text{(II.26)}$$



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

$$I_{s1}(t) = 2I_{ch} \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[\sin(\omega t) - \frac{1}{5} \sin(5\omega t) - \frac{1}{7} \sin(7\omega t) + \frac{1}{11} \sin(11\omega t) + \frac{1}{13} \sin(13\omega t) - \dots \right] \quad (\text{II.27})$$

La valeur efficace de courant d'entrée est :

$$I_{s1 \text{ eff}} = I_{ch} \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (\text{II.28})$$

La valeur efficace du courant fondamental est :

$$I_{s1f}(t) = 2I_{ch} \frac{\sqrt{3}}{\pi} \sin(\omega t) \quad (\text{II.29})$$

$$I_{s1f \text{ eff}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(2I_{ch} \frac{\sqrt{3}}{\pi} \sin(\omega t) \right)^2 d\omega} \quad (\text{II.30})$$

$$I_{s1f \text{ eff}} = I_{ch} \frac{\sqrt{6}}{\pi} \quad (\text{II.31})$$

La valeur efficace du courant harmonique :

$$I_{1hareff} = I_{s1eff} - I_{s1f \text{ eff}} \quad (\text{II.32})$$

$$I_{h1eff} = I_{ch} \sqrt{\frac{2}{3}} - I_{ch} \frac{\sqrt{6}}{\pi} \quad (\text{II.33})$$

Donc

$$I_{1hareff} = 0.03I_{ch} \quad (\text{II.34})$$

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

$$I_{2hareff} = 0.03I_{ch} \quad (\text{II.35})$$

$$I_{3hareff} = 0.03I_{ch}$$



II.5.3 Résultats de simulation

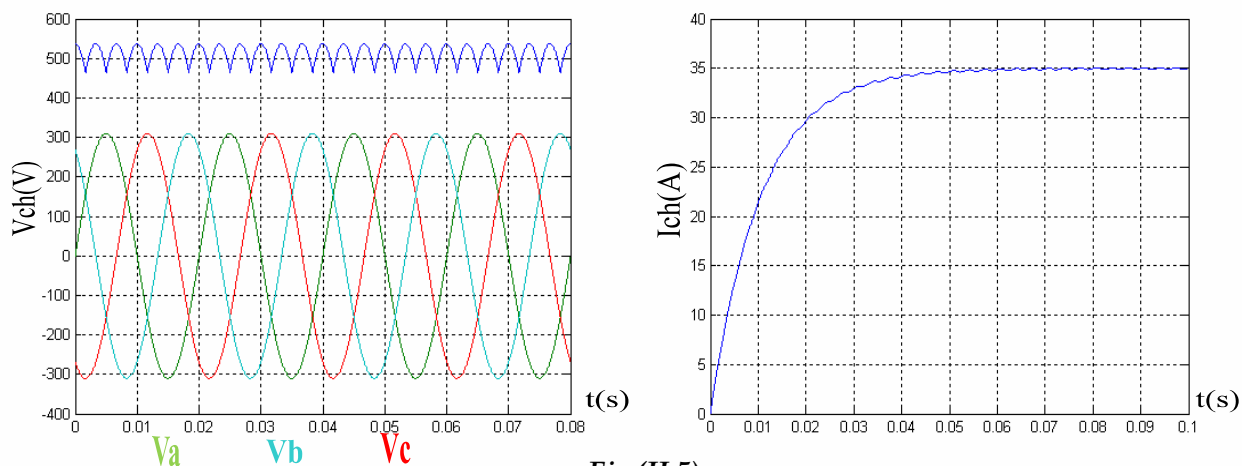


Fig (II.5)
Tension de charge et courant de charge

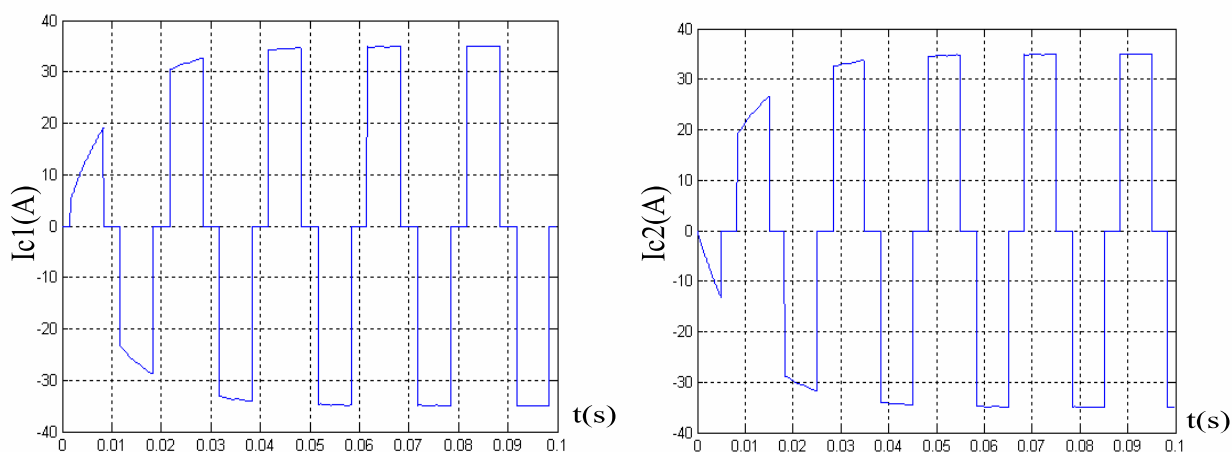


Fig (II.6) Courants de lignes I_{c1} et I_{c2}

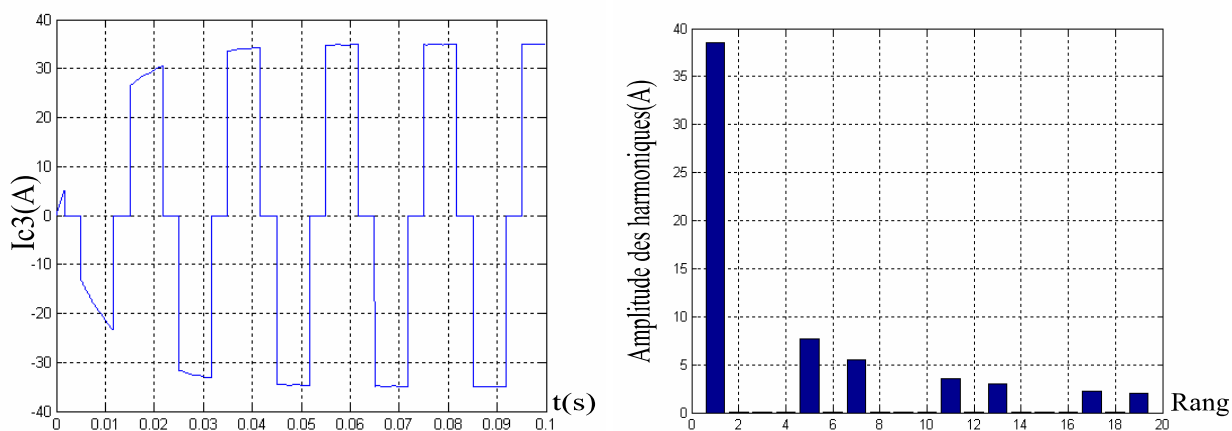


Fig (II.7)
Courant de ligne i_{c3} et son spectre de fréquence

II.6 Identification des courants harmoniques

II.6.1 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 [5].

- 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 [5].

II.6.2 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.6.2.1 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) [5].

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 et V_β) ou (I_α et I_β) [13]. Donc nous pouvons écrire la relation des tensions suivante [19]:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

Et la relation des courants ci-dessous

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

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 [11] :

$$V = V_\alpha + jV_\beta \quad (\text{II.38})$$

$$\text{Et} \quad I = I_\alpha + j I_\beta \quad (\text{II.39})$$

On déduit que la puissance apparente complexe :

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

$$S = (V_\alpha + jV_\beta) (I_\alpha - jI_\beta) \quad (\text{II.40})$$

$$S = (V_\alpha I_\alpha + V_\beta I_\beta) + j (V_\beta I_\alpha - V_\alpha I_\beta) \quad (\text{II.41})$$

Par identification avec l'expression :

$$S = P + jQ \quad (\text{II.42})$$

La puissance active instantanée :

$$P = (V_\alpha I_\alpha + V_\beta I_\beta) \quad (\text{II.43})$$

La puissance réactive instantanée :

$$Q = (V_\beta I_\alpha - V_\alpha I_\beta) \quad (\text{II.44})$$

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.

$$\begin{cases} P = p_f + p_h \\ Q = q_f + q_h \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

- 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 [11]:

Les puissances réelle et imaginaire instantanées notée par p et q , sont définies par [23].

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.46})$$

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.8).

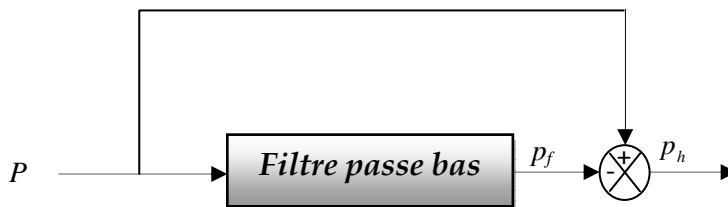


Fig (II.8)

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 [5].

Calcul des courants perturbateurs

De l'équation (II.47) nous pouvons recalculer les courants dans les repaires (α, β) comme suit :

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} \quad (\text{II.47})$$

Tel que :

$$\Delta = V_\alpha^2 + V_\beta^2 \quad (\text{II.48})$$

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

D'après les équations (II.47), et (II.48) nous pouvons séparer le courant dans le repaire (α, β) en trois composantes, active et réactive à la fréquence fondamentale et les harmoniques[5].

$$\begin{bmatrix} I\alpha \\ I\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_f \\ 0 \end{bmatrix}}_{\text{Courant actif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q_f \end{bmatrix}}_{\text{Courant réactif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_h \\ q_h \end{bmatrix}}_{\text{Courant harmonique}} \quad (II.49)$$

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 $p_h = P - p_f$ $q_h = Q - q_f$ (II.50)

Les composantes harmoniques des courants seront [19]:

$$\begin{bmatrix} I_{1har} \\ I_{2har} \\ I_{3har} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_h \\ q_h \end{bmatrix} \quad (II.51)$$

II.6.3. Résultats de simulation de l'identification

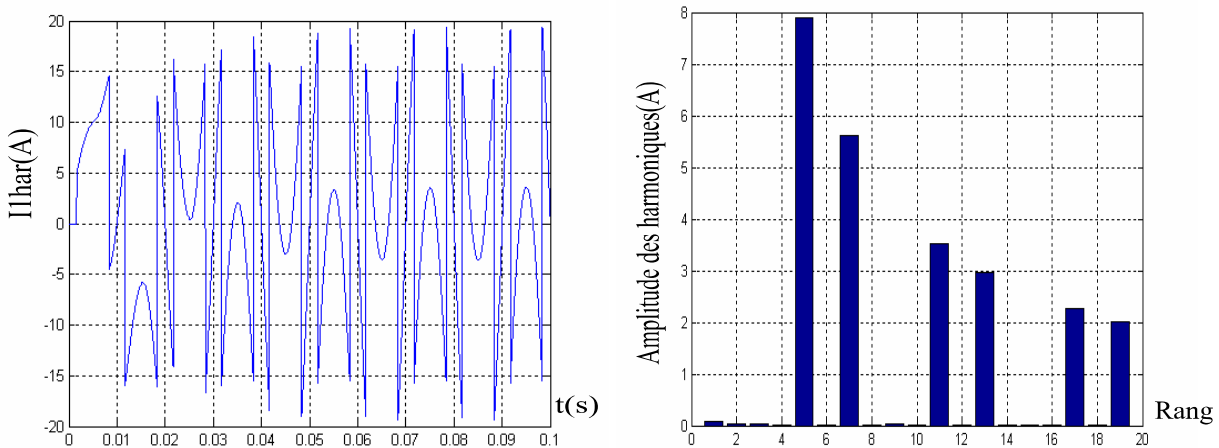


Fig (II.9)
Courant harmonique 1 identifié et son spectre de fréquence

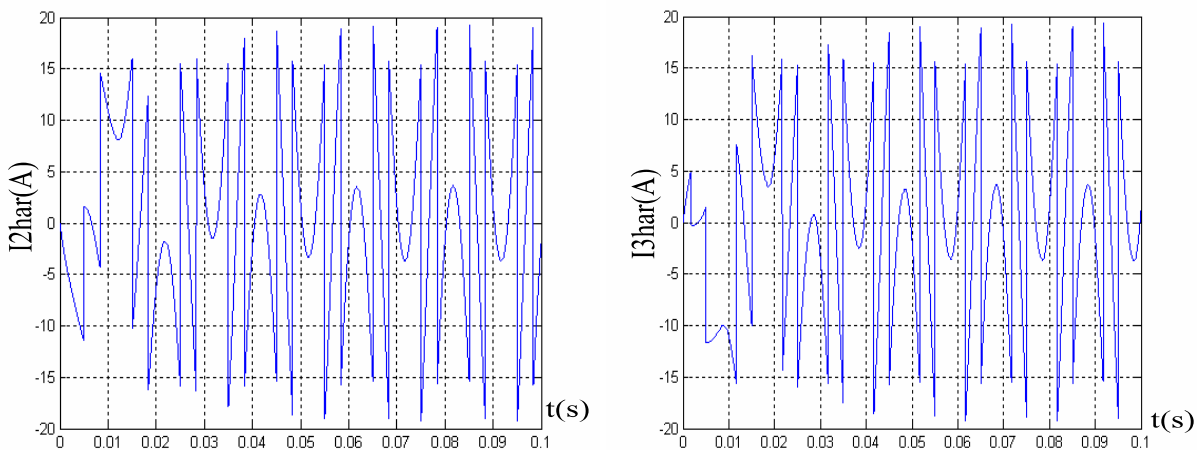


Fig (II.10)
Courants d'harmoniques 2 et 3 identifiés

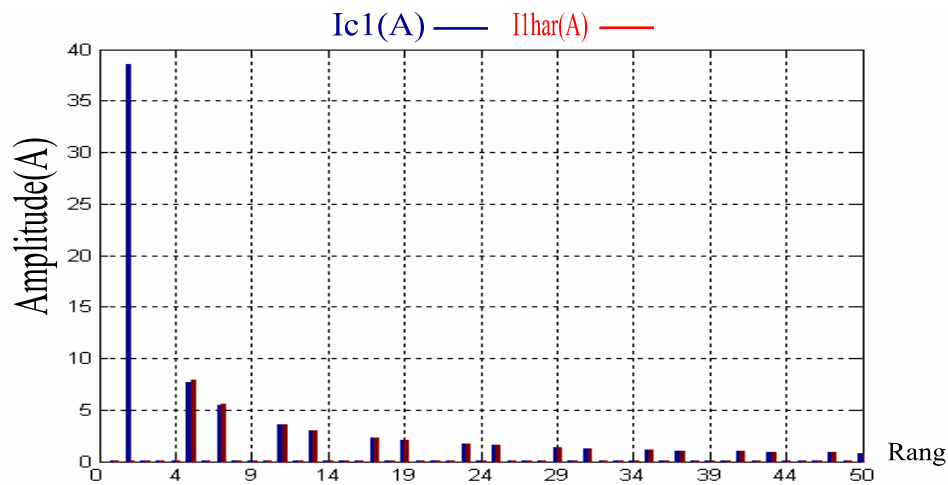


Fig (II.11)
Spectre de fréquence des courants de ligne et d'harmonique

Interprétation

Premièrement on a constaté que lorsque on associe la charge polluante (Le redresseur à diodes triphasé) avec le réseau cette charge provoque une déformation des courants de ligne (forme créneau). L'analyse du développement en série de Fourier des courants de lignes montre bien l'ordre des harmoniques qui se dévoilent sur ces courants ($6k \pm 1$, Avec $k=1,2,3,\dots$). Enfin les figures qui sont présentées précédemment 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, ce qui signifie que si nous pouvons injecter ces courants identifiés mais en opposition de phase nous aurons des courants de source presque sinusoïdaux.

II.7 Conclusion

-Nous avons dévoilé le principe du filtre actif parallèle comme une solution moderne de dépollution des réseaux électriques par les courants harmoniques. Ils peuvent être aussi utilisés comme complément aux solutions traditionnelles de dépollution.

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

Chapitre III

MODELISATION ET STRATEGIES DE
COMMANDE DE L'ONDULEUR à
CINQ NIVEAUX à
DIODES FLOTTANTES

III.1 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 [13].

Un convertisseur statique est dit « multi-niveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux [15].

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 [17].

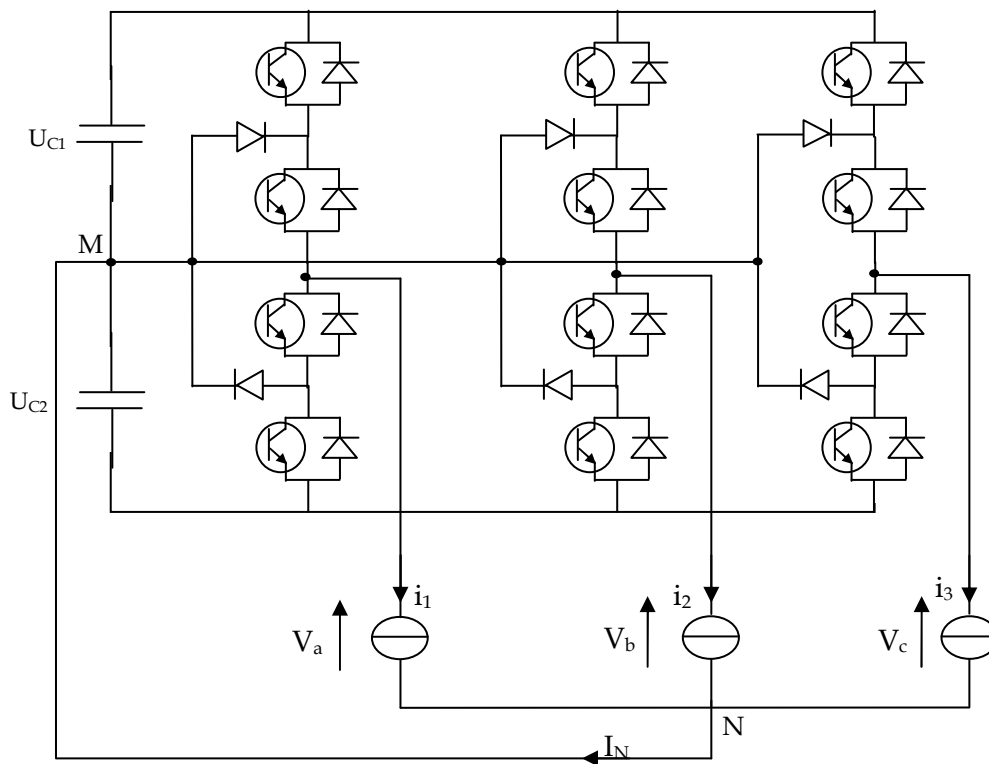


Figure (III.1). Structure de l'onduleur multi-niveaux

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 [15].

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.

III.1.1 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 $(I_N=i_1+i_2+i_3)$ [13].

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 [13].

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 cinq niveaux à diodes flottantes et les stratégies de commandes adaptées à ce dernier.

Les études faites sur les onduleurs triphasés à cinq niveaux à diodes flottantes ont montré que l'onduleur triphasé à cinq niveaux est la mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux et donc de deux onduleurs trois niveaux [16].

Ces études ont montrées également que les onduleurs à cinq niveaux offrent une grande amélioration sur la qualité des tensions de sortie [16].

Ce chapitre se décompose en deux parties :

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



- La deuxième est : stratégies de commande des onduleurs triphasés à cinq niveaux à diodes flottantes 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 unipolaire.
- La commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à quatre porteuses en dents de scie.

III.2 Modélisation d'un onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes

III.2.1 Structure de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes

L'onduleur triphasé cinq niveaux à diodes flottantes étudié (Figure.III.2) est constitué de trois (3) bras et quatre (4) sources de tension continue. Chaque bars comporte huit (8) interrupteurs en série et douze (12) diodes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montés en tête bêche [20].

III.2.2- Modélisations du fonctionnement d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes

Grâce à la symétrie de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes, on procède par bras (figure.III.3). Ainsi, on définit en premier lieu un modèle global d'un bras sans a priori sur la commande. Ensuite, on déduit celui de l'onduleur complet. On représente chaque paire transistor (T_{ks}) - diode (D_{ks}) par un seul interrupteur bidirectionnel en courant TD_{ks} (figure.III.4) [25].

III.2.2.1- Différentes configurations d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes

Une analyse topologique d'un bras de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes montre neuf (9) configurations possibles pour ce dernier (Figures.III.5). Le tableau (III.I) donne les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations

(Avec M origine des potentiels et V_{kM} le potentiel du nœud k du bras k)

N.B. : pour la configuration E0. Le potentiel de V_{kM} dépend de la charge de l'onduleur



Les réceptivités transition entre les différentes configurations d'un bras sont fonction logique entre :

- une commande externe B_{ks} qui est l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur T_{ks}
- une commande interne définie par les signes du courant du bras et des tensions aux bornes du semi-conducteur [25].

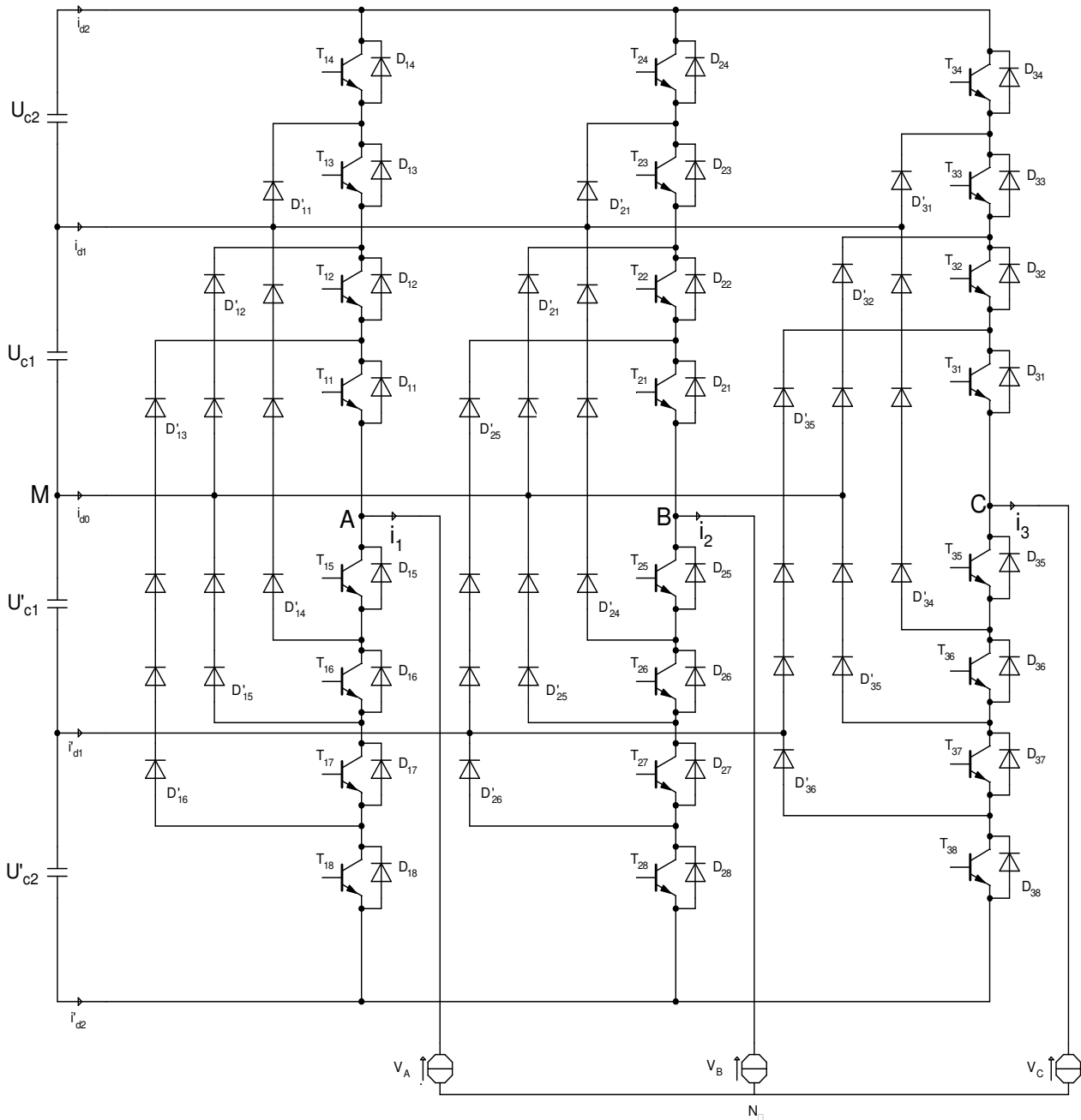


Figure (III.2). Structure d'un onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes

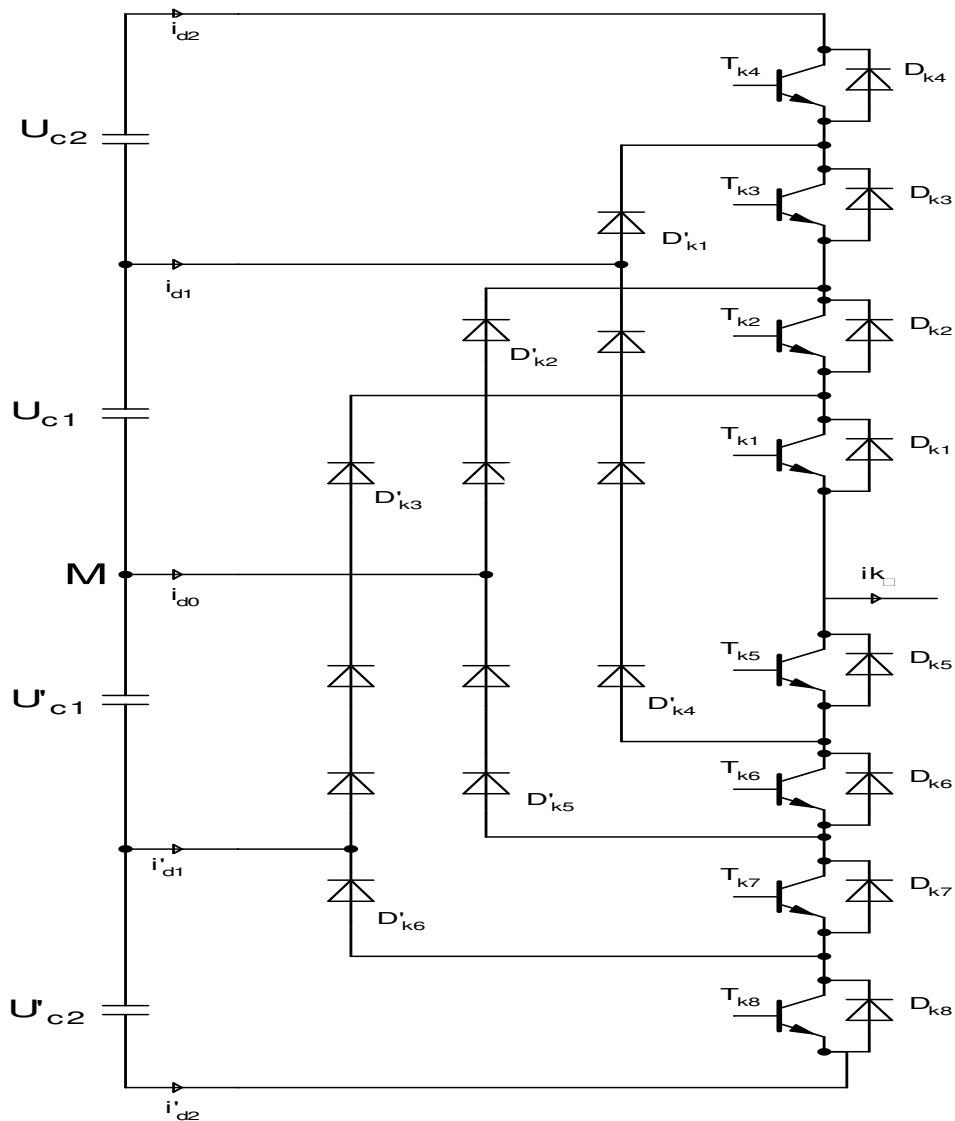


Figure III.3- structure d'un bras k de l'onduleur triphasé à diodes flottantes

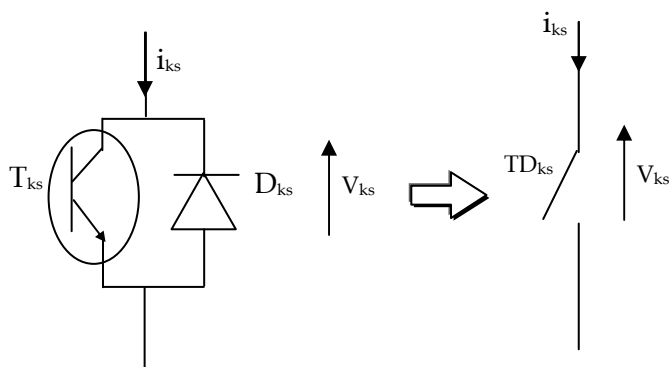


Figure III.4- Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor- diode

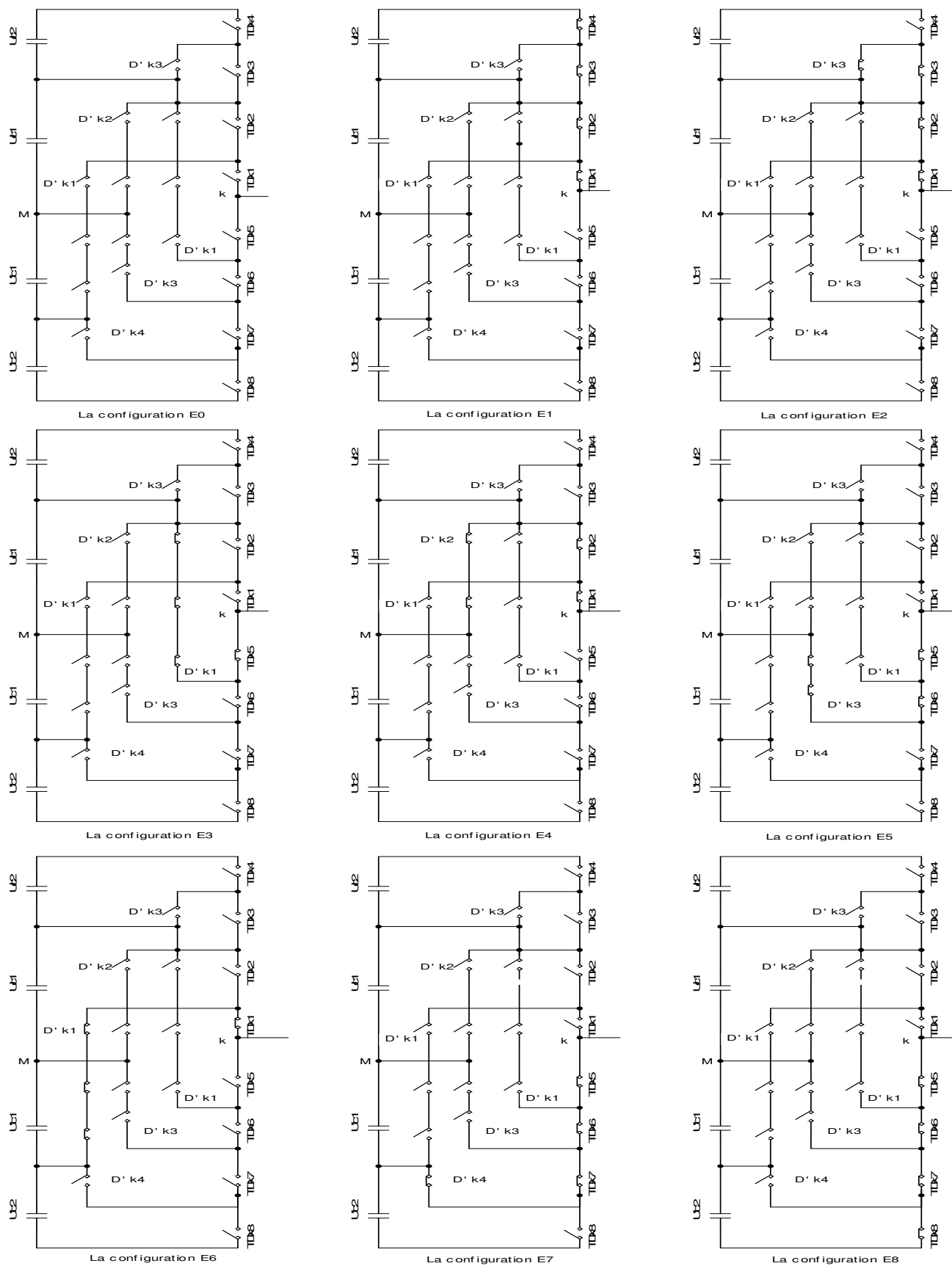


Figure III.5- les différentes configurations possibles pour un bras k de l'onduleur.

CONFIGURATION	GRANDEURS ELECTRIQUES
E 0	$I_k = 0$
E 1	$V_{km} = (U_{c1}+U_{c2})=2U_c$
E 2	$V_{km} = U_{c1}=U_c$
E 3	$V_{km} = U_{c1}=U_c$
E 4	$V_{km} = 0$
E 5	$V_{km} = 0$
E 6	$V_{km} = -U_{c3} = -U_c$
E 7	$V_{km} = -U_{c3} = -U_c$
E 8	$V_{km} = (-U_{c3}-U_{c4}) = -2U_c$

Tableau (III.1).Grandeurs électriques pour chacune des configurations d'un bras k.

III.3-Modélisation en vue de la commande de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes

III.3.1- Hypothèses

- L'alimentation en tension de l'onduleur est considérée comme parfaite. En pratique, cela se traduit par le fait que, quelque soit le courant i_k délivré par cette alimentation, la tension à ses bornes reste constante ($U_{c1} = U_{c2} = U_{c1} = U_{c2} = U_c$) [21][22].
- La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant la tension d'alimentation qui est l'ordre de quelques centaines de volts [21][22].

III.3.2- Commandabilité des convertisseurs statiques

Un convertisseur statique est en mode commandable, si les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe et non plus des commandes internes [21][22][23]. On suppose dans la suite que cette condition est toujours vérifiée. Dans ces conditions, on peut définir la notion de fonction de connexion.

III.3.3- Fonction de connexion

Chaque interrupteur TD_{ks} introduit une fonction de connexion F_{ks} qui décrit état ouvert ou fermé tel que [23][24]:

$$F_{ks} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur } TD_{ks} \text{ est fermé.} \\ 0 & \text{dans le cas contraire} \end{cases} \quad (III.01)$$



III.3.4-Commande complémentaire

Pour éviter des courts-circuits des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, et pour que le convertisseur soit totalement commandable, on adopte une commande complémentaire. Pour un bras k de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes et en mode commandable, on définit la commande complémentaire comme suit :

$$\begin{cases} B_{k5} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k6} = \overline{B_{k3}} \\ B_{k7} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k8} = \overline{B_{k1}} \end{cases} \tag{III.02}$$

Avec B_{ks} , commande de base du transistor T_{ks} d'un bras k. Ainsi, avec cette commande complémentaire, les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{k5} = 1 - F_{k4} \\ F_{k6} = 1 - F_{k3} \\ F_{k7} = 1 - F_{k2} \\ F_{k8} = 1 - F_{k1} \end{cases} \tag{III.03}$$

Pour l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes, on définit en plus une fonction de connexion du demi-bas interne (notée F_{km}^b) avec :

- { k : numéro de bras.
- { m = 1, pour le demi - bras du haut.
- { m = 0, pour le demi - bras du bas.

Pour un bras k, les fonctions de connexion des demi-bas s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \cdot F_{k3} \cdot F_{k4} \\ F_{k0}^b = F_{k5} \cdot F_{k6} \cdot F_{k7} \cdot F_{k8} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{k1}^{b'} = F_{k1} \cdot F_{k2} \cdot F_{k3} \cdot (1 - F_{k4}) \\ F_{k0}^{b'} = F_{k5} \cdot F_{k6} \cdot F_{k7} \cdot (1 - F_{k8}) \end{cases} \tag{III.04}$$

Le tableau suivant montre la table d'excitation associée à la commande complémentaire :

F_{k1}	F_{k2}	F_{k3}	F_{k4}	V_{kM}
1	1	1	1	2.Uc
1	1	1	0	Uc
1	1	0	0	0
1	0	0	0	-Uc
0	0	0	0	-2.Uc

Tableau (III.2.) Tableau d'excitation des interrupteurs de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes.



III.3.5. Modèle de connaissance

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes avec une charge triphasée couplée en étoile avec neutre isolé. On va tout d'abord définir les notations et les hypothèses utilisées :

- Tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge : V_A, V_B, V_C .
- Tensions entre les points milieux de chaque bras de l'onduleur et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur : V_{AM}, V_{BM}, V_{CM} .
- Tension entre le point neutre de la charge N et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur M : V_{KM} .
- Charge triphasée couplée en étoile avec neutre isolé :

$$\begin{cases} V_A + V_B + V_C = 0 \\ i_A + i_B + i_C = 0 \end{cases} \quad (III.05)$$

Les potentiels des nœuds A, B, C de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes par rapport au point milieu M sont donnés par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}F_{12}F_{13}(1-F_{14})U_{c1} + F_{11}F_{12}F_{13}F_{14}(U_{c1} + U_{c2}) - F_{15}F_{16}F_{17}(1-F_{18})U'_{c1} - F_{15}F_{16}F_{17}F_{18}(U'_{c1} + U'_{c2}) \\ V_{BM} = F_{21}F_{22}F_{23}(1-F_{24})U_{c1} + F_{21}F_{22}F_{23}F_{24}(U_{c1} + U_{c2}) - F_{25}F_{26}F_{27}(1-F_{28})U'_{c1} - F_{25}F_{26}F_{27}F_{28}(U'_{c1} + U'_{c2}) \\ V_{CM} = F_{31}F_{32}F_{33}(1-F_{34})U_{c1} + F_{31}F_{32}F_{33}F_{34}(U_{c1} + U_{c2}) - F_{35}F_{36}F_{37}(1-F_{38})U'_{c1} - F_{35}F_{36}F_{37}F_{38}(U'_{c1} + U'_{c2}) \end{cases} \quad (III.06)$$

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes, les fonctions de connexion des demi-bas sont définies selon les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11} \cdot F_{12} \cdot F_{13} \cdot F_{14} \\ F_{10}^b = F_{15} \cdot F_{16} \cdot F_{17} \cdot F_{18} \end{cases} \quad , \quad \begin{cases} F_{21}^b = F_{21} \cdot F_{22} \cdot F_{23} \cdot F_{24} \\ F_{20}^b = F_{25} \cdot F_{26} \cdot F_{27} \cdot F_{28} \end{cases} \quad , \quad \begin{cases} F_{31}^b = F_{31} \cdot F_{32} \cdot F_{33} \cdot F_{34} \\ F_{30}^b = F_{35} \cdot F_{36} \cdot F_{37} \cdot F_{38} \end{cases} \quad (III.07)$$

$$\begin{cases} F_{11}^{b'} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot F_{13} \cdot (1 - F_{14}) \\ F_{10}^{b'} = F_{15} \cdot F_{16} \cdot F_{17} \cdot (1 - F_{18}) \end{cases} \quad , \quad \begin{cases} F_{21}^{b'} = F_{21} \cdot F_{22} \cdot F_{23} \cdot (1 - F_{24}) \\ F_{20}^{b'} = F_{25} \cdot F_{26} \cdot F_{27} \cdot (1 - F_{28}) \end{cases} \quad , \quad \begin{cases} F_{31}^{b'} = F_{31} \cdot F_{32} \cdot F_{33} \cdot (1 - F_{34}) \\ F_{30}^{b'} = F_{35} \cdot F_{36} \cdot F_{37} \cdot (1 - F_{38}) \end{cases} \quad (III.08)$$

En introduisant ces fonction dans le système (III.06), on aboutit au système suivant :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}^{b'} U_{c1} + F_{11}^b (U_{c1} + U_{c2}) - F_{10}^{b'} U'_{c1} - F_{10}^b (U'_{c1} + U'_{c2}) \\ V_{BM} = F_{21}^{b'} U_{c1} + F_{21}^b (U_{c1} + U_{c2}) - F_{20}^{b'} U'_{c1} - F_{20}^b (U'_{c1} + U'_{c2}) \\ V_{CM} = F_{31}^{b'} U_{c1} + F_{31}^b (U_{c1} + U_{c2}) - F_{30}^{b'} U'_{c1} - F_{30}^b (U'_{c1} + U'_{c2}) \end{cases} \quad (III.09)$$

Ce système peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^{b'} + F_{11}^b \\ F_{21}^{b'} + F_{21}^b \\ F_{31}^{b'} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c2} - \begin{bmatrix} F_{10}^{b'} + F_{10}^b \\ F_{20}^{b'} + F_{20}^b \\ F_{30}^{b'} + F_{30}^b \end{bmatrix} U'_{c1} + \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U'_{c2} \quad (III.10)$$



Le système montre qu'un onduleur à cinq niveaux est une mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux ou deux onduleurs à trois niveaux.

Dans le cas où ($U_{c1}=U_{c2}=U'_{c1}=U'_{c2}=U_c$) la relation (III-10) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^{b'} + 2.F_{11}^b - F_{10}^{b'} - 2.F_{10}^b \\ F_{21}^{b'} + 2.F_{21}^b - F_{20}^{b'} - 2.F_{20}^b \\ F_{31}^{b'} + 2.F_{31}^b - F_{30}^{b'} - 2.F_{30}^b \end{bmatrix} . U_c \quad (III.11)$$

Les équations des mailles du système source onduleur -charge donnent :

$$V_{AM} + V_{BM} + V_{CM} = V_A + V_B + V_C + 3.V_{NM} \quad (III.12)$$

La relation (III.04) et (III.12) permettent d'exprimer :

$$V_{NM} = \frac{1}{3} (V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) \quad (III.13)$$

Les tensions simples sont :

$$\begin{cases} V_A = (V_{AM} - V_{NM}) = \frac{1}{3} (2.V_{AM} - V_{BM} - V_{CM}) \\ V_B = (V_{BM} - V_{NM}) = \frac{1}{3} (-V_{AM} + 2.V_{BM} - V_{CM}) \\ V_C = (V_{CM} - V_{NM}) = \frac{1}{3} (-V_{AM} - V_{BM} + 2.V_{CM}) \end{cases} \quad (III.14)$$

A partir des relations (III.10) et (III.14), on obtient le système matriciel donnant les expressions des tensions simples suivant :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^{b'} + F_{11}^b \\ F_{21}^{b'} + F_{21}^b \\ F_{31}^{b'} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c2} - \begin{bmatrix} F_{10}^{b'} + F_{10}^b \\ F_{20}^{b'} + F_{20}^b \\ F_{30}^{b'} + F_{30}^b \end{bmatrix} U'_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U'_{c2} \right\} \quad (III.15)$$

Dans le cas où $U_{c1}=U_{c2}=U'_{c1}=U'_{c2}=U_c$ la relation (III.15) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^{b'} + 2F_{11}^b - F_{10}^{b'} - 2F_{10}^b \\ F_{21}^{b'} + 2F_{21}^b - F_{20}^{b'} - 2F_{20}^b \\ F_{31}^{b'} + 2F_{31}^b - F_{30}^{b'} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_c \quad (III.16)$$

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix}$$

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à cinq niveaux s'expriment comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi-bras et des interrupteurs, on obtient le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{21}^{b'} + F_{11}^b \\ F_{21}^{b'} + F_{21}^b \\ F_{31}^{b'} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c2} - \begin{bmatrix} F_{10}^{b'} + F_{10}^b \\ F_{20}^{b'} + F_{20}^b \\ F_{30}^{b'} + F_{30}^b \end{bmatrix} U'_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U'_{c2} \right\} \quad (\text{III.18})$$

Dans le cas où $U_{c1} = U_{c2} = U'_{c1} = U'_{c2} = U_c$ cette relation se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^{b'} + 2F_{11}^b - F_{10}^{b'} - 2F_{10}^b \\ F_{21}^{b'} + 2F_{21}^b - F_{20}^{b'} - 2F_{20}^b \\ F_{31}^{b'} + 2F_{31}^b - F_{30}^{b'} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_c \quad (\text{III.19})$$

Ainsi les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes s'expriment en fonction des courants de la charge et des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot F_{13} \cdot (1 - F_{14}) \cdot i_1 + F_{21} \cdot F_{22} \cdot F_{23} \cdot (1 - F_{24}) \cdot i_2 + F_{31} \cdot F_{32} \cdot F_{33} \cdot (1 - F_{34}) \cdot i_3 \\ i_{d2} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot F_{13} \cdot F_{14} \cdot i_1 + F_{21} \cdot F_{22} \cdot F_{23} \cdot F_{24} \cdot i_2 + F_{31} \cdot F_{32} \cdot F_{33} \cdot F_{34} \cdot i_3 \\ i'_{d1} = F_{15} \cdot F_{16} \cdot F_{17} \cdot (1 - F_{18}) \cdot i_1 + F_{25} \cdot F_{26} \cdot F_{27} \cdot (1 - F_{28}) \cdot i_2 + F_{35} \cdot F_{36} \cdot F_{37} \cdot (1 - F_{38}) \cdot i_3 \\ i'_{d2} = F_{15} \cdot F_{16} \cdot F_{17} \cdot F_{18} \cdot i_1 + F_{25} \cdot F_{26} \cdot F_{27} \cdot F_{28} \cdot i_2 + F_{35} \cdot F_{36} \cdot F_{37} \cdot F_{38} \cdot i_3 \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

En remplaçant les fonctions de connexion des interrupteurs par les fonctions de connexion des demi-bras, le système (III.20) devient :

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

Le courant i_{d0} s'exprime en fonction des courants d'entrée et des courants de charge par la

$$\text{relation : } i_{d0} + i_{d1} + i_{d2} + i'_{d1} + i'_{d2} = i_1 + i_2 + i_3 \quad (\text{III.22})$$

Les relations (III.05) et (III.22) permettant d'écrire :

$$i_{d0} = -(i_{d1} + i_{d2} + i'_{d1} + i'_{d2}) \quad (III.23)$$

où l'expression du courant i_{d0} :

$$i_{d0} = -(F_{11}^{b'} + F_{11}^b + F_{10}^{b'} + F_{10}^b).i_1 - (F_{21}^{b'} + F_{21}^b + F_{20}^{b'} + F_{20}^b).i_2 - (F_{31}^{b'} + F_{31}^b + F_{30}^{b'} + F_{30}^b).i_3 \quad (III.24)$$

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes, on définit son vecteur d'état par : $[U_{c1} \ U_{c2} \ U'_{c1} \ U'_{c2} \ i_1 \ i_2 \ i_3]'$ et ses entrées internes par $[V_A \ V_B \ V_C \ i_{d1} \ i_{d2} \ i'_{d1} \ i'_{d2} \ i_{d0}]'$

* Relation de conversion simple :

Cette relation est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ U'_{c1} \\ U'_{c2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (III.25)$$

On appellera $(N(t))$ donnée par (III.27) matrice de conversion simple

* Relation de conversion composée :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ U'_{c1} \\ U'_{c2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (III.26)$$

On appellera $(M(t))$ donnée par (III.28) matrice de conversion composée



III.4 Stratégies de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes

Pour maintenir le courant à la sortie de l'onduleur autour de sa référence, deux techniques de commande peuvent être utilisées [26].

- 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 [7].

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 [11].

III.4.1 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 ($\epsilon_k = I_k - I_{réf,k}$).

L'erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis. Dès que l'erreur atteinte 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 [5] [15].



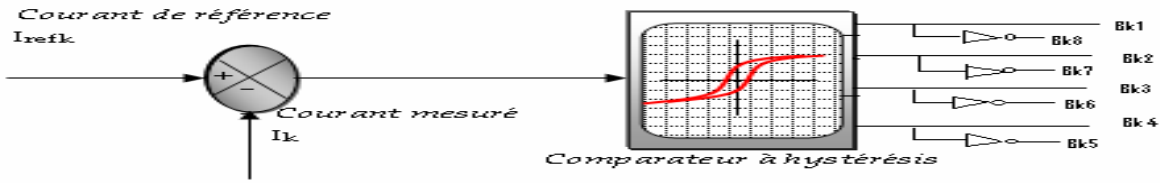


Fig (III.6) Commande par hystérésis pour l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes

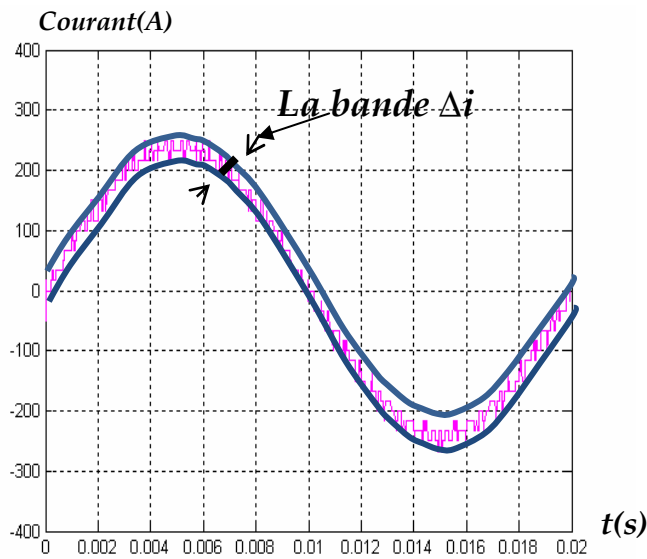


Fig (III.7) Principe de contrôle des courants par la technique d'hystérésis

III.4.1.1- Algorithme de commande

On désigne par ϵ_k l'écart entre le courant réel i_k et le courant de référence i_{refk} tel que

$$\epsilon_k = i_k - i_{refk} \quad (k=1, 2, 3) \tag{III.29}$$

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

$$\begin{cases} si \ \epsilon_k \geq 2\Delta i \Rightarrow B_{k1} = 0; B_{k2} = 0; B_{k3} = 0; B_{k4} = 0 \\ si \ \Delta i < \epsilon_k < 2\Delta i \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 0; B_{k3} = 0; B_{k4} = 0 \\ si \ -2\Delta i < \epsilon_k < -\Delta i \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 1; B_{k3} = 1; B_{k4} = 0 \\ si \ \epsilon_k < -2\Delta i \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 1; B_{k3} = 1; B_{k4} = 1 \\ sin \ on \ la \ commande \ des \ semi - conducteur \ s \ reste \ inchangée \end{cases} \tag{III .30}$$

Δi : la largeur de la bande d'hystérésis.

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 [5] [7]:

- 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 [7].

III.4.2 Commande triangulo-sinusoïdale à une porteuse unipolaire

pour déterminer en temps réel les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à l'électronique de commande analogique ou numérique ou les deux simultanément la Modulation de Largeur d'impulsion (Pulse Width Modulation) nous permet cette détermination. Son principe consiste à utiliser les intersection d'une onde de référence ou modulant (qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir) généralement sinusoïdale, avec une onde de modulation ou porteuse, généralement triangulaire. D'où l'appellation triangulo- sinusoïdale [24].

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 $\left[m = \frac{f_p}{f} \right]$

- Le taux de modulation r est le rapport de l'amplitude V_m de la tension de référence à l'amplitude U_{pm} de la porteuse $\left[r = \frac{V_m}{2U_{pm}} \right]$

Lorsque m est entier, la modulation est synchrone et asynchrone dans le cas contraire [15].

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé à cinq niveaux diodes flottantes qui permettent d'obtenir un système de tension triphasé équilibré direct ou inverse , ainsi que la porteuse triangulaire (figure. III.8) sont données par les équations suivantes :



$$\begin{cases} V_{réf1} = V_m \cdot \sin(\omega.t - \varphi). \\ V_{réf2} = V_m \cdot \sin(\omega.t - \varphi - 2\pi/3 \text{ marche}) \\ V_{réf3} = V_m \cdot \sin(\omega.t - \varphi - 4\pi/3 \text{ marche}) \end{cases} \quad (III.31)$$

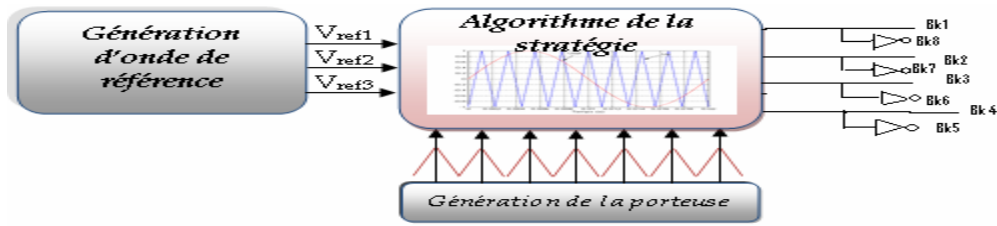


Fig (III.8) Principe de la stratégie de commande triangulo-sinusoidale

$$U_p(t) = \begin{cases} 2U_{pm} \frac{t}{T_p}; & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ 2U_{pm} \left(1 - \frac{t}{T_p}\right); & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (III.32)$$

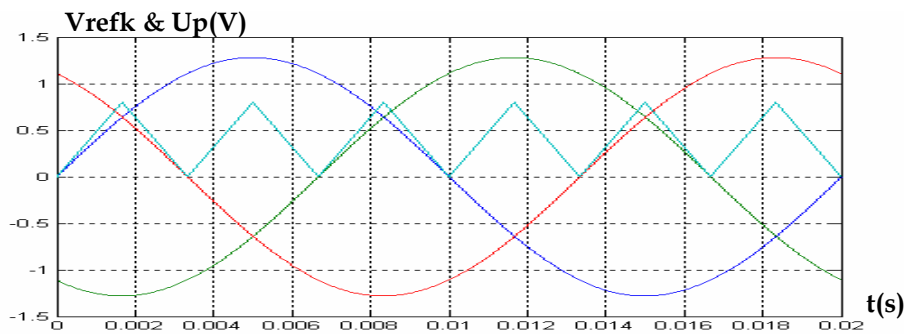


Figure III.9- Les différents signaux de la stratégie triangulo- sinusoidale à une seule porteuse (m=6,r=0.8)

III.4.2.1- Algorithme de commande :

L'algorithme de commande pour un bras k de cet onduleur est le suivant :

$$\begin{cases} C1 : (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \ \& \ (|V_{refk}| \leq U_p) & \Rightarrow B_{k1} = 1 \ . \ B_{k2} = 1 \ . \ B_{k3} = 0 \ . \ B_{k4} = 0 \\ C2 : (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \ \& \ (|V_{refk}| > U_p) \ \& \ (V_{refk} > 0) & \Rightarrow B_{k1} = 1 \ . \ B_{k2} = 1 \ . \ B_{k3} = 1 \ . \ B_{k4} = 0 \\ C3 : (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \ \& \ (|V_{refk}| > U_p) \ \& \ (V_{refk} < 0) & \Rightarrow B_{k1} = 1 \ . \ B_{k2} = 0 \ . \ B_{k3} = 0 \ . \ B_{k4} = 0 \\ C4 : (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \ \& \ (|V_{refk}| \leq U_p) \ \& \ (V_{refk} > 0) & \Rightarrow B_{k1} = 1 \ . \ B_{k2} = 1 \ . \ B_{k3} = 0 \ . \ B_{k4} = 0 \\ C5 : (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \ \& \ (|V_{refk}| \leq U_p) \ \& \ (V_{refk} < 0) & \Rightarrow B_{k1} = 1 \ . \ B_{k2} = 0 \ . \ B_{k3} = 0 \ . \ B_{k4} = 0 \\ C6 : (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \ \& \ (|V_{refk}| > U_p) \ \& \ (V_{refk} > 0) & \Rightarrow B_{k1} = 1 \ . \ B_{k2} = 1 \ . \ B_{k3} = 1 \ . \ B_{k4} = 1 \\ C7 : (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \ \& \ (|V_{refk}| > U_p) \ \& \ (V_{refk} < 0) & \Rightarrow B_{k1} = 0 \ . \ B_{k2} = 0 \ . \ B_{k3} = 0 \ . \ B_{k4} = 0 \end{cases} \quad (III.33)$$

avec : $V_{refk} = \begin{cases} V_{refk} - U_{pm} & \text{si } V_{refk} > 0 \\ V_{refk} + U_{pm} & \text{si } V_{refk} < 0 \end{cases}$

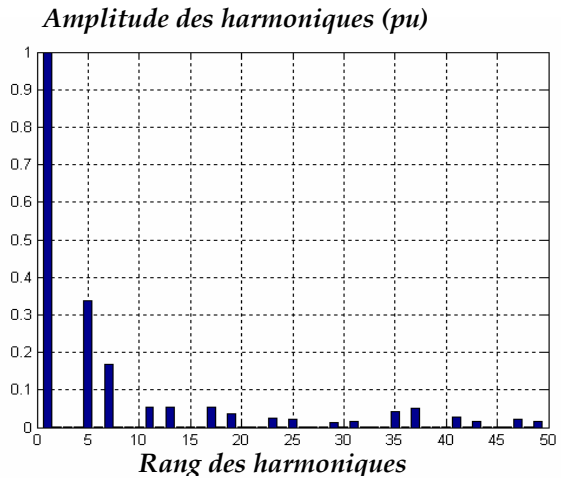
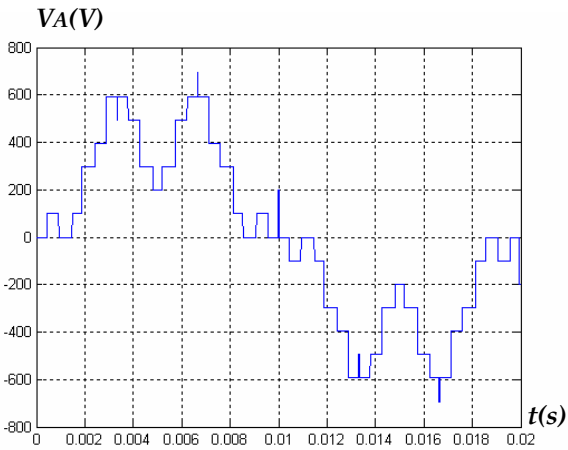
On déduit la tension de sortie de la phase k de l'onduleur par rapport au point milieu M de la source d'entrée à partir des impulsions de commande du système III.6 de cette stratégie :

$$\begin{cases}
 (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \& (|V_{refk}| \leq U_p) \Rightarrow V_{kM} = 0 \\
 (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \& (|V_{refk}| > U_p) \Rightarrow V_{kM} = \text{sign}(V_{refk}) U_c \\
 (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (|V_{refk}| \leq U_p) \Rightarrow V_{kM} = \text{sign}(V_{refk}) U_c \\
 (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (|V_{refk}| > U_p) \Rightarrow V_{kM} = \text{sign}(V_{refk}) 2U_c
 \end{cases}
 \tag{III. 34}$$

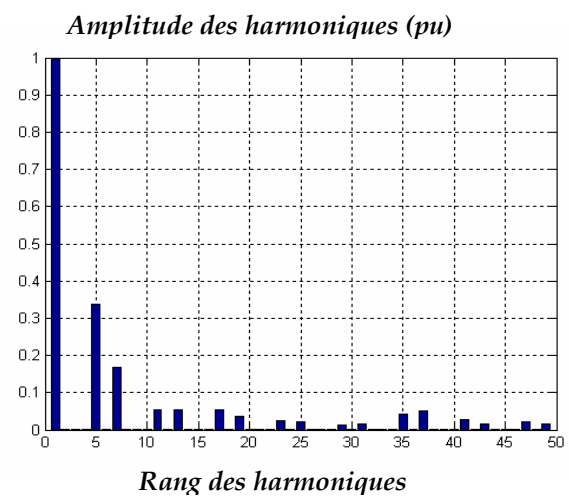
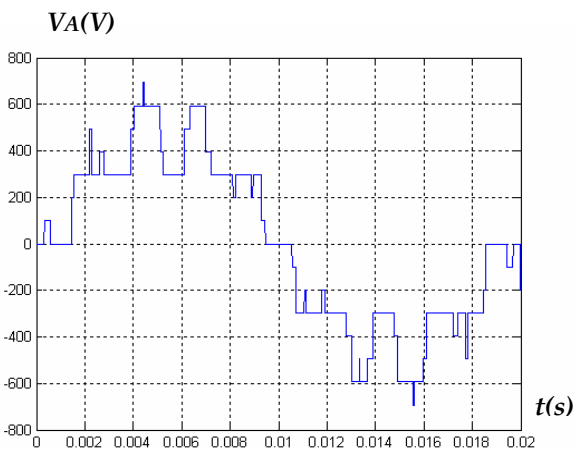
avec
$$\dot{V}_{refk} = \begin{cases} V_{refk} - U_{pm} & \text{si } V_{refk} > 0 \\ V_{refk} + U_{pm} & \text{si } V_{refk} < 0 \end{cases}$$

III.4.2.2- Résultats de simulation

III.4.2.2.A-pour (m = 6, r = 0.8)



III.4.2.2.B- pour (m = 9, r = 0.8)



III.4.2.2.C- pour (m = 36,r = 0.8)

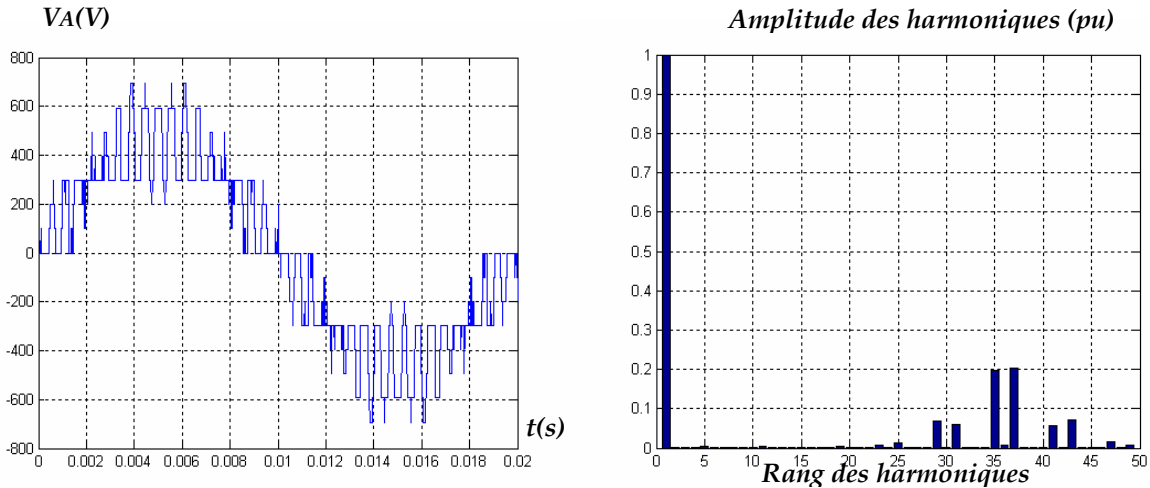


Figure III.10-La tension simple Va et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie triangulo - sinusoïdale à une seule porteuse.

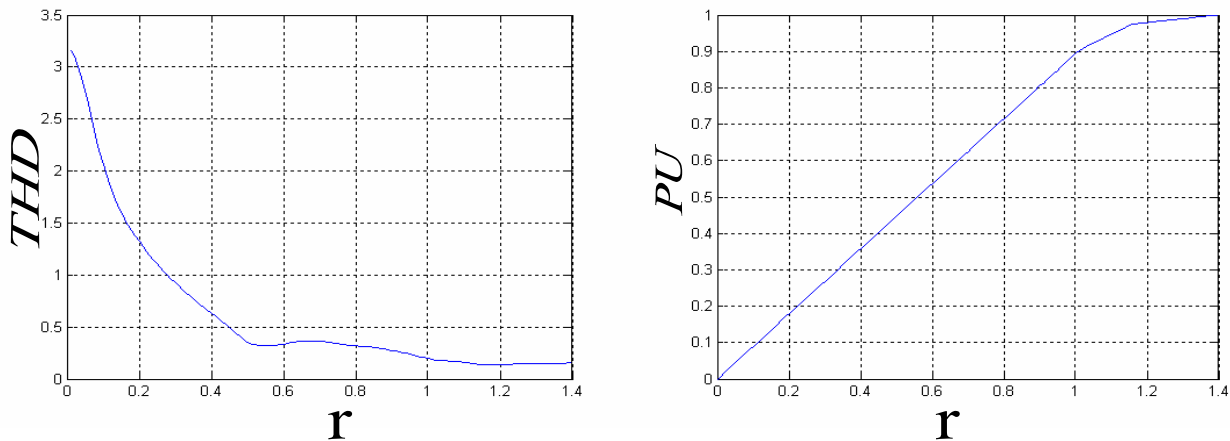


Figure III.11-La caractéristique de THD et la fondamentale en fonction de r avec la commande MLI à une seule porteuse (m=9).

Interprétation

On constate pour cette stratégie que :

- pour m pair, on a une symétrie par rapport à 2π et π , et donc seuls les harmoniques impairs existent (Figure III.10.a). Pour m impair, on n'a aucune symétrie et donc en plus des harmoniques impairs, des harmoniques pairs existent (Figure. III.10.b).
- Les harmoniques de tension se regroupent en famille centrée autour de la fréquence multiple de celle de la porteuse ($f_p = m \cdot f$). La première famille centrée autour de fréquence $m \cdot f$ est la plus importante de point de vue amplitude (Figure. III.10).
- l'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées (figure .III.10) et donc facilement filtrés.



III.4.3- Commande triangulo-sinusoidal à quatre porteuses

III.4.3.1- commande triangulo - sinusoidal à quatre porteuses en dents de scie bipolaire

Dans ce paragraphe on va présenter algorithm de commande pour la stratégie triangulo-sinusoidal à quatre porteuses en dents de scie bipolaires.

Comme pour la commande trianguulo-sinsusoidale à une seule porteuse, cette stratégie est aussi caractérisée par l'indice de modulation m et le taux de modulation r .

III.4.3.2- Algorithme de commande

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux et à fin d'améliorer le taux d'harmoniques, on utilise quarte porteuses en dents de scie bipolaires ($U_{p1}, U_{p2}, U_{p3}, U_{p4}$) déphasées d'un quart de période l'une par rapport à l'autre (Figure. III. 12) dont les équations sont données par le système suivant :

$$\left\{ \begin{aligned}
 U_{p1}(t) &= \left\{ U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} - 1 \right); 0 \leq t < T_p \right\} \\
 U_{p2}(t) &= \left\{ \begin{aligned}
 &U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} + \frac{1}{2} \right); 0 \leq t < \frac{T_p}{4} \\
 &U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} - \frac{3}{2} \right); \frac{T_p}{4} \leq t < T_p
 \end{aligned} \right\} \\
 U_{p3}(t) &= \left\{ \begin{aligned}
 &U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} \right); 0 \leq t < \frac{T_p}{2} \\
 &U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} - 2 \right); \frac{T_p}{2} \leq t < T_p
 \end{aligned} \right\} \\
 U_{p4}(t) &= \left\{ \begin{aligned}
 &U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} - \frac{1}{2} \right); 0 \leq t < \frac{3T_p}{4} \\
 &U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} - \frac{5}{2} \right); \frac{3T_p}{4} \leq t < T_p
 \end{aligned} \right\}
 \end{aligned} \right. \tag{III.35}$$

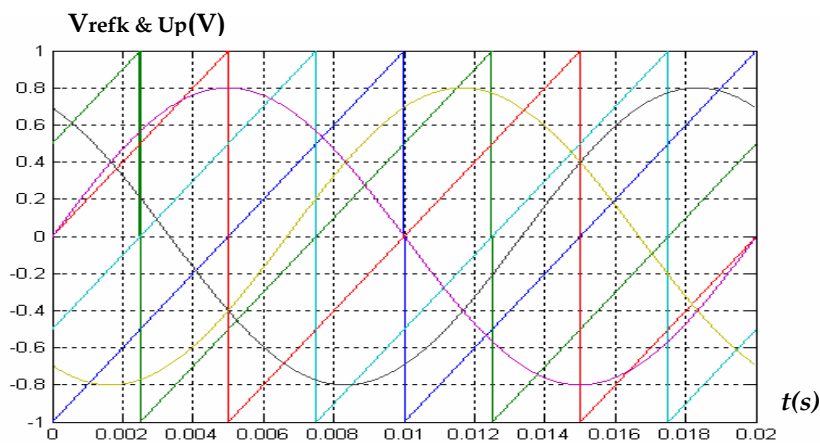


Figure. III.12- Les différents signaux de la stratégie de triangulo - sinusoidal à quatre porteuses dents de scie ($m=2,r=0.8$).

Pour cet algorithme, le coefficient de réglage r pour expression : $\left[r = \frac{V_m}{U_{pm}} \right]$

Cet algorithme peut être résumé aux deux étapes suivantes :

Première étape : Détermination des tensions intermédiaires ($V_{k1}, V_{k2}, V_{k3}, V_{k4}$) :

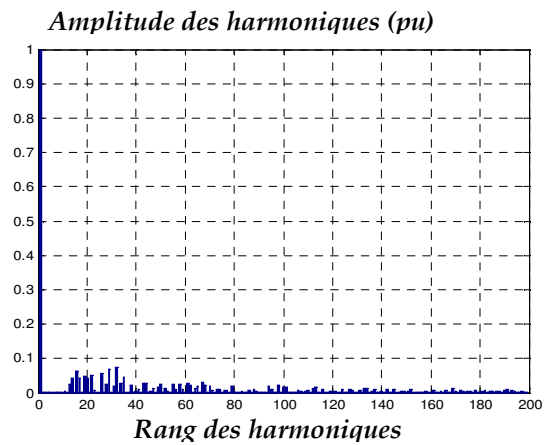
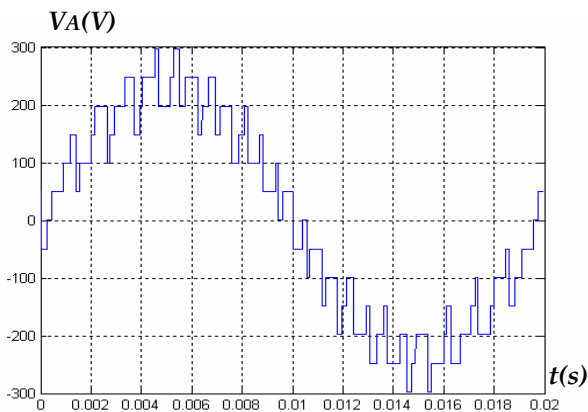
$$\left\{ \begin{array}{l} V_{rfe k} \geq U_{p4} \Rightarrow V_{k4} = 2U_c \\ V_{rfe k} < U_{p4} \Rightarrow V_{k4} = U_c \\ V_{rfe k} \geq U_{p3} \Rightarrow V_{k3} = U_c \\ V_{rfe k} < U_{p3} \Rightarrow V_{k3} = 0 \end{array} \right\}, \left\{ \begin{array}{l} V_{rfe k} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{k2} = 0 \\ V_{rfe k} < U_{p2} \Rightarrow V_{k2} = -U_c \\ V_{rfe k} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = -U_c \\ V_{rfe k} < U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = -2U_c \end{array} \right\} \quad (III.36)$$

Deuxième étape: Détermination du signal V_{kM} et des ordres de commande B_{ks} des interrupteurs

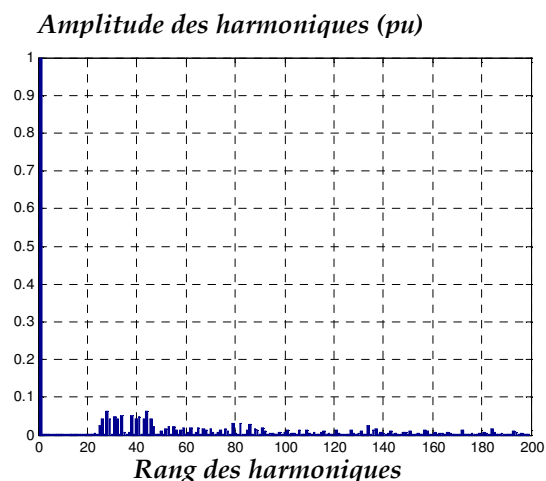
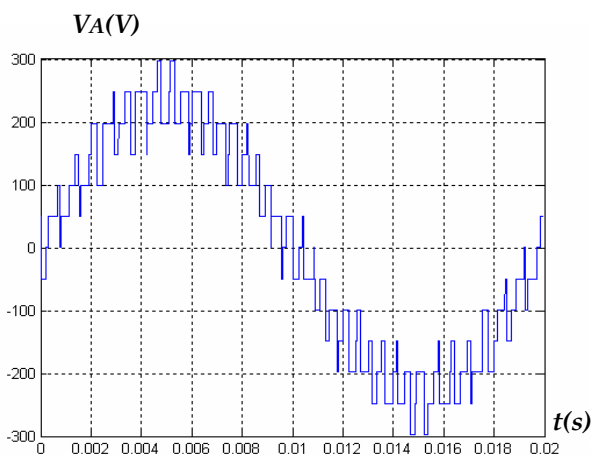
$$\left\{ \begin{array}{l} V_{kM} = V_{k1} + V_{k2} + V_{k3} + V_{k4} \\ V_{kM} = 2U_c \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 1, B_{k4} = 1 \\ V_{kM} = U_c \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 1, B_{k4} = 0 \\ V_{kM} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 0, B_{k4} = 0 \\ V_{kM} = -U_c \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0, B_{k3} = 0, B_{k4} = 0 \\ V_{kM} = -2U_c \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0, B_{k3} = 0, B_{k4} = 0 \end{array} \right\} \quad (III.37)$$

III.4.3.3- Résultats de simulation

III.4.3.3.A- pour ($m = 6, r = 0.8$)



III.4.3.3. B- pour ($m = 9, r = 0.8$)



III.4.3.3.C- pour (m =36,r = 0.8)

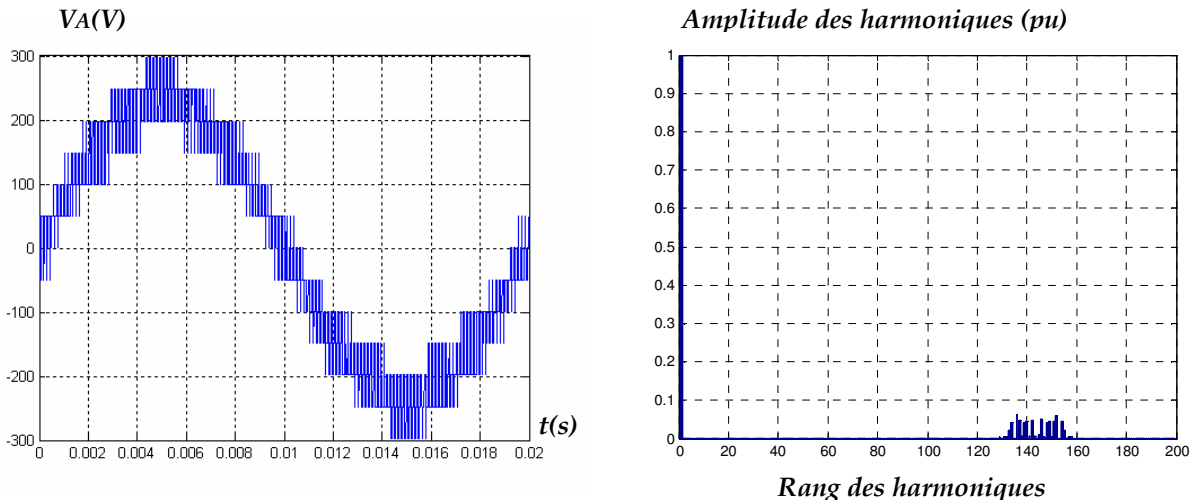


Figure III.13-La tension simple Va et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes commandé par la stratégie triangulo - sinusoïdale à quatre porteuses en dents de scie.

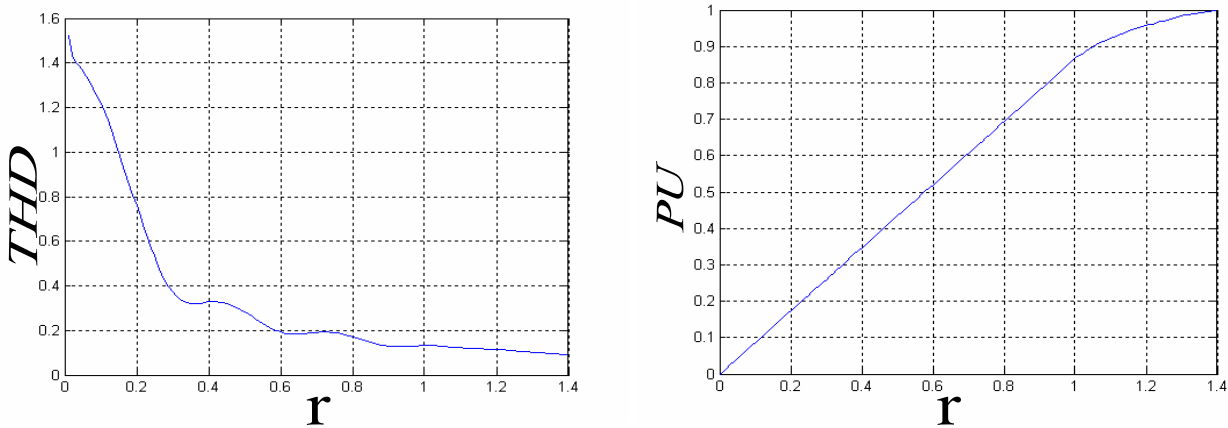


Figure III.14 la caractéristique de THD et la fondamentale en fonction de r avec la commande MLI à quatre porteuses en dents de scie (m=9).

Interprétation

On constate pour cette stratégie que :

Pour toutes les valeurs de l'indice de modulation **m**, on n'a aucune symétrie et donc en plus des harmonique impaires, des harmonique paires existent (Figure III .13)

Les harmonique de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence ($f_p = 4.m.f$) (figure III. 13).

La première famille centrée autour de la fréquence $4.m.f$ est la plus importante du point de vue amplitude. L'augmentation de l'indice de modulation **m** permet de pousser les harmonique vers les fréquences élevées et donc facilement filtrés (Figure III .13).



Le taux de modulation r permet, comme pour la stratégie à une seule porteuse, un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $r = 0$ à $r = 1$ (Figure III. 14).

III.5-Conclusion

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

On a montré également que l'onduleur triphasé à cinq niveaux est la mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux et donc de deux onduleurs trois niveaux.

En générale, la première partie permet de donner une idée globale sur la modélisation de tous les onduleurs à niveaux multiples à diodes flottantes.

Nous avons aussi présenté l'aspect théorique des deux principales stratégies de commande généralement employées pour la commande d'onduleur à structure à cinq niveaux à diodes flottantes, 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 cinq niveaux à diodes flottantes présente deux avantages :

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

$$\begin{aligned}
[\mathbf{N}(t)] = & \begin{bmatrix} \frac{1}{3} \left[2F_{11}^b + F_{11}^b - (F_{21}^b + F_{21}^b) - (F_{31}^b + F_{31}^b) \right] & \frac{1}{3} \left[2F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b \right] & -\frac{1}{3} \left[2F_{10}^b + F_{10}^b - (F_{20}^b + F_{20}^b) - (F_{30}^b + F_{30}^b) \right] & -\frac{1}{3} \left[2F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b \right] & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} \left[-(F_{11}^b + F_{11}^b) + 2F_{21}^b + F_{21}^b - (F_{31}^b + F_{31}^b) \right] & \frac{1}{3} \left[-F_{11}^b + 2F_{21}^b - F_{31}^b \right] & -\frac{1}{3} \left[-(F_{10}^b + F_{10}^b) + 2F_{20}^b + F_{20}^b - (F_{30}^b + F_{30}^b) \right] & -\frac{1}{3} \left[-F_{10}^b + 2F_{20}^b - F_{30}^b \right] & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} \left[-(F_{11}^b + F_{11}^b) - (F_{21}^b + F_{21}^b) + 2F_{31}^b + F_{31}^b \right] & \frac{1}{3} \left[-F_{11}^b - F_{21}^b + 2F_{31}^b \right] & -\frac{1}{3} \left[-(F_{10}^b + F_{10}^b) - (F_{20}^b + F_{20}^b) + 2F_{30}^b + F_{30}^b \right] & -\frac{1}{3} \left[-F_{10}^b - F_{20}^b + 2F_{30}^b \right] & 0 & 0 & 0 \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & -\left[F_{11}^b + F_{11}^b + F_{10}^b + F_{10}^b \right] & -\left[F_{21}^b + F_{21}^b + F_{20}^b + F_{20}^b \right] & -\left[F_{31}^b + F_{31}^b + F_{30}^b + F_{30}^b \right] \end{bmatrix} \quad (\text{III.27})
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
[\mathbf{M}(t)] = & \begin{bmatrix} \left[(F_{11}^{b'} + F_{11}^{b'}) - (F_{21}^{b'} + F_{21}^{b'}) \right] & \left[F_{11}^b - F_{21}^b \right] & -\left[(F_{10}^{b'} + F_{10}^{b'}) - (F_{20}^{b'} + F_{20}^{b'}) \right] & -\left[F_{10}^b - F_{20}^b \right] & 0 & 0 & 0 \\ \left[(F_{11}^{b'} + F_{11}^{b'}) - (F_{31}^{b'} + F_{31}^{b'}) \right] & \left[F_{21}^b - F_{31}^b \right] & -\left[(F_{20}^{b'} + F_{20}^{b'}) - (F_{30}^{b'} + F_{30}^{b'}) \right] & -\left[F_{20}^b - F_{30}^b \right] & 0 & 0 & 0 \\ \left[-(F_{11}^{b'} + F_{11}^{b'}) + 2(F_{31}^{b'} + F_{31}^{b'}) \right] & \left[-F_{11}^b + F_{31}^b \right] & -\left[-(F_{10}^{b'} + F_{10}^{b'}) + (F_{30}^{b'} + F_{30}^{b'}) \right] & -\left[-F_{10}^b + F_{30}^b \right] & 0 & 0 & 0 \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{11}^{b'} & F_{21}^{b'} & F_{31}^{b'} \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{10}^{b'} & F_{20}^{b'} & F_{30}^{b'} \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & -\left[F_{11}^{b'} + F_{11}^{b'} + F_{10}^{b'} + F_{10}^{b'} \right] & -\left[F_{21}^{b'} + F_{21}^{b'} + F_{20}^{b'} + F_{20}^{b'} \right] & -\left[F_{31}^{b'} + F_{31}^{b'} + F_{30}^{b'} + F_{30}^{b'} \right] \end{bmatrix} \quad (\text{III.28})
\end{aligned}$$



Chapitre IV

COMPENSATION DES
COURANTS HARMONIQUES
ET EQUILIBRAGE DES TENSIONS
D'ENTREE DE L'ONDULEUR

IV.1 Introduction :

Le travail présenté précédemment est appliqué pour une charge RL, en réalité on travaille avec des charges actives tel que les moteurs à courant continu. Pour cela on doit modéliser cette charge (MCC). Ensuite on applique le filtre actif qui est un onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes pour compenser les courants harmoniques.

Enfin, on va montrer le problème posé par les onduleurs multi-niveaux qui est l'instabilité des tensions d'entrée. Pour résoudre ce problème on applique deux méthodes à savoir : l'augmentation des capacités et l'utilisation d'un pont de Clamping.

IV.2 Modélisation du moteur à courant continu à excitation séparée

Un moteur à courant continu à excitation séparée comporte un induit schématisé par un circuit R,L, et E (fig IV.1) et une excitation permettant d'avoir un flux schématisé par un circuit R_e, L_e (fig IV.2)

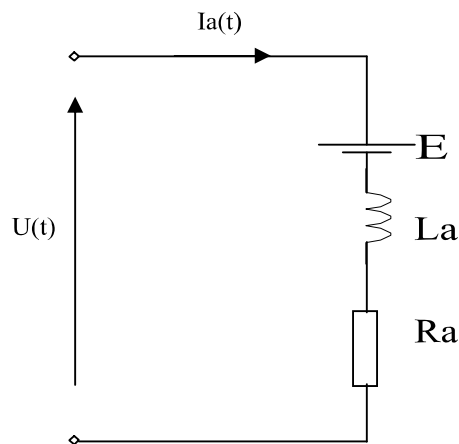


Fig. IV.1

Schéma électrique équivalent de l'induit du moteur à courant continu.

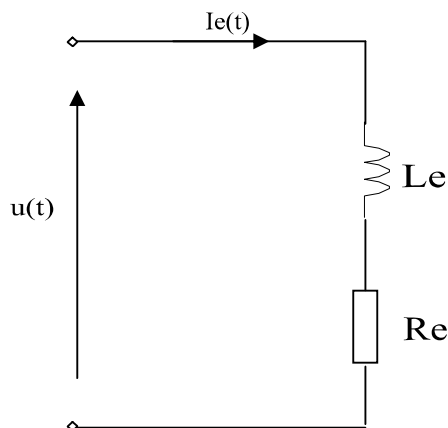


Fig. IV.2

Schéma électrique équivalent de l'inducteur du moteur à courant continu

Les équations régissant le fonctionnement du moteur de la fig.IV.1 et fig.IV.2 sont les suivantes.

Domaine temporel

Domaine de Laplace

$$U(t) = E(t) + R_a I_a(t) + L_a \frac{dI_a}{dt} \qquad U(p) = E(p) + R_a I_a(p) + L_a p I_a(p) \qquad (IV.1)$$

$$E(t) = K\Phi(t)\Omega(t) \qquad E(p) = K\Phi(p)\Omega(p) \qquad (IV.2)$$

$$C_m(t) = K\Phi(t) I_a(t) \qquad C_m(p) = K\Phi(p) I_a(p) \qquad (IV.3)$$

$$\Phi(t) = L_e I_e(t) \qquad \Phi(p) = L_e I_e(p) \qquad (IV.4)$$

$$u(t) = L_e \frac{dI_e}{dt} + R_e I_e(t) \qquad u(p) = L_e p I_e(p) + R_e I_e(p) \qquad (IV.5)$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_m(t) - f\Omega(t) - Cr \qquad J \frac{d\Omega}{dt} = C_m(p) - f\Omega(p) - Cr \qquad (IV.6)$$

Et puisque la machine est à excitation séparée on considère que le flux inducteur est maintenu constant, par l'utilisation soit d'un aimant permanent pour la création directe du flux, soit d'une source de courant réglée.

$$I_e(t) = C^{te} \Rightarrow \Phi(t) = C^{te} = \Phi_0 \qquad (IV.7)$$

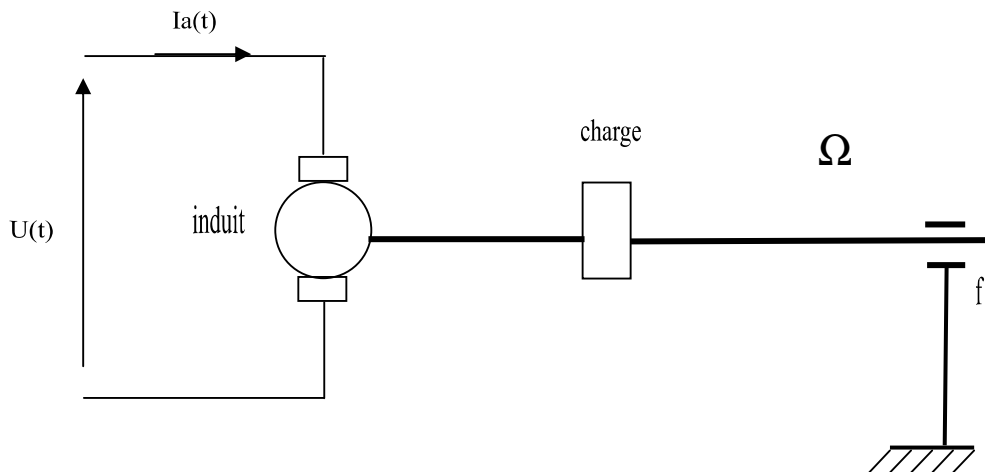


Fig.IV.3 schéma de principe de la commande par l'induit.

$$\text{On a } C_m(t) = K\Phi(t) I_a(t) \qquad (IV.8)$$

$$\text{Avec : } \Phi(t) = \Phi_0 \qquad (IV.9)$$

Donc on peut écrire : $C_m(t) = K' I_a(t)$ (IV.10)

Avec : $K' = K \cdot \Phi_0$ (IV.11)

A l'aide des relations (IV.1), (IV.2), (IV.6), et (IV.9) on peut construire le diagramme fonctionnel du moteur (fig.IV.4).

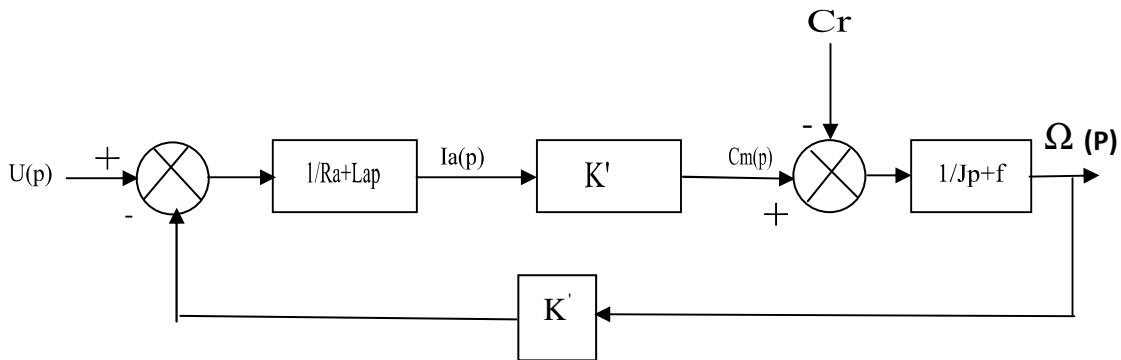


Fig.IV.4 Diagramme fonctionnel de la commande par l'induit.

IV.2.1. Modèle d'état du moteur

A partir de (IV.1), (IV.2), (IV.6), (IV.10), et (IV.11) on peut déduire le modèle du MCC:

$$\begin{pmatrix} \frac{dI_a}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{-R_a}{L_a} & \frac{-K'}{L_a} \\ \frac{K'}{J} & \frac{-f}{J} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_a \\ \Omega \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_a} \\ 0 \end{pmatrix} U + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{-1}{J} \end{pmatrix} Cr \quad (IV.12)$$

IV.3. Association réseau - charge non linéaire - onduleur

Dans cette partie, notre étude va porter sur le système complet composé d'un réseau équilibré alimentant un redresseur triphasé (PD3) à diodes et d'un onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes dont le schéma du circuit de puissance est donné sur la figure (IV.5). A partir de l'identification, on obtient les courants de référence nécessaires à la commande de l'onduleur par les deux stratégies qui permettent au filtre actif de générer les composantes harmoniques pour rendre les courants du réseau sinusoïdaux.

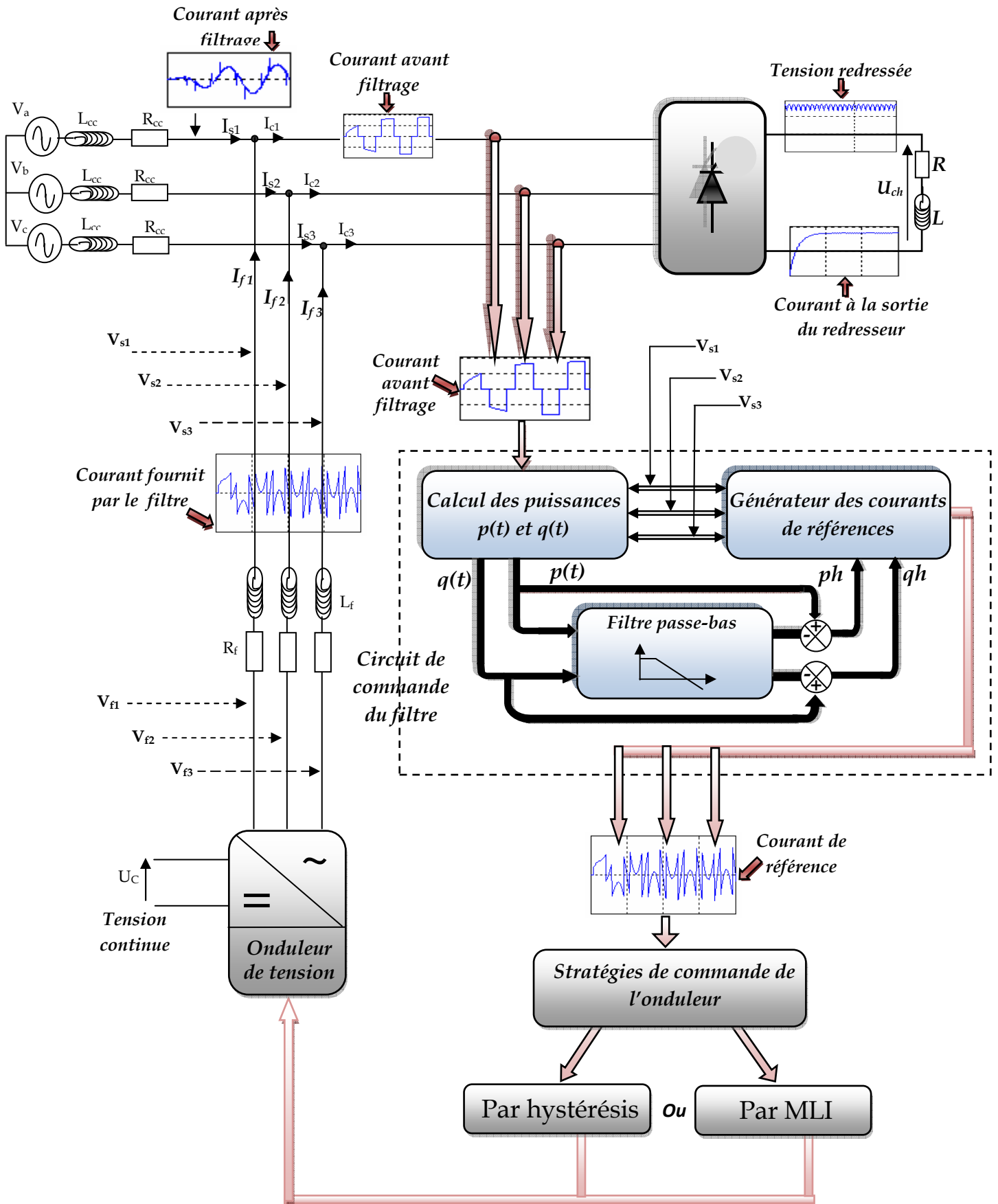
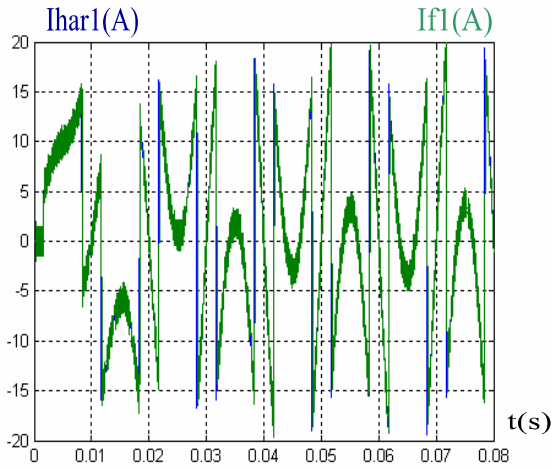


Fig (IV.5)
Association réseau-charge non linéaire-onduleur

IV.3.1 Résultats de simulation avec charge RL

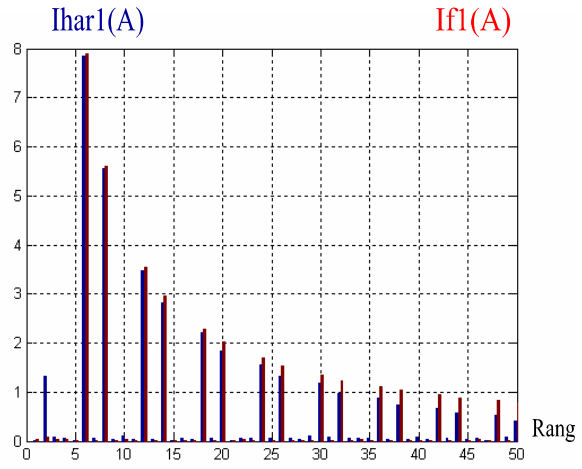
IV.3.1.1. Commande par hystérésis

IV.3.1.1.A-Pour une bande $\Delta i=1A$



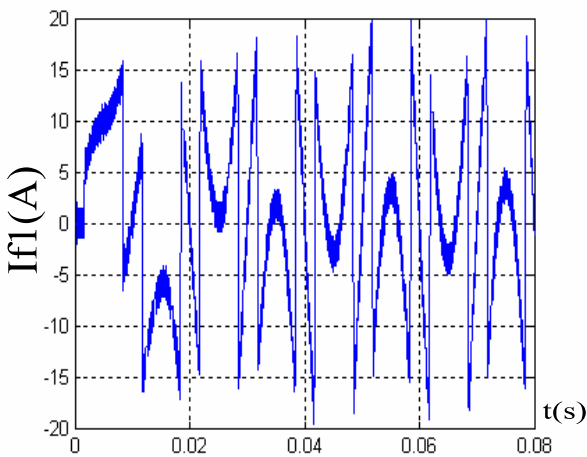
Fig(IV.6)

Courant Ihar1 identifié et le courant injecté par l'andueur



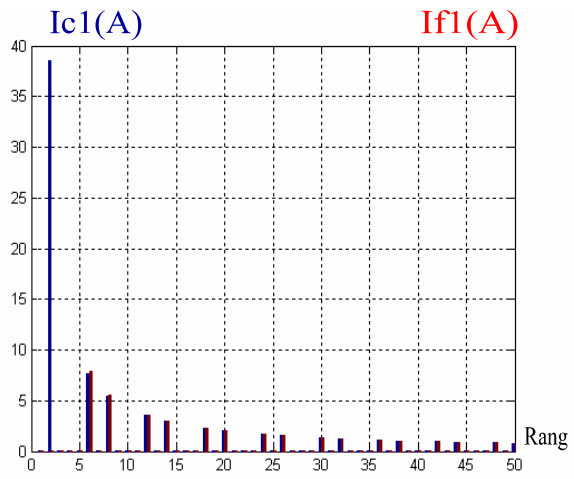
Fig(IV.7)

Représentation spectrale du courant If1et Ihar1



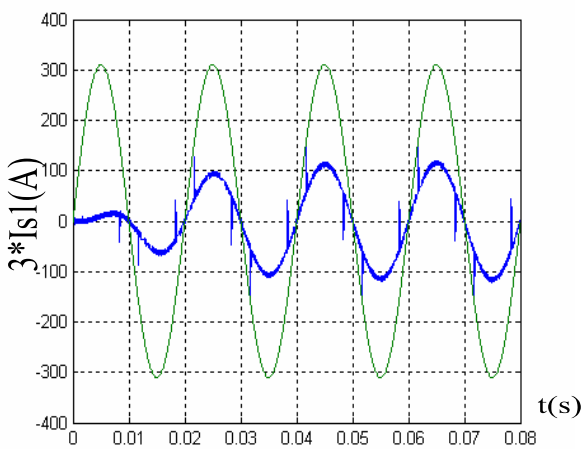
Fig(IV.8)

Courant Ihar1 identifié



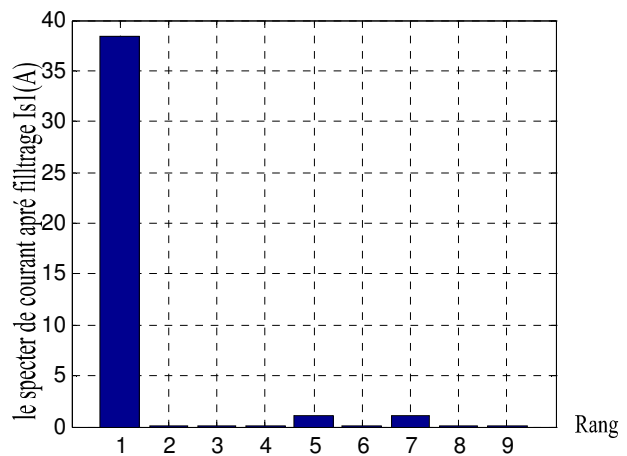
Fig(IV.9)

Représentation spectrale de Ic1et If1



Fig(IV.10)

Tension et courant de source après filtrage

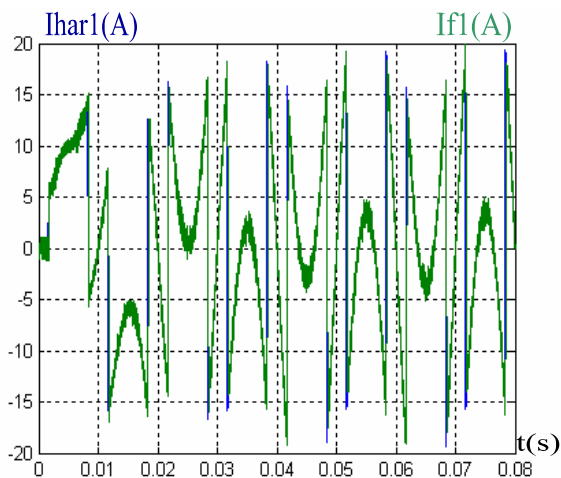


Fig(IV.11)

Représentation spectrale de courant de source après filtrage

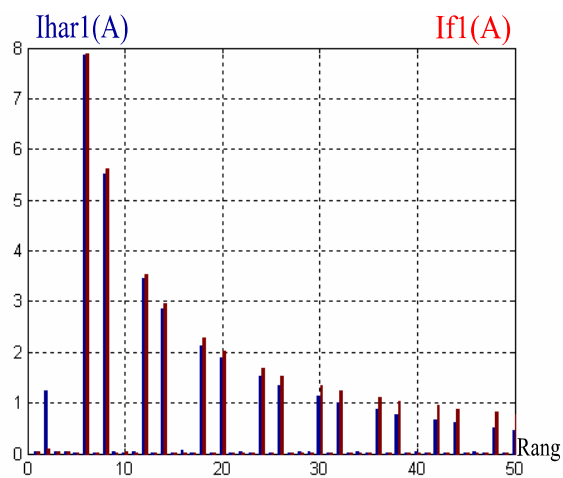


IV.3.1.1.B-Pour une bande $\Delta i=0.1A$



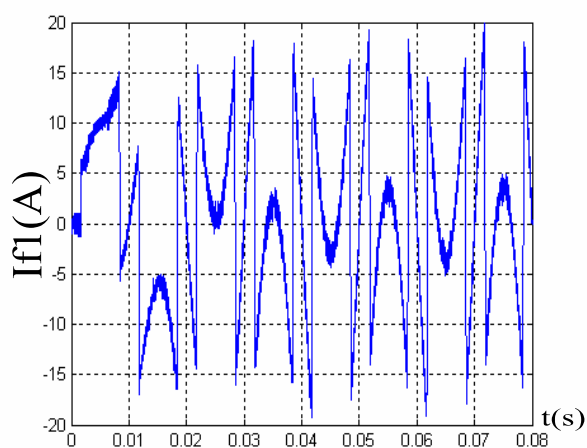
Fig(IV.12)

Courant I_{har1} identifié et le courant injecté par l'onduleur



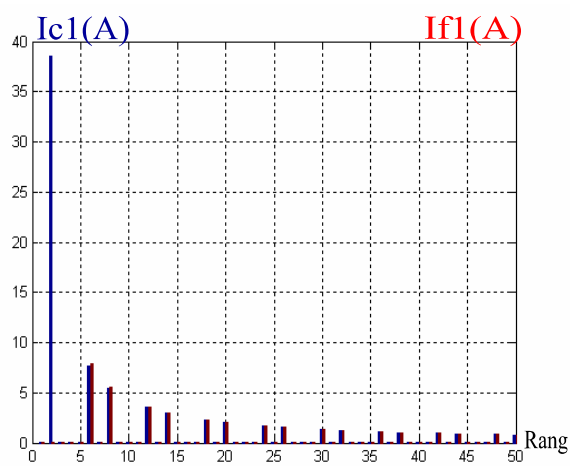
Fig(IV.13)

Représentation spectrale du courant I_{f1} et I_{har1}



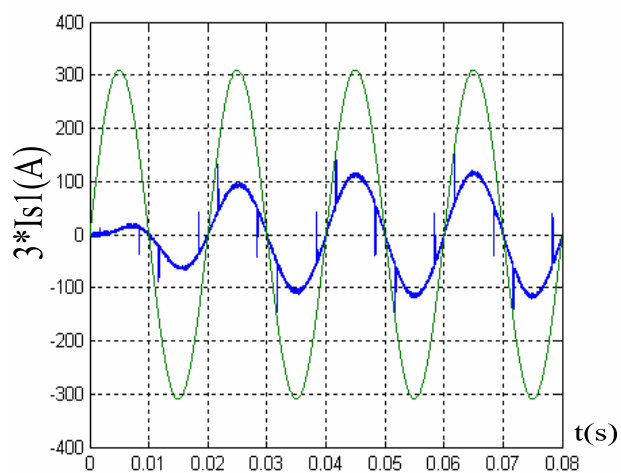
Fig(IV.14)

Courant I_{har1} identifié



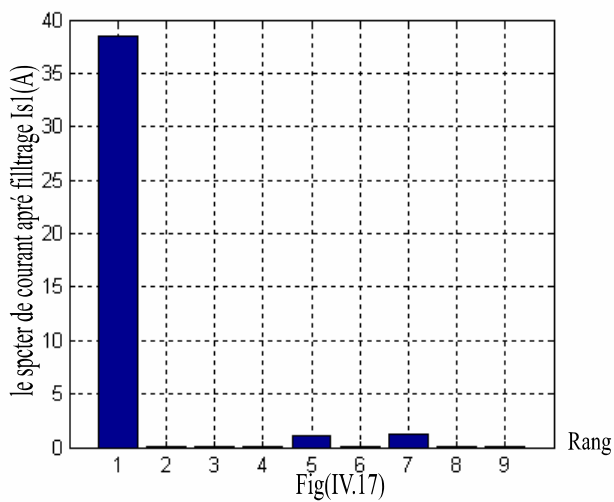
Fig(IV.15)

Représentation spectrale de I_{c1} et I_{f1}



Fig(IV.16)

Tension et courant de source après filtrage



Fig(IV.17)

Représentation spectrale de courant de source après filtrage

IV.3.1.2. Pour la commande à MLI

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

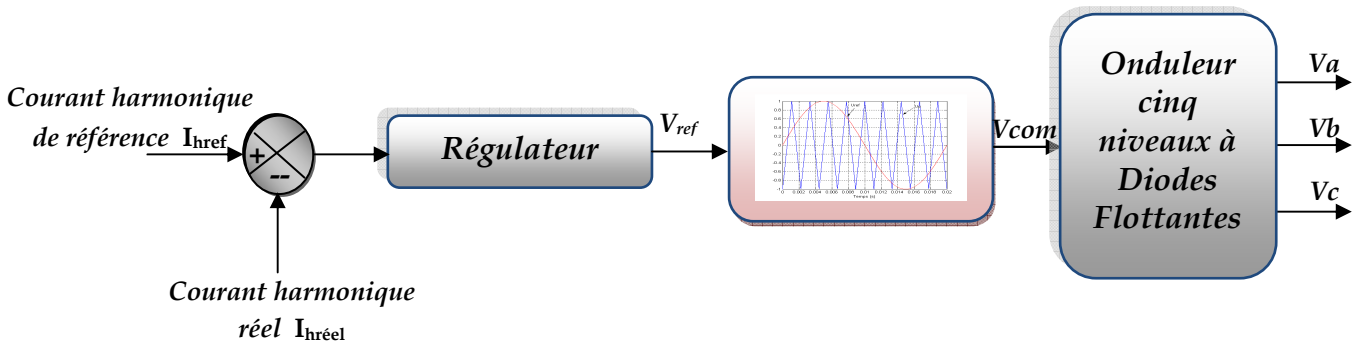
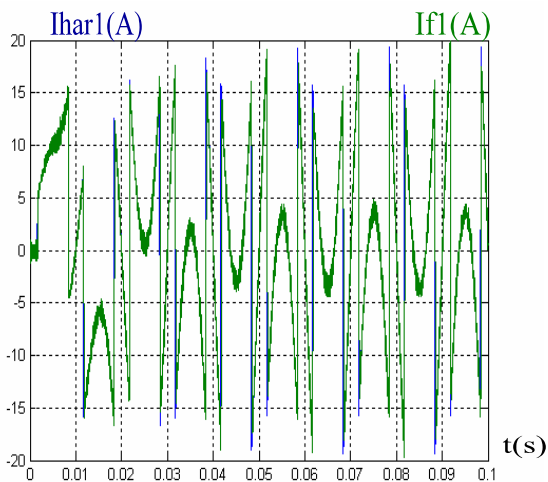


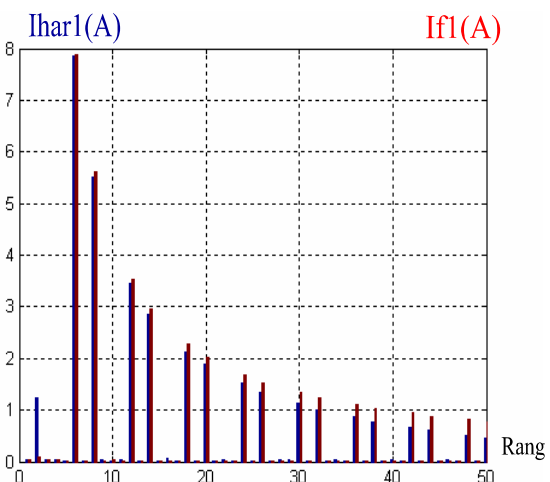
Fig (IV.18)
Diagramme fonctionnel de la commande triangulo - sinusoidale MLI

MLI à 4 porteuses en dent de scie (bipolaire)

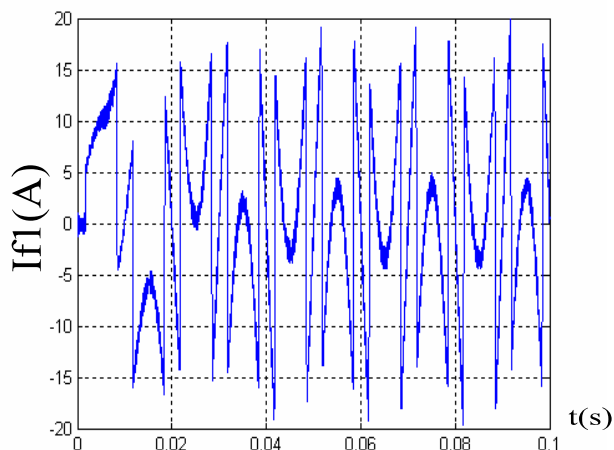
IV.3.1.2.A- Pour $m=6$



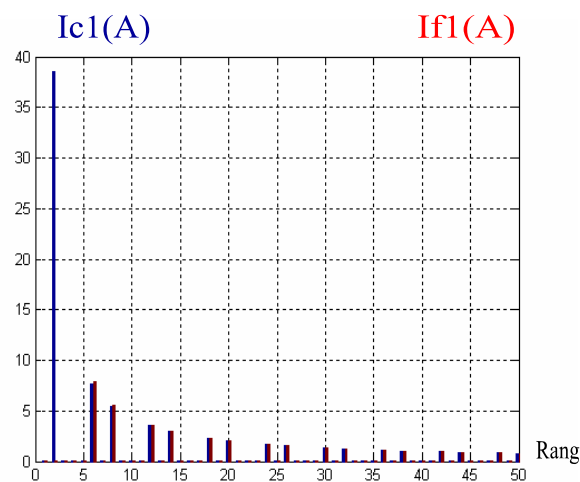
Fig(IV.19)
Courant I_{har1} identifié et le courant ingectée par l'anduleur



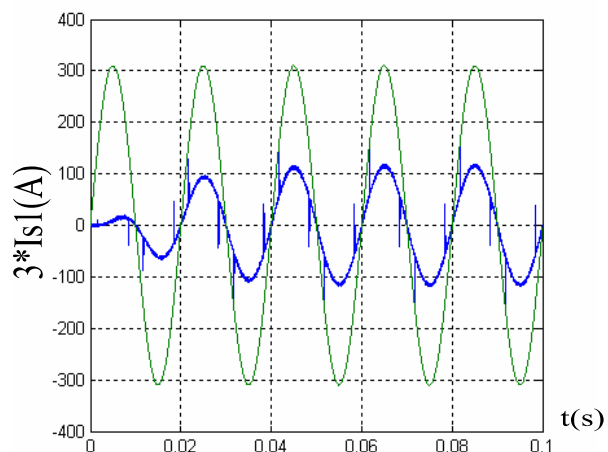
Fig(IV.20)
Représentation spectrale du courant I_{f1} et I_{har1}



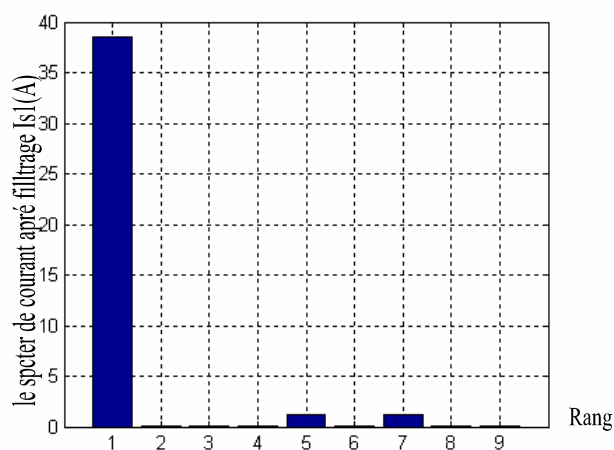
Fig(IV.21)
Courant Ihar1 identifié



Fig(IV.22)
Représentation spectrale de charge Ic1 et If1

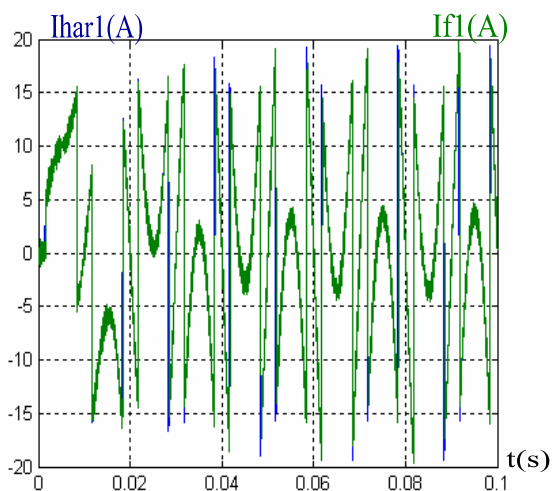


Fig(IV.23)
Tension et courant de source après filtrage

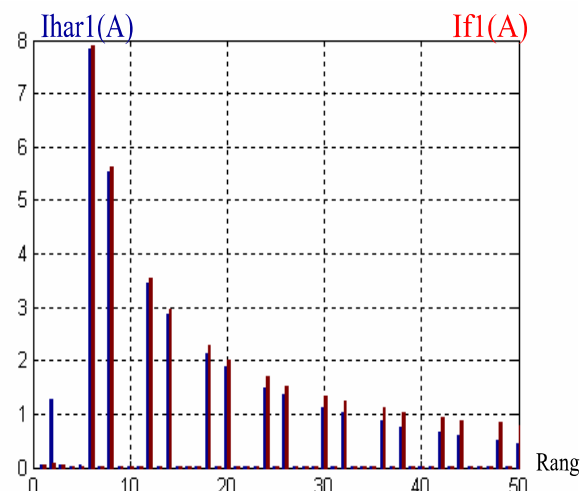


Fig(IV.24)
Représentation spectrale de courant de source après filtrage

IV.3.1.2.B-Pour $m=36$

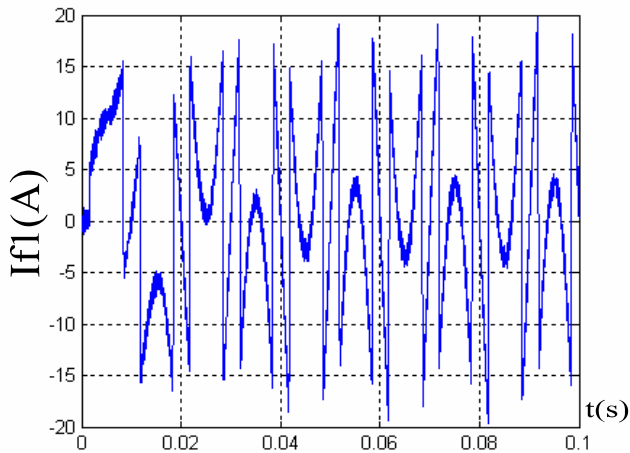


Fig(IV.25)
Courant Ihar1 identifié et le courant ingécté par l'anduleur

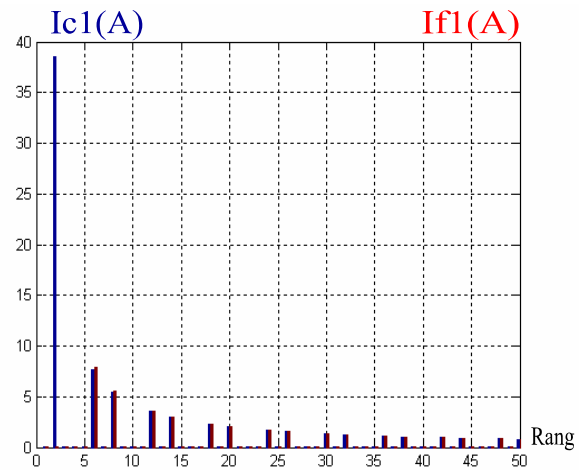


Fig(IV.26)
Représentation spectrale du courant If1 et Ihar1

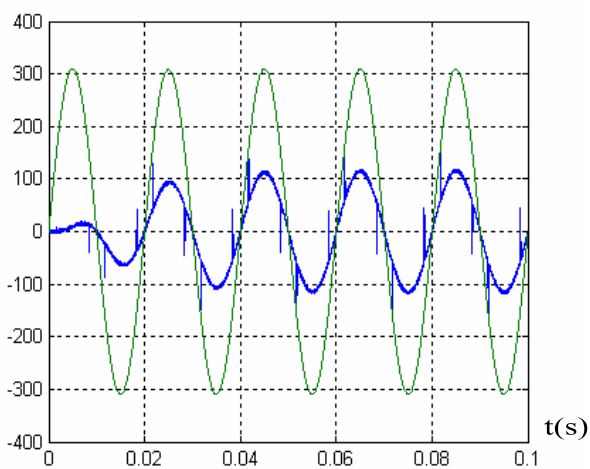




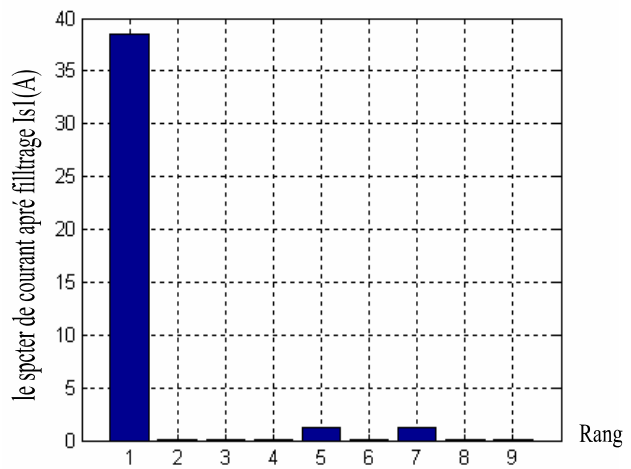
Fig(IV.27)
Courant Ihar1 identifié



Fig(IV.28)
Représentation spectrale de Ic1 et If1



Fig(IV.29)
Tension et courant de source après filtrage



Fig(IV.30)
Représentation spectrale de courant de source après filtrage

Interprétation

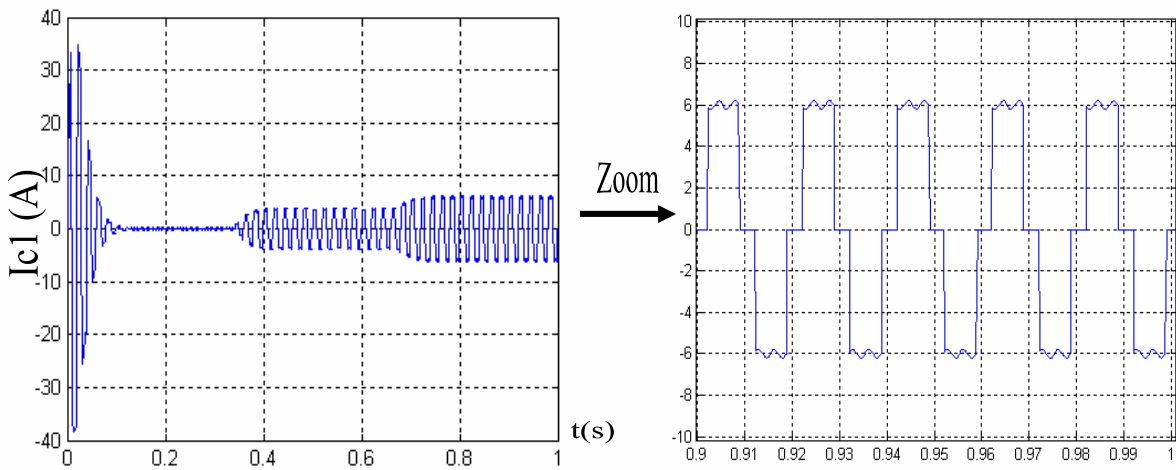
- Les deux premières figures de chaque application montrent le courant harmonique injecté par l'onduleur sur le réseau et la comparaison, entre ce courant et celui de référence.
- Les deux dernières figures de chaque technique de commande montrent l'amélioration de la forme des courants de source après filtrage et son spectre fréquentielle [pour $m=6$, ($THD_{av}=30.03\%$, $THD_{ap}=14.67\%$)].
- L'augmentation du rapport de modulation m nous permet 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'améliorer les formes des courants de réseau (presque sinusoïdaux). [de THD=4.314% à THD=4.28%]
- La présence des pics au niveau des courants de source après filtrage revient au choix de l'inductance du filtre utilisé.

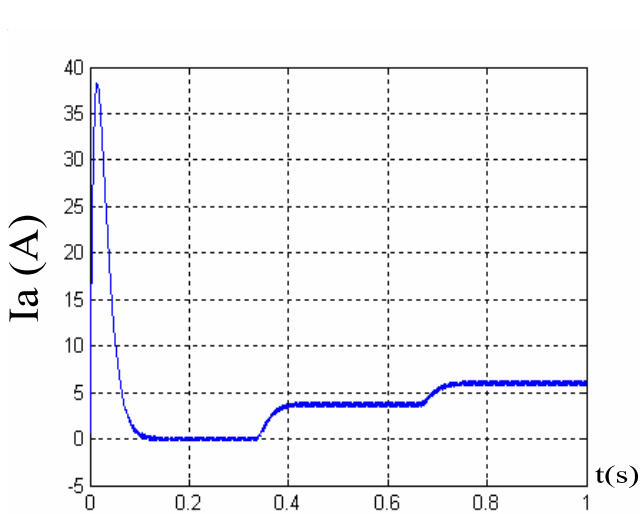
NB :

Afin de valider le fonctionnement du filtre actif sur une charge active (un MCC), on doit abaisser la tension d'alimentation de ce dernier pour être conforme avec la plaque signalétique du moteur (annexe).

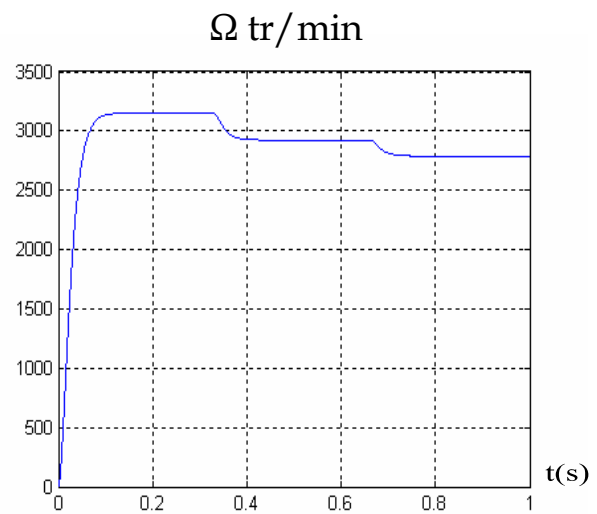
IV.3.2 Résultats de simulation avec charge active ($t_f=1s$) :



Fig(IV.31)
Courant du ligne Ic1(Cr=2.5 N.m à t=tf/3,Cr=4N.m à t=2tf/3)

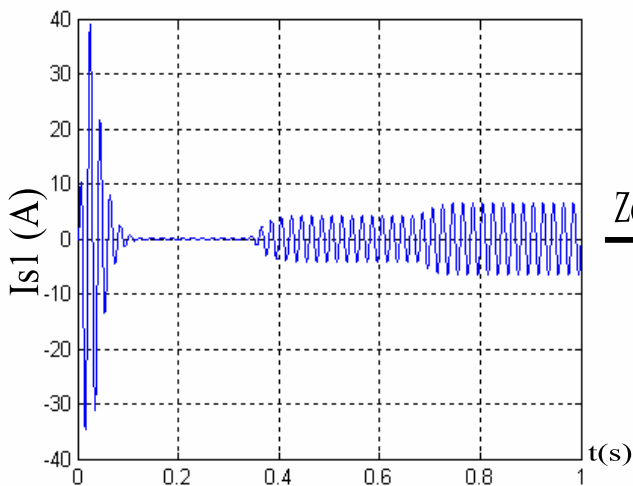


Fig(IV.32)
le Courant d'induit Ia(Cr=2.5N.m à t=tf/3,Cr=4N.m à t=2tf/3)



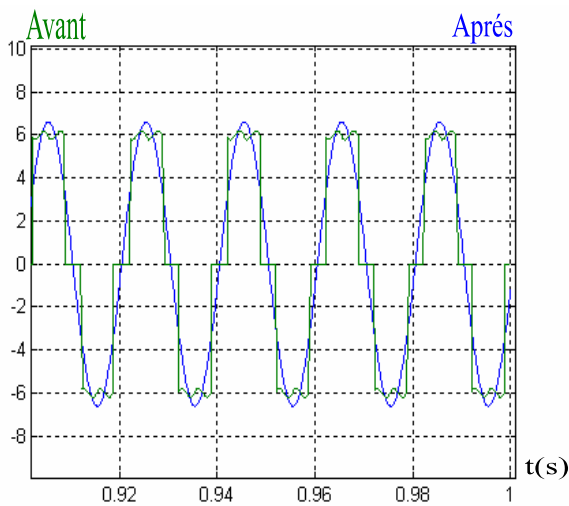
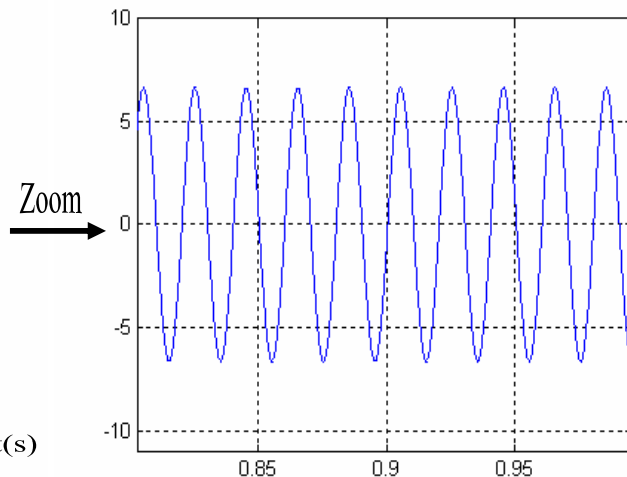
Fig(IV.33)
La vitesse de rotation (Cr=2.5N.m à t= tf/3,Cr=4N.m à t=2tf/3)





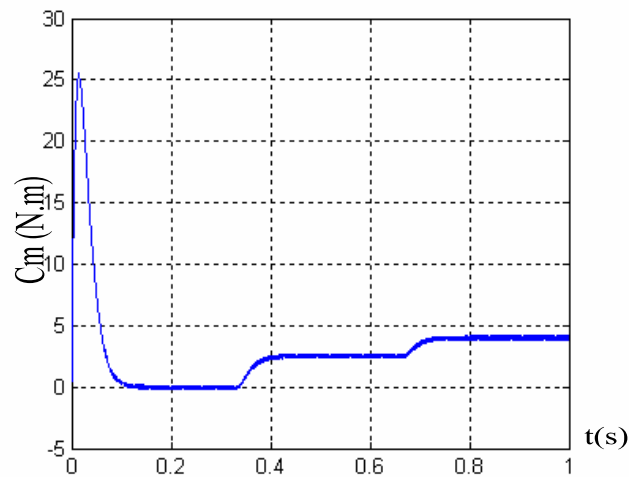
Fig(IV.34)

le courant de source après filtrage ($C_r=2.5N.m$ à $t=tf/3$, $C_r=4N.m$ à $t=2tf/3$)



Fig(IV.35)

Zoom du courant de source avant et après filtrage



Fig(IV.36)

le couple moteur C_m ($C_r=2.5N.m$ à $t=tf/3$, $C_r=4N.m$ à $t=2tf/3$)

Interprétation (charge active)

Les figures précédentes montrent :

- Au démarrage (à vide) le courant absorbé par l'induit arrive à son maximale (presque 38A) ainsi que pour le couple moteur qui atteint 7,62.Cn ensuite on atteint le régime permanent après 0.1 s.
- A l'instant d'application de charge (C_r) on constate un appel de courant qui augmente avec l'augmentation de charge.
- L'amélioration de la forme d'onde des courants de réseau après l'application du filtre actif.

IV.4. Equilibrages des tensions d'entrée de l'onduleur multi-niveaux

On admet que l'alimentation de l'onduleur, est réalisée par une batterie à courant continue de valeur (1200 V) pendant le travail précédant, et que la valeur moyenne des tensions d'entrée, pour le cas d'onduleur à cinq niveau à diodes flottantes, U_{C1} , U_{C2} , $U_{C'1}$ et $U_{C'2}$ restent constantes et égale à 300 V pour les deux cas de commande par MLI et par hystérésis.

Dans cette dernière partie du chapitre on va prédominé la lumière sur les formes réelles des tensions d'entrée d'onduleur en fonction du temps et leur divergence au cours de fonctionnement du filtre actif, aussi les performances dégradées obtenues à cause du déséquilibre des tensions d'entrée de l'onduleur.

IV.4.1. les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes

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

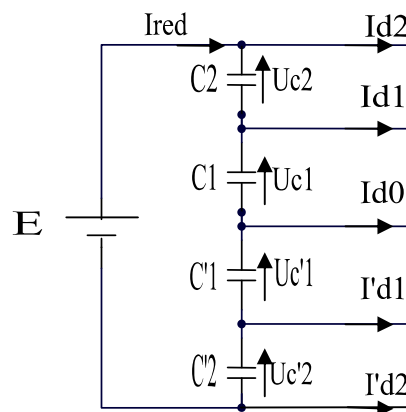


Fig (IV.37) Modèle du pont d'entrée de l'onduleur à 5 niveaux à diodes flottantes

Du schéma précédent on déduit le système d'équations suivant

$$\begin{cases} \frac{dU_{C1}}{dt} = \frac{1}{C1} (Ired - Id1 - Id2) \\ \frac{dU_{C2}}{dt} = \frac{1}{C2} (Ired - Id2) \\ \frac{dU_{C'1}}{dt} = \frac{1}{C'1} (Ired + I'd1 + I'd2) \\ \frac{dU_{C'2}}{dt} = \frac{1}{C'2} (Ired + I'd2) \end{cases} \tag{IV.13}$$

Avec



$$\begin{cases} I_{d1} = F_{11}^{b'} \cdot I_1 + F_{21}^{b'} \cdot I_2 + F_{31}^{b'} \cdot I_3 \\ I_{d2} = F_{11}^b \cdot I_1 + F_{21}^b \cdot I_2 + F_{31}^b \cdot I_3 \\ I'_{d1} = F_{10}^{b'} \cdot I_1 + F_{20}^{b'} \cdot I_2 + F_{30}^{b'} \cdot I_3 \\ I'_{d2} = F_{10}^b \cdot I_1 + F_{20}^b \cdot I_2 + F_{30}^b \cdot I_3 \end{cases} \quad (IV.14)$$

Problème posé :

Au moment du démarrage les quatre tensions $U_{c1}, U_{c2}, U_{c'1}$ et $U_{c'2}$ sont égales à 300v mais après un certain temps ces tensions divergent.

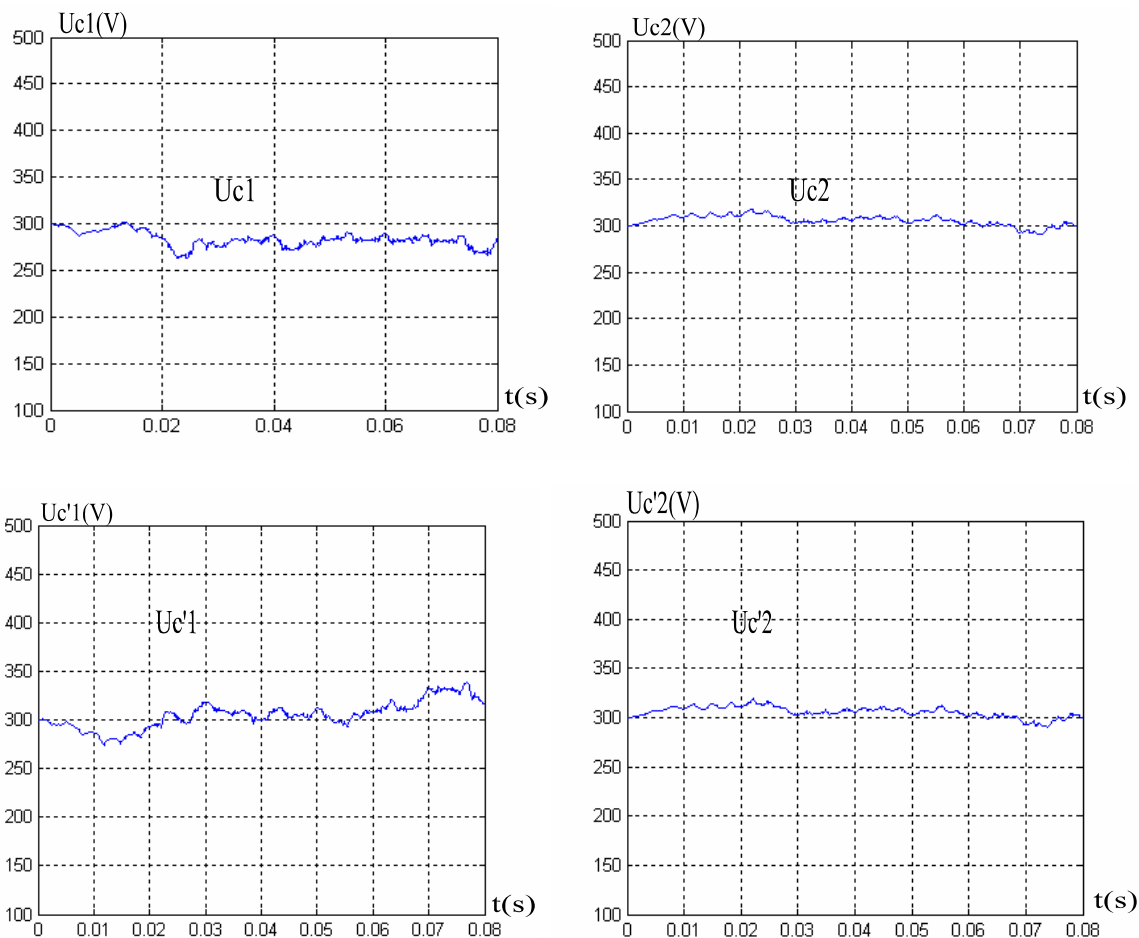


Fig (IV.38)

Les tensions d'entrée $U_{c1}, U_{c2}, U_{c'1}, U_{c'2}$ de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes

Pour résoudre ce problème, on applique deux méthodes :

- Utilisation d'une capacité de valeur importante
- Utilisation d'un circuit de clamping. [26]



IV.4.2. Utilisation d'une capacité de grande valeur

Pour résoudre le problème d'instabilité des tensions on pose la première solution qui est l'utilisation de quatre capacités de valeurs importantes à l'entrée de l'onduleur.

La relation (IV.17) montre que I_{d0} ne peut être toujours nul pour un onduleur à cinq niveaux. Ainsi que le système d'équation (IV.13), décrit également qu'on peut réduire la différence entre les quatre tensions U_{c1} et U_{c2} $U_{c'1}$ et $U_{c'2}$ en utilisant des capacités importantes [18].

On choisit $C_1=C_2=C'1=C'2= 50$ mF.

IV.4.3. Equilibrage des tensions d'entrée d'onduleur à cinq 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) donc on va poser une deuxième solution.

Cette deuxième solution consiste l'addition de circuit de clamping en parallèle avec chaque une des tensions d'alimentation de l'onduleur figure (IV.38), ce circuit permet l'équilibrage de ces tensions, tel que la modélisation est donnée ci-après [25].



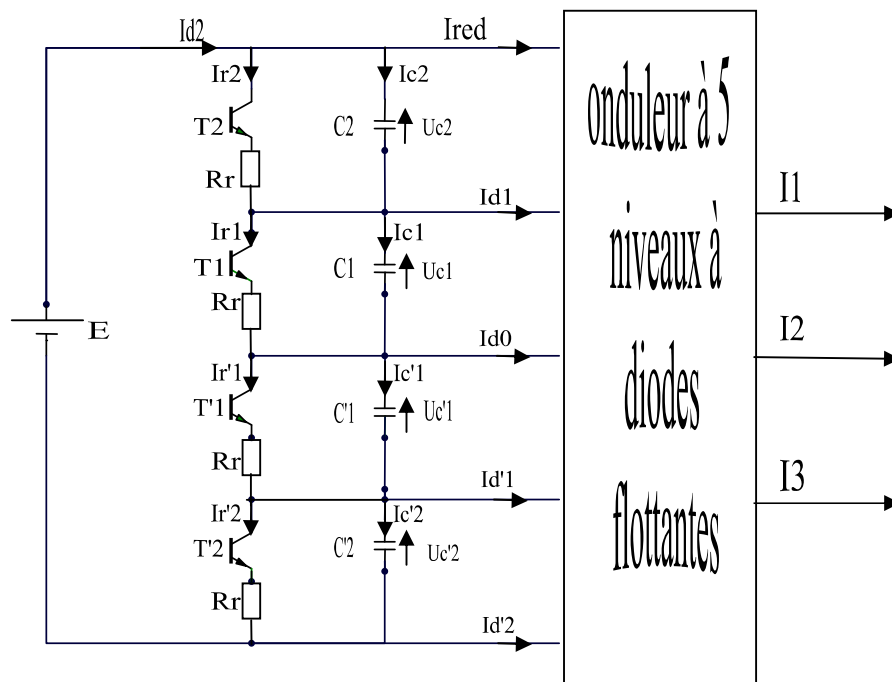


Fig (IV.39)

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

Dans ce cas, le modèle du pont de clamping est défini par le système suivant :

$$I_{c1} = I_{red} - I_{r1} - I_{d1} - I_{d2}$$

$$I_{c1} = I_{red} - I_{r1} - I_{d2} \tag{IV.15}$$

$$I_{c'1} = I_{red} - I_{r'1} + I_{d'1} + I_{d'2}$$

$$I_{c'2} = I_{red} - I_{r'2} - I_{d'2}$$

Avec

$$dU_{c1}/dt = I_{c1}/c_1; \quad dU_{c2}/dt = I_{c2}/c_2; \quad dU_{c'1}/dt = I_{c'1}/c'1; \quad dU_{c'2}/dt = I_{c'2}/c'2;$$

$$I_{r1} = U_{c1}/R_r; \quad I_{r2} = U_{c2}/R_r; \quad I_{r'1} = U_{c'1}/R_r; \quad I_{r'2} = U_{c'2}/R_r;$$

$$\text{Avec } C_1 = C_2 = C'1 = C'2 = 50 \mu\text{F} \quad \text{et} \quad R_r = 2 \Omega$$

Son algorithme de commande est le suivant [25] :

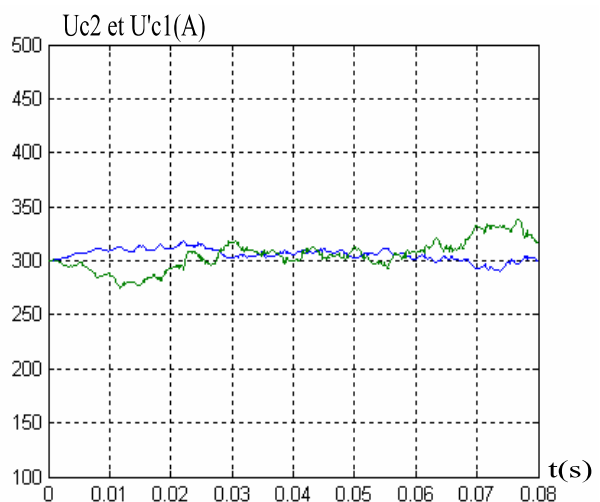
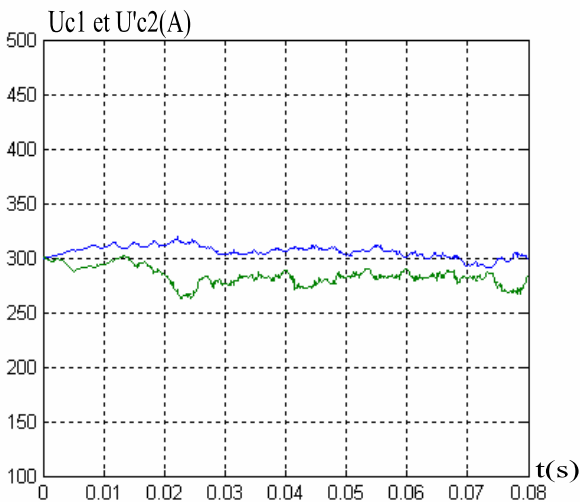
$$\left\{ \begin{array}{l}
 \Delta U_c > 0 \Rightarrow I_{r1} = 0 \ \& \ I_{r2} \neq 0 \Rightarrow T1 = 0 \ \& \ T2 = 1 \\
 \Delta U_c < 0 \Rightarrow I_{r1} \neq 0 \ \& \ I_{r2} = 0 \Rightarrow T1 = 1 \ \& \ T2 = 0 \\
 \Delta U'_c > 0 \Rightarrow I'_{r1} = 0 \ \& \ I'_{r2} \neq 0 \Rightarrow T'1 = 0 \ \& \ T'2 = 1 \\
 \Delta U'_c < 0 \Rightarrow I'_{r1} \neq 0 \ \& \ I'_{r2} = 0 \Rightarrow T'1 = 1 \ \& \ T'2 = 0
 \end{array} \right. \quad (IV.16)$$

$$\text{Avec : } \left\{ \begin{array}{l}
 \Delta U_c = U_{c2} - U_{c1} \\
 \Delta U'_c = U'_{c2} - U'_{c1}
 \end{array} \right.$$

IV.4.4. Résultats de simulation

Dans ce cas on a utilisé la méthode MLI comme une stratégie de commande de l'onduleur avec $m = 9$

IV.4.4.1. capacité de valeurs importantes :



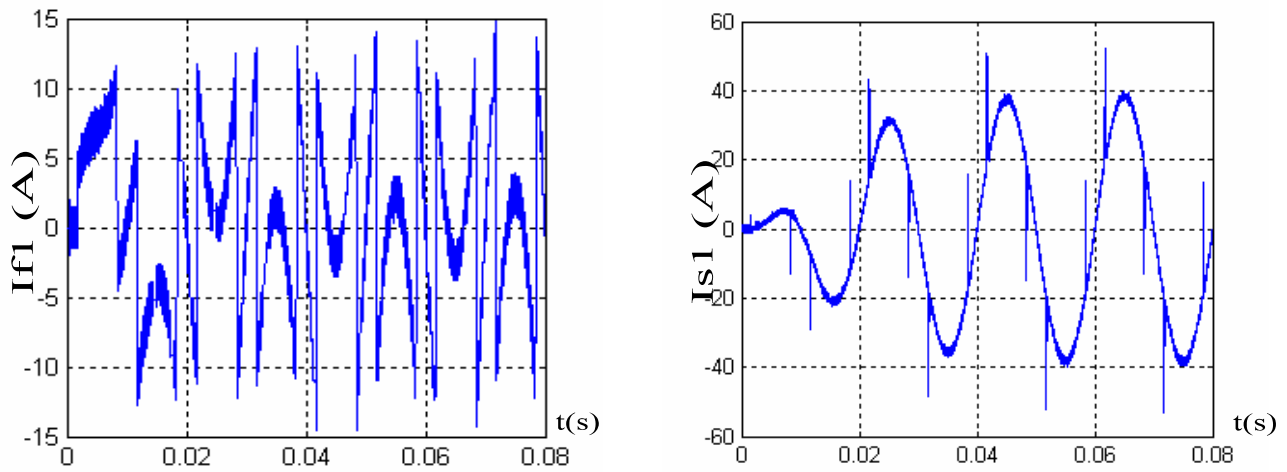
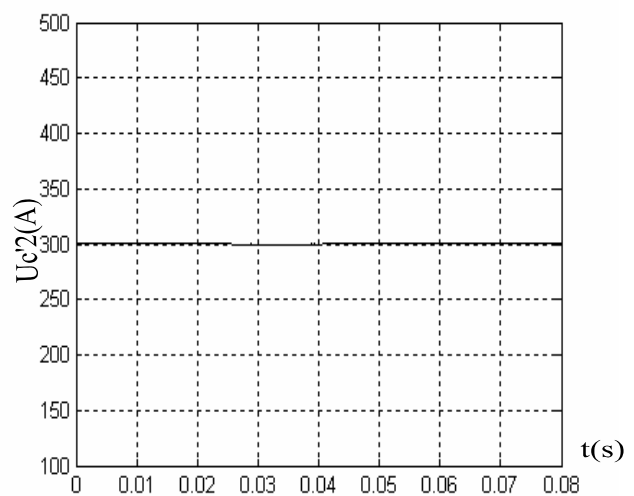
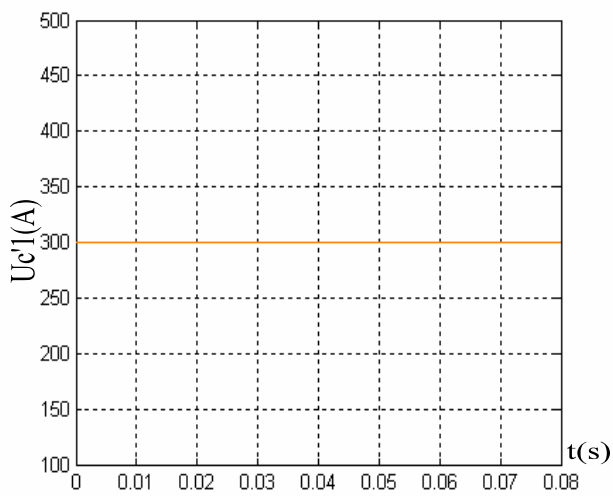
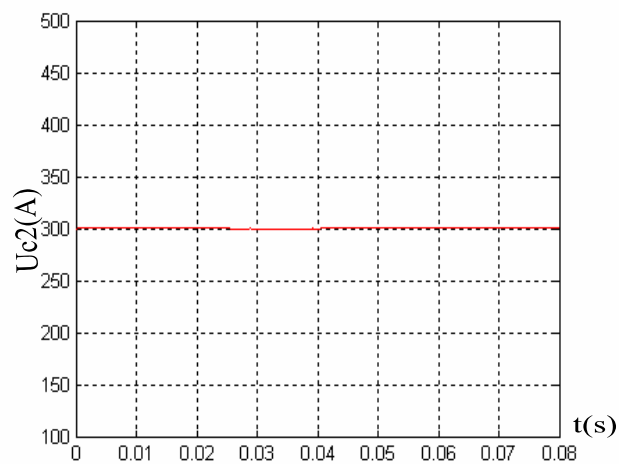
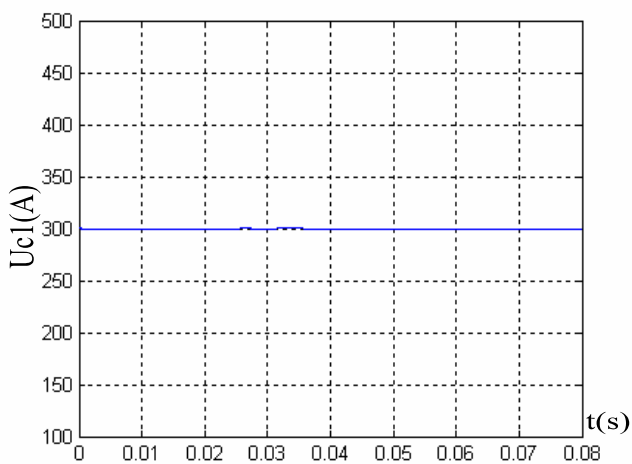


Fig (IV.40)

Les grandeurs simulées pour l'onduleur à 5 niveaux commandé en MLI avec $m=9$ et $C=50\mu F$



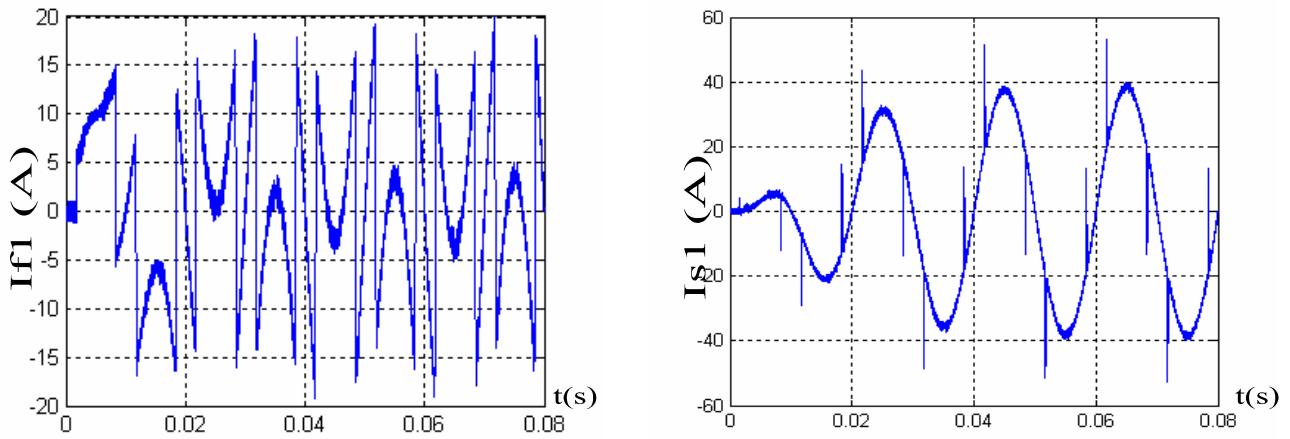
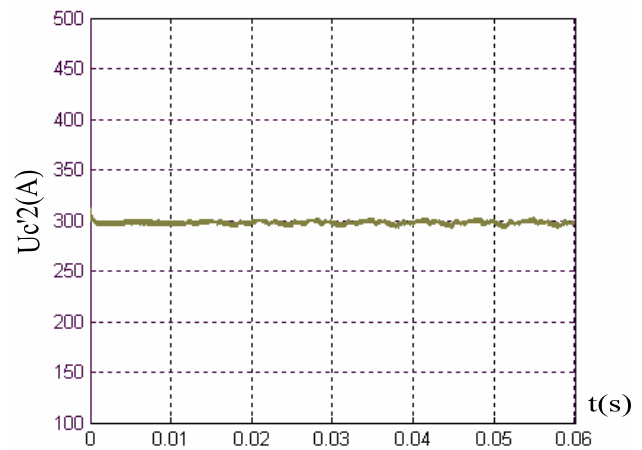
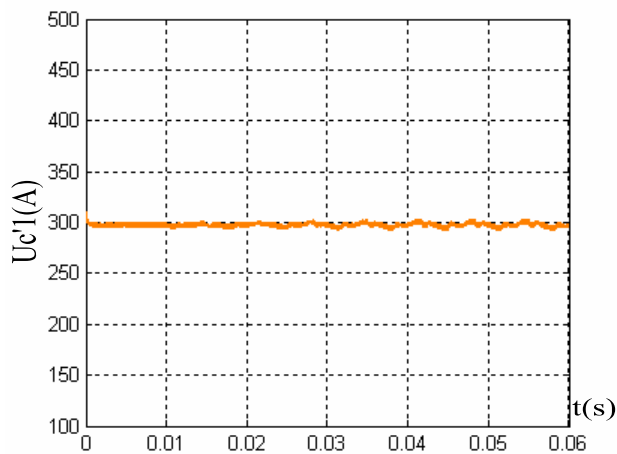
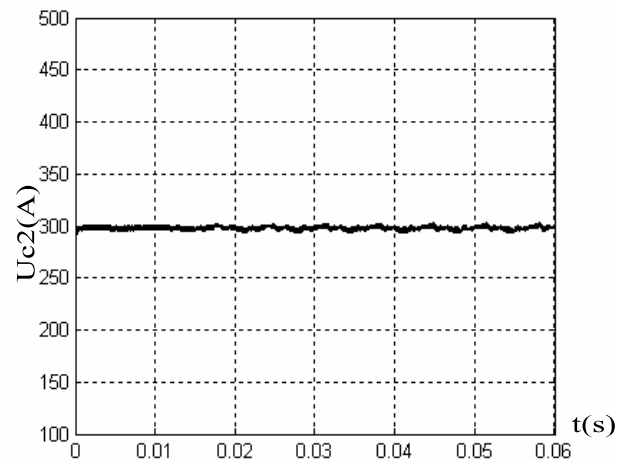
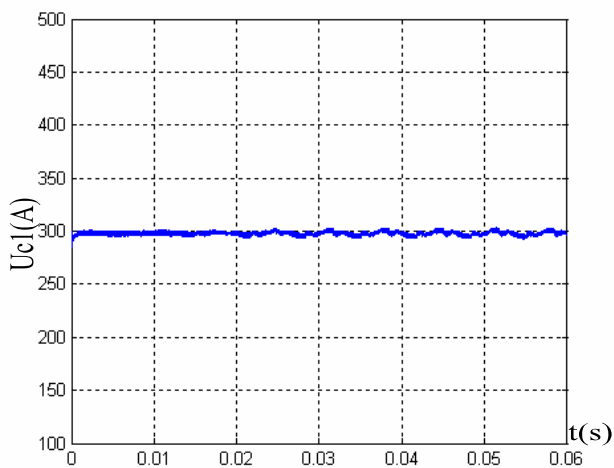


Fig (IV.41)

Les grandeurs simulées pour l'onduleur à 5 niveaux commandé en MLI avec $m=9$ et

$C=50mF$

IV.4.4.2. Avec le circuit de clamping



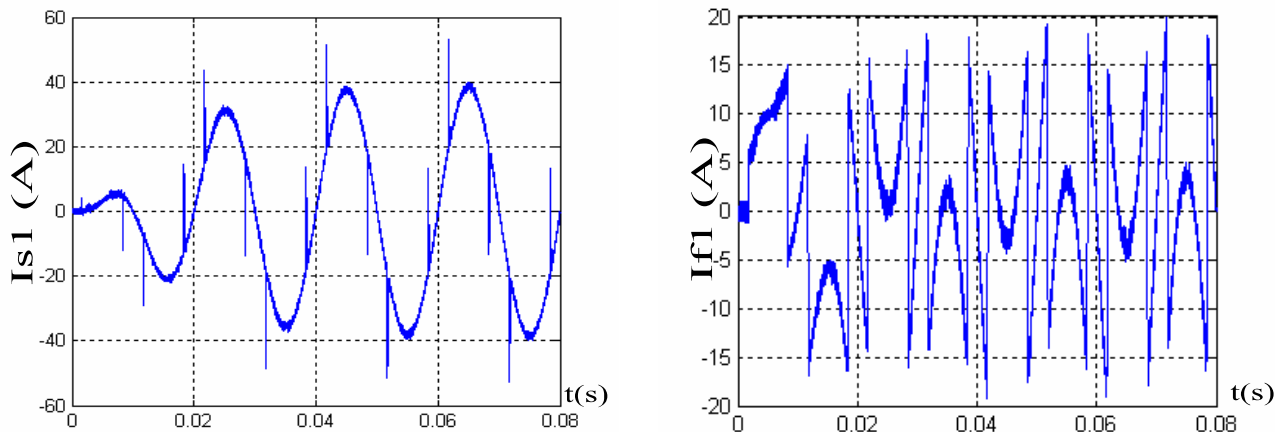


Fig (IV.42)

Les grandeurs simulées pour l'onduleur à cinq niveaux commandé en MLI avec $m=9$ et $C=50\mu F$

Interprétation

Les résultats de simulation lors d'utilisation des valeurs de condensateur de faible capacité « $C=50\mu F$ », montrant bien l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes, cette instabilité influe directement sur le courant injecté par l'onduleur et par conséquent la qualité du courant filtré (I_{s1}) s'influe avec l'influence du courant injecté par l'onduleur Figure (IV.40).

- Si on augmente les valeurs des capacités des condensateurs jusqu'à on arrive à des grandes valeurs on remarque que l'instabilité des tensions d'entrée se diminue, et le courant injecté par l'onduleur s'améliore et par conséquent l'allure du courant I_{s1} s'améliore comme le montre la figure (IV.41).

- On constate que l'utilisation du circuit de Clamping pour la compensation du déséquilibre des tensions d'entrée d'onduleur a rapporté des grandes performances (Figure (IV.42)).

-Stabilité des tensions d'entrée en un temps transitoire très faible (circuit d'équilibrage commandé en hystérésis), malgré les valeurs des capacités qui sont un peu faibles

- L'amélioration du courant injecté par l'onduleur et comme résultat l'amélioration de qualité de courant filtré.

IV.5.Conclusion

- Dans ce chapitre nous avons présenté le rôle de filtre actif qui est un onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes pour la compensation des harmoniques et avoir des courants de réseau purement sinusoïdaux, et aussi les deux stratégies de commande utilisées ont montré une bonne compétence d'adaptation avec ce problème.

Donc ces résultats assurent un bon fonctionnement de cette nouvelle méthode.

- On conclue que le filtre actif s'adapte avec la dynamique du fonctionnement du moteur (MCC).

- On a présenté dans la dernière partie de chapitre le problème d'instabilité des tensions d'entrée des onduleurs triphasé à cinq niveaux, ainsi ses influences résultantes sur le fonctionnement du filtre actif et pour résoudre ce problème on a posé deux solutions :

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

Les résultats exposés dans la dernière partie montrent bien que les deux méthodes donnent des bons résultats seulement l'addition du circuit de clamping présente une solution universelle par-rapport à la solution d'utilisation des grandes valeurs de capacité qui présente une solution théorique plus que pratique.





Conclusion Générale

Conclusion générale

Ce travail de fin d'étude a été consacré aux améliorations des courants délivrés par un réseau électrique associé à une charge polluante qui est un redresseur triphasé à diodes par une nouvelle technique de dépollution des réseaux électriques, appelée le filtrage actif parallèle qui a vu son développement avec l'évolution des organes de l'électronique de puissance.

Cette nouvelle technique basée sur les compensateurs actifs à base des composants électroniques de puissance tels que les thyristors, les triacs, les GTO ou les transistors de forte puissance a pour objectif de compenser les courants perturbateurs harmoniques par l'injection des courants harmoniques identifiés du réseau en opposition de phase par rapport aux courants délivrés par ce dernier, est par conséquent le réseau fournira des courants sinusoïdaux.

Elle existe toujours en parallèle des techniques classiques qui sont utilisées pour diminuer les effets des harmoniques par contre les techniques modernes ont pour but d'éliminer ces perturbations complètement.

D'autre part la méthode d'identification des puissances instantanées utilisée a été choisie pour identifier le plus grand nombre de perturbations en courant, tels que les courants harmoniques.

Cette méthode exige une tension de réseau sans perturbation, pour pouvoir fournir uniquement les perturbations en courant exprimées, par la charge polluante.

Si on passe aux tensions d'entrée d'onduleur on trouve que ces tensions se divergent au cours de fonctionnement du filtre actif, ce qui conduit à une dégradation des performances tolérables sur le courant délivré par le réseau.

Et comme solution à ce problème on a utilisé deux méthodes la première basée sur l'utilisation des grandes valeurs de capacités et la deuxième d'insérer un circuit de clamping.



A decorative graphic consisting of a vertical blue line and a grey wavy banner. The banner is positioned horizontally across the upper part of the page, and the blue line runs vertically through the center, intersecting the banner. The word "ANNEXE" is written in blue, serif, all-caps font across the banner.

ANNEXE

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 moteur à courant continu (MCC):

$$P_n=1kw$$

$$U_n=220V$$

$$I_n=5.83A$$

$$\Omega_n=2800tr/min$$

Paramètres du pont de clamping

$$C1 = C2 = C'1 = C'2 = 50 \mu F$$

$$R_r = 2\Omega$$



A decorative graphic consisting of a vertical blue line and a grey wavy banner. The banner is positioned horizontally across the upper part of the page, and the vertical line runs through it. The word 'BIBLIOGRAPHIE' is written in blue, serif, all-caps font across the banner.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

[1] Luc LASNE.

« Notions de base et réseau électrique ».
Université Bordeaux1, 08 / 10 / 2003.

[2] Eric BETTEGA et Jean Noël FIORINA.

« Harmoniques : convertisseurs propres et compensateurs actifs ».
Cahier Technique Schneider Electric n° 183, janvier 2000.

[3] 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.

[4] C. COLLOMBET, J. LUPIN et J. SCHONEK.

« Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués, et leur traitement ».
Cahier Technique Schneider Electric n° 152, septembre 1999.

[5] 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.

[6] 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.

[7] Tarek GHENNAM.

« Etude et réalisation d'un compensateur actif de puissance commandé par DSP ».
Thèse de magister. Ecole militaire polytechnique, 2004.

[8] 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.

[9] J AUVRAY.

« Systèmes électroniques ».
Université Pierre et Marie Curie IST SETI 2001.



[10] Leila MERABET.

«Étude par simulation d'un filtre actif parallèle de puissance pour la compensation des courants harmoniques générés par un pont redresseur triphasée ».

Thèse de magistère. L'université Badji Mokhtar Annaba, 2001.

[11] Nouredine BENKECHIDA.

«Identification de courant harmonique généré par une charge non linéaire».

Mémoire d'ingénieur, université de M'sila, 2005

[12] 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

[13] 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

[14] 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.

[15] Azzedine AMROUCHE et Rafik GHERBI.

« Asservissement d'un redresseur MLI multi niveaux».

Université de M'sila, 2005.

[16] 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 multi niveaux ».

Thèse de doctorat, CNAM 1995.

[17] Michel BENSOAM.

«Cours Capteurs et Actionneurs». *Master SIS.1, Génie électrique.*

Université Paul Cézanne, Aix-Marseille III, 21 Janvier 2005.

[18] 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.



[19] 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.

[20] JIH-SCHENG LAI, FANG ZHENG PENG « Multilevel converters-A new breed of power converters». *IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.32, N03, Jan/Feb 1999.*

[21] CHAUVET J.P. «conception d'une commende rapprochée pour onduleur de tension à cinq niveaux» *Mémoire CNAM ; paris 1990.*

[22] GUILLAUD X., HAUTIER J.P. «Concepts de modélisation pour la commende des convertisseurs» *Journal Physique 3, April 1994.*

[23] SEGUIER G., LABRIQUE F. «Les convertisseurs de l'électronique puissance Tome 4 : La conversion continu-alternatif » *Edition TEC & DOC 1989.*

[24] HAUTIE G.P., DEGOBERT P. «Modélisation des cellules de commutation de l'électronique de puissance». *Journées EEA-Electrotechnique, CNAM, paris 1992.*

[25] NABIL LOURCI. « Contribution à l'étude et à la commende d'un onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes. Application à la conduite d'une machine asynchrone triphasée». *Magister en Electrotechnique 2000, Ecole nationale polytechnique.*

[26] BOUGURRA Samir, BOURENNANE Ibrahim «Filtrage actif parallèle des réseaux électriques avec compensation de l'énergie réactive » *Mémoire d'ingéniorat en Electrotechnique université de M'sila 2007.*



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

Proposé et dirigé par :

Mr. BEDBOUDI Mohamed
Mme. BELOUNIS Ouassila

Présenté par :

NEGUEZ Nabil
DEHMECHE Ibrahim Abderrahmen

Thème :

**UTILISATION D'UN ONDULEUR MULTI-NIVEAUX A DIODES
FLOTTANTES COMME UN FILTRE ACTIF**

Résumé :

Dans un réseau électrique basse tension, les harmoniques ont des effets désagréables sur les équipements électriques. Dans ce mémoire, nous avons présenté le filtrage actif parallèle comme étant l'une des méthodes modernes efficace du filtrage des réseaux électriques, il permet de compenser les perturbations qui peuvent être apparaître dans les réseaux électriques alimentant des charges non linéaires tel que les redresseurs triphasés non commandés.

Donc ce travail a pour objectif de démontrer comment un compensateur actif qui est un onduleur multi-niveaux commandé par l'une des deux stratégies Hystérésis ou MLI peut être utilisé comme un compensateur de la pollution des réseaux électriques.

Mots clés :

- * MCC, Filtre actif parallèle, Charge polluante, Onduleur multi-niveaux.
- * Commande par hystérésis, Commande par MLI, Circuit de Clamping.
- * harmonique, déséquilibre.