

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



**UNIVERSITE DE M'SILA**

**FACULTE DES SCIENCES ET DES SCIENCES DE L'INGENIORAT**

**DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE**

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME**

**D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE**

**OPTION: ELECTROMECHANIQUE**

**THEME**

**AMELIORATION DE LA QUALITE D'ENERGIE  
ELECTRIQUE FOURNIE A  
UNE CHARGE ACTIVE**

**Proposé et dirigé par:**

**Monsieur: BEDBOUDI Mohamed**

**Présenté par:**

**BELAHAMMOU Abdelhak**

**LATRECHE Mohammed Tahar**

**Année universitaire : 2008/2009**

# Remerciements

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

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

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

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

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

*Abdelhak et Mohammed Tahar*

# **Sommaire**

Tables des notations	
Introduction générale .....	1

# CHAPITRE I

## **perturbation des réseaux électriques**

Introduction .....	3
I.1 Perturbation .....	3
I.2 Caractéristiques des perturbations électriques .....	4
I.3 Les harmoniques .....	4
I.3.1 Définition .....	5
I.3.2 Source d'harmonique .....	5
I.4 Influence des harmoniques sur le facteur de puissance $F_p$ .....	6
I.5 Réglementation des perturbations .....	7
I.6 Principales perturbations provoquées par les courants et tensions harmoniques ..	8
I.6.1 Effets instantanés .....	8
I.6.2 Effets à terme .....	8
I.7 Les solutions des perturbations .....	10
I.7.1 Les solutions traditionnelles .....	10
a.) Pont dodécaphasé .....	10
b.) Surdimensionnement des installations électriques .....	11
c.) Agir sur la structure de l'installation .....	11
d.) Utilisation d'inductances anti-harmoniques .....	12
e.) Filtres passifs d'harmoniques .....	12
e.1) Modèles des filtres passifs .....	12
I.7.2 Les solutions modernes .....	14
I.7.2.1 Filtrage actif .....	14
a.) Filtrage actif série .....	15
b.) Filtrage actif parallèle .....	15
c.) Filtrage actif série-parallèle .....	16
d.) Filtrage hybride .....	17
I.7.2.2 Les redresseurs MLI .....	17
a.) Redresseur de tension .....	18
b.) Redresseur de courant .....	18
Conclusion .....	19

# CHAPITRE II

## Modélisation de la charge polluante et identification des courants harmoniques

<b>Introduction</b> .....	<b>20</b>
<b>II.1 Principe du filtrage actif</b> .....	<b>20</b>
<b>II.1.1 Filtre actif parallèle</b> .....	<b>20</b>
<b>II.2 Modélisation du réseau</b> .....	<b>21</b>
<b>II.3 Modélisation du redresseur triphasé commandé</b> .....	<b>22</b>
<b>II.3.1 Le redresseur à thyristors</b> .....	<b>22</b>
<b>II.3.1.1 Thyristors</b> .....	<b>23</b>
<b>II.3.1.2 Association réseau-charge</b> .....	<b>23</b>
<b>II.3.2 Etude de la tension de charge</b> .....	<b>24</b>
<b>II.3.3 Etude du courant</b> .....	<b>26</b>
<b>II.3.3.1 le courant de charge</b> .....	<b>26</b>
<b>II.3.3.2 Les courants des lignes</b> .....	<b>26</b>
<b>II.3.4 Résultats de simulation pour une charge RL</b> .....	<b>30</b>
<b>a-pour un angle d'amorçage <math>\alpha=0^\circ</math></b> .....	<b>30</b>
<b>b-pour un angle d'amorçage <math>\alpha=30^\circ</math></b> .....	<b>31</b>
<b>c- pour un angle d'amorçage <math>\alpha=60^\circ</math></b> .....	<b>32</b>
<b>II.4 Modélisation du moteur à courant continu</b> .....	<b>33</b>
<b>II.4 .1 Constitution du moteur à courant continu</b> .....	<b>33</b>
<b>II.4 .1.1 L'inducteur</b> .....	<b>33</b>
<b>II.4 .1.2 L'induit</b> .....	<b>33</b>
<b>II.4 .2 Moteur à excitation séparée</b> .....	<b>33</b>
<b>II.4 .3 Commande du moteur par l'induit</b> .....	<b>35</b>
<b>II.4 .4 Résultats de simulation pour un MCC</b> .....	<b>36</b>
<b>I.4 .4.1 Démarrage à vide ( <math>C_r = 0</math> )</b> .....	<b>36</b>
<b>II.4 .4.2 Démarrage à vide et application d'une charge à <math>t=0.5s</math></b> .....	<b>37</b>
<b>II.4 .4.3 Démarrage à vide et inversion de sens de rotation à <math>t=0.5s</math></b> .....	<b>37</b>
<b>II.5 Association réseau- redresseur commandé – MCC</b> .....	<b>38</b>
<b>II.5.1 Résultats de simulation</b> .....	<b>38</b>
<b>a-Pour un angle d'amorçage <math>\alpha=0^\circ</math></b> .....	<b>38</b>
<b>b-Pour un angle d'amorçage <math>\alpha=30^\circ</math></b> .....	<b>39</b>
<b>c-Pour un angle d'amorçage <math>\alpha=60^\circ</math></b> .....	<b>40</b>
<b>II.6 Identification des courants harmoniques</b> .....	<b>41</b>
<b>II.6.1 Stratégie de l'identification</b> .....	<b>41</b>
<b>II.6.2 Méthode des puissances instantanées</b> .....	<b>41</b>
<b>II.6.2.1 Principe de la méthode</b> .....	<b>42</b>
<b>II.6.3 Séparation des puissances perturbatrices</b> .....	<b>43</b>

II.6.4 Calcul des courants perturbateurs .....	44
II.6.5 Résultats de simulation de l'identification .....	45
a-Pour un angle d'amorçage $\alpha=0^\circ$ .....	45
b-Pour un angle d'amorçage $\alpha=30^\circ$ .....	46
c-Pour un angle d'amorçage $\alpha=60^\circ$ .....	47
II.7 Interprétation .....	48
Conclusion .....	48

## CHAPITRE III

### Filtrage actif et compensation de l'énergie réactive

Introduction .....	49
III.1 Modélisation de l'onduleur triphasé .....	49
III.1.1 Présentation de l'onduleur triphasé .....	49
III.1.2 Modèle de commande de l'onduleur .....	50
III.1.2.1 Fonction de connexion .....	50
III.1.2.2 Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé .....	50
III.1.3 Stratégie de commande .....	52
III.1.4 Commande par hystérésis .....	54
III.1.4.1 Principe de la méthode .....	54
III.1.4.2 Algorithme de la commande par hystérésis pour l'onduleur triphasé.	55
III.2 compensation des courants harmoniques par l'application de l'onduleur .....	56
III.2.1 Association réseau-charge non linéaire-onduleur avant et après compensation...	56
III.2.2 Résultats de simulation (pour $\Delta h=0.1A$ ) .....	58
a-Pour un angle d'amorçage $\alpha=0^\circ$ .....	58
b-Pour un angle d'amorçage $\alpha=30^\circ$ .....	59
c-Pour un angle d'amorçage $\alpha=60^\circ$ .....	60
III.2.3 Interprétation .....	61
III.3 Filtrage actif avec compensation de l'énergie réactive .....	61
III.3.1 Méthode de compensation .....	62
III.3.1.1 Détermination de la valeur $I_{smax}$ .....	62
III.3.1.2 Principe de la méthode .....	62
III.3.1.3 Expression du courant de charge dans le repère $\alpha$ - $\beta$ .....	63
III.3.1.4 Mise en œuvre de deux filtres passe bas pour l'extraction du	63
courant de source de référence .....	
III.3.2 Application de principe du filtrage actif avec compensation de l'énergie	64
réactive sur une charge non linéaire .....	
III.3.3 Résultats de simulation .....	65
a-Pour un angle d'amorçage $\alpha=0^\circ$ .....	65

b-Pour un angle d'amorçage $\alpha=30^\circ$ .....	66
c-Pour un angle d'amorçage $\alpha=60^\circ$ .....	67
III.3.4 Interprétation .....	68
Conclusion .....	68

## CHAPITRE IV

### Filtrage actif appliqué sur une charge active commandée en boucle fermée

Introduction .....	69
IV.1 Caractéristiques générales d'un système asservi .....	69
IV.2 Systèmes .....	70
IV.2.1 Système en boucle ouverte .....	70
IV.2.2 Système en boucle fermée .....	70
IV.3 Régulateur .....	70
IV.4 Types d'actions des correcteurs en série .....	71
IV.4.1 Action proportionnelle .....	71
IV.4.2 Action intégrale .....	71
IV.4.3 Action dérivée .....	72
IV.4.4 Action proportionnelle et intégrale PI .....	73
IV.5 Association global du réseau-redresseur-moteur à courant continu .....	74
IV.5.1 Schéma fonctionnel de l'association (Redresseur – Moteur) .....	75
IV.5.2 Schéma structurel (Correcteur PI – Redresseur - Moteur) .....	76
a-Calcul du régulateur PI .....	76
VI.5.3 Interprétation .....	79
Conclusion .....	79

Conclusion générale .....	80
---------------------------	----

Annexe

Bibliographie

# Tables des notations

# TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

<b>Chapitre I</b>	
$F_p$	Facteur de puissance.
$S$ [VA]	Puissance apparente.
$P$ [Watt]	Puissance active.
$Q$ [VAR]	Puissance réactive.
$D$ [VAD]	Puissance déformante.
$H$	Rang d'harmonique
$V_h$	Tension d'harmonique de rang h
$m_c$	Nombre de convertisseur
$MLI$	Modulation de Largeur d'Impulsion.
$THDV$	Taux distorsion harmonique tension.

<b>Chapitre II</b>	
$MCC$	Moteur à courant continu.
$BT$	Réseau à basse tension .
$MT$	Réseau à moyenne tension.
$I_{s1, s2, s3}$ [A]	Courants de source après filtrage.
$I_{c1, c2, c3}$ [A]	Courants de la charge polluante.
$I_{har}$ [A]	Courant harmonique injecté par le filtre.
$I_s = I_c$	Avant filtrage.
$I_g$ [A]	Courant injecté à la gâchette du thyristor.
$R_{cc}$ [ $\Omega$ ]	Résistance de court circuit (du réseau).
$L_{cc}$ [H]	Inductance de court circuit.
$T_1$	Thyristor numéro 1.
$q$	Nombre de phase.
$\alpha$	Angle d'amorçage du thyristor.
$V_o$ [V]	Tension du point milieu o.
$V_m$ [V]	Tension du point m.
$V_n$ [V]	Tension du point n.
$\omega$ [rad / s]	pulsation électrique.

$I_{s1eff, s2eff, s3eff}$ [A]	Valeurs efficaces du courant.
$I_{h1eff}$ [A]	Valeurs efficaces du courant harmonique.
$I_f$ [A]	Amplitude du courant fondamental.
$I_{ch}$ [A]	Courant de charge.
$R_{ch}$ [Ohm]	Résistance de charge.
$V_{\alpha, \beta}$ [V]	Tensions dans le système de CLARK.
$I_{\alpha, \beta}$ [A]	Courants dans le système de CLARK.
$F_F(P)$	Fonction de transfert de filtre passe bas.
$I_{1har, 2har, 3har}$ [A]	Courants harmoniques.
$E$ [V]	la force contre-électromotrice.
$L_a$ [H]	la self équivalente de l'enroulement d'induit.
$R_a$ [Ohm]	la résistance équivalente de l'induit.
$L_e$ [H]	la self équivalente de l'enroulement inducteur.
$R_e$ [Ohm]	la résistance équivalente de l'inducteur (résistance des fils du bobinage).
$M$ [Kg m <sup>2</sup> ]	le moment du moteur.
$K$	constante générale liée à la machine tournante.
$\Phi$ [Weber]	le flux inducteur .
$C_r$ [N.m]	le couple résistant.
$K'$ [v/(rad/s)]	Coefficient de couple.
$\Omega$ [rad/s]	Vitesse de rotation .

### Chapitre III

$U_C$ [V]	Source de tension continue d'entrée de l'onduleur.
$\Delta h$ [A]	La bande d'hystérésis.
$I_k$ [A]	Courant fournit par l'onduleur (Hystérésis).
$I_{refk}$ [A]	Le courant de référence.
$\Delta I$ [A]	La différence entre $i$ et $i_{refk}$ .
$m$	Rapport de modulation.
$r$	Taux de modulation..
$[N(t)]$	Matrice de conversion simple.
$[M(t)]$	Matrice de conversion composée.
$V_p$ [V]	Amplitude de la porteuse triangulaire.

$V_{pm} [V]$	Amplitude maximale de la porteuse triangulaire.
$V_m [V]$	Amplitude maximale de la référence.
$f_r (Hz)$	Fréquence de la référence.
$f_p (Hz)$	Fréquence de la porteuse triangulaire.
$V_{A,B,CM} [V]$	Tension de demi-bras A, B ou C.
$V_{A,B,C} [V]$	Tensions simples triphasées de l'onduleur.
$U_{AB, BC, CA} [V]$	Tensions composées triphasées de l'onduleur.
$i_{1,2,3} [A]$	Courants de sorties de l'onduleur.
$I_d [A]$	Courant d'entrée de l'onduleur.
$i_{ref1,2,3} [A]$	Courants harmoniques de références.
$I_{f1} [A]$	Courant généré par l'onduleur.

### Chapitre IV

<b>P</b>	L'action proportionnelle.
<b>p</b>	Opérateur de Laplace.
<b>P.I</b>	Correcteur, Proportionnel Intégrateur.
<b>Ki, Kp</b>	Gains du régulateur PI de la vitesse.
<b>T<sub>i</sub></b>	constante de temps d'intégration.
<b>U<sub>cm</sub> [V]</b>	Tension de commande.
<b>U<sub>a</sub> [V]</b>	Tension d'induit.
<b>E[V]</b>	La tension composée.
<b><math>\Omega_{cons}</math> [rad/s]</b>	La vitesse consigne.
<b><math>\Omega_{réel}</math> [rad/s]</b>	La vitesse réelle de moteur à courant continu.

# **Introduction générale**

## **Introduction générale**

L'utilisation du moteur électrique à vitesse variable se généralise de plus en plus, depuis le petit appareil électrodomestique jusqu'aux grosses machines industriels en passant par les machines outils de précision, robots et bien d'autres applications.

L'asservissement d'un moteur à courant continu nécessite l'utilisation d'un convertisseur de puissance réversible en courant et en tension permettant ainsi l'accélération et le freinage dans les deux sens de rotation. Les structures des régulations sont choisies pour répondre à plusieurs nécessités, il convient d'abord de réguler ou d'asservir la machine de façon à imposer à la charge la vitesse, la position ou le couple désirés tout en assurant des fonctions supplémentaires importantes concernant la sécurité tel que la limitation « active » du courant maximal. Le convertisseur de puissance réversible est alimenté par un réseau alternatif pour fournir une énergie en continu délivrée au moteur à courant continu.

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

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

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

Progressivement, et de manière à endiguer l'augmentation des problèmes de perturbation sur les réseaux électriques, des normes de qualité électrique de plus en plus contraignantes seront imposées aux fournisseurs et aux consommateurs industriels. Face à ces nouvelles réglementations mais aussi face à la demande de plus en plus spécifique des utilisateurs d'énergie électrique, des solutions plus modernes suite à des progrès remarquables réalisés au

cours des dernières années, dans le domaine des dispositifs d'électroniques de puissance, ont permis de concevoir des dispositifs auto-adaptables.

Le travail présenté dans ce mémoire concerne particulièrement un objectif; amélioration de la qualité d'énergie électrique absorbée par une charge active.

De manière à atteindre cet objectif, ce travail sera divisé en quatre chapitres:

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

Dans le second chapitre, nous montrerons la structure générale d'un filtre actif parallèle, en suite la présentation du modèle de l'ensemble réseau-redresseur commandé alimentant deux types de charge: RL et un moteur à courant continu, enfin on présente la méthode d'identification des courants perturbateurs.

Pour le troisième chapitre, nous étudierons l'onduleur à deux niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis et son utilité comme compensateur d'harmonique, ensuite la présentation de la structure générale du filtrage actif parallèle pour l'élimination des harmoniques suivie des résultats de simulation obtenus. La dernière partie sera consacré à la compensation d'énergie réactive engendrée par l'angle du retard à l'amorçage du redresseur commandé.

Dans le dernier chapitre, nous appliquerons le filtrage actif sur une charge active commandée en boucle fermée.

# **Chapitre I**

## **Perturbation des réseaux électriques**

## **Introduction**

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

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

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

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

### **I.1 Perturbation**

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

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

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

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

## **I.2 Caractéristiques des perturbations électriques**

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

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

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

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

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

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

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

## **I.3 Les harmoniques**

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

Les déformations du courant et de la tension peuvent perturber le fonctionnement normal d'autres équipements électriques. C'est pourquoi, les distributeurs d'énergie ayant la contrainte

de fournir une tension sinusoïdale, prennent en charge l'atténuation des perturbations harmoniques au moyen d'installations de forte puissance. Cependant, les nouvelles réglementations internationales imposent aux consommateurs des limites aux harmoniques, engendrées par leurs systèmes, tant en courant qu'en tension. Ainsi, le filtrage des composantes harmoniques est au centre des préoccupations des distributeurs d'une part et des utilisateurs d'énergie électrique d'autre part [4].

### I.3.1 Définition

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

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

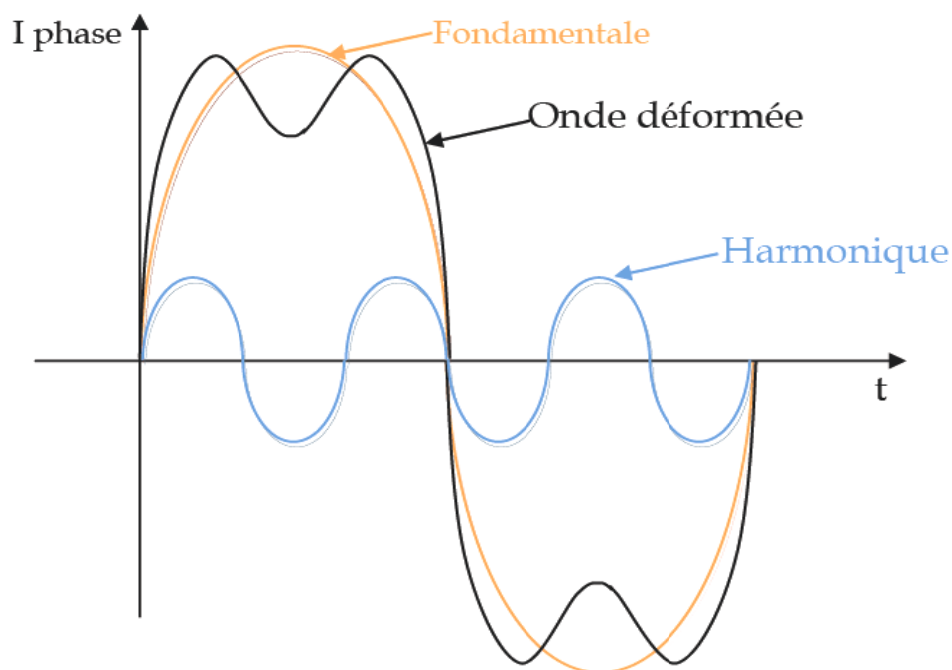
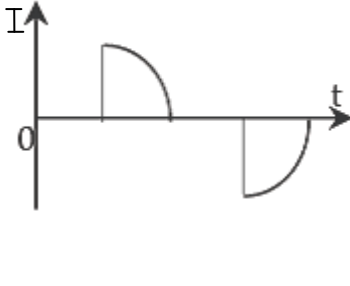
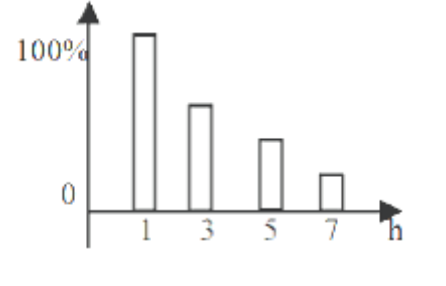
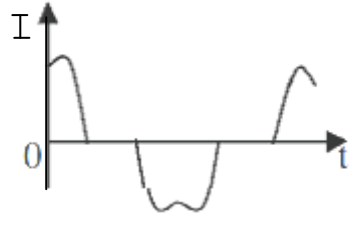
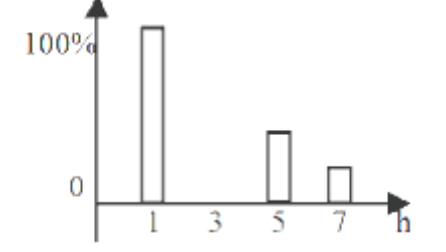
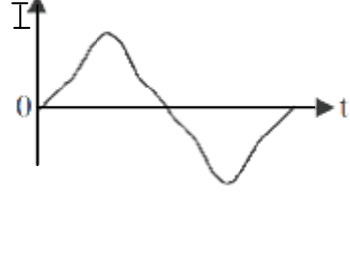
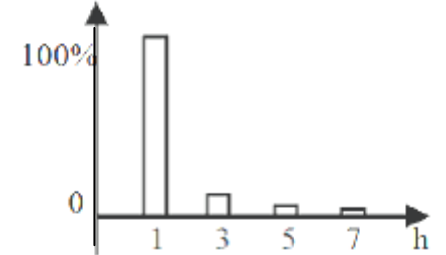


Fig (I.1): Décomposition d'un signal périodique pollué

### I.3.2 Source d'harmonique

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

Type de charge	Appareils concernés	Courant absorbé	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 Electroménagers. -Ascenseurs.		

**Tab (I.1):Principales charges polluantes**

**I.4 Influence des harmoniques sur le facteur de puissance  $F_p$**

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

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

$$D = 3V I_h \tag{I.1}$$

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

$$S = 3V I_c \tag{I.2}$$

La puissance réactive Q est associée au courant fondamental. La puissance déformante D est due aux harmoniques de courant ( avec  $S=3V I_c$  , ou  $I_c$  est la valeur efficace du courant de la charge).

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

$$F_p = \frac{P}{S} \tag{I.3}$$

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

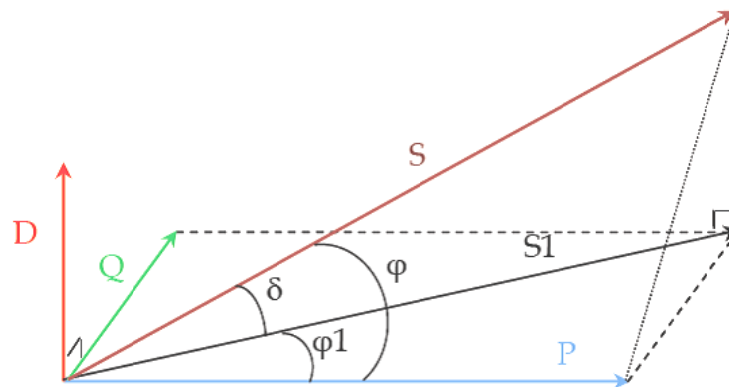
$$P = 3V \cdot I_{c1} \cdot \cos\varphi \tag{I.4}$$

On aura

$$F_p = \frac{P}{S} \cdot \cos\varphi = F_{dis} \cdot \cos\varphi \tag{I.5}$$

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.

$\varphi$  représente le déphasage entre le courant fondamental et la tension [9].



**Fig (I.2):Diagramme de Fresnel des puissances**

### **I.5 Réglementation des perturbations**

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

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

$$\frac{V_h}{V_1} \leq 0.6\% \quad \text{si } h \text{ est impaire} \quad (\text{I.6})$$

$$\frac{V_h}{V_1} \leq 1\% \quad \text{si } h \text{ est paire} \quad (\text{I.7})$$

$$\text{THDV} \leq 1.6\% \quad (\text{I.8})$$

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

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

## **I.6 Principales perturbations provoquées par les courants et tensions harmoniques**

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

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

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

### **I.6.1 Effets instantanés**

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

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

### **I.6.2 Effets à terme**

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

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

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

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

Nature du matériel électrique	Effet de la pollution harmonique
Machines tournantes. Moteurs triphasés. Alternateurs.	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Echauffement supplémentaire (effet Joule) dans les enroulements statoriques, couples oscillatoires.</li> <li>- Augmentation du bruit.</li> </ul>
Transformateurs	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Pertes supplémentaires dans le fer (par courants de Foucault) et dans les enroulements (par effet Joule).</li> <li>- Risque de saturation en présence d'harmoniques paire.</li> </ul>
Câbles	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Augmentation des pertes surtout dans le câble de neutre où s'ajoutent les harmoniques de rang 3 et multiple de 6.</li> <li>- Pertes diélectriques supplémentaires.</li> </ul>
Electronique de puissance (ponts redresseurs à thyristors, transistor,...etc	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Troubles fonctionnels liés à la forme d'onde (commutation synchronisation).</li> </ul>
Condensateurs de puissance	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Pertes diélectriques supplémentaires aboutissant à un vieillissement prématuré des condensateurs.</li> </ul>
Ordinateurs.	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Dysfonctionnement lié aux couples pulsatoires des moteurs d'entraînement des supports magnétiques.</li> </ul>
Dispositifs de protection (fusibles, disjoncteurs magnétothermiques.)	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Fonctionnement intempestif.</li> </ul>
Compteur d'énergie	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Erreur de mesure.</li> </ul>
Téléviseurs.	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Déformation d'images .</li> </ul>
Lampes à décharge.	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Risque de vacillement sous l'effet de l'harmonique de rang 2.</li> </ul>

**Tab (I.2): Effets des harmoniques sur quelques matériels**

## I.7 Les solutions des perturbations

### I.7.1 Les solutions traditionnelles

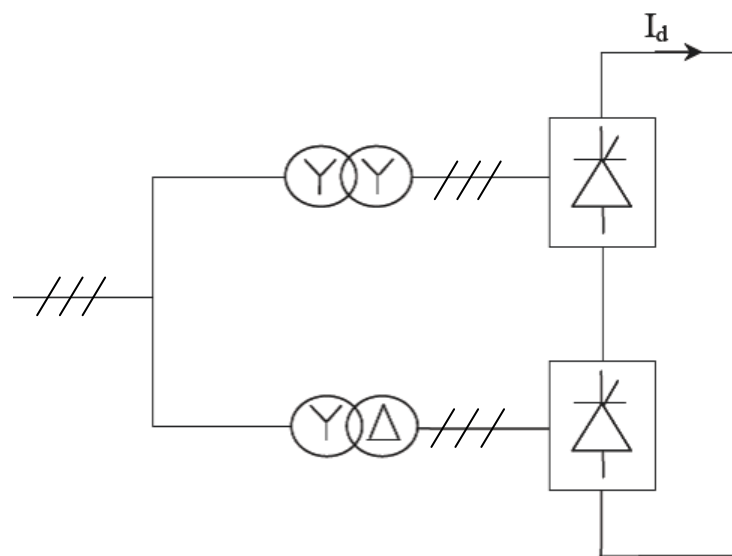
Ce sont des techniques qui doivent être connues par tous les électriciens. Elles apportent une solution facile et rapide pour certains cas de perturbations bien localisées et utilisent des composants passifs (inductances, condensateurs, transformateurs) et/ou des branchements qui modifient le schéma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

#### a.) 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  $n = m_c.p$ , si les convertisseurs élémentaires sont alimentés par des tensions dont les déphasages sont en progression arithmétique de  $\frac{2\pi}{n}$ .

La figure (I.3) 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 dodécaphasé, est le plus utilisé (cas des puissances importantes) dans la mesure où le déphasage de  $30^\circ$  est facilement obtenu par un couplage étoile-triangle et étoile-étoile d'un transformateur à double enroulement au secondaire [4].



**Fig (I.3):Structure du pont dodécaphasé**

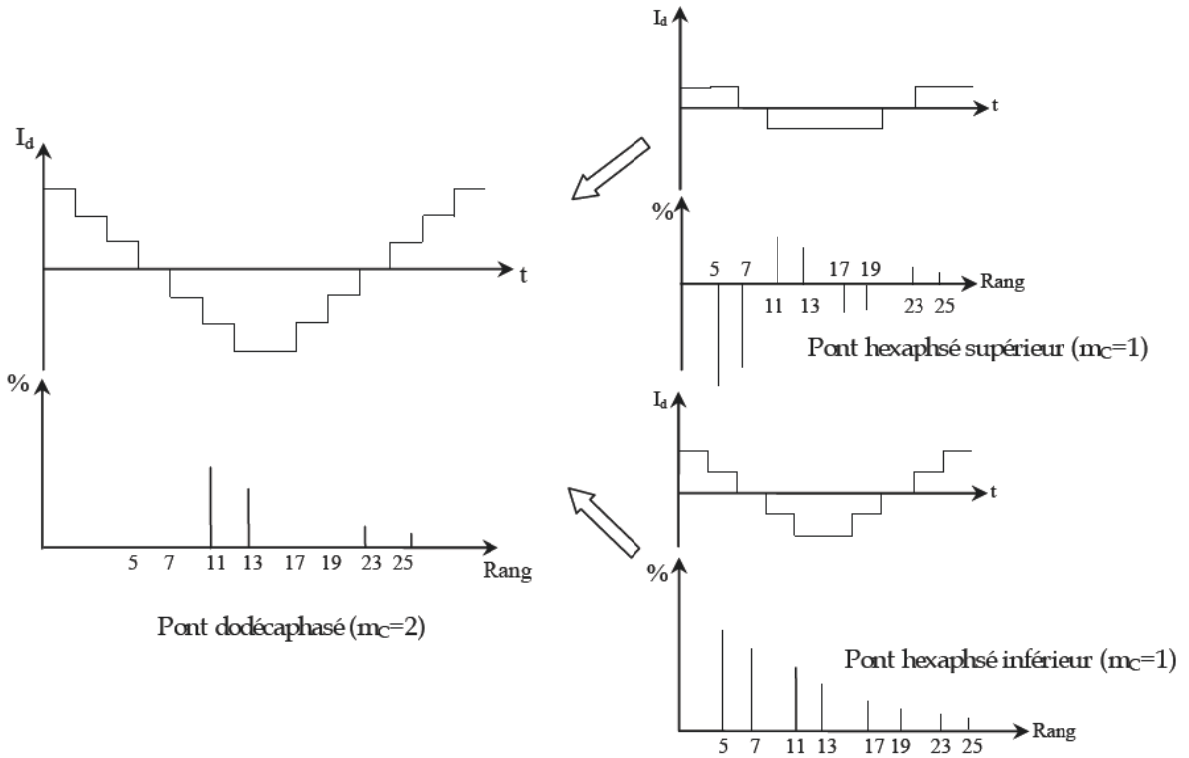


Fig (I.4):Forme de courant et rang d'harmoniques

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

**b.) Surdimensionnement des installations électriques**

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

**c.) Agir sur la structure de l'installation**

Il faut éviter de connecter un récepteur sensible en parallèle avec un pollueur (figure (I.5)). Une alimentation par câble distinct est préférable [3].

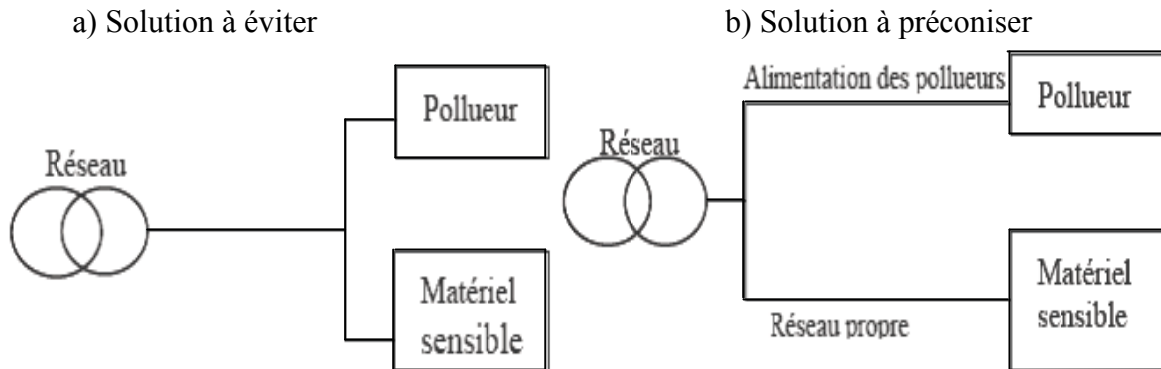


Fig (I.5):Une distribution en étoile permet le découplage par les impédances naturelles et/ou additionnelles.

**d.) Utilisation d'inductances anti-harmoniques**

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

**e.) Filtres passifs d'harmoniques**

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

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

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

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

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

**e.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.6) et la figure (I.7) montre clairement le montage de ce dernier ainsi que leurs impédances en fonction de la fréquence [12].

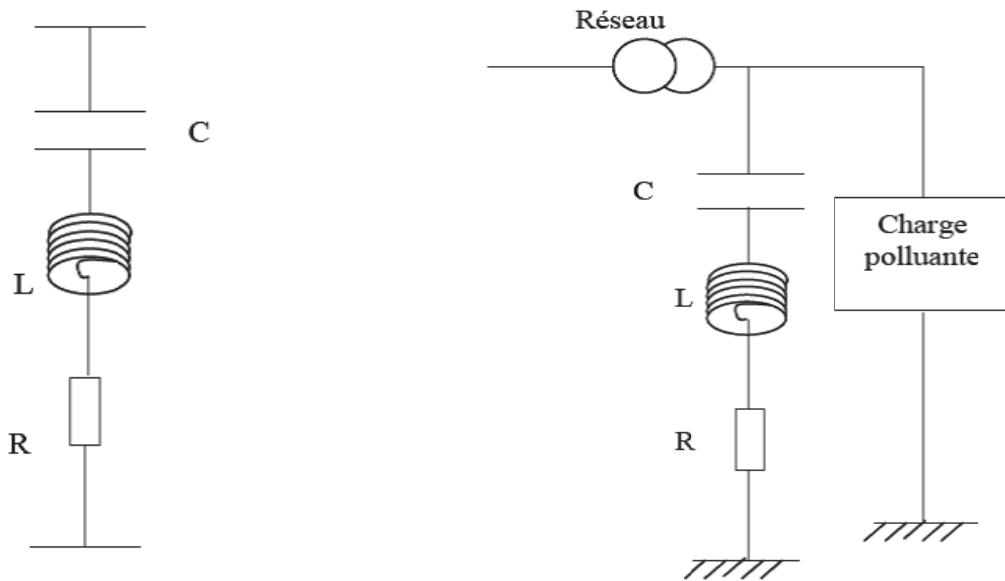


Fig (I.6): Structure du filtre résonant

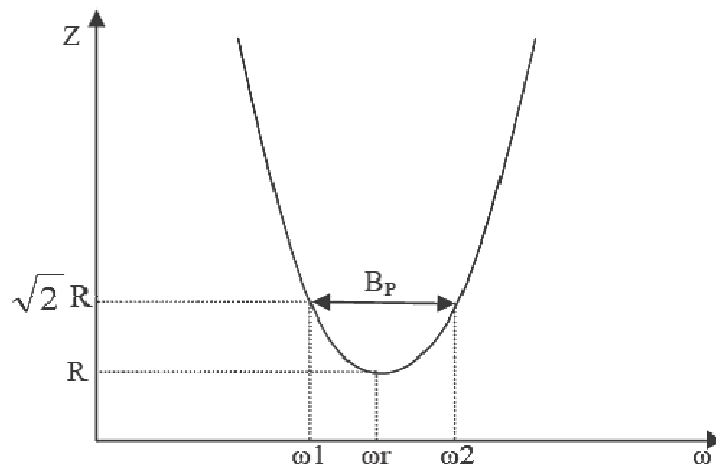


Fig (I.7): Caractéristique du filtre résonant

Ce type de filtre est caractérisé par l'emplacement de trois filtre, deux pour les harmoniques d'ordre inférieurs et un filtre pour les 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 11ème [12].

- ❖ **Filtre amorti** : La figure (I.8) montre le montage de ce type de filtre, ainsi que son impédance en fonction de la fréquence. En plus de difficulté de dimensionnement des filtres et à coût globale donné, ce type n'est efficace que si le rang d'harmonique à éliminer est suffisamment élevé (à partir de  $h=13$ ) [13].

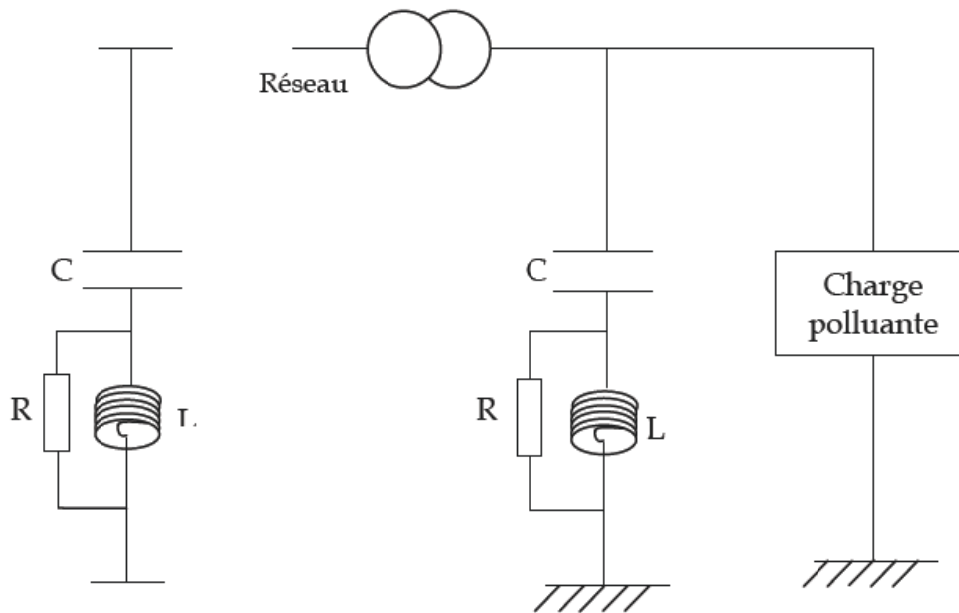


Fig (I.8):Montage du filtre amorti

## I.7.2 Les solutions modernes

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

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

### I.7.2.1 Filtrage actif

Il y a deux types de filtrage actif :

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

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

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

Le filtrage actif comprend des convertisseurs de puissance. Ce sont des sources de courant ou de tension qui éliminent les harmoniques en injectant en série ou en parallèle sur le réseau des courants ou des tensions 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.

Les différents types de Filtrage actif sont:

### a.) 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 (I.9)). Il est destiné à protéger les installations sensibles aux perturbations provenant du réseau telles que les harmoniques en tension, les surtensions.

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

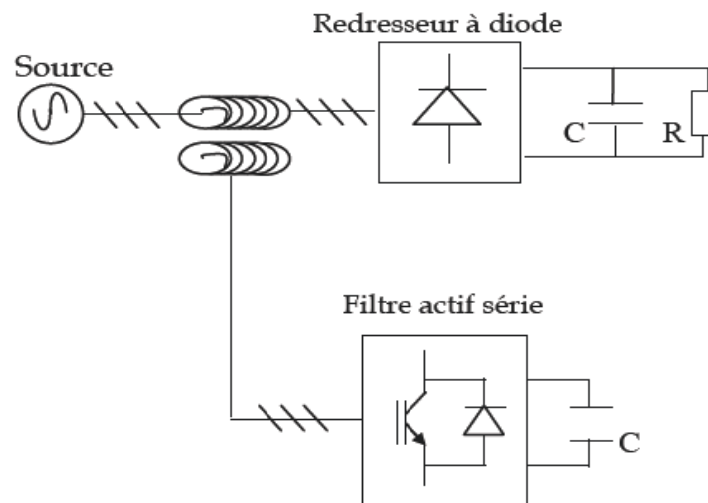
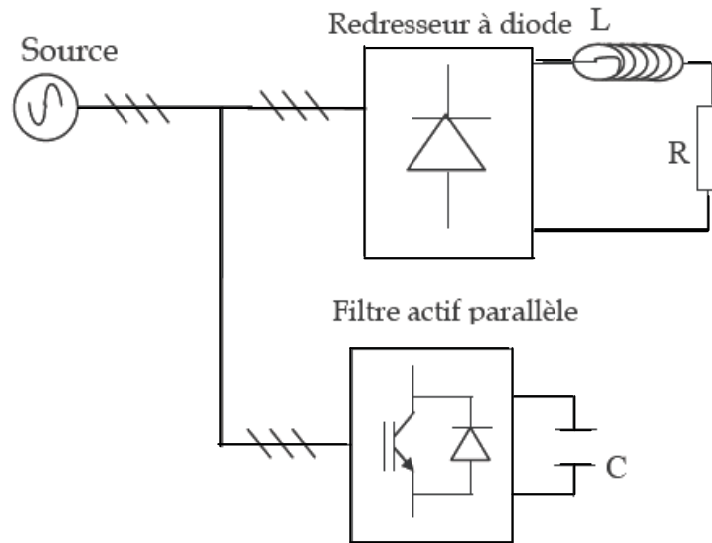


Fig (I.9):Montage du Filtre actif série

### b.) Filtrage actif parallèle

Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau, comme le montre la figure (I.10), est le plus souvent commandé comme un générateur de courant. Il injecte dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci. Le courant côté réseau est alors sinusoïdal. Ainsi l'objectif du filtre actif parallèle consiste à empêcher les courants perturbateurs (harmoniques, réactifs et déséquilibrés), produits

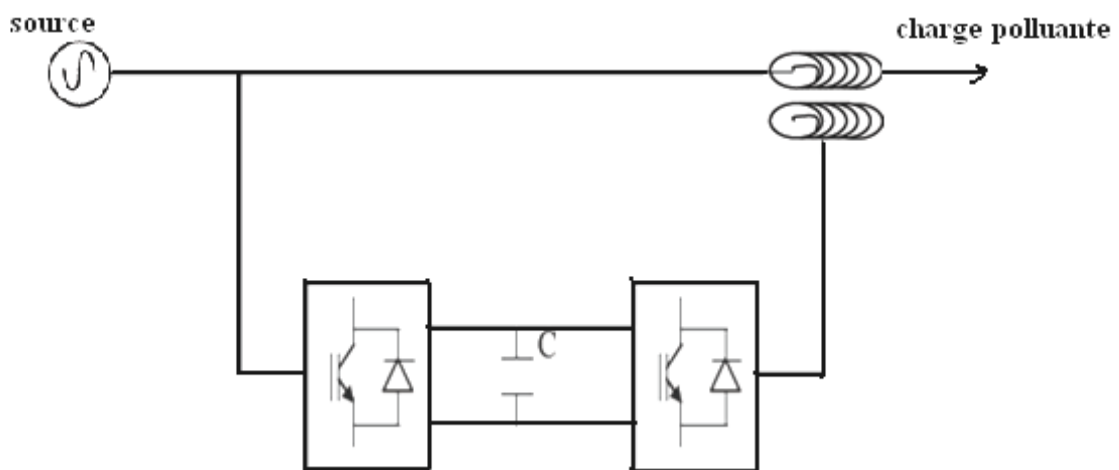
par des charges polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif [6].



**Fig (I.10):Montage du Filtre actif parallèle**

**c.) Filtrage actif série-parallèle**

C'est une solution de compensation universelle basée sur le fonctionnement simultané des filtres actifs parallèle et série (figure (I.11)). Cette nouvelle topologie est appelée combinaison parallèle série actifs ou United Power Qualité Conditionner. Il possède les avantages cumulés des filtres actifs parallèles et série. Le filtre actif série, lorsqu'il est placé en amont du filtre actif parallèle permet de dépolluer la source des tensions perturbatrices. Lorsqu'il est placé en aval, il permet d'isoler la charge de la source perturbée [9].



**Fig (I.11):Montage du Filtre actif série-parallèle**

### d.) Filtrage hybride

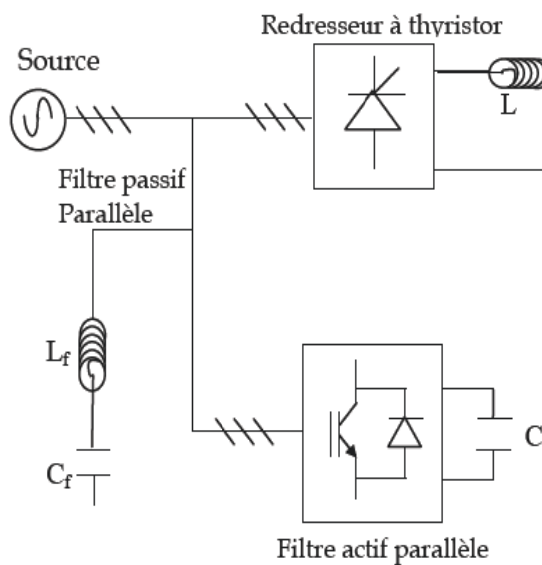
Le filtrage mixte ou hybride résulte de l'association d'un filtre passif et d'un filtre actif.

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

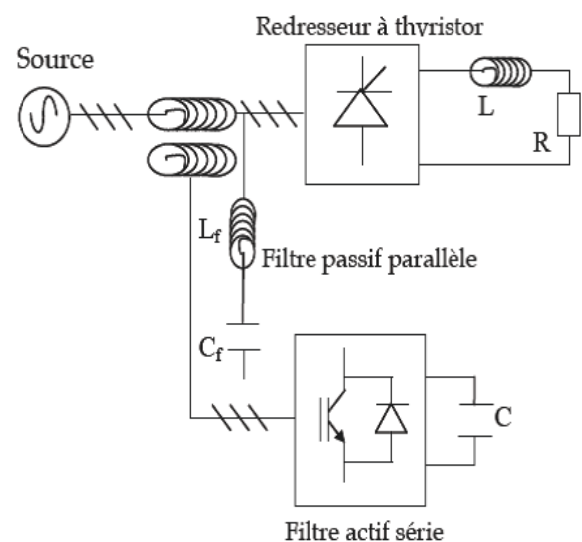
On a plusieurs structures de filtre hybride par exemple :

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

Les figures suivantes présentent quelques différents types de filtres hybrides :



**Fig (I.12)**  
**Filtre combiné actif parallèle**  
**Et passif parallèle**



**Fig (I.13)**  
**Filtre combiné actif**  
**Série et passif parallèle**

### I.7.2.2 Les redresseurs MLI

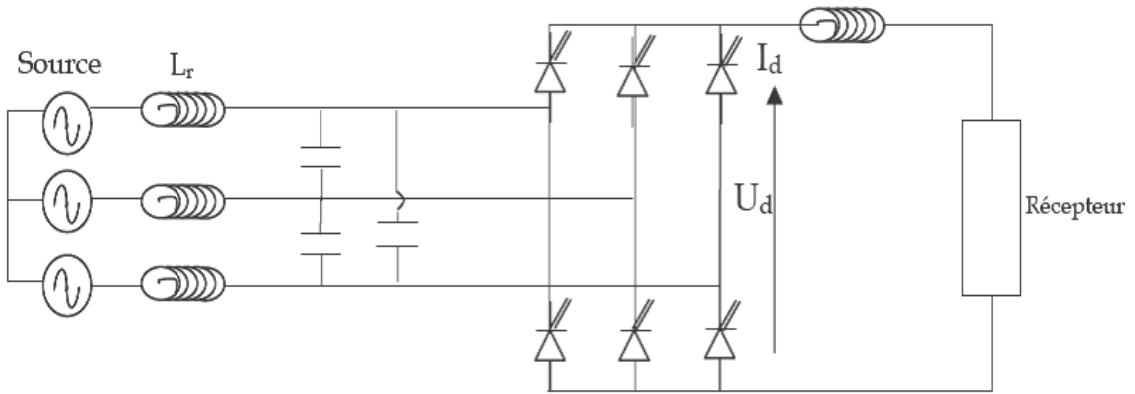
Ce sont des convertisseurs à modulation de largeurs d'impulsions, utilisant des composants à commutation forcée tels que les IGBT ou les thyristors GTO.

L'emploi de cette technique permet non seulement une réduction de la perturbation harmonique en prélevant des courants d'allure sinusoïdale mais aussi un contrôle des puissances actives et réactives [16].

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

**a.) Redresseur de tension**

Son schéma de principe est présenté sur la figure (I.14). Les composants de puissance disponibles (IGBT, GTO) étant unidirectionnels en courant, le courant  $I_d$  le sera également. La réversibilité en puissance s'effectue par l'inversion de la tension redressée  $U_d$ . Le contrôle de la puissance réactive est obtenu par action sur la phase du courant réseau par rapport à la tension [16].

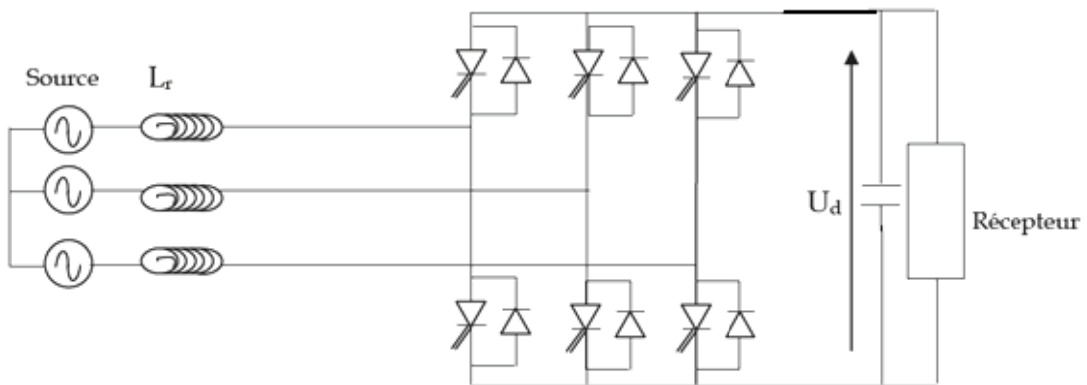


**Fig (I.14):Redresseur de tension**

**b.) 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.15) à découpler le convertisseur de réseau car les deux réseaux alternatifs et continus sont tous deux sources de tension [16].



**Fig (I.15):Redresseur de courant**

## **Conclusion**

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

De plus nous sommes s'intéressé dans la suite aux solutions modernes tel que le filtre actif parallèle.

# **Chapitre II**

**Modélisation de la charge  
polluante et identification  
des courants harmoniques**

## **Introduction**

La circulation de courants perturbés va également provoquer des harmoniques et des déséquilibres de tension comme ils sont indiqués dans le premier chapitre [1].

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

Nous allons s'intéresser dans ce chapitre au principe du filtrage actif parallèle du réseau pollué par un redresseur triphasé à thyristor alimentant deux types de charge à savoir: Charge RL et un moteur à courant continu.

### **II.1 Principe du filtrage actif**

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

#### **Objectif**

Un filtre actif est un dispositif qui exploite au moins un convertisseur statique pour satisfaire la fonction de dépollution harmonique [14].

Les besoins en termes de dépollution harmonique sont divers, parce qu'on espère toujours garantir :

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

#### **II.1.1 Filtre actif parallèle**

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

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

Sa structure est la suivante :

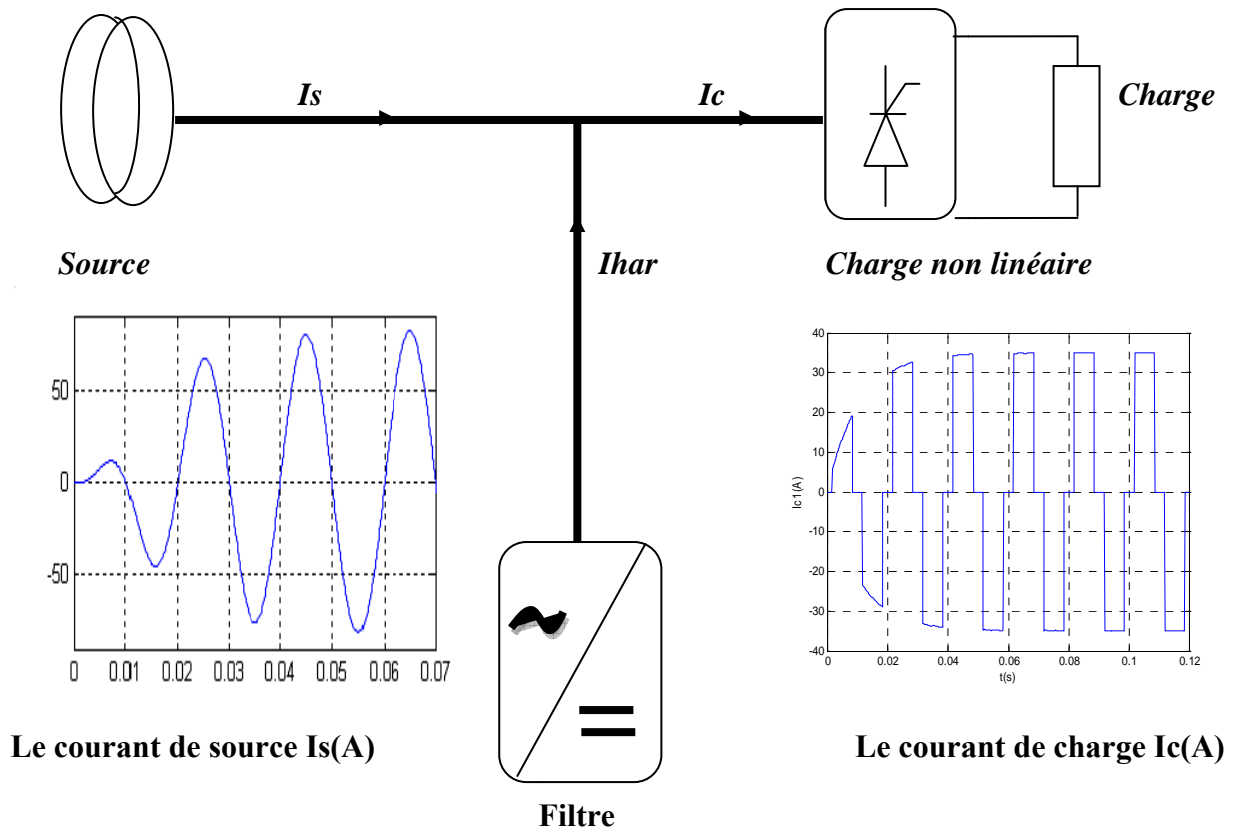


Fig (II.1): Principe du filtrage actif parallèle

II.2 Modélisation du réseau

Le réseau est assimilable à une source de tension sinusoïdale en série avec une impédance, dit de court-circuit, d'où la représentation du réseau par un système de f.e.m triphasé équilibré en série avec une impédance (figure (II.2)) [21].

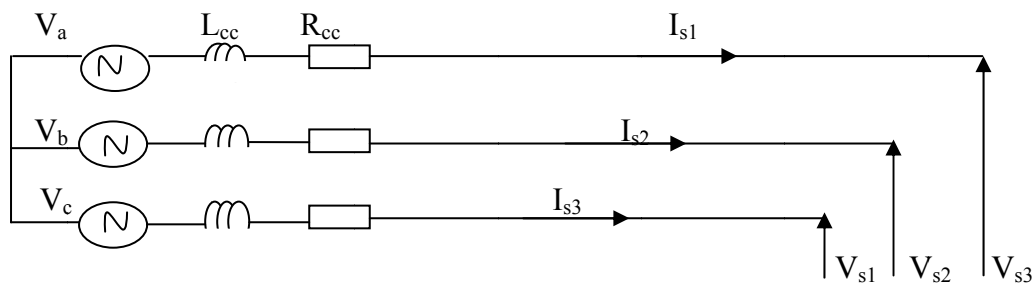


Fig (II.2): Schéma symbolique d'un réseau

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \sqrt{2} \cdot V_{\max} \cdot \begin{bmatrix} \sin(\Theta) \\ \sin(\Theta - 2 \cdot \pi/3) \\ \sin(\Theta - 4 \cdot \pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

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

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

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

### II.3 Modélisation du redresseur triphasé commandé

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

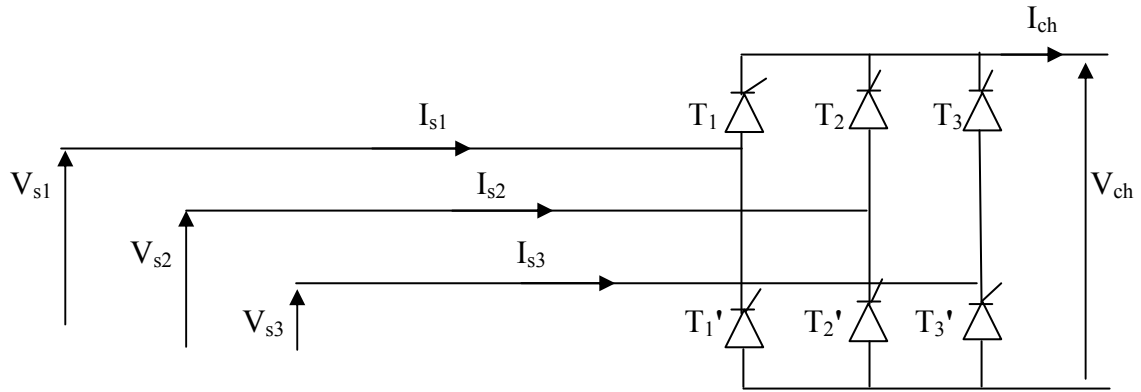
On utilise des redresseurs chaque fois qu'on a besoin des sources continues sachant que l'énergie électrique est disponible en alternative. Les redresseurs ont un très vaste domaine d'application mais malheureusement leur inconvénient major est l'envoi au réseau des courants non sinusoïdaux riche en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

#### II.3.1 Le redresseur à thyristors

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

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

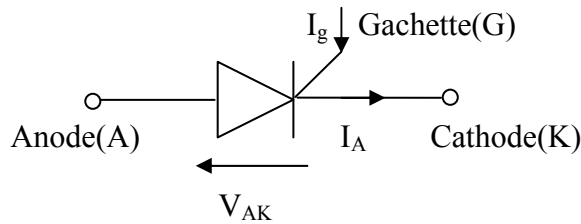
- ✓ La commande en vitesse variable des moteurs à courant continue.
- ✓ la commande en vitesse variable des machines synchrones.
- ✓ les fours à inductions [13].



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

**II.3.1.1 Thyristors**

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



**Fig (II.4): Structure de thyristor**

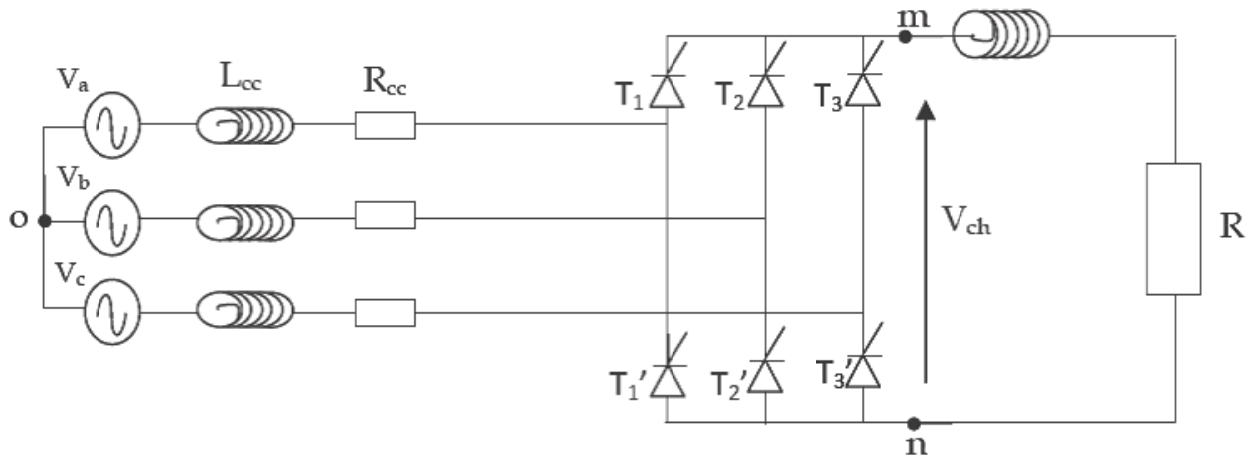
Pour amorcer la conduction, deux conditions sont nécessaires

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

Une fois la conduction amorcée, la gâchette prend tout contrôle et la conduction ne cesse que lorsque le courant anodique redevient nul, après quoi la gâchette reprend son pouvoir de commande. Pendant la conduction le thyristor se comporte exactement comme une diode ordinaire [20].

**II.3.1.2 Association réseau-charge**

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



Fig(II.5) :Redresseur triphasé commandé associé avec le réseau

**II.3.2. Etude de la tension de charge**

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

**Le commutateur plus positif donne une tension :**

$$\begin{aligned}
 V_m - V_0 &= V_a \text{ pour } \pi/2 - \pi/q + \alpha < \omega \cdot t < \pi/2 + \pi/q + \alpha \\
 V_m - V_0 &= V_b \text{ pour } \pi/2 - 3.\pi/q + \alpha < \omega \cdot t < \pi/2 + 5.\pi/q + \alpha \\
 V_m - V_0 &= V_c \text{ pour } \pi/2 + \pi/q + \alpha < \omega \cdot t < \pi/2 + 3.\pi/q + \alpha
 \end{aligned}
 \tag{II.3}$$

**Le commutateur plus négatif donne une tension :**

$$\begin{aligned}
 V_n - V_0 &= V_a \text{ pour } 3.\pi/2 - \pi/q + \alpha < \omega \cdot t < 3.\pi/2 + \pi/q + \alpha \\
 V_n - V_0 &= V_b \text{ pour } 3.\pi/2 + \pi/q + \alpha < \omega \cdot t < 3.\pi/2 + 3.\pi/q + \alpha \\
 V_n - V_0 &= V_c \text{ pour } 3.\pi/2 + 3.\pi/q + \alpha < \omega \cdot t < 3.\pi/2 + 5.\pi/q + \alpha
 \end{aligned}
 \tag{II.4}$$

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

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

**La valeur moyenne :**

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

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

Tel que , pour  $3.\pi/2 - \pi/q + \alpha < \omega \cdot t < 3.\pi/2 + \pi/q + \alpha$

$$(V_m - V_0)_{\text{moy}} = \frac{1}{\pi/q} \int_{\pi/2 - \pi/q + \alpha}^{\pi/2 + \pi/q + \alpha} V_m \sin(\omega t) dt
 \tag{II.7}$$

$$(V_m - V_0)_{\text{moy}} = \frac{2}{\pi} V_m \sin(\pi/q) \cdot \cos \alpha
 \tag{II.8}$$

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

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

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

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

$$V_{\text{ch moy}} = \left[ \frac{q}{\pi} \cdot V \sqrt{2} \cdot \sin \frac{\pi}{q} \cdot \cos\alpha \right] + \left[ \frac{q}{\pi} \cdot V \sqrt{2} \cdot \sin \frac{\pi}{q} \cdot \cos\alpha \right] \quad (\text{II.10})$$

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

La tension redressée efficace est donnée par :

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

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

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

$$V_{\text{ch moy}} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_{\text{max}} \quad V_{\text{ch eff}} = V_{\text{max}} \sqrt{2} \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}}$$

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

$$V_{\text{ch moy}} = \frac{9}{\pi\sqrt{2}} V_{\text{max}} \quad V_{\text{ch eff}} = V_{\text{max}} \sqrt{2} \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{8\pi}}$$

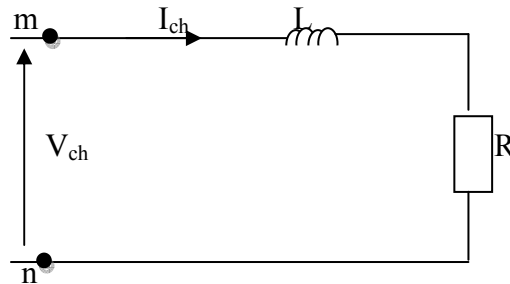
$$\text{Pour } \alpha = \pi/3 \quad \left\{ \begin{array}{ll} 0 \leq \omega t \leq \pi/6 & V_{ch} = V_c - V_a \\ \pi/6 \leq \omega t \leq \pi/2 & V_{ch} = V_c - V_b \\ \pi/2 \leq \omega t \leq 5\pi/6 & V_{ch} = V_a - V_b \\ 5\pi/6 \leq \omega t \leq 7\pi/6 & V_{ch} = V_b - V_c \\ 7\pi/6 \leq \omega t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

$$V_{ch \text{ moy}} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V_{\max} \quad V_{ch \text{ eff}} = V_{\max} \sqrt{2} \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{3\sqrt{3}}{8\pi}}$$

### II.3.3 Etude du courant

#### II.3.3.1 le courant de charge

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



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

Donc 
$$I_{ch} + \frac{R}{L} \cdot I_{ch} = \frac{1}{L} V_{ch} \quad (II.17)$$

#### II.3.3.2 Les courants des lignes

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

$$I_{s1} = \left\{ \begin{array}{ll} + I_{ch} & \text{Si } \pi/6 + \alpha + 2K\pi \leq \Theta \leq 5\pi/6 + \alpha + 2K\pi \\ 0 & \text{Si } \left\{ \begin{array}{l} \alpha + 2K\pi \leq \Theta \leq \pi/6 + \alpha + 2K\pi \\ \text{et } 5\pi/6 + \alpha + 2K\pi \leq \Theta \leq 7\pi/6 + \alpha + 2K\pi \\ \text{et } 11\pi/6 + \alpha + 2K\pi \leq \Theta \leq 12\pi/6 + \alpha + 2K\pi \end{array} \right. \\ - I_{ch} & \text{Si } 7\pi/6 + \alpha + 2K\pi \leq \Theta \leq 11\pi/6 + \alpha + 2K\pi \end{array} \right. \quad (II.18)$$

$I_{s2}$  et  $I_{s3}$  sont décalés respectivement de  $120^\circ$  et de  $240^\circ$  par rapport à  $I_{s1}$  [14].

Chaque enroulement secondaire est connecté à deux thyristors  $T_i, T_i'$  ( $i=1,2,3$ ).

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

Ainsi

$$I_{s1} = +I_{ch}, \quad \text{quand } T1 \text{ conduit.}$$

$$I_{s1} = -I_{ch}, \quad \text{quand } T'1 \text{ conduit.}$$

$$I_{s1} = 0, \quad \text{quand } T1, T'1 \text{ ne conduisent.}$$

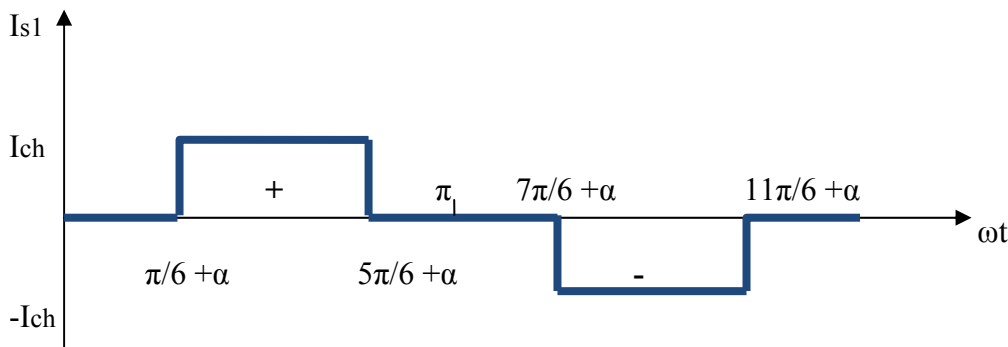
Les courants ont donc pour valeur efficace :

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

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

**Développement en série de Fourier (harmonique courant).**

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



**Fig (II.6): La forme rectangulaire de courant d'entrée d'un pont à thyristor**

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

Pour un angle d'amorçage  $\alpha=0^\circ$ .

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

Pour décomposer ces courants on appliquera le théorème de Fourier :

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

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

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

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

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

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

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

Donc

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

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

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

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

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

La valeur efficace de courant d'entrée est :

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

La valeur efficace du courant fondamental est :

$$I_{s1 \text{ eff}} (t) = 2I_{ch} \frac{\sqrt{3}}{\pi} \sin(\omega t) \quad (\text{II.32})$$

$$I_{s1 \text{ eff}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left( 2I_{ch} \frac{\sqrt{3}}{\pi} \sin(\omega t) \right)^2 d\omega t} \quad (\text{II.33})$$

$$I_{s1 \text{ eff}} = I_{ch} \frac{\sqrt{6}}{\pi} \quad (\text{II.34})$$

La valeur efficace du courant harmonique :

$$I_{1\text{hareff}} = I_{s1 \text{ eff}} - I_{s1f \text{ eff}} \quad (\text{II.35})$$

$$I_{1\text{hareff}} = I_{ch} \sqrt{\frac{2}{3}} - I_{ch} \frac{\sqrt{6}}{\pi} \quad (\text{II.36})$$

Donc

$$I_{1\text{hareff}} = 0.003 I_{ch} \quad (\text{II.37})$$

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

$I_{1\text{hareff}}$

$$I_{2\text{hareff}} = 0.003 I_{ch} \quad (\text{II.38})$$

$$I_{3\text{hareff}} = 0.003 I_{ch} \quad (\text{II.39})$$

II.3.4 Résultats de simulation pour une charge RL

a-pour un angle d'amorçage  $\alpha=0^\circ$

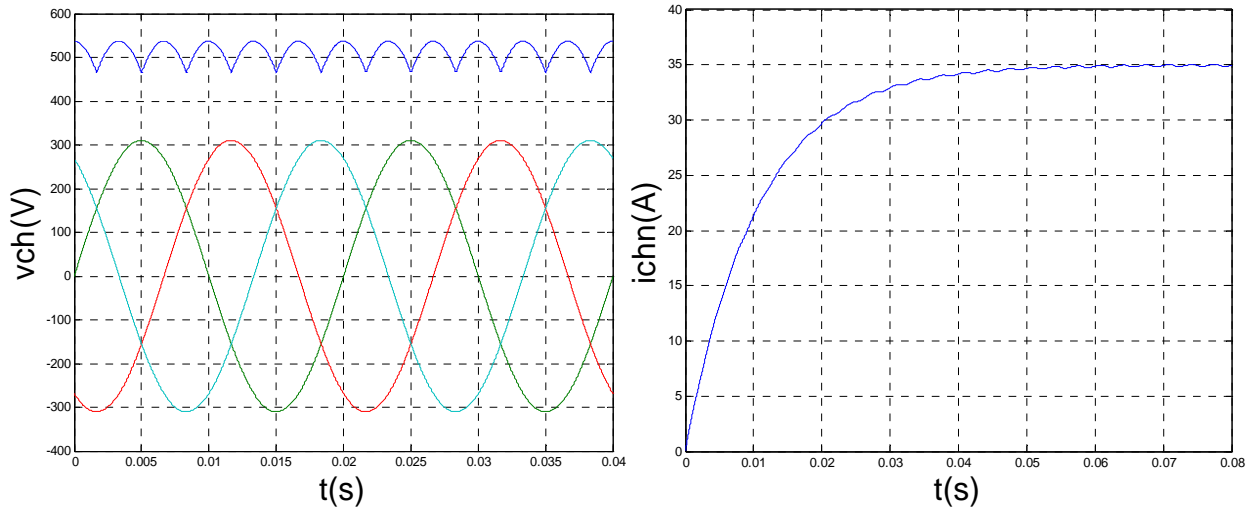


Fig (II.7) :Tension de charge et courant de charge

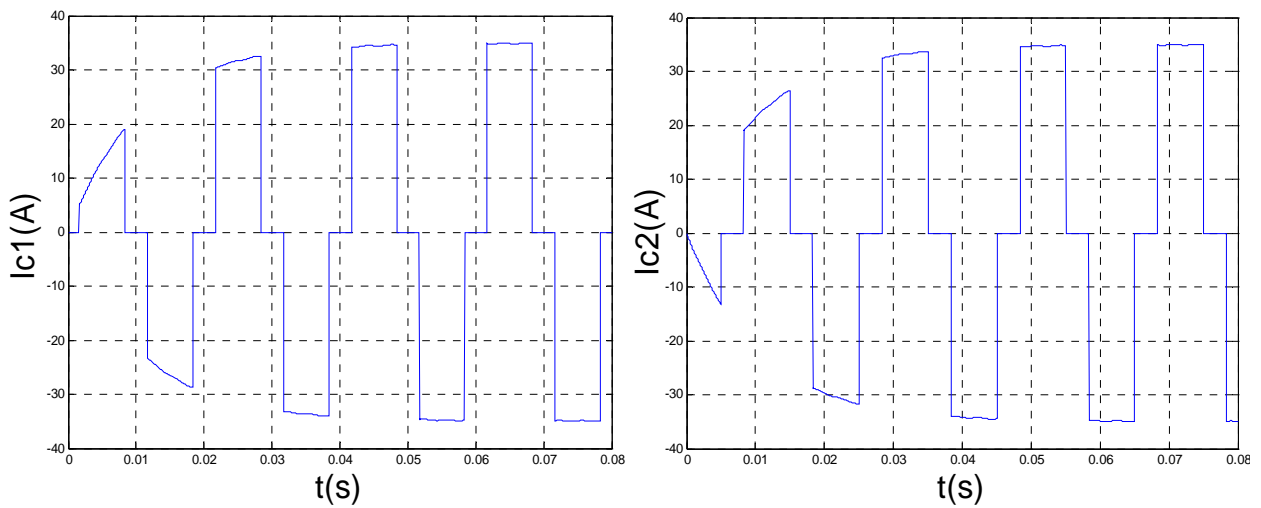


Fig (II.8): Courant de lignes  $I_{c1}$  et  $I_{c2}$

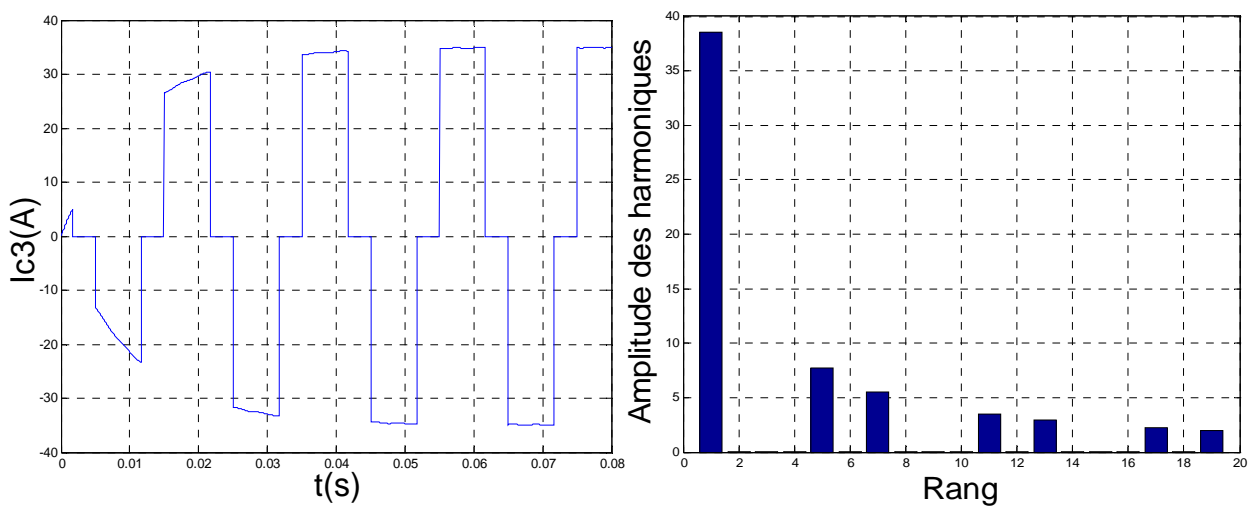
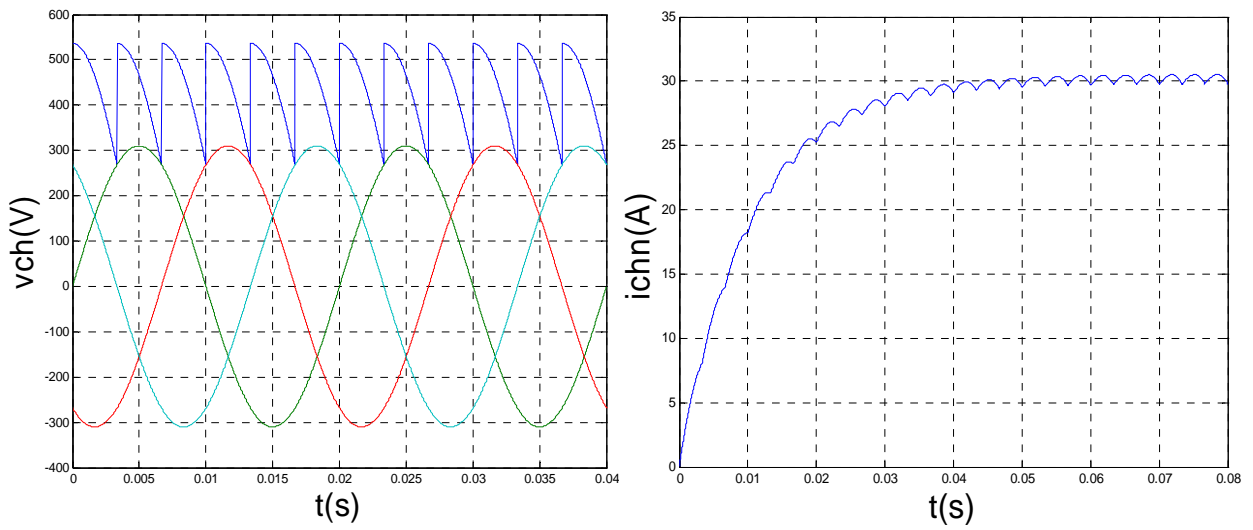
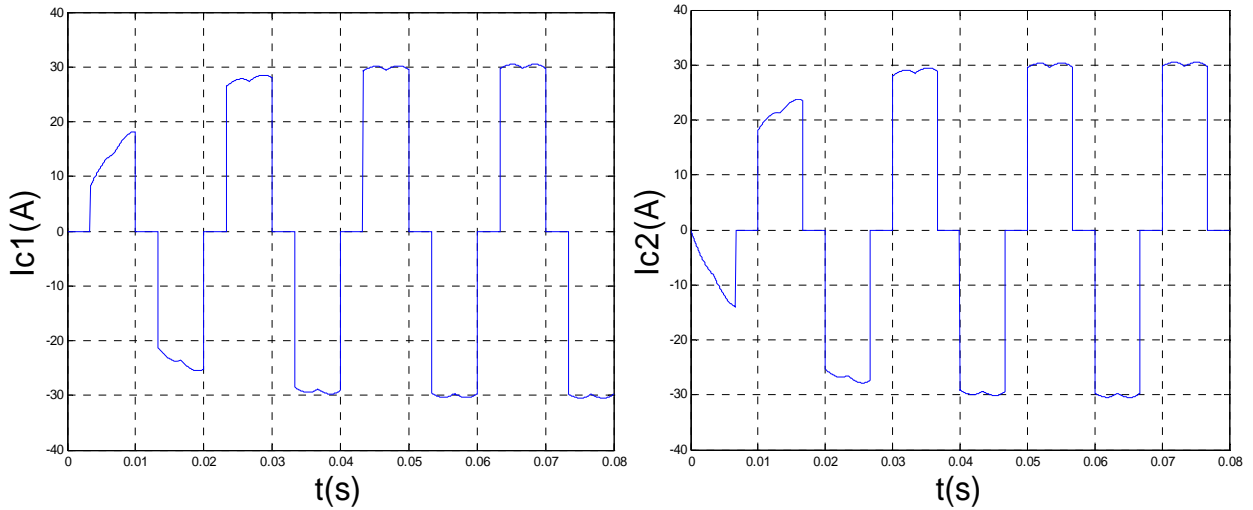


Fig (II.9): Courant de ligne  $I_{c3}$  et son spectre de fréquence

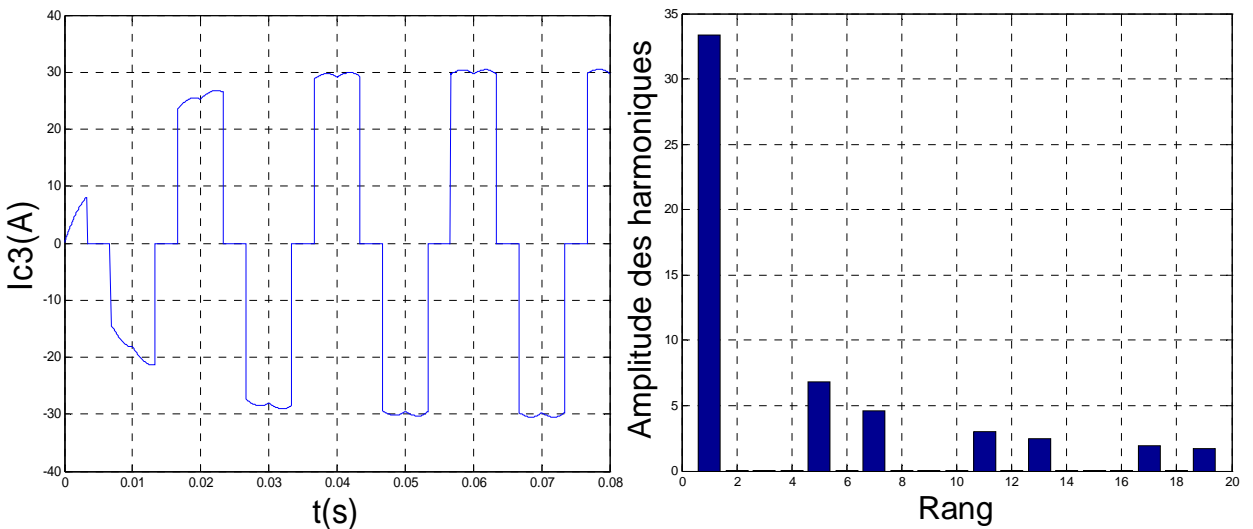
**b-pour un angle d'amorçage  $\alpha=30^\circ = \pi/6$  rad**



**Fig (II.10): Tension de charge et courant de charge**



**Fig (II.11): Courant de lignes  $I_{c1}$  et  $I_{c2}$**



**Fig (II.12): Courant de ligne  $I_{c3}$  et son spectre de fréquence**

c- pour un angle d'amorçage  $\alpha=60^\circ = \pi/3$  rad

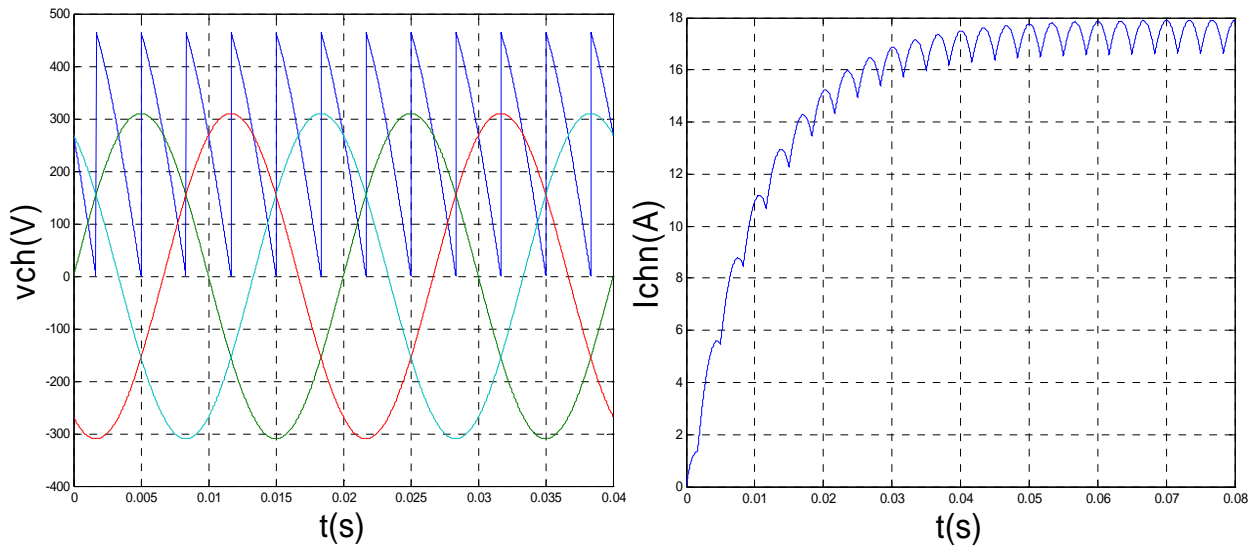


Fig (II.13) Tension de charge et courant de charge

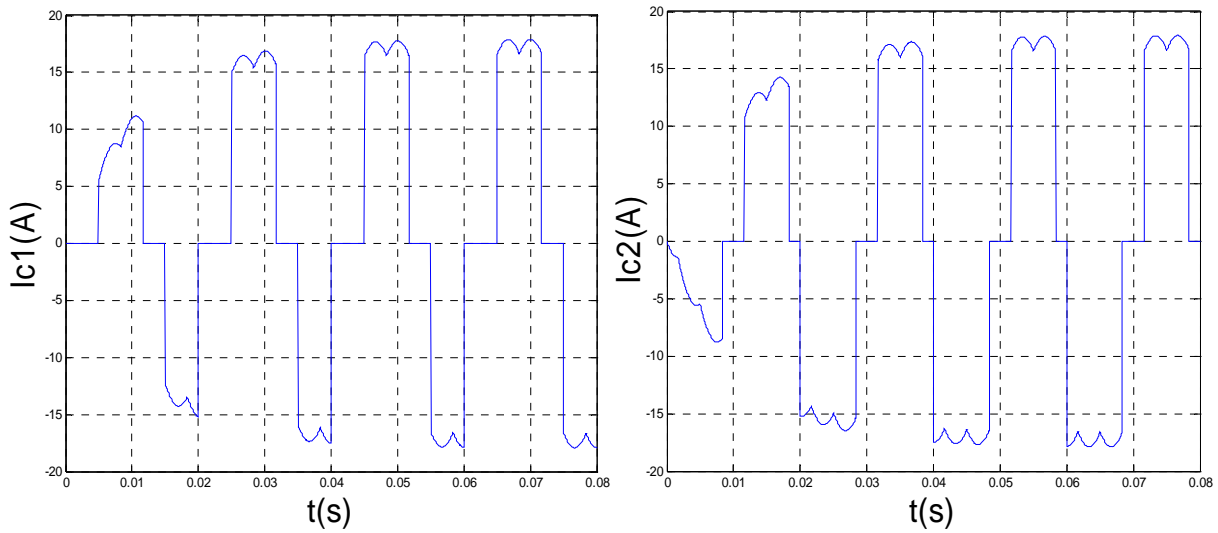


Fig (II.14): Courant de lignes Ic1 et Ic2

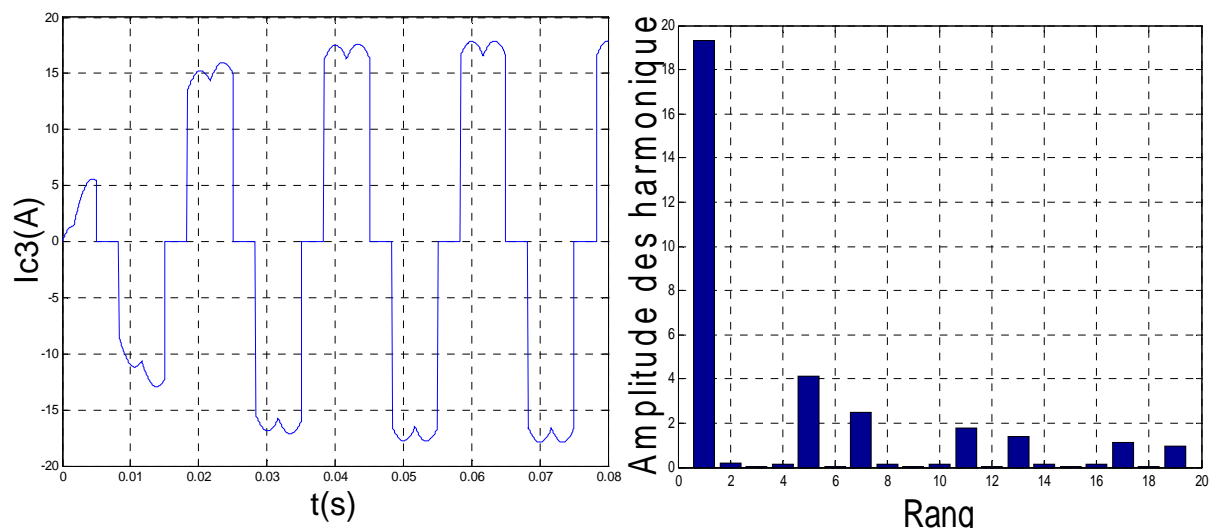


Fig (II.15): Courant de ligne Ic3 et son spectre de fréquence

Les résultats précédents sont obtenus pour une charge RL, on va appliqué dans la suite une charge active représentant un moteur à courant continu.

## **II.4 Modélisation du moteur à courant continu**

Le moteur à courant continu (MCC) est une machine tournante qui exploite le fait qu'un conducteur placé perpendiculairement à un champ magnétique et parcouru par un courant se déplace en fauchant le champ magnétique: il est donc capable de produire un effort mécanique.

### **II.4 .1 Constitution du moteur à courant continu**

#### **II.4 .1.1 L'inducteur**

Il se compose de trois parties :

✓ **La carcasse**

Elle assure à la fois des fonctions magnétiques et mécaniques. Elle est généralement en acier moulé, quelque fois en fonte. On utilise le plus souvent la forme circulaire cuirassée.

✓ **Les pôles inducteurs**

Sont constitués par un assemblage de tôles en acier au silicium d'une épaisseur isolées entre elle par une oxydation naturelle.

✓ **Les bobines**

Sont réalisées avec du fil de cuivre isolé (vernis isolant) qui est enroulé autour du noyau polaire de telle sorte à réaliser un électro-aimant.

#### **II.4 .1.2 L'induit**

Celui-ci est feuilleté et il a la forme d'un tambour dans lequel sont pratiquées des encoches. Les tôles, en acier au silicium sont isolées entre elles par oxydation ou au vernis. Elles sont montées sur l'arbre de la machine. Dans les encoches sont placés des conducteurs actifs. En résumé, l'induit complète le circuit magnétique et supporte les enroulements induits. Entre l'inducteur et l'induit existe ce que l'on appelle un entrefer, que l'on essaie de diminuer le plus possible pour éviter les pertes magnétiques [24].

### **II.4 .2 Moteur à excitation séparée**

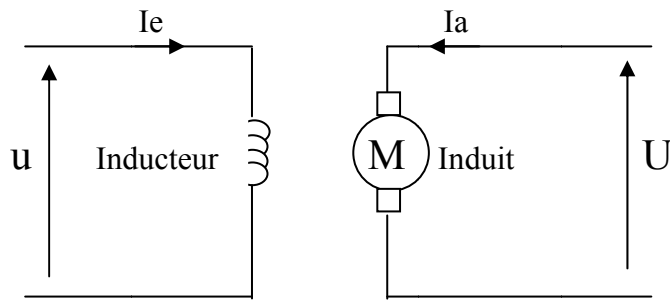
Le circuit inducteur n'est pas connecté au circuit induit, on a :

$$U = K\Phi(I_e) \Omega + R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} \quad (\text{II.40})$$

Soit:

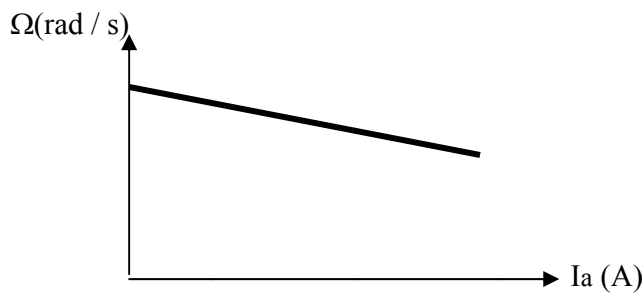
$$\Omega = \frac{U - R_a I_a}{K\Phi(I_e)} \quad (\text{II.41})$$

La caractéristique  $\Omega(I_a)$  est décroissante, comme il est présenté dans la figure (II.16)



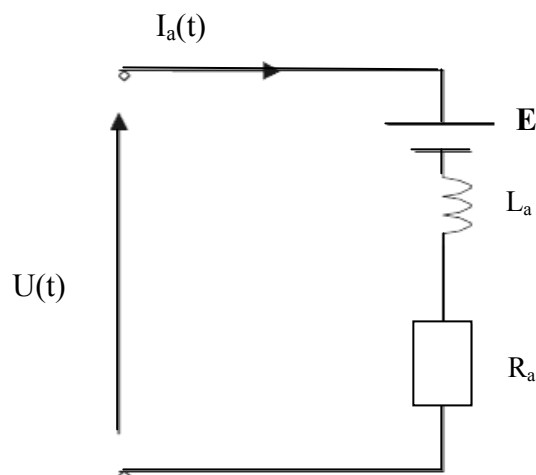
**Fig (II.16) : Moteur à excitation séparée**

Dans le cas où la chute résistive est négligeable, il est possible de conclure que quelle que soit la charge (quel que soit  $I_a$ ), on peut considérer que la vitesse de fonctionnement est quasiment constante.



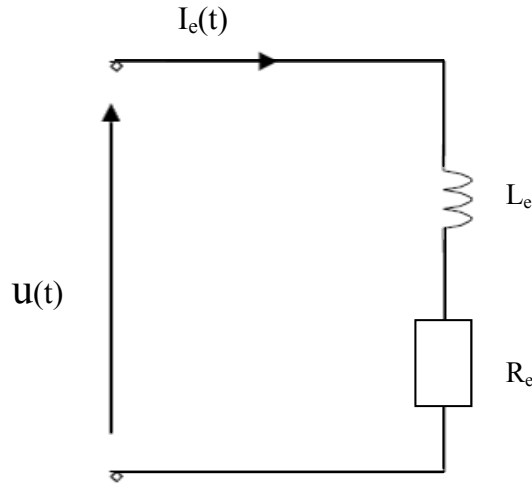
**Fig (II.17) : Caractéristique  $\Omega = f(I_a)$**

Le schéma électrique équivalent de l'induit est donné sur la figure(II.18)



**Fig(II.18) : Schéma électrique équivalent de l'induit du moteur à courant continu.**

Le schéma électrique équivalent de l'inducteur est donné sur la figure (II.19)



**Fig(II.19) : Schéma électrique équivalent de l'inducteur du moteur à courant continu.**

Les équations régissant le fonctionnement du moteur de la figure(II.18) et figure(II.19) sont les suivantes.

Domaine temporel	Domaine de Laplace	
$U(t) = E(t) + R_a I_a(t) + L_a \frac{dI_a(t)}{dt}$	$U(p) = E(p) + R_a I_a(p) + L_a p I_a(p)$	(II.42)
$E(t) = K \Phi(t) \Omega(t)$	$E(p) = K \Phi(p) \Omega(p)$	(II.43)
$M(t) = K \Phi(t) I_e(t)$	$M(p) = K \Phi(p) I_e(p)$	(II.44)
$\Phi(t) = L_e \frac{dI_e(t)}{dt}$	$\Phi(p) = L_e p I_e(p)$	(II.45)
$U(t) = L_e \frac{dI_e(t)}{dt} + R_e I_e(t)$	$u(p) = L_e p I_e(p) + R_e I_e(p)$	(II.46)
$J \frac{d\Omega(t)}{dt} = M(t) - C_r \Omega(t)$	$J.P.\Omega(P) = M(P) - C_r \Omega(P)$	(II.47)

### II.4 .3 Commande du moteur par l'induit

Dans ce cas 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 régulée.

$$I_e(t) = C^{te} \rightarrow \Phi(t) = C^{te} = \Phi_0 \quad (II.48)$$

On a:

$$M(t) = K \Phi(t) I_a(t) \quad (II.49)$$

Avec :

$$\Phi(t) = \Phi_0 \tag{II.50}$$

Donc on peut écrire :

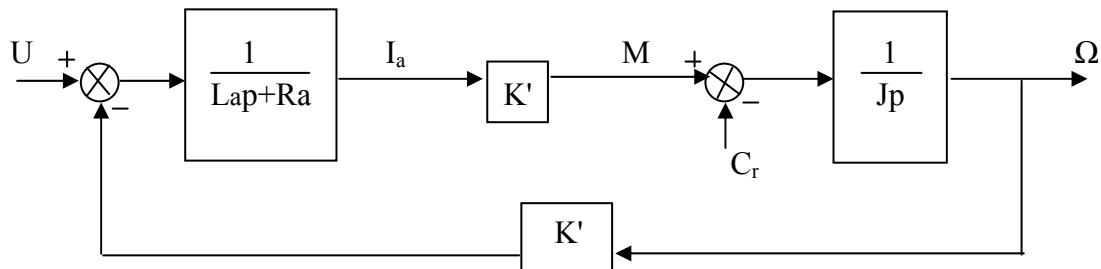
$$M(t) = K' I_a(t) \tag{II.51}$$

Avec:

$$K' = K \Phi_0 \tag{II.52}$$

A l'aide des relations (II.49), (II.50), (II.51), et (II.52) on peut construire le diagramme fonctionnel du moteur de la figure(II.20).

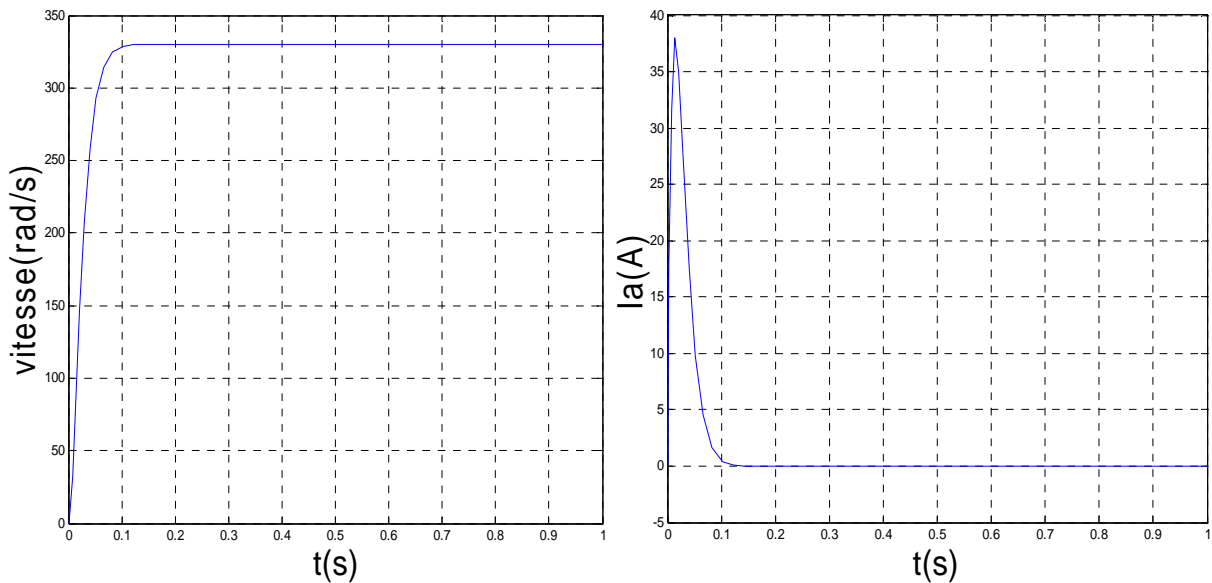
Le schéma fonctionnel du moteur à courant continu est représenté par la figure(II.20)



**Fig. (II.20): Diagramme fonctionnel de la commande par l'induit.**

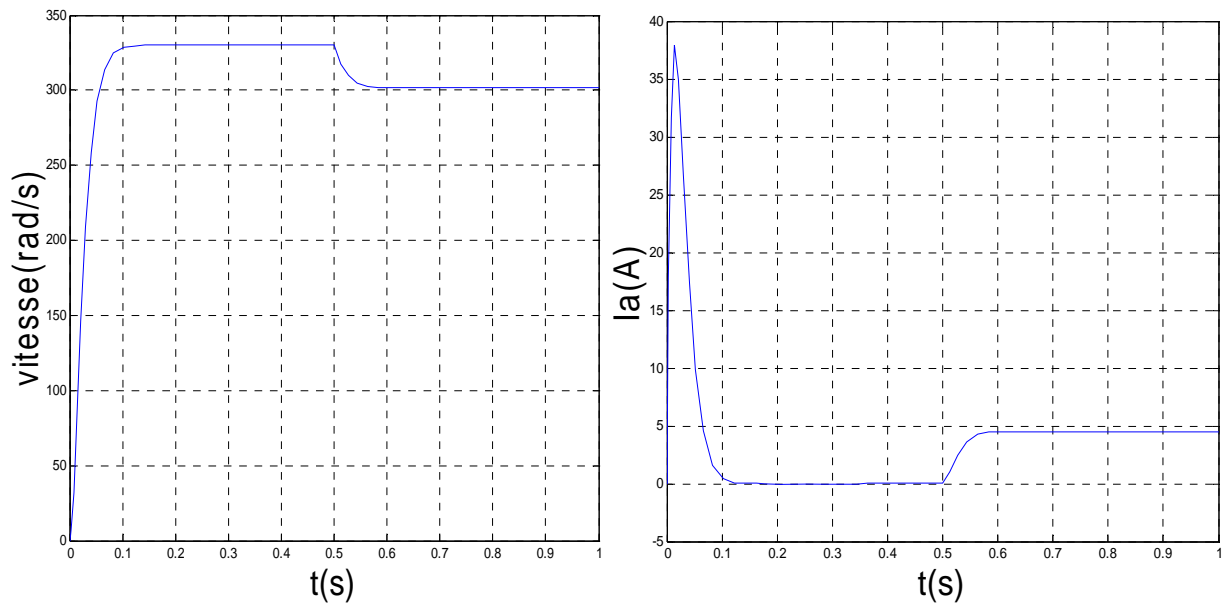
## II.4 .4 Résultats de simulation pour un MCC

### II.4 .4.1 Démarrage à vide ( Cr = 0 )



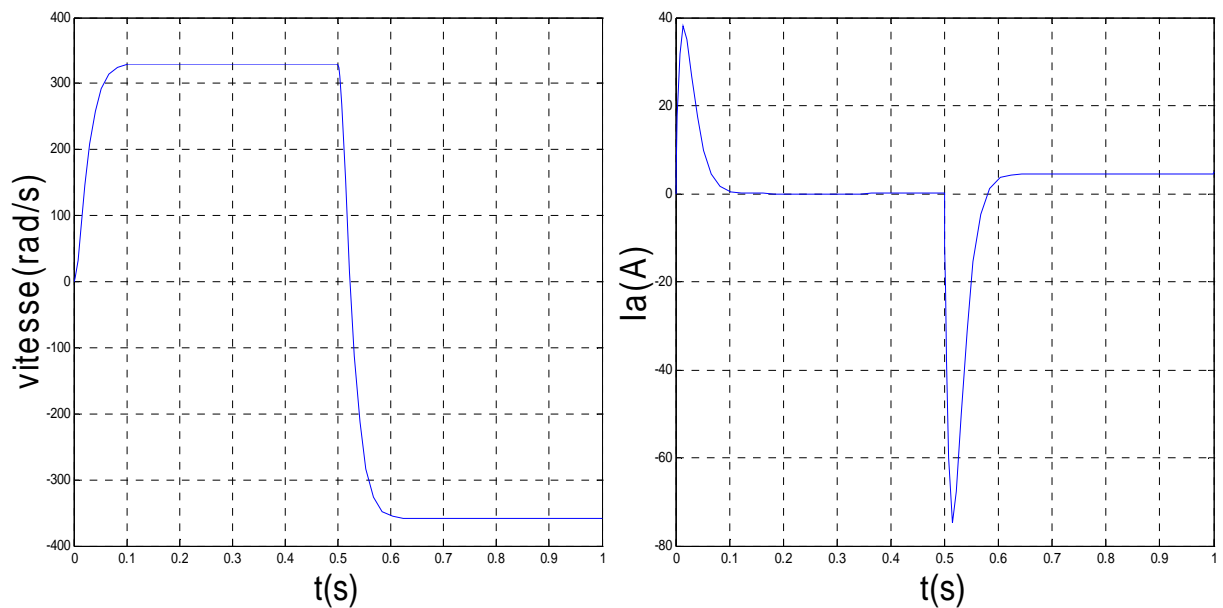
**Fig.( II.21): Forme de vitesse et du courant du MCC pour (Cr=0 N.m)**

**II.4 .4.2 Démarrage à vide et application d'une charge à t=0.5s**



**Fig.( II.22):** Forme de vitesse et du courant du MCC pour ( $C_r=3$  N.m en  $t=0.5s$ )

**II.4 .4.3 Démarrage à vide et inversion du sens de rotation à t=0.5s**



**Fig.( II.23):** Forme de vitesse et du courant du MCC pour ( $C_r=3$  N.m en  $t=0.5s$ )

II.5 Association réseau- redresseur commandé – MCC

On présente sur la figure (II.24) l'association du système réseau- redresseur commandé – MCC

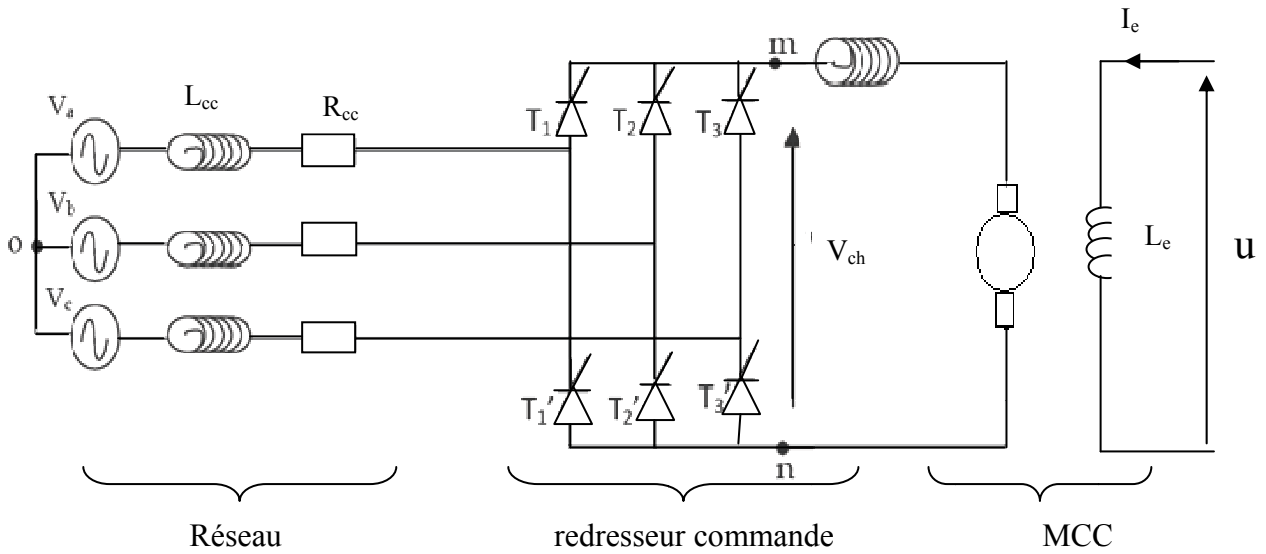


Fig.( II.24):Représente association réseau- redresseur commandé – MCC

II.5.1 Résultats de simulation

Démarrage à vide et application d'une charge ( $C_r = 3.41 \text{ N.m}$  à  $t = 0.25 \text{ s}$ )

a- Pour un angle d'amorçage  $\alpha = 0^\circ$

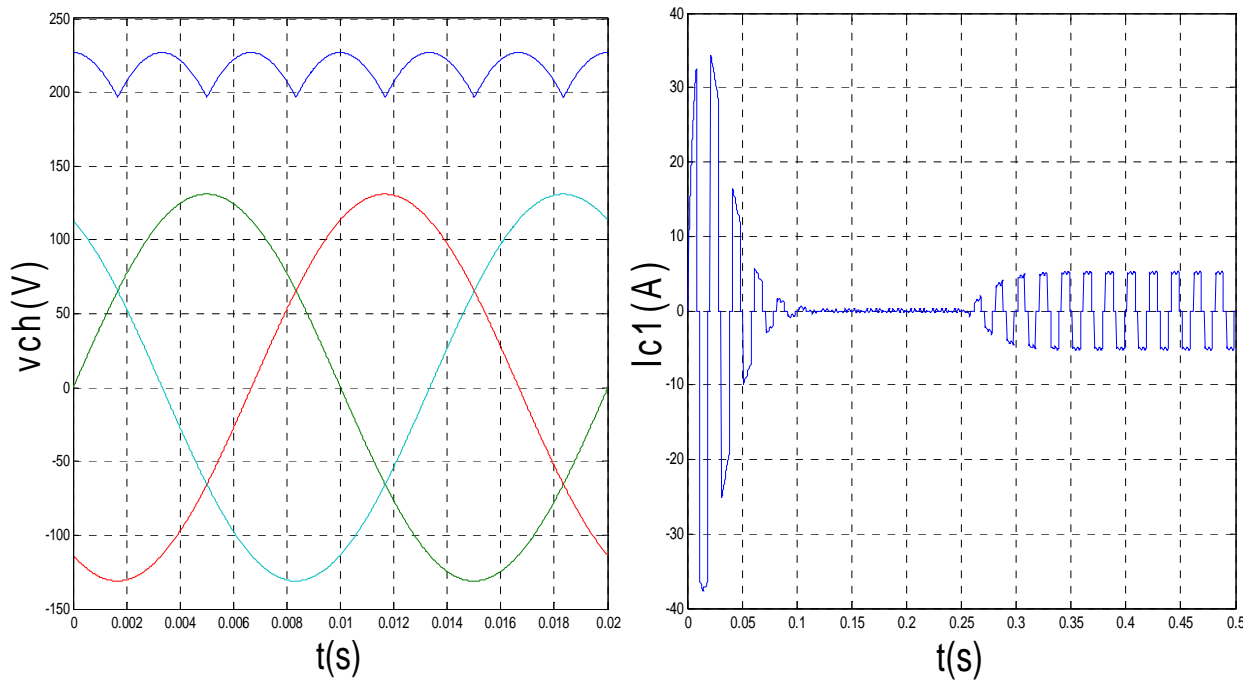
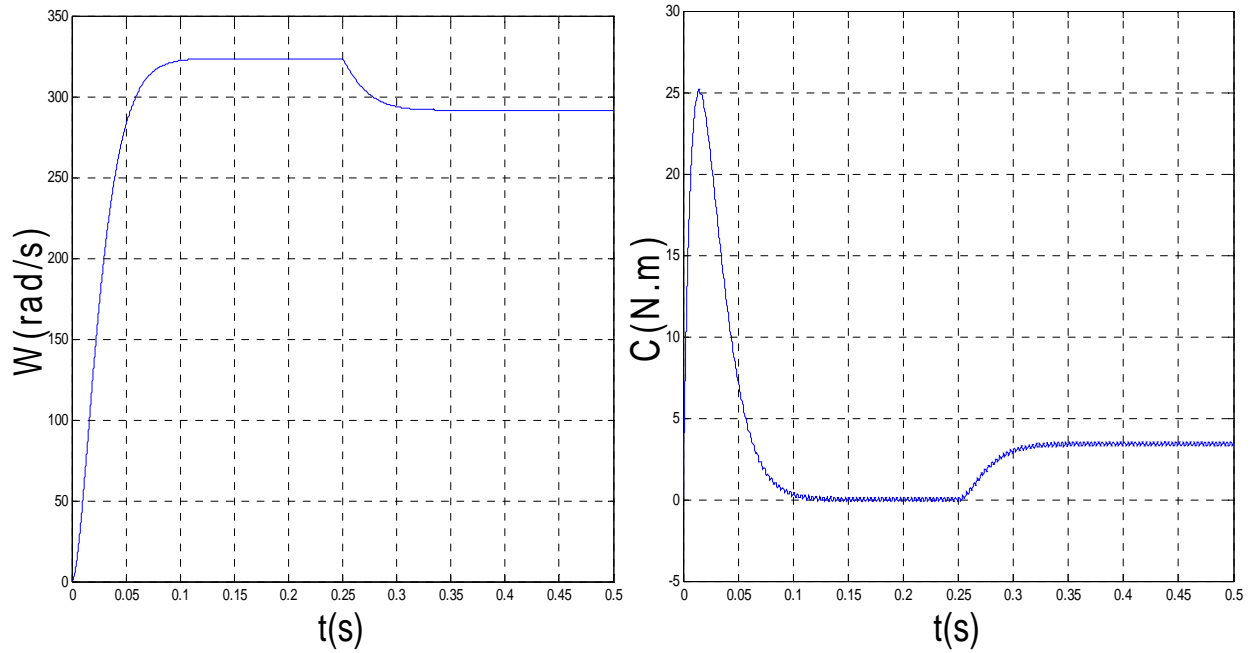
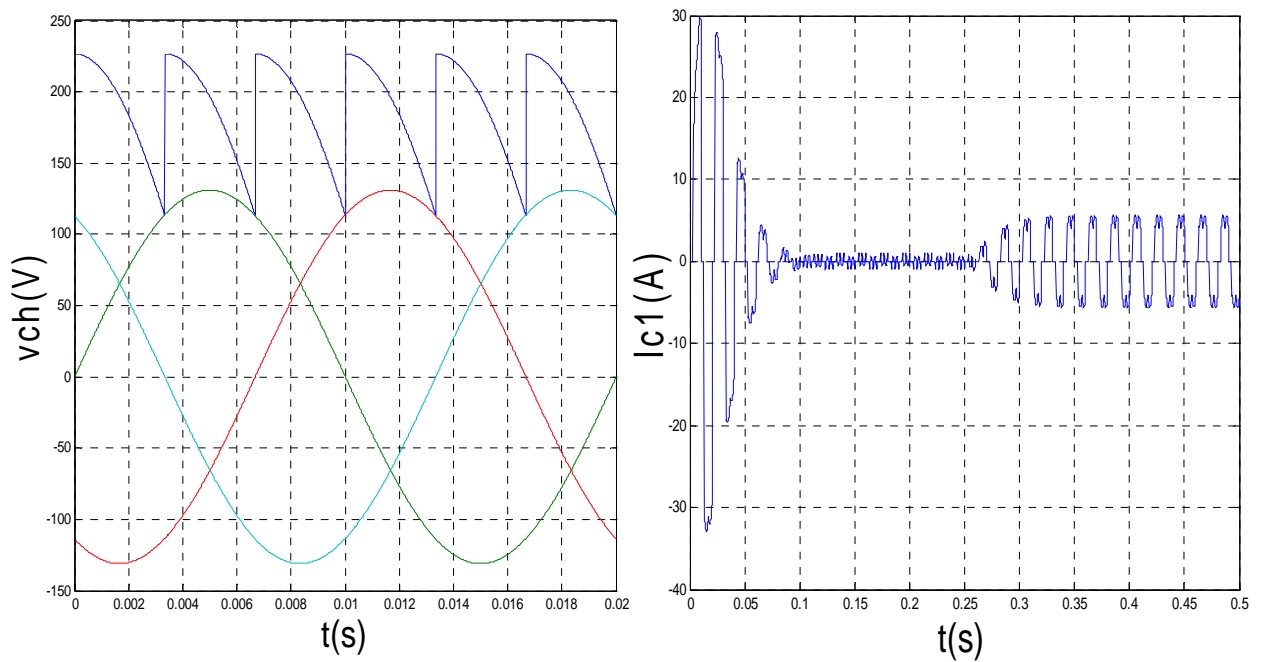


Fig.( II.25): Forme de tension redressée et courant de ligne (Ic1)



**Fig.( II.26):** Forme de vitesse et couple du MCC

**b-Pour un angle d'amorçage  $\alpha=30^\circ = \pi/6$  rad**



**Fig.( II.27):** Forme de la tension redressée et courant de ligne ( $I_{c1}$ )

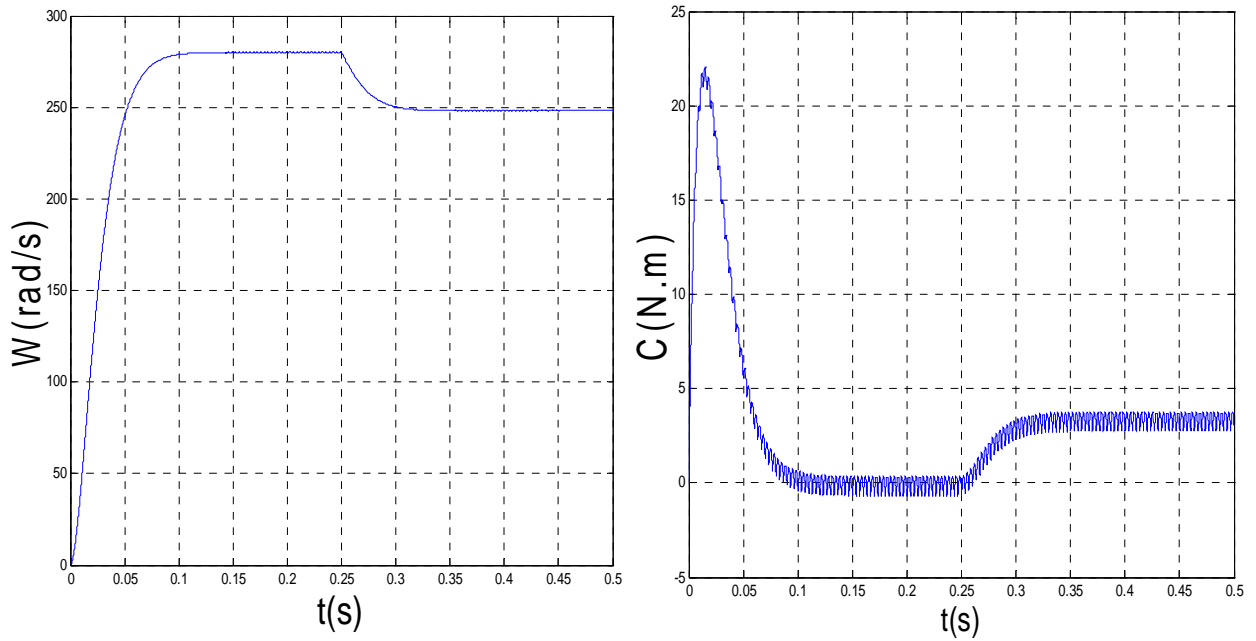


Fig.( II.28): Forme de vitesse et couple du MCC  
 c-Pour un angle d'amorçage  $\alpha=60^\circ = \pi/3$  rad

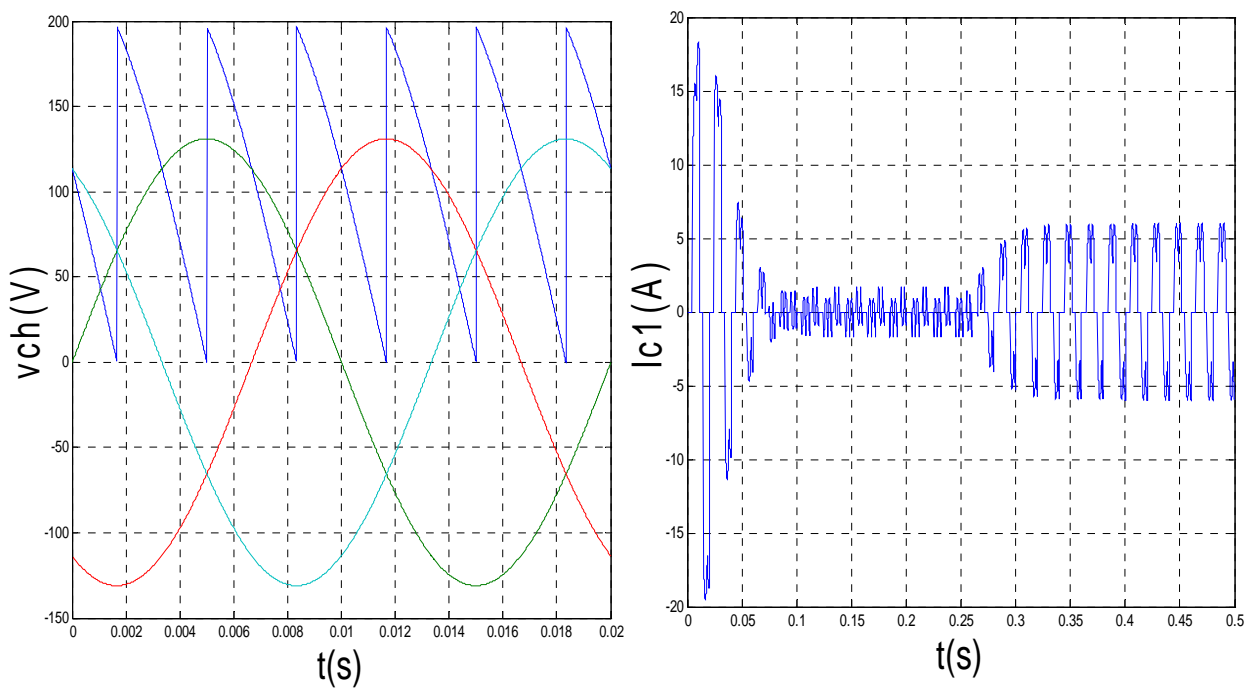


Fig.( II.29): Forme de tension redressé et courant de ligne ( $I_{c1}$ )

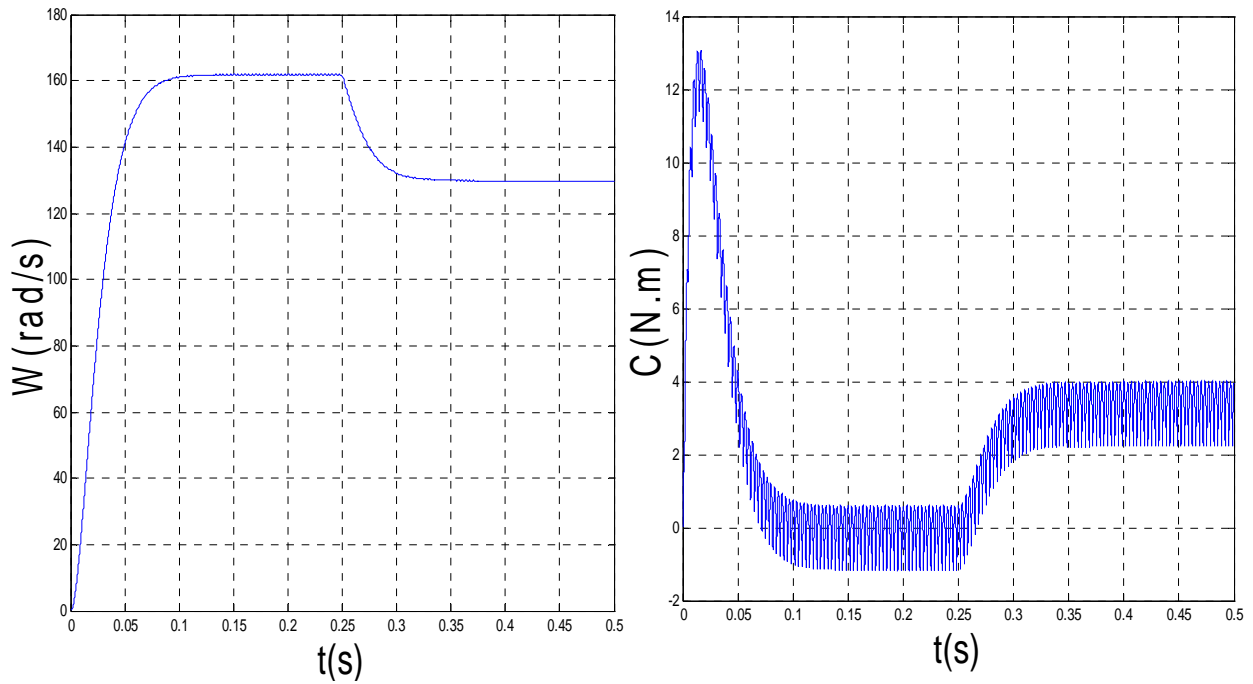


Fig.( II.30): Forme de vitesse et couple du MCC

## 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'indentification de ces courants [6].

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

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

### II.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  $\alpha, \beta$  pour obtenir les puissances réelles et imaginaires.

Notons par  $(V_\alpha, V_\beta)$  et  $(I_\alpha, I_\beta)$  les composantes orthogonales du repère  $\alpha, \beta$  associées respectivement aux tensions de raccordement du filtre actif parallèle  $(V_s)$  et aux courants absorbés par les charges polluantes  $(I_s)$  [6].

La transformation de CLARK permet d'obtenir un système triphasé de tension  $(V_A, V_B, V_C)$  ou de courant  $(I_A, I_B, I_C)$  de somme nulle un vecteur caractérisé par projections  $(V_\alpha$  et  $V_\beta)$  ou  $(I_\alpha$  et  $I_\beta)$  [13].

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

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (II.53)$$

Et la relation des courants ci-dessous

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (II.54)$$

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

$$V = V_\alpha + J V_\beta \quad (II.55)$$

$$\text{Et } I = I_\alpha + J I_\beta \quad (II.56)$$

On déduit que la puissance apparente complexe :

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

$$S = (V_\alpha + J V_\beta) (I_\alpha - J I_\beta) \quad (II.57)$$

$$S = (V_\alpha I_\alpha + V_\beta I_\beta) + j (V_\beta I_\alpha - V_\alpha I_\beta) \quad (II.58)$$

Par identification avec l'expression:

$$S = P + j Q \quad (II.59)$$

La puissance active instantanée :

$$P = (V_\alpha I_\alpha + V_\beta I_\beta) \quad (II.60)$$

La puissance réactive instantanée :

$$Q = j (V_{\beta} I_{\alpha} - V_{\alpha} I_{\beta}) \tag{II.61}$$

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  $Q_h$  correspondent à sa fluctuation.

$$\begin{cases} P = P_f + P_h \\ Q = Q_f + Q_h \end{cases} \tag{II.62}$$

$P_f$  Une puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension.

$Q_f$  Une puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant et de la tension

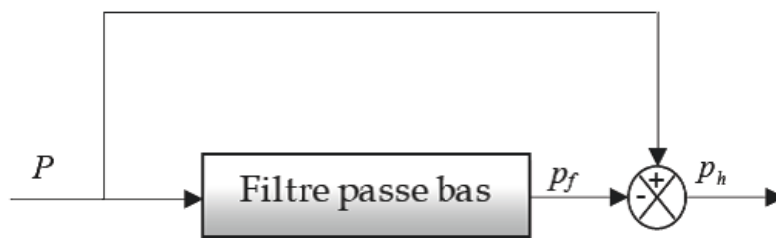
$P_h$  et  $Q_h$  sont des puissances alternatives liées à la somme des composantes perturbatrices du courant et de la tension tel que [13] :

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

$$= \tag{II.63}$$

### II.6.3 Séparation des puissances perturbatrices

Après avoir identifié les pulsations des puissances instantanées, le filtre de puissance chargé d'isoler les puissances active et réactive conventionnelles peut être dimensionné. Un circuit constitué d'un filtre passe bas avec un soustracteur peut être employé, comme le présente la figure (II.31) [6].



**Fig (II.31):Schéma représentant le principe de séparation des puissances**

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

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

$$F_F (P) = \text{—————} \tag{II.64}$$

**II.6.4 Calcul des courants perturbateurs**

De l'équation (II.63) nous pouvons recalculer les courants dans les repaires ( $\alpha$  ,  $\beta$ ) comme suit:

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha} \\ I_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{\alpha} & -V_{\beta} \\ V_{\beta} & V_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} \quad (II.65)$$

Tel que

$$\Delta = V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2 \quad (II.66)$$

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

D'après les équations (II.63) et (II.65) nous pouvons séparer le courant dans le repaire ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) en trois composantes, active et réactive à la fréquence fondamentale et les harmoniques [6].

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha} \\ I_{\beta} \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{\alpha} & -V_{\beta} \\ V_{\beta} & V_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_f \\ 0 \end{bmatrix}}_{\text{Courant active}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{\alpha} & -V_{\beta} \\ V_{\beta} & V_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q_f \end{bmatrix}}_{\text{Courant réactive}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{\alpha} & -V_{\beta} \\ V_{\beta} & V_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_h \\ q_h \end{bmatrix}}_{\text{Courant harmonique}} \quad (II.67)$$

Les puissances sont ensuite filtrées par des filtres passe-bas ce qui donne  $P_f$  et  $Q_f$  ;  $P_h$  et  $Q_h$  sont les composantes harmoniques des puissances active et réactive, tel que

$$P_h = P - P_f \quad , \quad q_h = Q - q_f \quad (II.68)$$

Les composantes harmoniques des courants seront [24]:

$$\begin{bmatrix} I_{1har} \\ I_{2har} \\ I_{3har} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha} & -V_{\beta} \\ V_{\beta} & V_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_h \\ q_h \end{bmatrix} \quad (II.69)$$

II.6.5 Résultats de simulation de l'identification

a-Pour un angle d'amorçage  $\alpha=0^\circ$

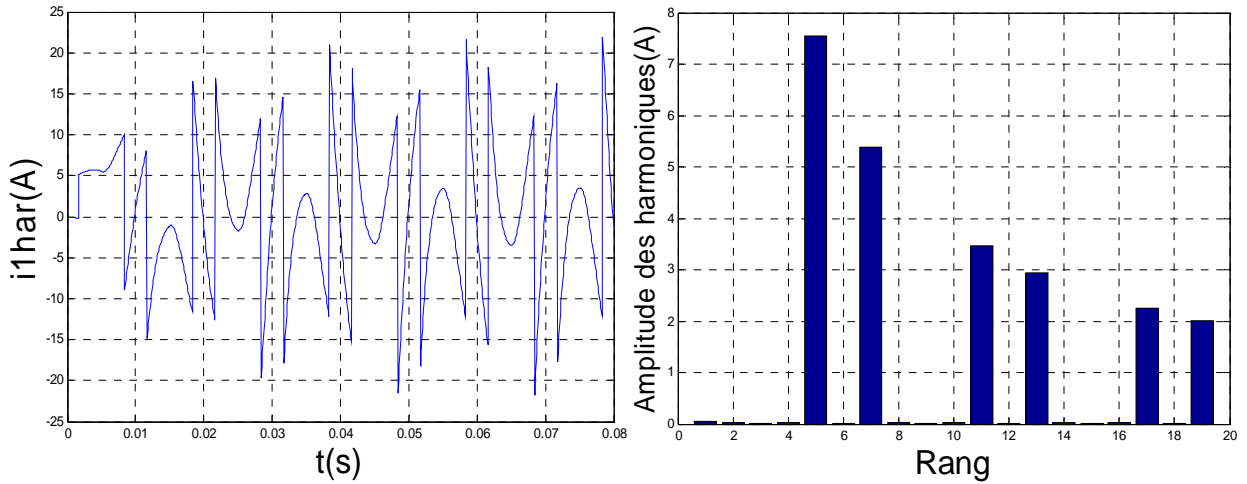


Fig (II.32): Courant harmonique 1 identifié et son spectre de fréquence

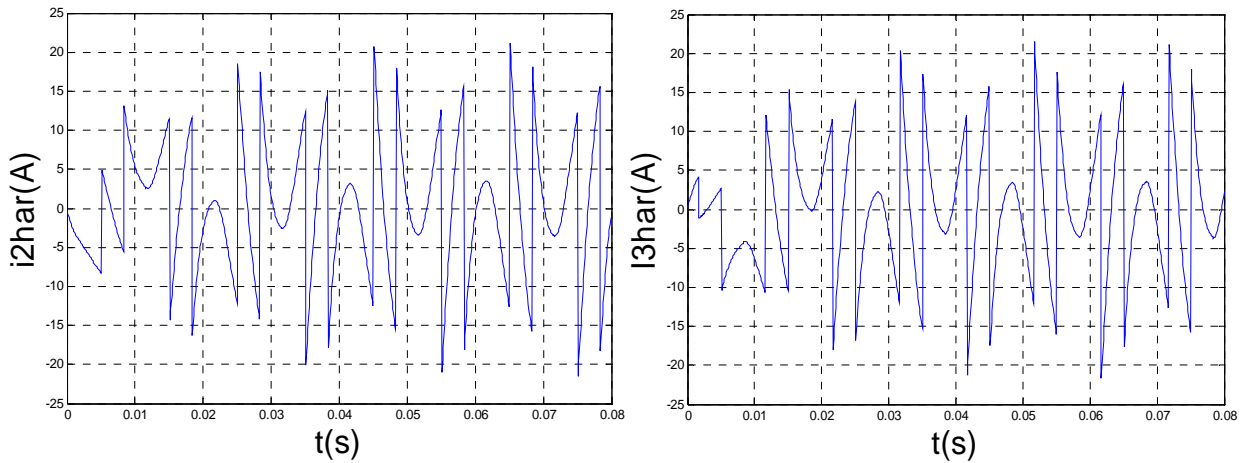


Fig (II.33): Courants d'harmoniques 2 et 3 identifiés

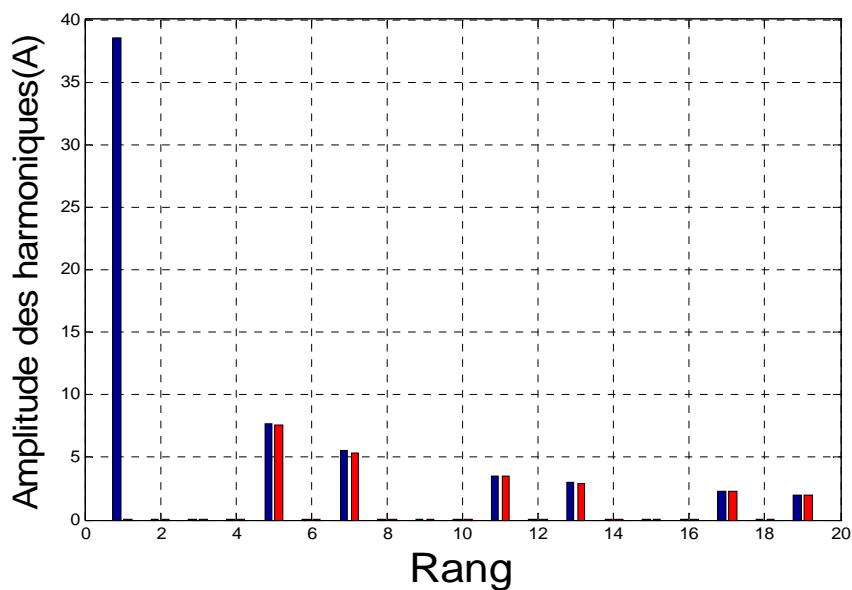


Fig (II.34): Spectre de fréquence du courant de ligne ic1 et d'harmonique identifié

b-Pour un angle d'amorçage  $\alpha=30^\circ = \pi/6$  rad

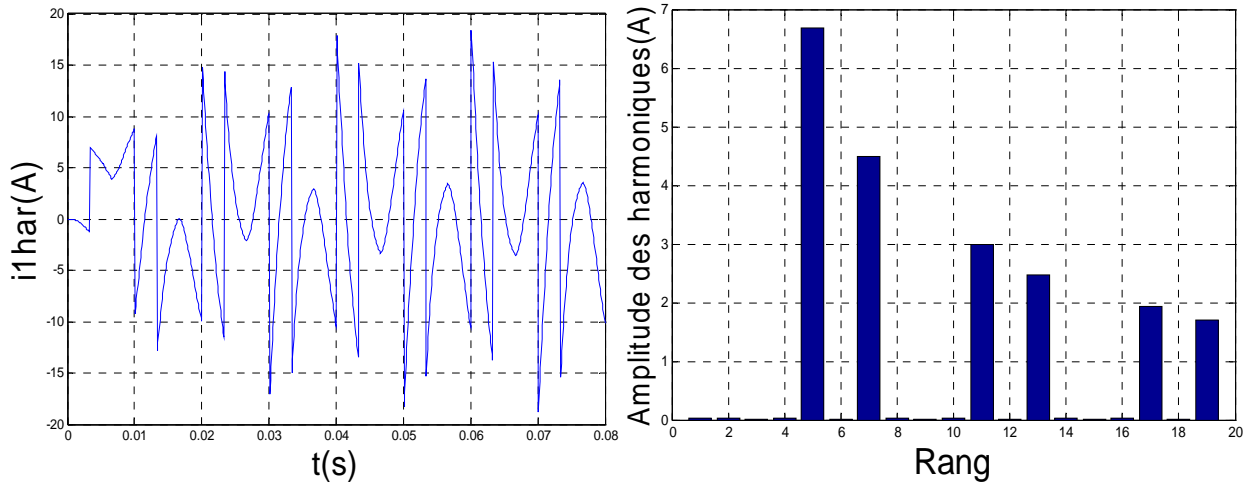


Fig (II.35): Courant harmonique 1 identifié et son spectre de fréquence

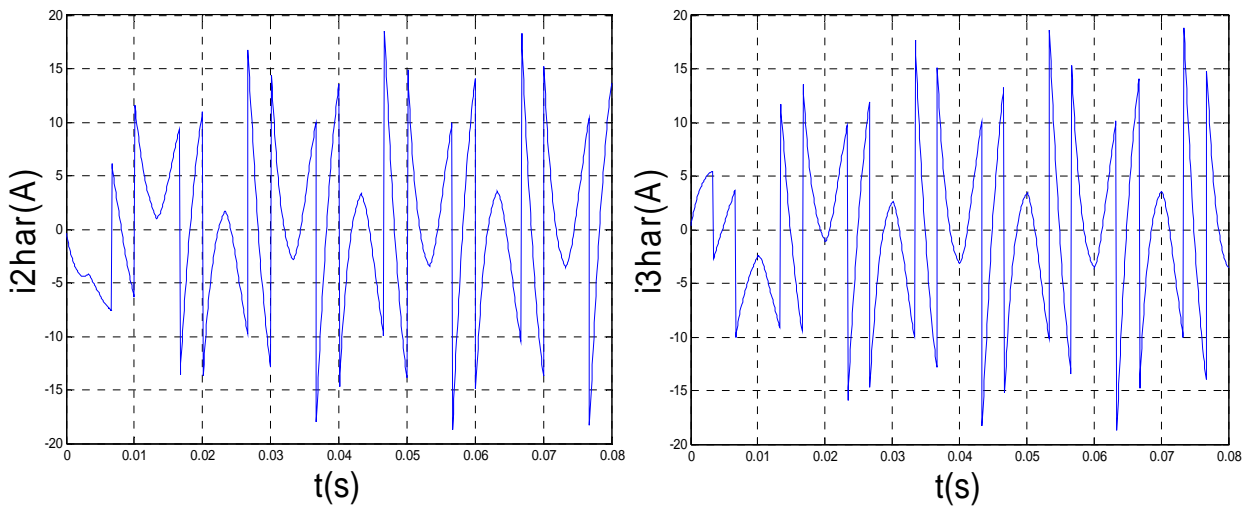


Fig (II.36): Courants d'harmoniques 2 et 3 identifiés

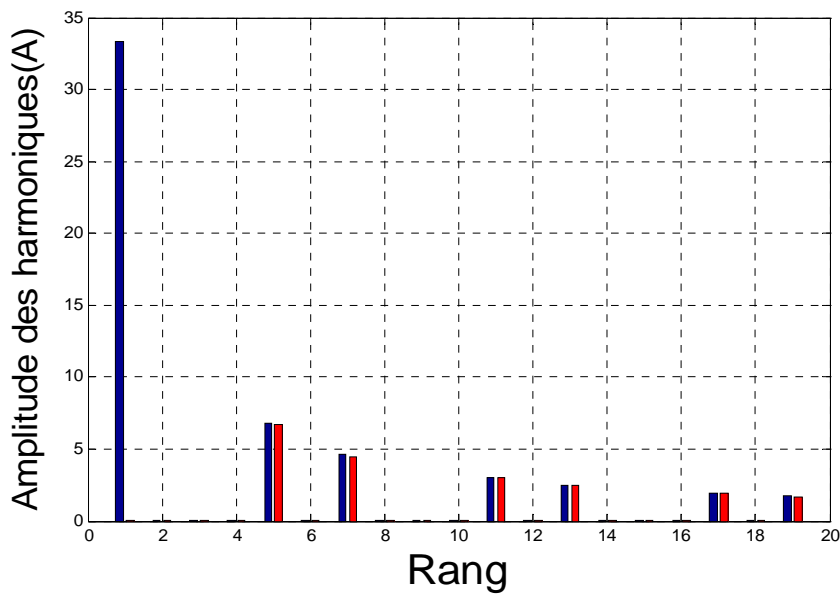


Fig (II.37): Spectre de fréquence du courant de ligne ic1 et d'harmonique identifié

c-Pour un angle d'amorçage  $\alpha=60^\circ = \pi/3$  rad

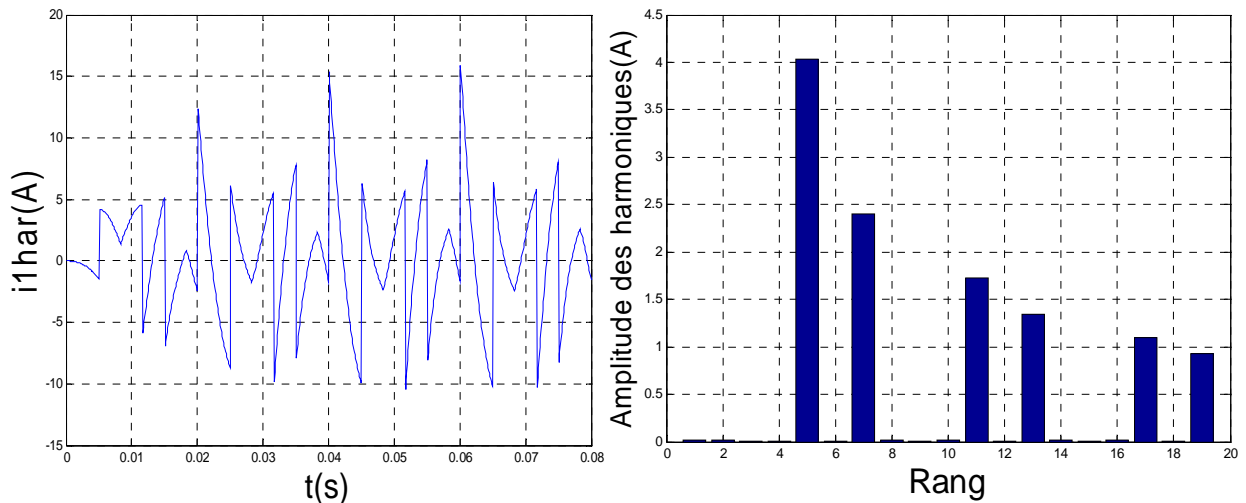


Fig (II.38): Courant harmonique 1 identifié et son spectre de fréquence

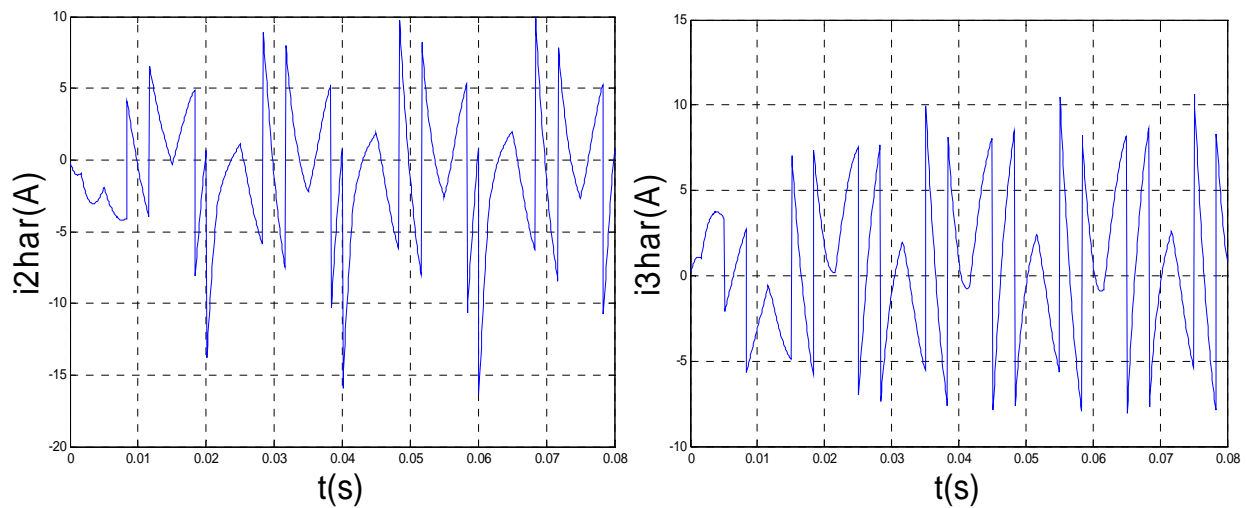


Fig (II.39): Courants d'harmoniques 2 et 3 identifié

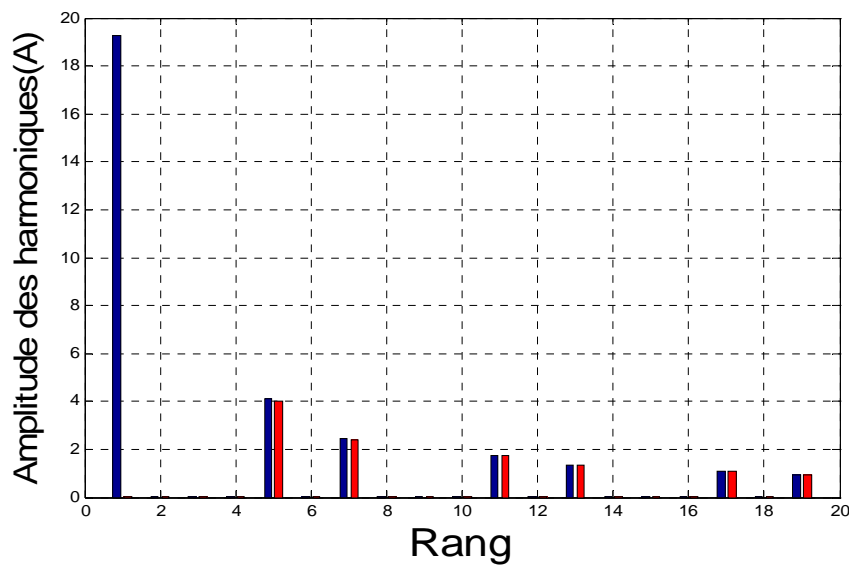


Fig (II.40): Spectre de fréquence du courant de ligne ic1 et d'harmonique identifié

## II.7 Interprétation

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

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

Nous avons opté pour une stratégie de commande par l'induit du moteur à courant continu avec une tension d'excitation constante. Les figures(( II.26),(II.28),(II.30)) représentent les variations du couple et de la vitesse de rotation en fonction du temps. D'après ces résultats, on remarque que la vitesse diminue au moment d'application du couple de charge, dans ce cas on a un fort appel du courant d'induit.

## Conclusion

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

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

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

# **Chapitre III**

**Filtrage actif  
et compensation  
de l'énergie réactive**

## Introduction

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

Ce chapitre sera divisé en trois parties dont la première on parlera de la modélisation et stratégie de commande par hystérésis de l'onduleur, la deuxième est consacrée pour l'étude de la compensation des courants harmoniques par l'application de l'onduleur, alors que pour la troisième partie nous allons étudier le filtrage actif parallèle avec compensation de l'énergie réactive engendrée par l'angle d'amorçage des thyristors.

## III.1 Modélisation de l'onduleur triphasé

### III.1.1 Présentation de l'onduleur triphasé

L'onduleur de tension est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension alternative de fréquence et valeur efficace réglable à partir d'une source de tension continue et il est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances. Constitué de trois bras menus de diodes de récupération. La commande des interrupteurs du même bras est complémentaire; lorsqu'un interrupteur conduit, l'autre est bloqué (Figure(III.1)).

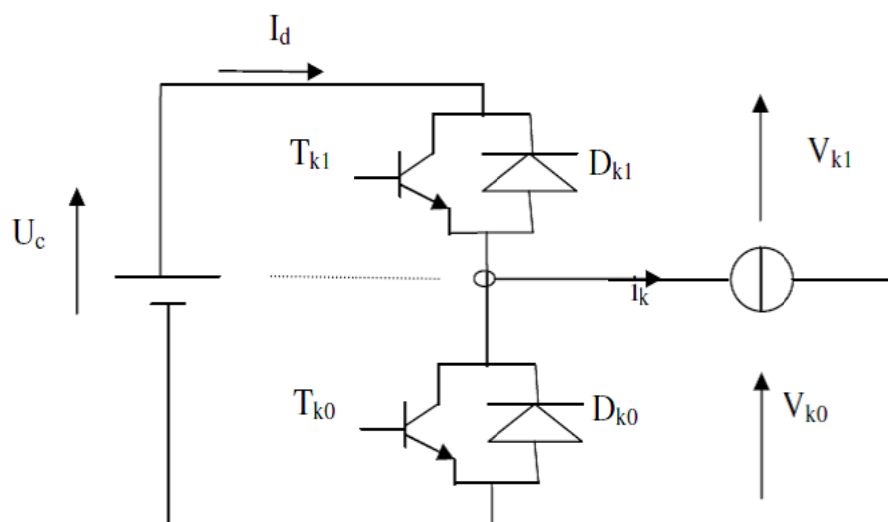


Fig (III.1) : Bras d'onduleur triphasé

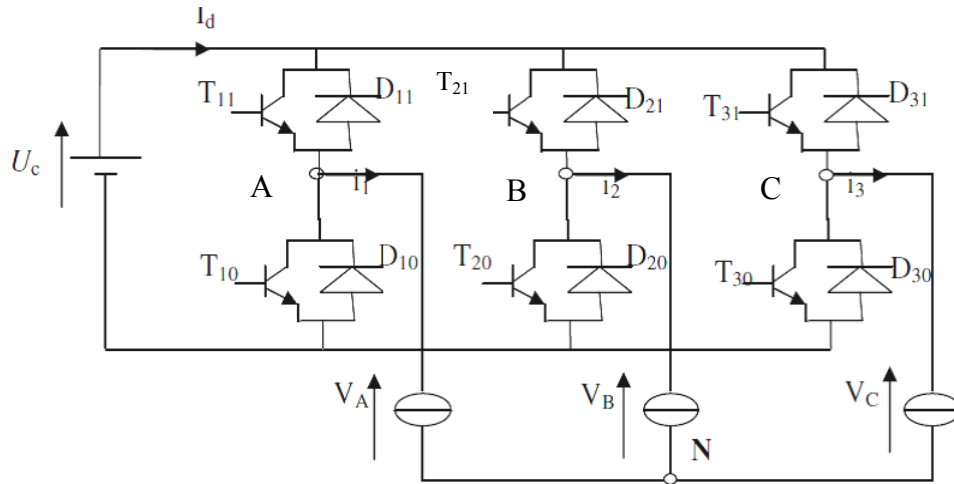


Fig (III.2) : Structure de l'onduleur triphasé

Chaque paire (transistor, diode) peut être représentée par un interrupteur, comme suit :

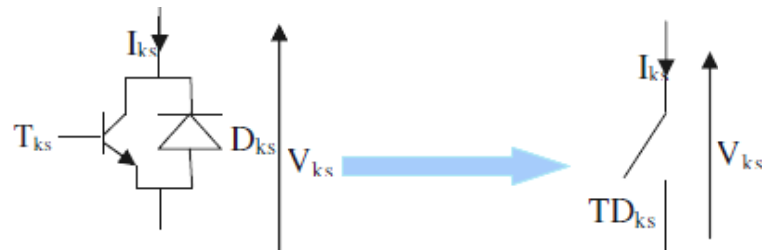


Fig (III.3) : Interrupteur bidirectionnel de paire transistor-diode

### III.1.2 Modèle de commande de l'onduleur

#### III.1.2.1 Fonction de connexion

On définit une fonction de connexion de demi-bras notée  $F_{ks}$  à partir des fonctions de

$$\begin{cases} K=1, 2, 3 & \text{: numéro de bras} \\ m=0 & \text{: le demi bras du bas (la partie } \dots \text{)} \\ m=1 & \text{: le demi bras du haut (la partie } \dots \text{)} \end{cases} \quad (III.1)$$

#### III.1.2.2 Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé

Pour que le convertisseur soit totalement commandable, les commandes de deux interrupteurs d'un bras d'onduleur doivent être complémentaires c'est-à-dire :

$$\begin{cases} F_{11}=1- F_{10} \\ F_{21}=1- F_{20} \\ F_{31}=1- F_{30} \end{cases} \quad (III.2)$$

Les potentiels des nœuds A, B, C de l'onduleur triphasé par rapport au point milieu imaginaire M sont donnés par les tensions suivantes [18]:

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11} U_c \\ V_{BM} = F_{21} U_c \\ V_{CM} = F_{31} U_c \end{cases} \quad (III.3)$$

Les différentes tensions composées de cet onduleur s'expriment au moyen des fonctions de connexion comme suit :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} = (F_{11} - F_{21}) U_c \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} = (F_{21} - F_{31}) U_c \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} = (F_{31} - F_{11}) U_c \end{cases} \quad (III.4)$$

Les tensions simples sont liées aux tensions composées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{AN} = V_A = \frac{U_{AB} - U_{CA}}{3} \\ V_{BN} = V_B = \frac{U_{BC} - U_{AB}}{3} \\ V_{CN} = V_C = \frac{U_{CA} - U_{BC}}{3} \end{cases} \quad (III.5)$$

Les équations (III.4) et (III.5) permettent d'exprimer les tensions de l'onduleur au moyen des fonctions de connexion comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = U_c / 3 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} \quad (III.6)$$

Pour les courants, on peut écrire la relation suivante (III.7) donnant le courant  $I_d$  d'entrée de l'onduleur triphasé en fonction des courants  $i_1$ ,  $i_2$  et  $i_3$  de sa charge triphasée [18].

$$I_d = F_{11} i_1 + F_{21} i_2 + F_{31} i_3 \quad (III.7)$$

On définit la relation de conversion simple comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ I_d \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_c \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (III.8)$$

$N(t)$  est la matrice de conversion simple, avec :

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \frac{2F_{11}-F_{21}-F_{31}}{3} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-F_{11}+2F_{21}-F_{31}}{3} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-F_{11}-F_{21}+2F_{31}}{3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F_{11} & F_{21} & F_{31} \end{bmatrix} \quad (III.9)$$

De même façon pour la relation de conversion composée :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ I_d \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_C \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (III.10)$$

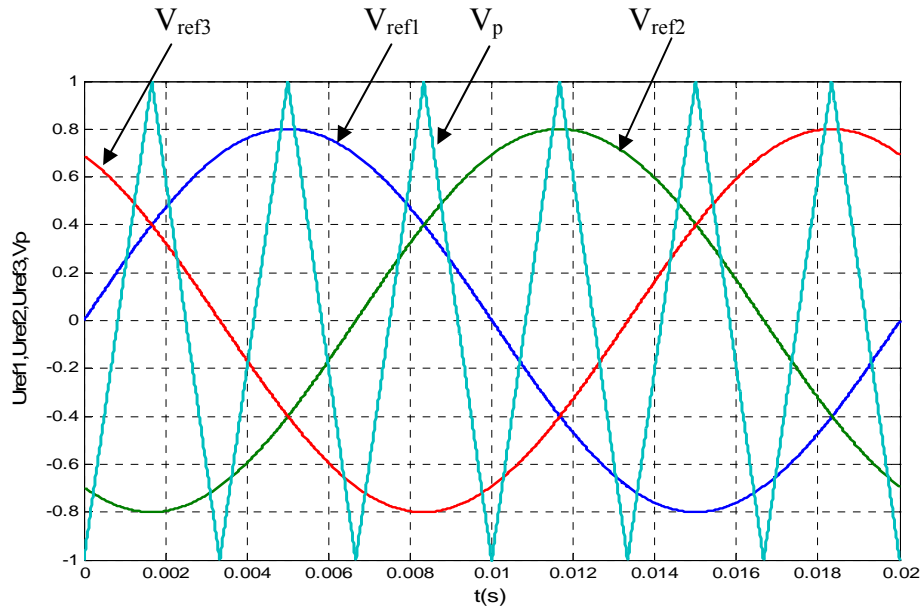
Où  $[M(t)]$  est la matrice de conversion composée, avec :

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} F_{11} - F_{21} & 0 & 0 & 0 \\ F_{21} - F_{31} & 0 & 0 & 0 \\ F_{31} - F_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F_{11} & F_{21} & F_{31} \end{bmatrix} \quad (III.11)$$

### III.1.3 Stratégie de commande

L'onduleur utilisé est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel avec une porteuse. Cette stratégie est très connue pour les onduleurs. Son principe est de comparer une tension de référence à une porteuse triangulaire ou dent de scie. Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres : l'indice de modulation  $m$  et le taux de modulation  $r$ . On définit l'indice de modulation  $m$  comme le rapport de la fréquence  $f_p$  de la porteuse à la fréquence  $f_r$  de la tension de référence  $\{m = \frac{f_p}{f_r}\}$ . Le taux de modulation  $r$  est le rapport de l'amplitude  $V_m$  de la tension de référence à l'amplitude  $V_{pm}$  de la porteuse  $\{r = \frac{V_m}{V_{pm}}\}$  [27].

La Figure (III.4) représente l'allure des signaux de porteuse et de référence pour l'alimentation dans le cas où  $m=6, r=0.8$



Fig(III.4): Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale de l'onduleur triphasé ( $m = 6$  et  $r = 0.8$ )

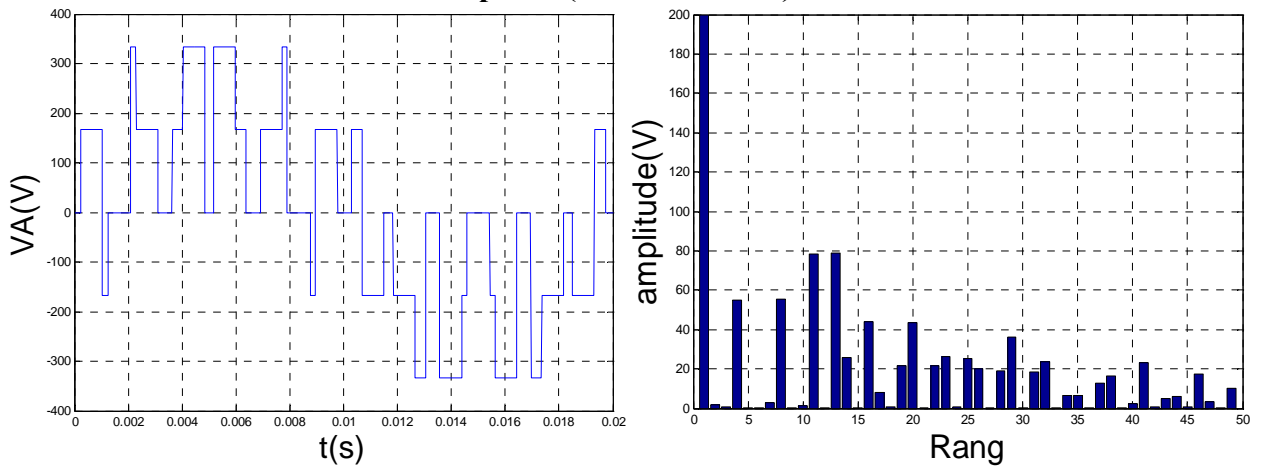


Fig (III.5) : La tension simple  $V_A$ , et son spectre fréquentiel, de l'onduleur triphasé ( $U_C = 500V$ ,  $m = 6$  et  $r = 0.8$ )

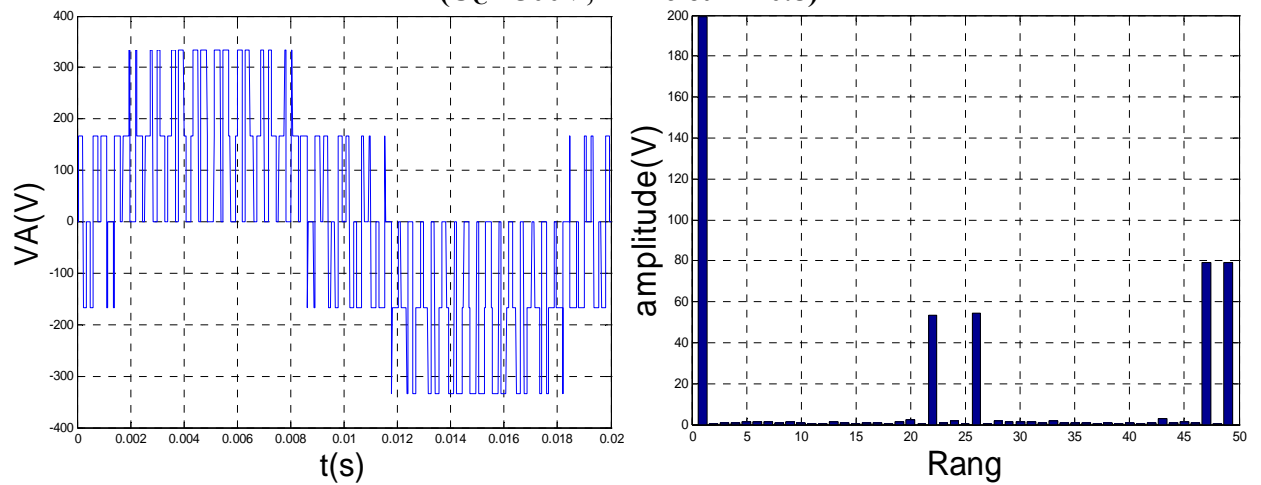
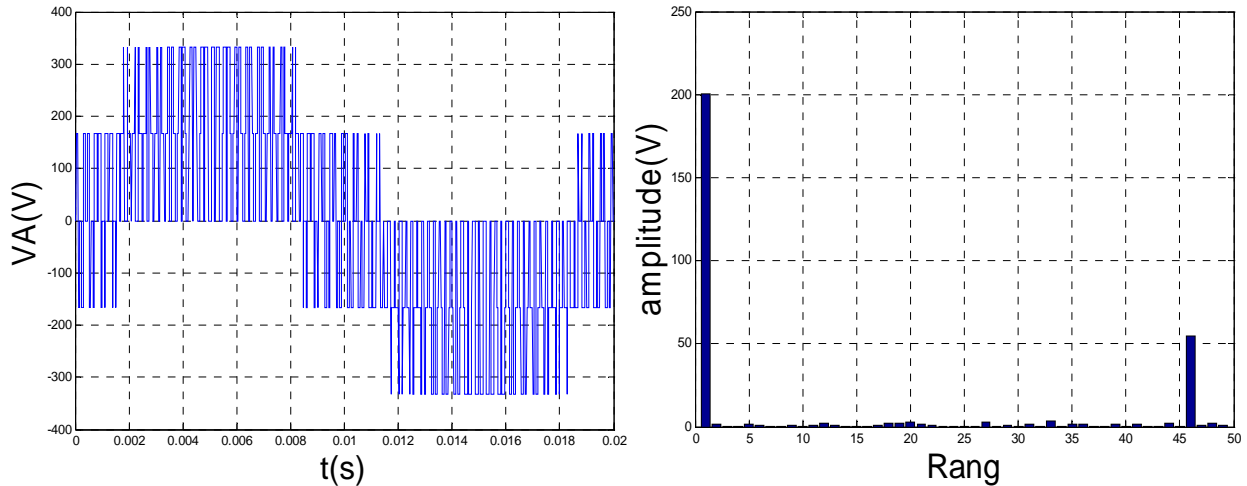


Fig (III.6) : La tension simple  $V_A$ , et son spectre fréquentiel, de l'onduleur triphasé ( $U_C = 500V$ ,  $m = 24$  et  $r = 0.8$ )



**Fig(III.7) : La tension simple  $V_A$ , et son spectre fréquentiel, de l'onduleur triphasé ( $U_C = 500V$ ,  $m = 48$  et  $r = 0.8$ )**

Les figures ci-dessus montrent :

L'augmentation de l'indice de modulation permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées comme la montre les Figures (III.5), (III.6) et (III.7).

Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuses ( $f_p = m f_r$ ).

Notre objectif est de générer des courants harmoniques, la commande MLI est une commande en tension, pour réaliser cet objectif on est obligé d'asservir les courants ou d'utiliser la stratégie d'hystérésis.

### III.1.4 Commande par hystérésis

#### III.1.4.1 Principe de la méthode

Dans cette partie, on présente la commande par hystérésis des onduleurs. Le principe général de cette stratégie est de comparer le courant de référence  $i_{ref}$  au courant réel  $i_{réel}$  et à partir de l'écart entre les deux courants, on déduit la commande des interrupteurs du convertisseur.

Ce type de commande permet de fixer un courant de référence  $i_{ref}$  dans le récepteur.

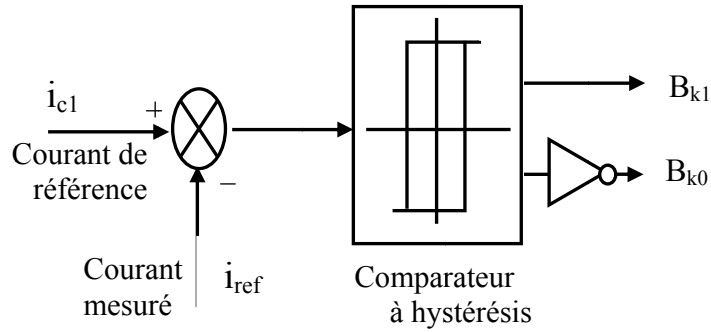
On montre que les performances de cette stratégie sont fortement liées à la largeur  $\Delta h$  de la bande d'hystérésis, du point de vue poursuite de la référence [18].

L'ondulation du courant est imposée par une bande d'hystérésis, d'une manière générale, cette stratégie permet une réaction rapide à des variations de la consigne ou des paramètres de la partie puissance (charge par exemple) [15].

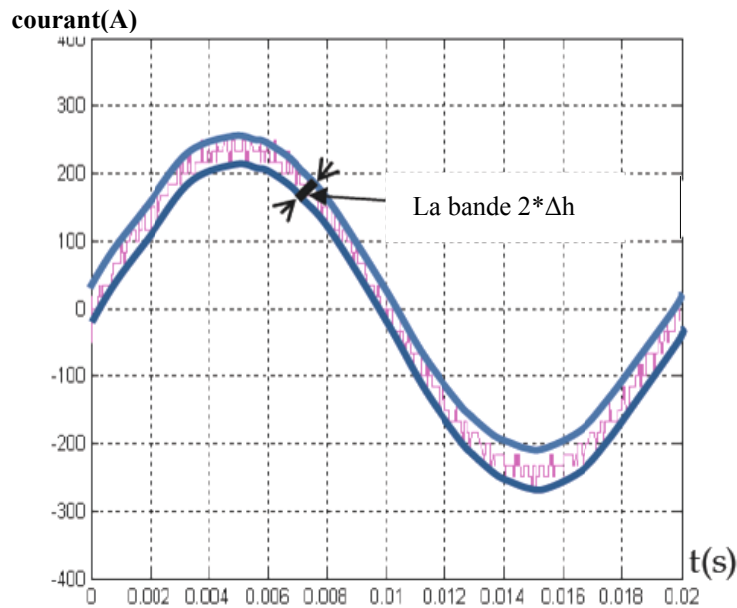
Un comparateur à hystérésis mesure la différence entre le courant réel et sa référence [18].

$$\Delta I = i_{cl} - i_{ref} \tag{III.11}$$

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



Fig(III.8) : Commande par hystérésis de l'onduleur triphasé



Fig(III.9) : Principe de contrôle des courants par la technique d'hystérésis

### III.1.4.2 Algorithme de la commande par hystérésis pour l'onduleur triphasé

L'algorithme de commande se résume pour un bras  $k$  (bras  $k$  de l'onduleur) par le système ci-dessous.

Soit  $\Delta I_k$  l'écart entre le courant de référence et le courant réel définit par :

$$\Delta I_k = i_{réelk} - i_{réfk} \tag{III.12}$$

Les ordres de commande  $\mathbf{B}_{ks}$  des interrupteurs du bras  $\mathbf{k}$  sont donnés par l'algorithme suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Si } (\Delta I \geq \Delta h) \Rightarrow B_{k1} = 0 \\ \text{Si } (\Delta I \leq -\Delta h) \Rightarrow B_{k1} = 1 \\ \text{Si non la commande reste inchangée.} \end{array} \right. \quad (\text{III.13})$$

## III.2 compensation des courants harmoniques par l'application de l'onduleur

### III.2.1 Association réseau-charge non linéaire-onduleur avant et après compensation

Dans cette partie, notre étude va porter sur le système complet composé d'un réseau équilibré alimentant un redresseur hexaphasé à thyristors, charge RL et d'un onduleur à deux niveaux. Le schéma du système complet est donné sur la figure (III.10)

A partir des courants harmoniques de référence déterminés par la comparaison entre les courants de charge et leurs fondamentaux, on obtient les courants nécessaires à la commande de l'onduleur. La stratégie de commande d'hystérésis permet au filtre actif de générer les composantes harmoniques ce qui rendre les courants du réseau sinusoïdaux [15].

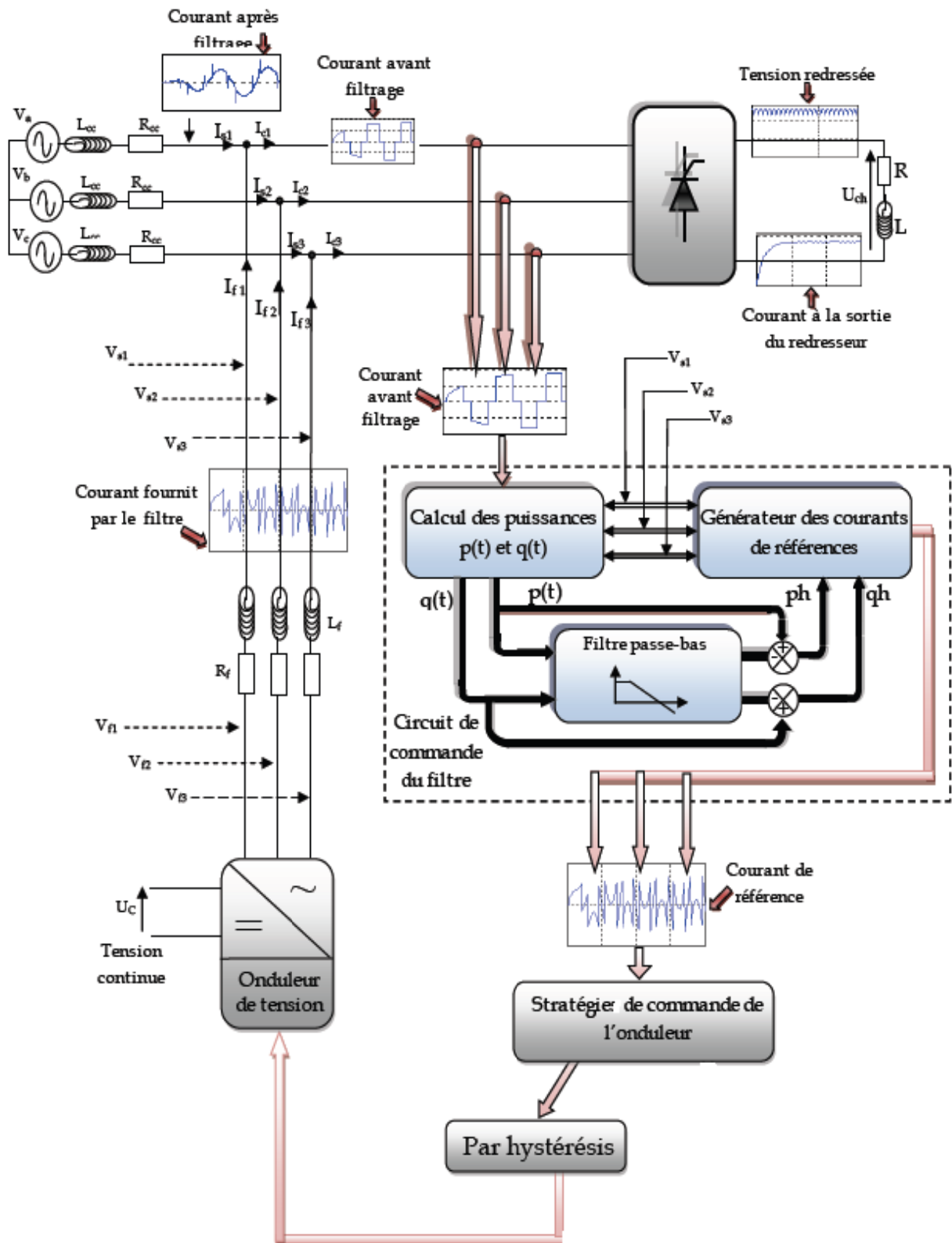


Fig (III.10)  
Association réseau-charge non linéaire-onduleur avant et après compensation

III.2.2 Résultats de simulation (pour  $\Delta h=0.1A$ )

a- Pour un angle d'amorçage  $\alpha=0^\circ$

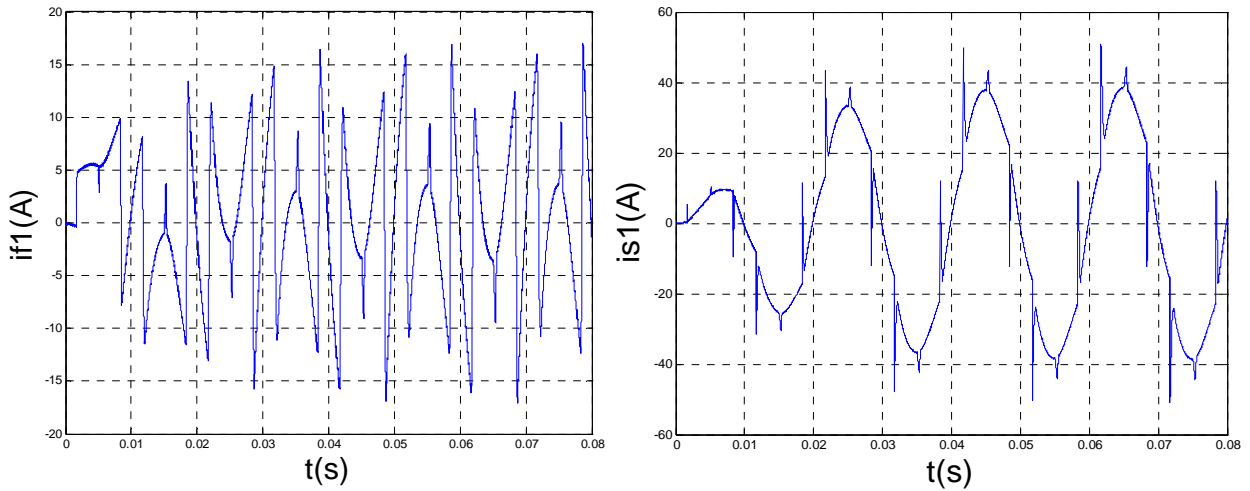


Fig (III.11): Courant injecté par l'onduleur et courant de source de la première phase

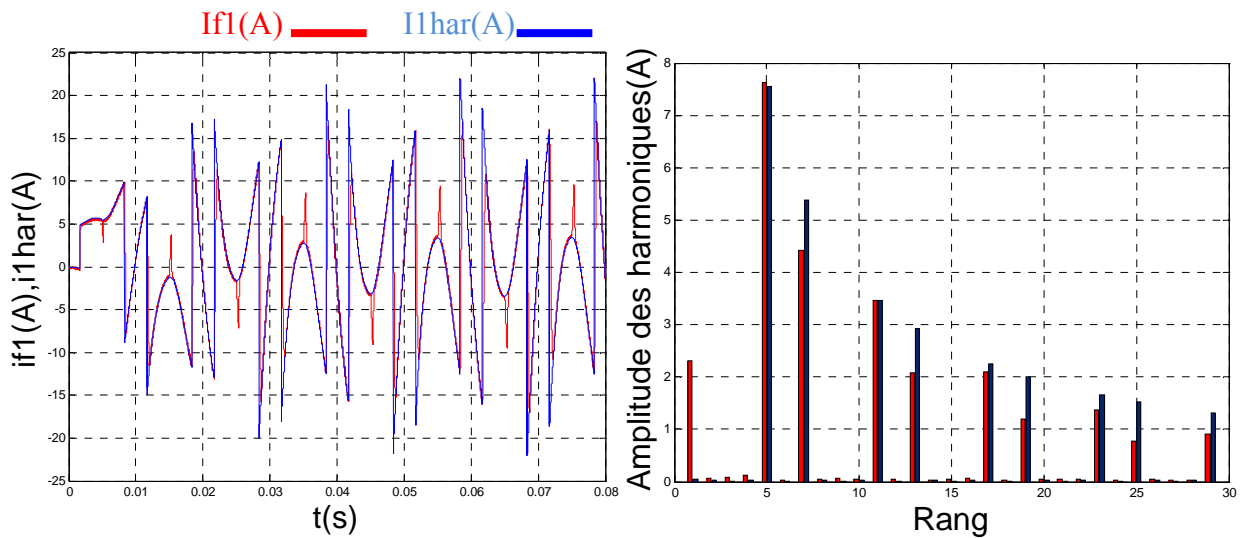


Fig (III.12): Courants de référence, injecté et leurs spectres

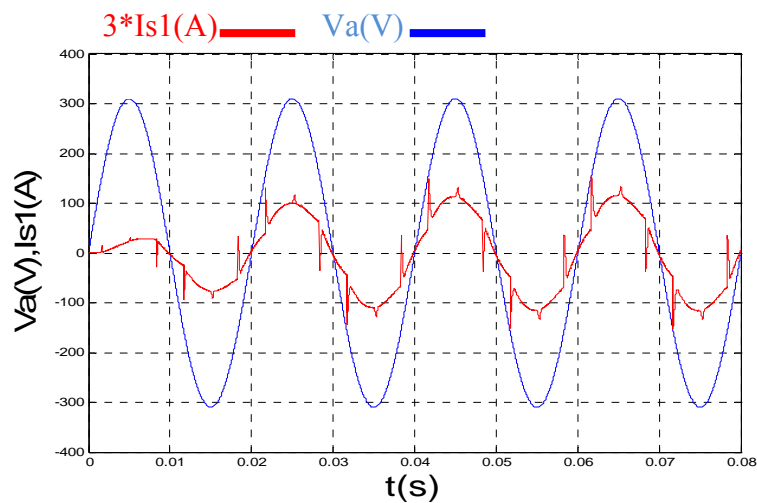


Fig (III.13):tension et courant de source après filtrage

b- Pour un angle d'amorçage  $\alpha = 30^\circ = \frac{\pi}{6}$  rad

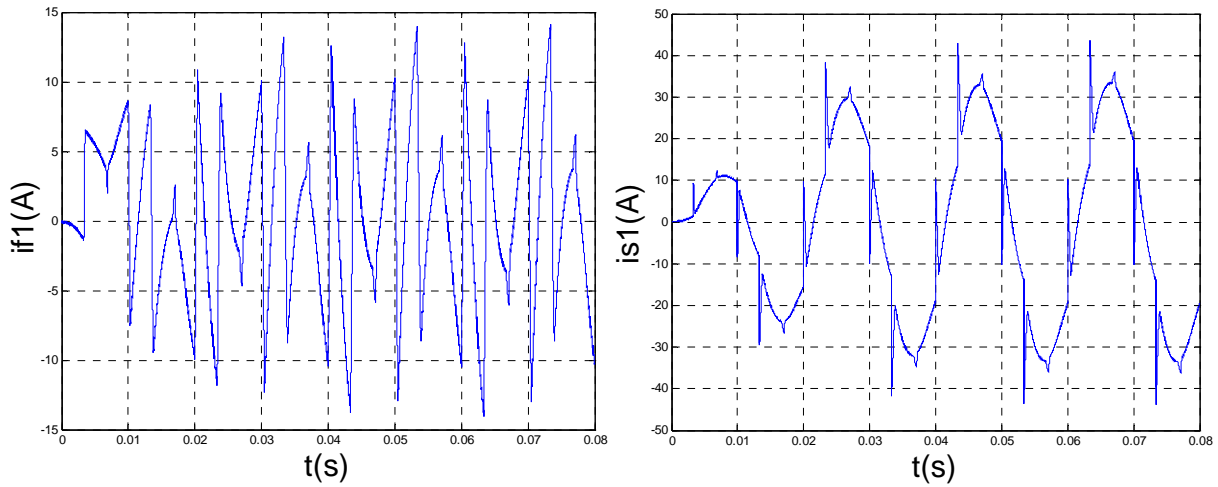


Fig (III.14): Courant injecté par l'onduleur et courant de source de la première phase

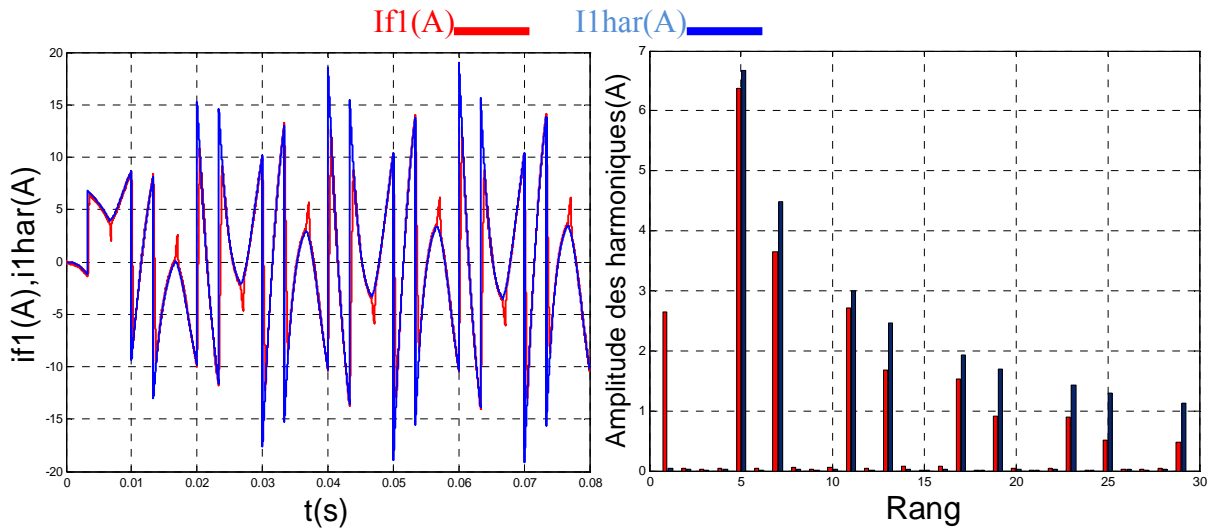


Fig (III.15): Courants de référence, injecté et leurs spectres

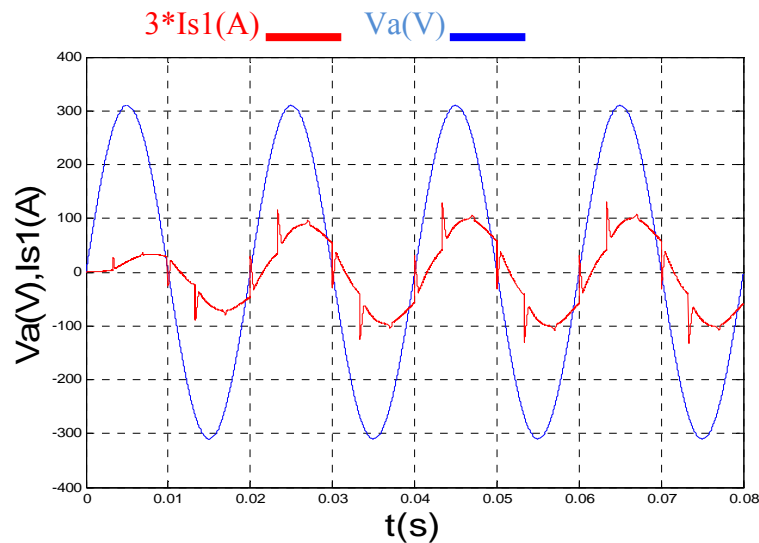


Fig (III.16): tension et courant de source après filtrage

c- Pour un angle d'amorçage  $\alpha = 60^\circ = \frac{\pi}{3}$  rad

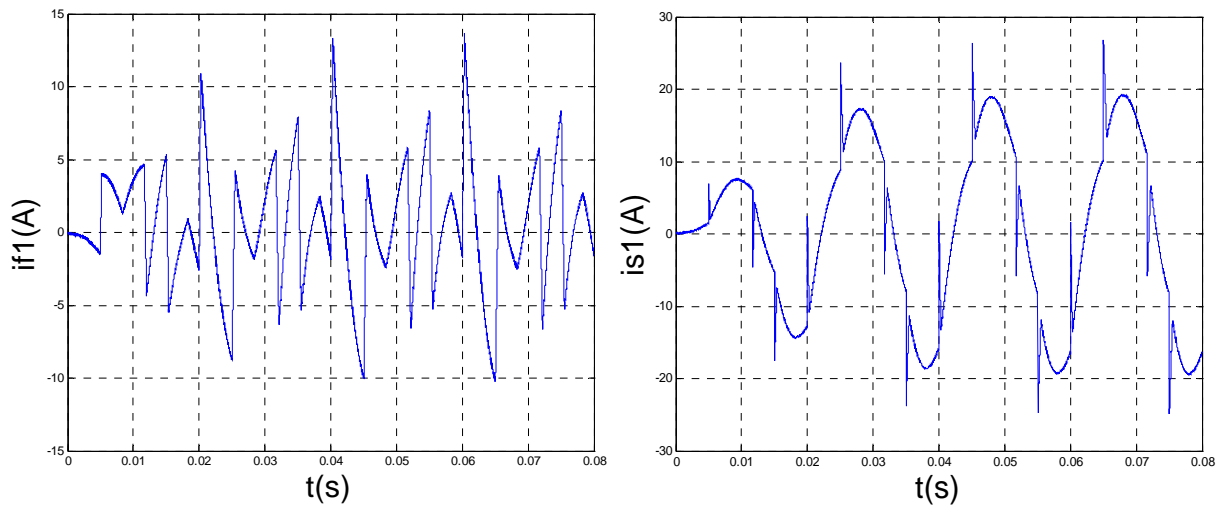


Fig (III.17): Courant injecté par l'onduleur et courant de source de la première phase

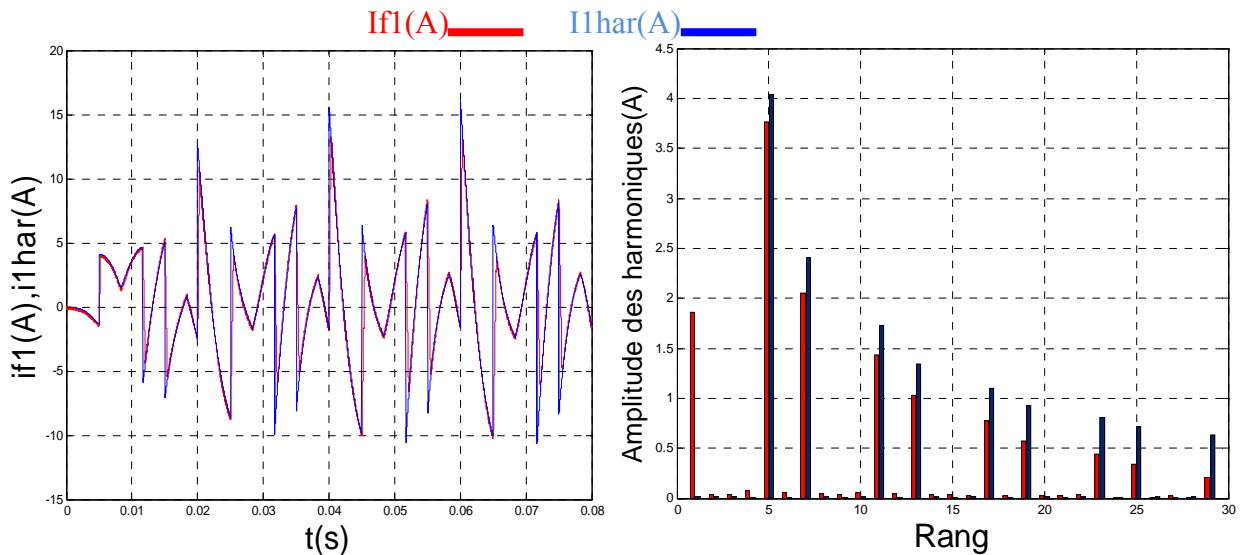


Fig (III.18): Courants de référence, injecté et leurs spectres

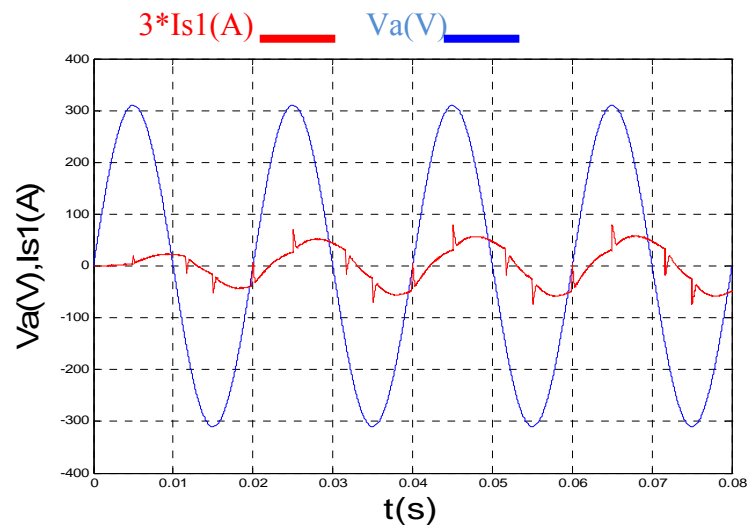


Fig (III.19):tension et courant de source après filtrage

III.2.3 Interprétation

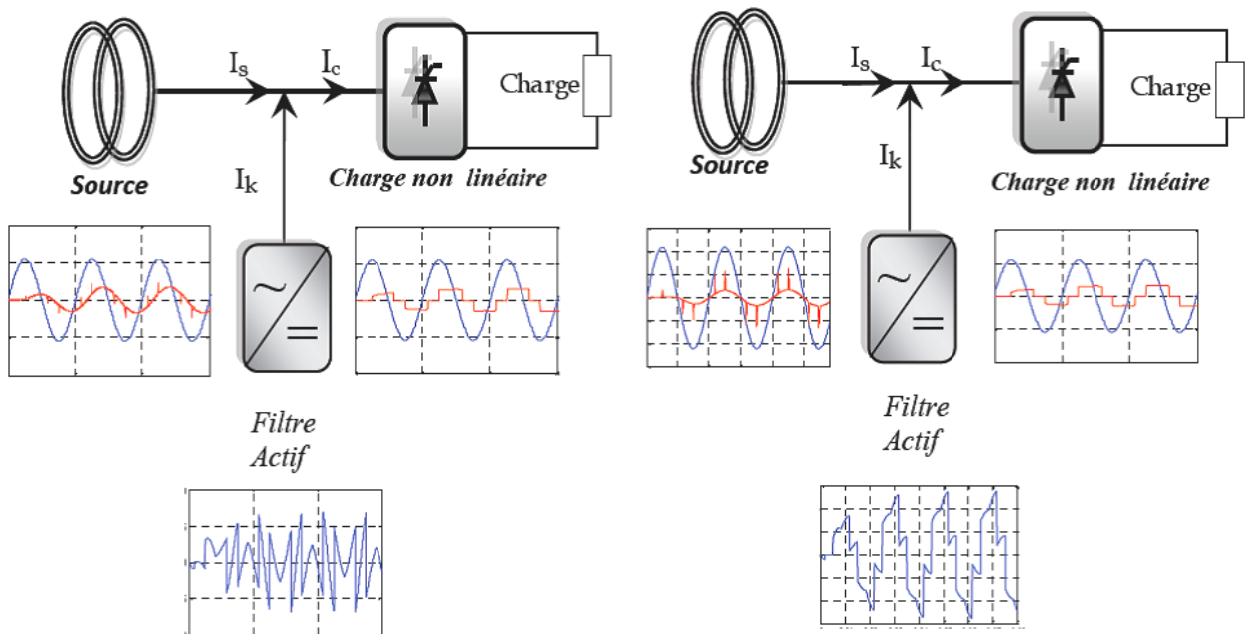
- Les figures précédentes montrent le courant harmonique injecté par l'onduleur sur le réseau, une comparaison entre ce courant et le courant de source après filtrage.
- Les figures ( III.13, III.16 et III.19) indique le décalage entre le courant et la tension du réseau (présence d'une puissance réactive).
- L'augmentation de la valeur de l'angle d'amorçage du thyristor a provoqué un fort appel de la puissance réactive.

III.3 Filtrage actif avec compensation de l'énergie réactive

Le filtrage actif avec compensation de l'énergie réactive consiste à éliminer les harmoniques pour avoir un courant de source sinusoïdal et rendre le déphasage entre le courant et la tension du réseau nul, autrement dit, un facteur de puissance unitaire simultanément comme le montre la figure (III.20.b)

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

$$I_k = I_f + I_h = I_c - I_s \tag{III.14}$$



**Fig (III.20.a)**  
**Filtrage actif sans compensation de l'énergie réactive**

**Fig (III.20.b)**  
**Filtrage actif avec compensation de l'énergie réactive**

### III.3.1 Méthode de compensation

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

1- Identification des courants harmoniques de charge ( $I_{c1}$ ,  $I_{c2}$ ,  $I_{c3}$ ).

2- Détermination du courant  $I_{s-max}$ .

3- Imposition d'une sinusoïde en phase avec la tension de réseau, ce qui force l'image du courant de réseau pour qu'il soit en phase avec la tension, l'extraction de ce dernier du courant de charge donne le courant de référence du filtre.

#### III.3.1.1 Détermination de la valeur $I_{s-max}$

Cette méthode utilise la transformation ( $\alpha$ ,  $\beta$ ), pour déterminer l'amplitude de la composante fondamentale d'un courant de charge quelconque.

#### III.3.1.2 Principe de la méthode

On fait passer les courants de charge du réseau triphasé ( $I_{c1}$ ,  $I_{c2}$ ,  $I_{c3}$ ) par la transformation ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) autrement dit, trouver les deux composantes  $I_\alpha$  et  $I_\beta$ .

Après avoir trouvé ces deux composantes, on fait passer chacune par un filtre passe-bas pour avoir ses composantes fondamentales, comme l'explique l'algorithme de la figure(III.21).

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

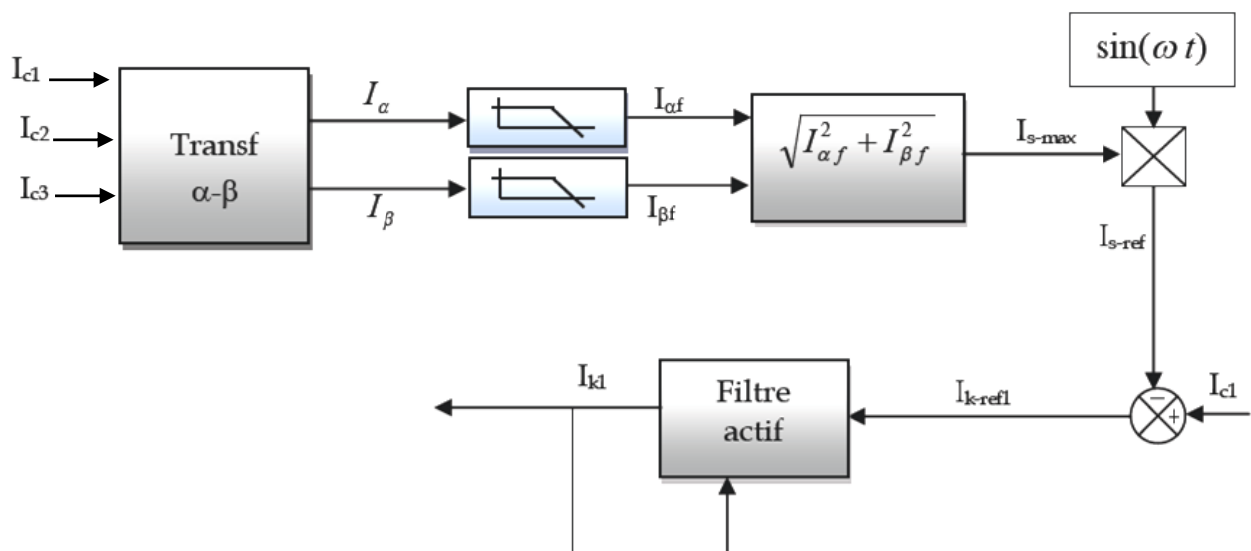


Fig (III.21) Algorithme de la commande

III.3.1.3 Expression du courant de charge dans le repère  $\alpha$ - $\beta$

L'expression des courants de charge dans le repère ( $\alpha$ - $\beta$ ) est donnée par l'équation suivante:

$$= \begin{matrix} - & - & - \\ - & - & - \\ - & - & - \end{matrix}$$

III.3.1.4 Mise en œuvre de deux filtres passe bas pour l'extraction du courant de source de référence

La composante fondamentale des courants  $I_{\alpha}$  et  $I_{\beta}$  peut être tirée, en faisant passer chacun dans filtre passe-bas, figure(III.22 ).

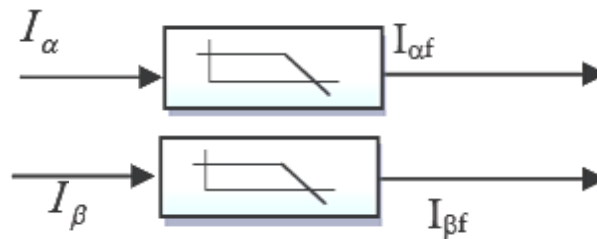


Fig (III.22): Les filtres psse-bas

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

La fonction de transfert du filtre est donnée par:

$$F(P) = \frac{1}{(1 + P/\omega_c)^4} \quad \text{avec } \omega_c = 2 \pi f_c \tag{III.15}$$

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

$$I_{\max} = \frac{I_{\alpha}^2 + I_{\beta}^2}{2} \tag{III.16}$$

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

$$I_{s\text{-ref}} = I_{\max} \sin(\omega t + \Phi) \tag{III.17}$$

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

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

$$I_{s\text{-ref}} = I_{\max} \sin(\omega t) \tag{III.18}$$

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

$$I_{k-ref} = I_c - I_{s-ref} \quad (III.19)$$

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

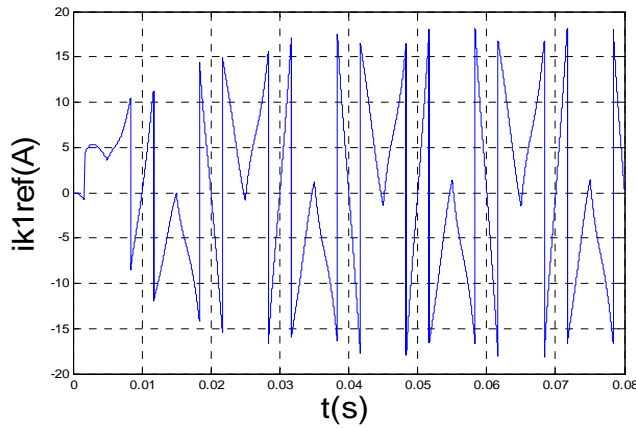
### **III.3.2 Application du principe du filtrage actif avec compensation de l'énergie réactive sur une charge non linéaire**

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

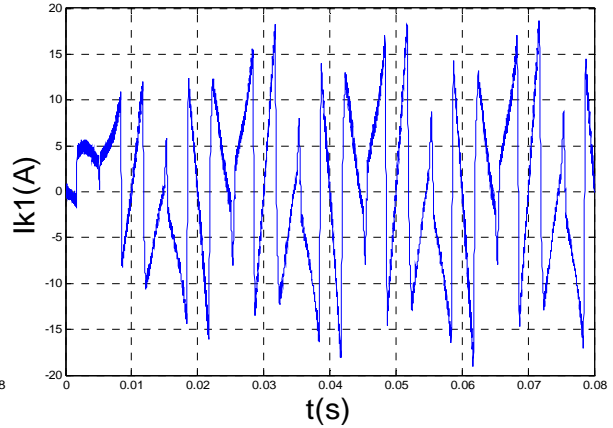
Le principe de cette méthode est appliqué sur une charge non linéaire « pont redresseur à thyristors », pour trois angles d'amorçage ( $0$ ;  $\pi/6$ ;  $\pi/3$ ) pour la commande du filtre actif, en utilisant la commande par hystérésis avec une bande  $\Delta h = 0.1$  A.

III.3.3 Résultats de simulation

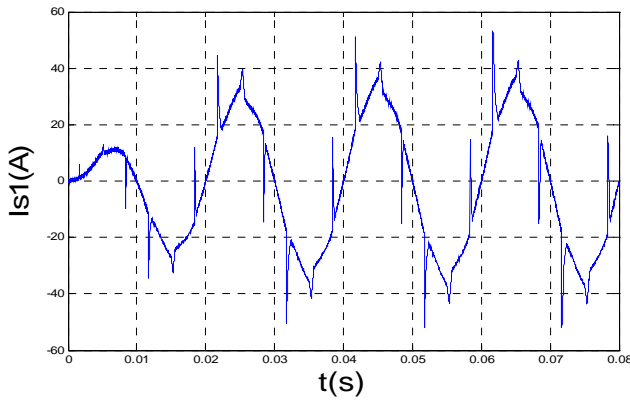
a- pour un angle d'amorçage  $\alpha=0^\circ$



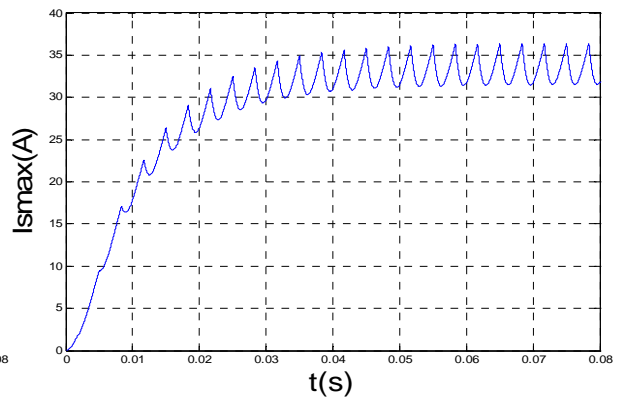
Le courant de filtre de référence  $I_{k1ref}(A)$



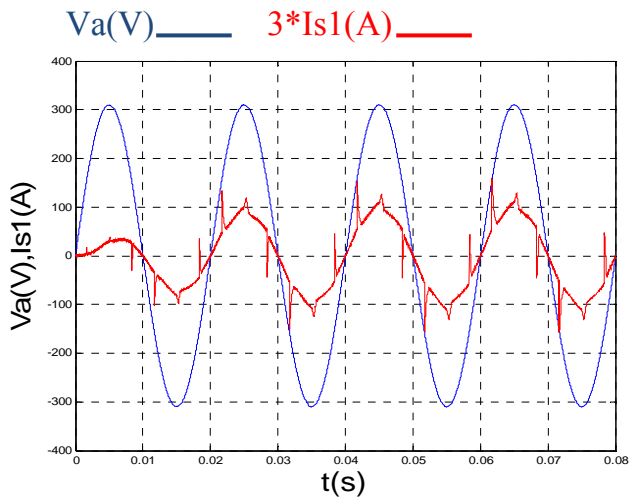
Le courant de filtre injecté  $I_{k1}(A)$



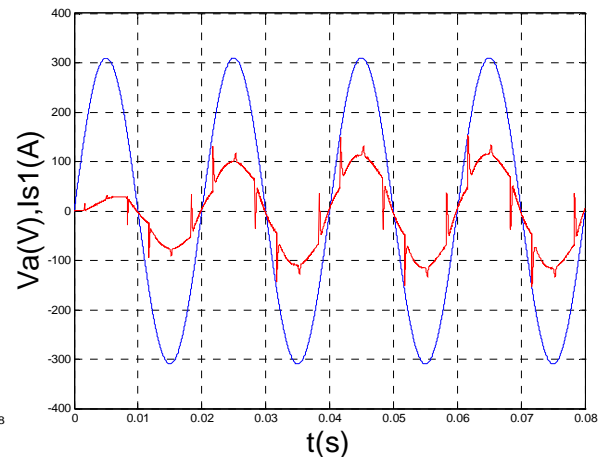
Le courant de source après Compensation  $I_{s1}(A)$



Le courant  $I_{smax}(A)$



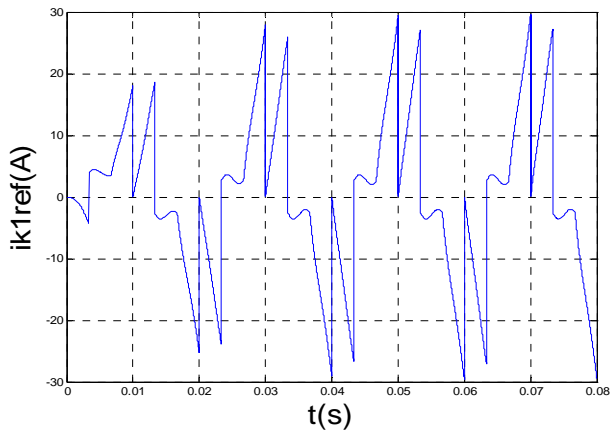
La tension et le courant de source avant compensation



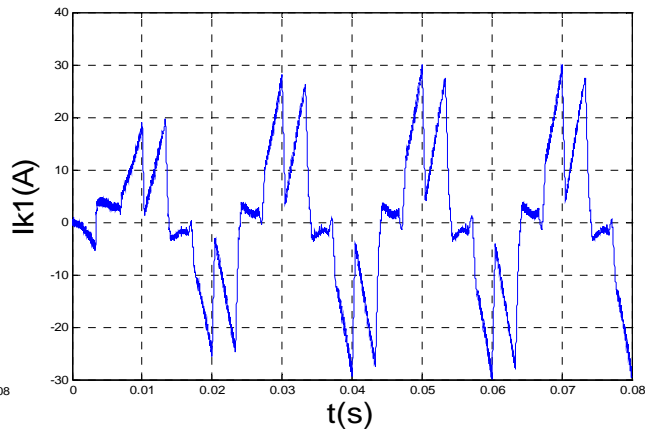
La tension et le courant de source après compensation

Fig (III.23) :Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande  $\Delta h=0.1A$  dans le cas  $\alpha=0$  rad

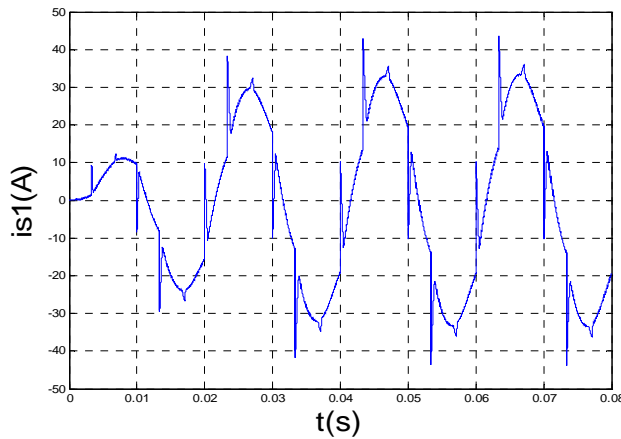
b- pour un angle d'amorçage  $\alpha = 30^\circ = \frac{\pi}{6}$  rad



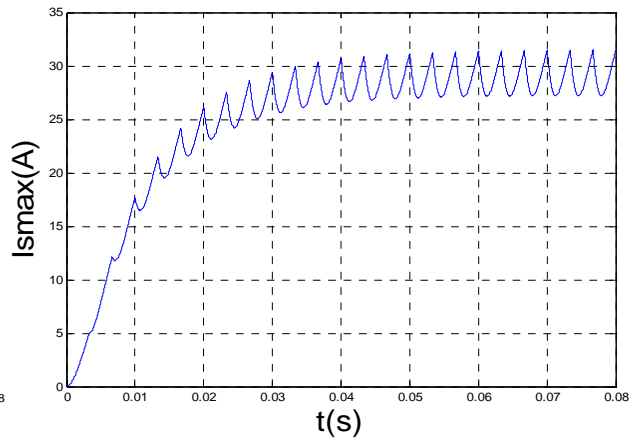
Le courant de filtre de référence  $I_{k1ref}(A)$



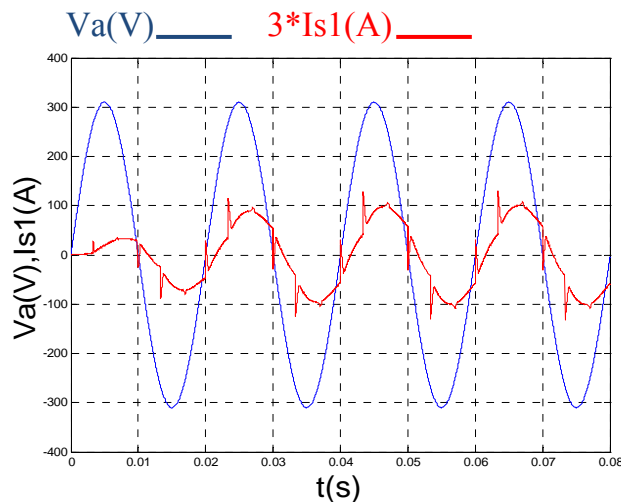
Le courant de filtre injecté  $I_{k1}(A)$



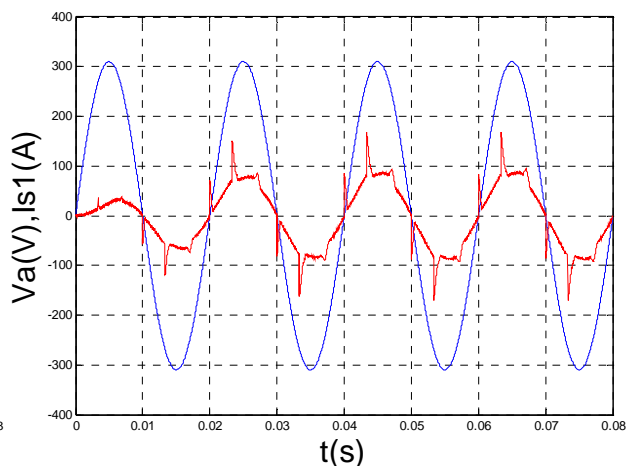
Le courant de source après Compensation  $I_{s1}(A)$



Le courant  $I_{smax}(A)$



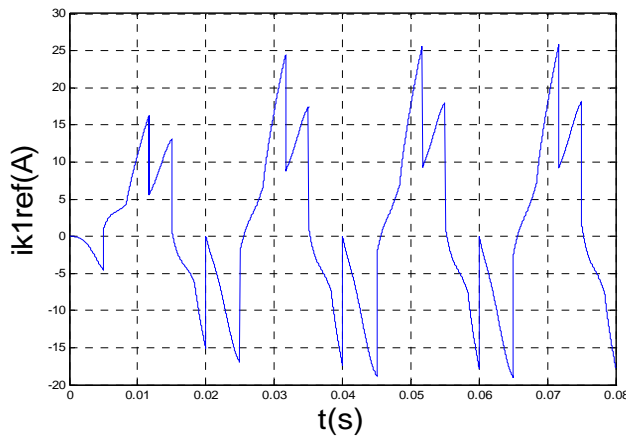
La tension et le courant de source avant compensation



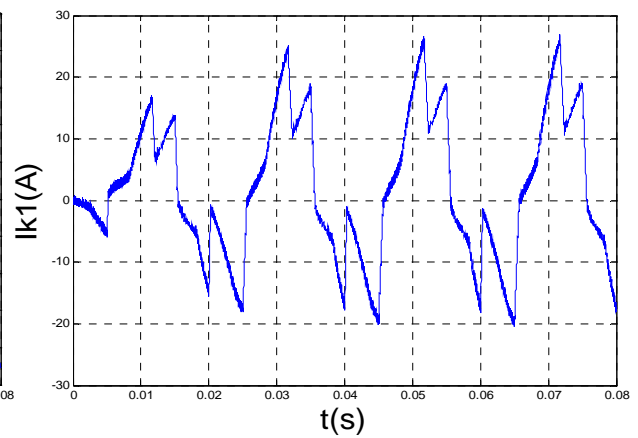
La tension et le courant de source après compensation

Fig (III.24) : Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande  $\Delta h = 0.1A$  dans le cas  $\alpha = \pi/6$  rad

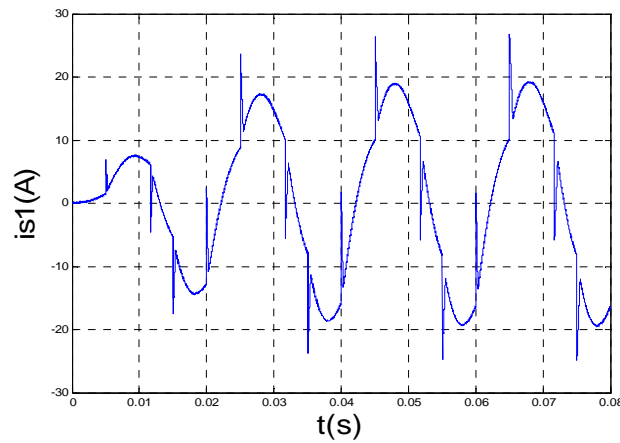
c- Pour un angle d'amorçage  $\alpha = 60^\circ = \frac{\pi}{3}$  rad



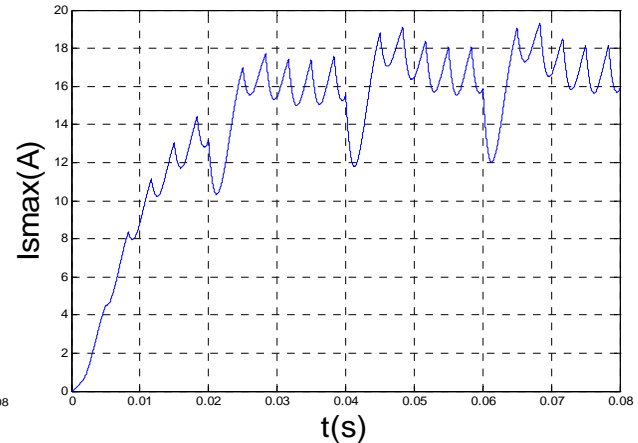
Le courant de filtre de référence  $I_{k1ref}(A)$



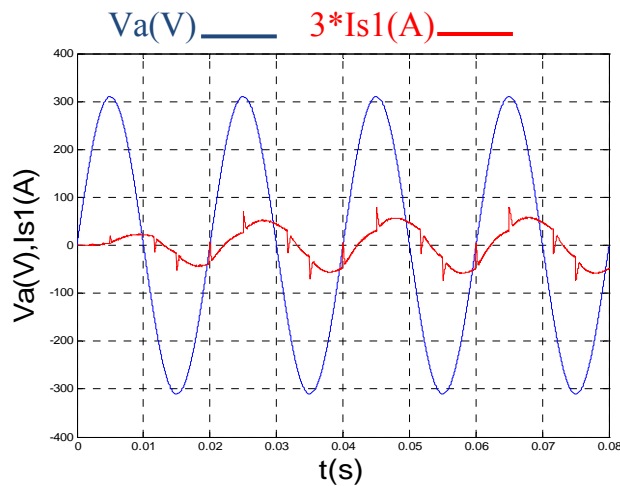
Le courant de filtre injecté  $I_{k1}(A)$



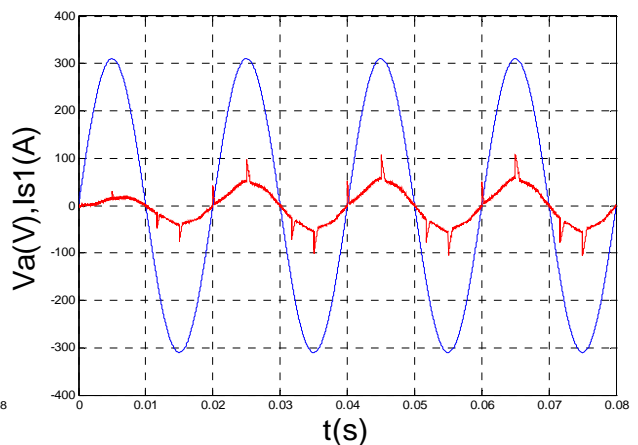
Le courant de source après Compensation  $I_{s1}(A)$



Le courant  $I_{smax}(A)$



La tension et le courant de source avant compensation



La tension et le courant de source après compensation

Fig (III.25) : Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande  $\Delta h = 0.1A$  dans le cas  $\alpha = \pi/3$  rad

### III.3.4 Interprétation

On constate que le courant  $I_k$  délivré par le filtre actif suit bien sa référence, lors d'utilisation de la bande d'hystérésis (0.1A).

On remarque aussi que le courant de source contient des piques, dû aux variations du courant de charge.

Ainsi Nous remarquons que le déphasage est nul pour les angles d'amorçage ( $0; \pi/6; \pi/3$ ) du redresseur à thyristor utilisé comme charge non linéaire ce qui signifie que le facteur de puissance est devenu aux alentours de l'unité.

### Conclusion

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

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

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

# **Chapitre IV**

**Filtrage actif appliqué  
sur une charge active  
commandée en boucle  
fermée**

## Introduction

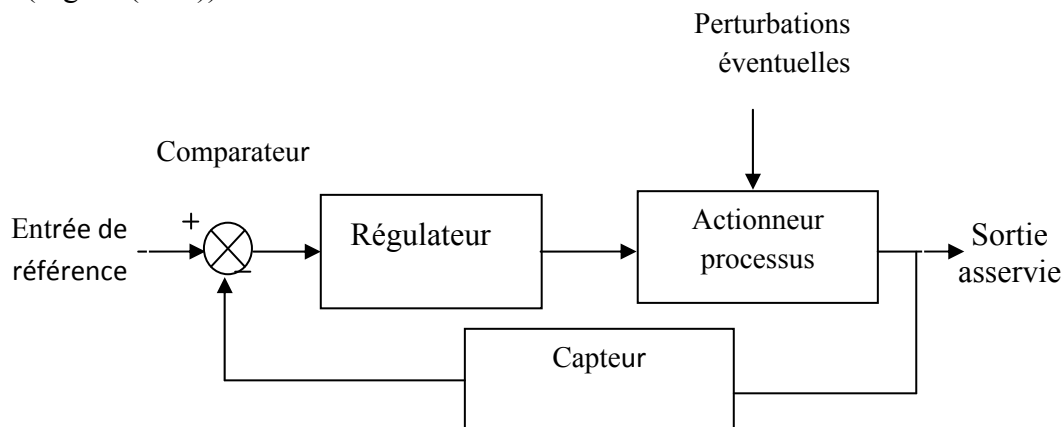
Dans les chapitres précédents, nous avons défini les perturbations, leurs effets et la solution pour les éliminer en utilisant le filtrage actif parallèle pour une charge formé par un redresseur-alimentant une charge RL.

Dans ce chapitre nous allons tester l'application du filtrage actif sur une charge active commandée en boucle fermée.

L'étude et la conception d'un système asservi se basent sur les lois de la physique qui expriment l'évolution temporelle de ses grandeurs caractéristiques (sorties) sous l'influence d'autres grandeurs (entrées). Ces lois de la physique caractérisent généralement les dynamiques des systèmes puisqu'elles sont du type équations différentielles [10].

### IV.1 Caractéristiques générales d'un système asservi

Un système asservi est un système bouclé c'est-à-dire possédant une rétroaction de la sortie ( figure (IV.1)).



**Fig(IV.1): Organisation fonctionnelle d'un système asservi**

- ✓ **Le régulateur:** élabore un signal de commande à partir de l'écart entre l'entrée et la mesure, c'est l'organe " intelligent".
- ✓ **L'actionneur:** maîtrise la puissance à fournir au processus à partir du signal issu du régulateur, c'est le "muscle" du système.
- ✓ **Le capteur:** contrôle la grandeur asservie et en rend compte au régulateur, il doit en donner une image fidèle, sa sensibilité impose les limites de la précision de l'asservissement.

## IV.2 Systèmes

### IV.2.1 Système en boucle ouverte

Un système en boucle ouverte (ou réglage ou asservissement en boucle ouverte) est un système de réglage où la variable d'entrée (de commande) est indépendante de la grandeur de sortie (la figure (IV.2)). Au contraire, la valeur de commande dépend de la grandeur commandée.

Les systèmes de commande en boucle ouverte présentent l'inconvénient de compenser uniquement les perturbations mesurables. C'est pourquoi, ils ont des applications limitées.

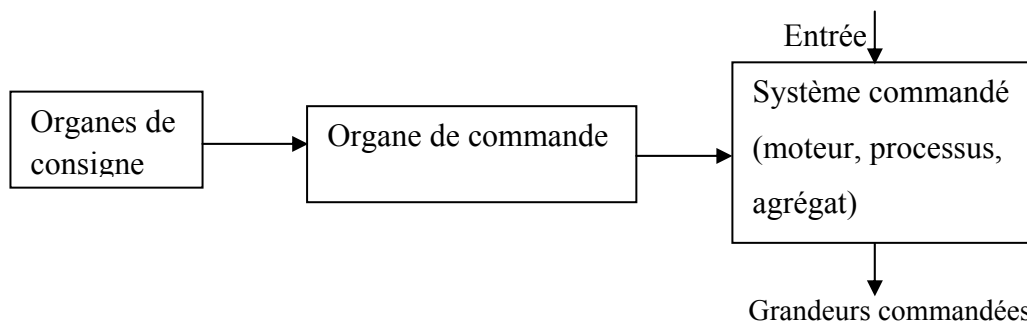


Fig (IV.2): Schéma de principe d'un système de régulation en boucle ouverte

### IV.2.2 Système en boucle fermée

Le système en boucle fermée (ou réglage ou asservissement) comprend généralement les éléments suivants :

- ✓ L'organe de mesure (capteur plus transmetteur).
- ✓ Les organes de réglage, d'exécution, le régulateur (ou correcteur et amplificateur).
- ✓ L'objet à régler (système à régler ou à commander).

Les constituants de la boucle de régulation sont parcourus par un signal d'information dans le sens du capteur de mesure, organes de régulation et système commandé. Ce sens est irréversible.

## IV.3 Régulateur

Le régulateur est l'élément de l'équipement de régulation qui assure plusieurs fonctions de cet équipement, l'une d'entre elles devant nécessairement être la fonction de comparaison d'un signal de réaction et d'un signal de référence, les autres fonctions peuvent être des fonctions de correction, etc.

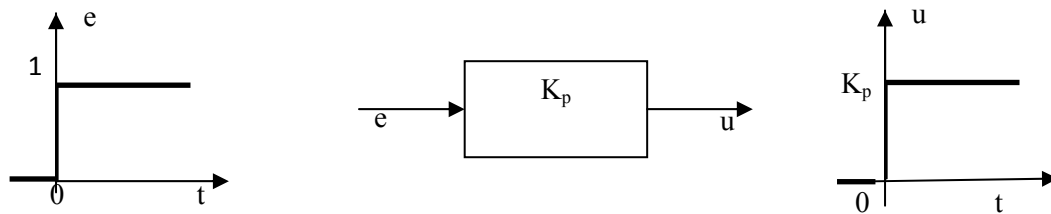
**IV.4 Types d’actions des correcteurs en série**

IL existe plusieurs types d’action, combinées ou non, qui sont à la base des correcteurs. On va étudier les effets de chacun d’eux en régime temporel, au moyen de la réponse indicielle, dans le cas de la correction série.

**IV.4.1 Action proportionnelle**

L’action proportionnelle P crée un signal de commande  $u(t)$  proportionnel au signal d’erreur  $e(t)$ . La figure (IV.3) représente la réponse indicielle du correcteur proportionnel. Le facteur de proportionnalité  $k_p$  est la transmittance du correcteur, en l’occurrence son gain statique. Dès lors, on a:

$$u(t) = k_p [w(t) - f(t)] = k_p e(t) \tag{IV.1}$$



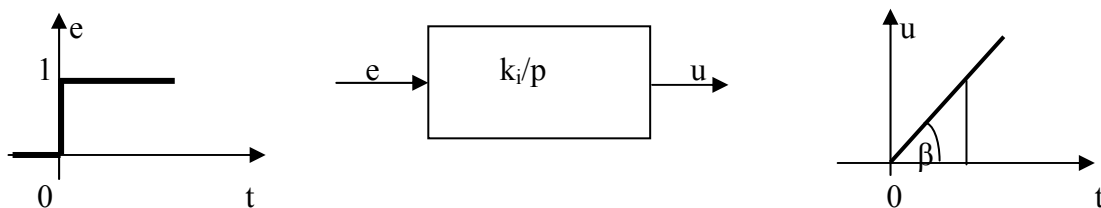
**Fig(IV.3): Correcteur proportionnel P**

Le correcteur proportionnel P ne peut être utilisé seul que si l’unique contrainte est le degré de stabilité.

**IV.4.2 Action intégrale**

L’action intégrale I crée un signal de commande  $u(t)$  qui est l’intégrale du signal d’erreur  $e(t)$ . La figure (IV.4) représente la réponse indicielle du correcteur à l’action intégrale, avec  $\tan\beta = \frac{1}{T_i}$ , l’équation du correcteur est:

$$u(t) = \int_0^t k_i [w(t) - f(t)] dt = \int_0^t k_i e(t) dt \tag{IV.2}$$



**Fig(IV.4): Correcteur intégral I**

La transmittance du correcteur intégral I est :

$$\int_0^t k_i e(t) dt \tag{IV.3}$$

Où  $k_i$  est le gain permanent du correcteur  $T_i = \frac{1}{k_i}$  sa constante de temps d'intégration. La réponse indicielle montre qu'un correcteur à action purement intégrale est lent. De plus, le signal de commande  $u$  reste constant lorsque le signal d'erreur s'annule, car :

$$\int_0^t e(t) dt = cte \text{ si } e(t)=0$$

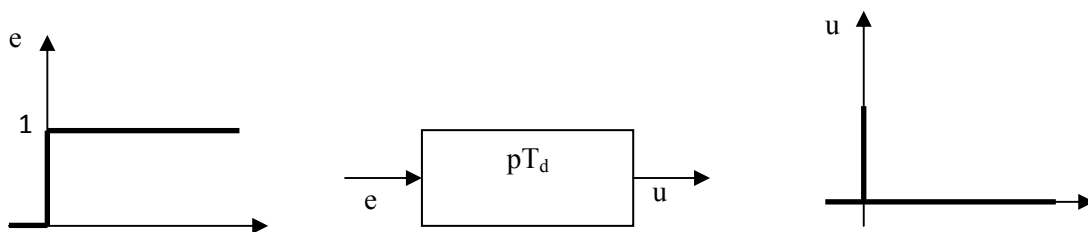
Le correcteur à action exclusivement intégrale n'est pratiquement jamais utilisé, en raison sa lenteur. On fait appel à l'action intégrale chaque fois qu'une erreur permanente doit être annulée.

**IV.4.3 Action dérivée**

L'action dérivée D crée un signal de commande  $u(t)$  qui est la dérivée du signal d'erreur  $e(t)$ . La figure (IV.5) représente la réponse indicielle du correcteur à action dérivée.

L'équation du correcteur est :

$$u(t) = k_D \frac{d[w(t)-f(t)]}{dt} = k_D \frac{d.e(t)}{dt} \tag{IV.4}$$



**Fig(IV.5) : Correcteur dérivateur D**

La transmittance du correcteur à action D est :

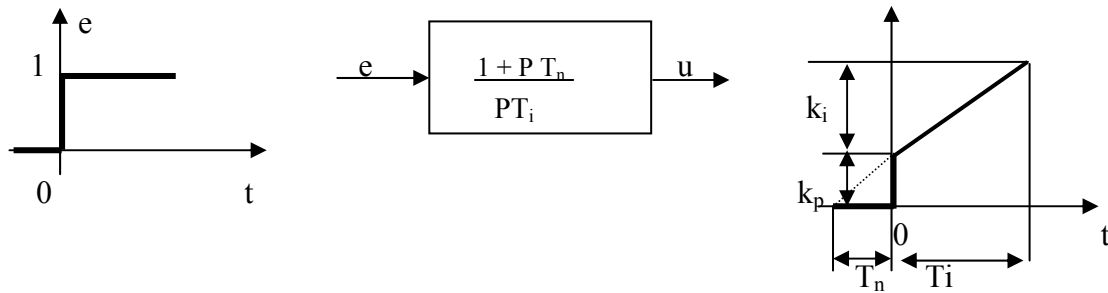
$$G_c(p) = \frac{U(p)}{E(p)} = k_D P = PT_d \tag{IV.5}$$

Où  $k_D$  est le gain permanent du correcteur et  $T_D = \frac{1}{k_D}$  la constante de temps de dérivation.

**IV.4.4 Action proportionnelle et intégrale PI**

L'action proportionnelle et intégrale crée un signal de commande  $u(t)$  qui est la somme des effets proportionnelle **P** et intégral **I** décrits ci-dessus. La figure (IV.6) représente la réponse indicielle du correcteur **PI**. l'équation temporelle qui régit ce système :

$$u(t) = k_p \cdot e(t) + k_i \int_0^t e(t) dt \tag{IV.6}$$



**Fig(IV.6): Correction PI**

La transmittance globale est :

$$K_p + \frac{k_i}{p} = \frac{k_i + p k_p}{p} = \frac{\left(1 + p \frac{k_p}{k_i}\right)}{p \frac{1}{k_i}} \tag{IV.7}$$

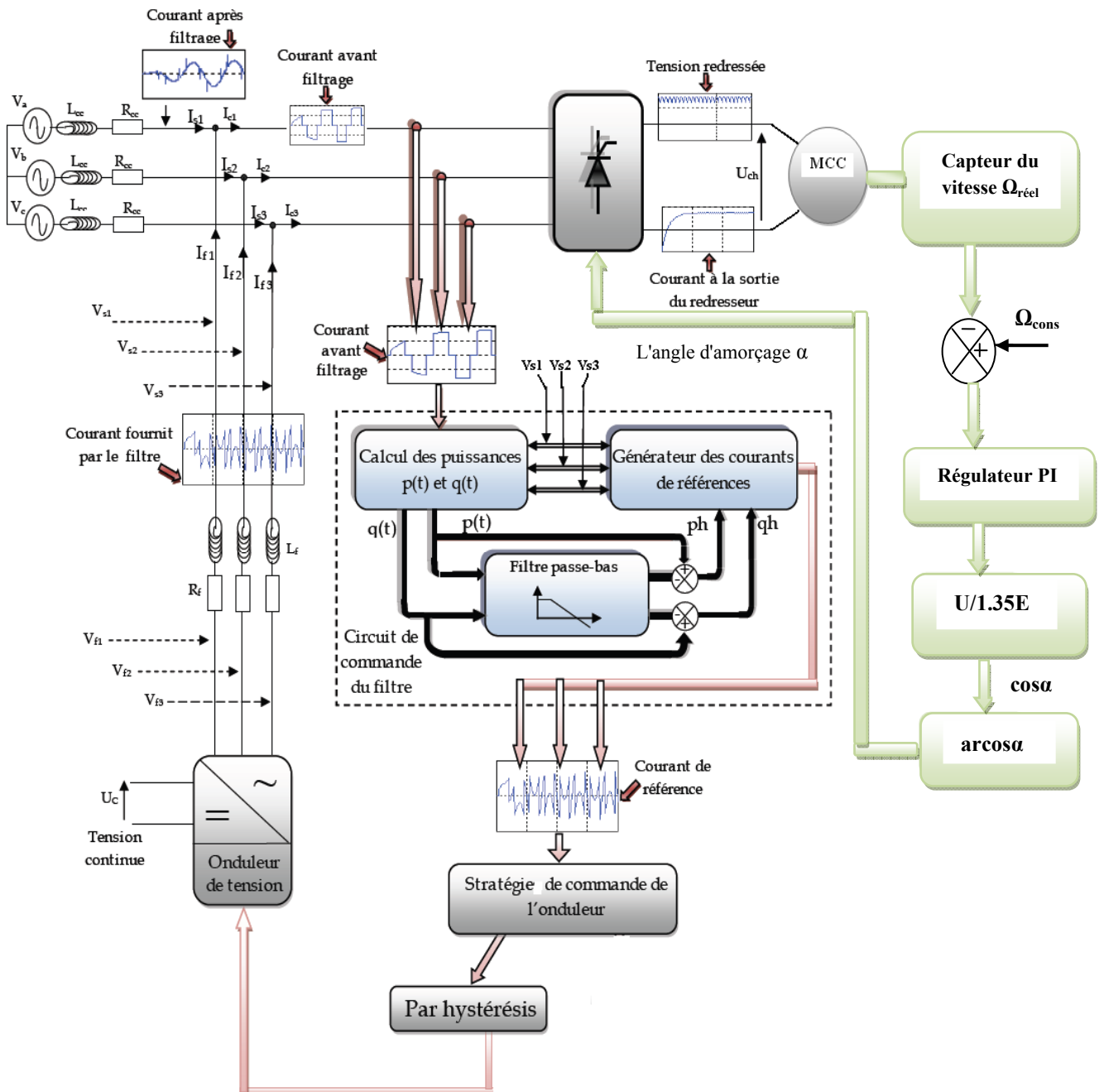
$$G_s(p) = \frac{U(p)}{E(p)} = \frac{(1 + pT_n)}{pT_i} \tag{IV.8}$$

Ou  $k_p$  et  $k_i$  sont respectivement les gains permanents des actions proportionnelle et intégrale du correcteur,  $T_n = \frac{k_p}{k_i}$  est le dosage de la corrélation d'intégrale et  $T_i = \frac{1}{k_i}$  est la constante de temps d'intégration.

La réponse indicielle montre qu'un correcteur proportionnel et intégral assure une transmission instantanée du signal d'erreur  $e$ , suivi d'une intégration de ce signal. On verra qu'un tel correcteur est à utiliser chaque fois qu'une erreur permanente doit être annulée. Ce correcteur a un effet déstabilisant, en raison du pôle qu'il introduit à l'origine du plan complexe [17].

IV.5 Association globale du réseau-redresseur- moteur à courant continu

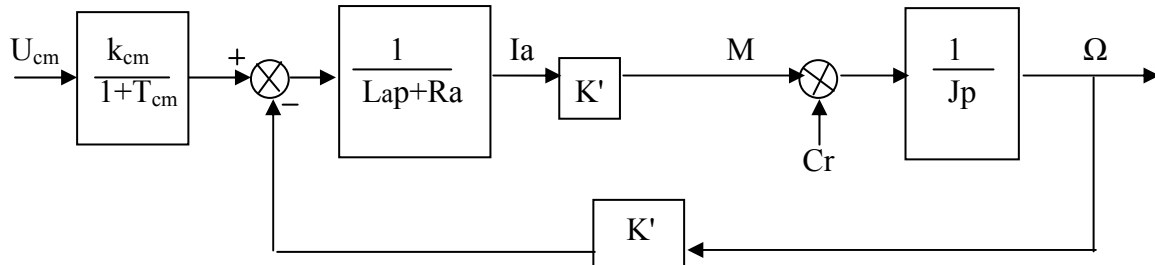
Dans cette partie, notre étude va porter sur le système complet composé d'un réseau équilibré alimentant un moteur à courant continu commandé en boucle fermée à travers un redresseur hexaphasé à thyristors et d'un onduleur à deux niveaux. Le schéma synoptique est donné sur la figure (IV.7)



Fig(IV.7):schéma global du réseau-charge active commandée en boucle fermée

Pour calculer les paramètres du régulateur, on doit représenter les schémas bloc du système complet.

**IV.5.1 Schéma fonctionnel de l'association (Redresseur – Moteur)**



**Fig. (IV.8): schéma bloc du redresseur et moteur**

**a- La caractéristique du redresseur**

$$U_a = 2.34 U_{eff} \cdot \cos\alpha \tag{IV.9}$$

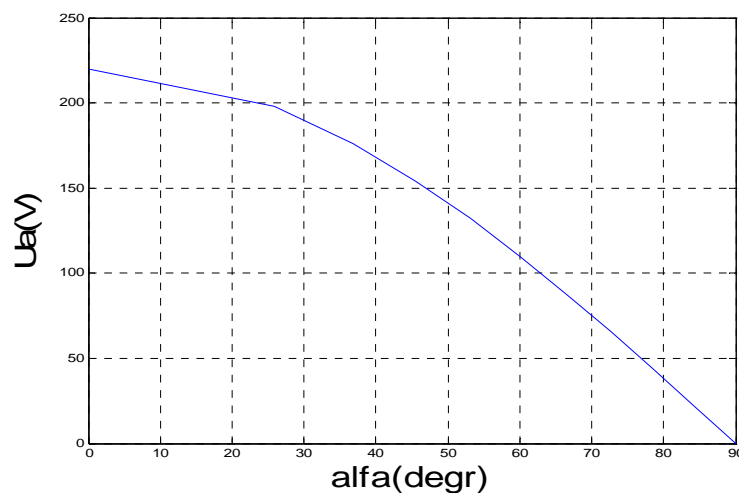
$$U_a = 220 \cdot \cos\alpha \tag{IV.10}$$

$$U_a = k_{cm} \cdot U_{cm} = 22 U_{cm} \tag{IV.11}$$

$$\cos\alpha = \frac{22}{220} U_{cm} = 0.1 U_{cm} \tag{IV.12}$$

$$\alpha = \arccos(0.1 U_{cm}) \tag{IV.13}$$

$U_{cm}(V)$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$\alpha$	90°	84°.26	78°.46	72°.54	66°.42	60°	53°.13	45°.57	36°.86	25°.84	0°
$U_a(V)$	0	22	44	66	88	110	132	154	176	198	220



**Fig. (IV.9): La caractéristique du redresseur  $U_a=f(\alpha)$**

**b- La Fonction de transfert du redresseur**

La Fonction de transfert du redresseur est  $\frac{k_{cm}}{1+T_{cm}}$

$k_{cm}$  : Coefficient du convertisseur statique

$T_{cm}$  : Temps de retard à l'amorçage

$$K_{cm} = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_{cm}} = \frac{44-22}{2-1} = 22$$

Donc  $k_{cm} = \frac{44-22}{2-1} = 22$

$$T_{cm} = \frac{1}{2pf}$$

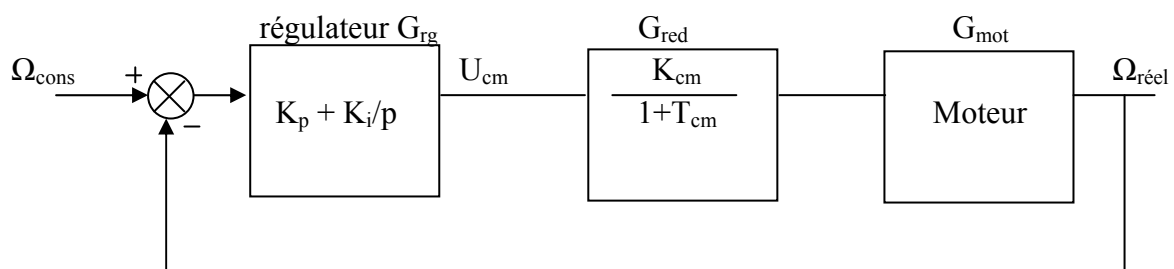
Pour un pont de graetz  $p$  : ( pulsation = 6 ) [10]

Donc  $T_{cm} = \frac{1}{2*6*50} = 0.0017$

Donc la fonction de transfert du redresseur est :  $\frac{22}{1+0.0017p}$

**IV.5.2 Schéma structurel (Correcteur PI – Redresseur - Moteur)**

On introduit les fonctions de transferts des différents éléments on obtient le schéma structurel :



**Fig(IV.10):Schéma structurel de l'association (Correcteur PI – Redresseur - MCC)**

**a- Calcul du régulateur PI**

La fonction de transfert du régulateur est:

$$G_{rg} = K_p + \frac{k_i}{p} \equiv \frac{1+pT_n}{pT_i} \tag{IV.14}$$

La fonction de transfert à régler est sous la forme générale suivante:

$$G_s = \frac{k_s}{(1 + pT_{si})(1 + pT_\tau)} \quad (IV.15)$$

Avec  $T_{si}$  : constante de temps dominante.

D'après l'optimum symétrique [2]:

$$\begin{aligned} T_n &= T_{si} \\ T_i &= 2 * T_\tau * k_s \end{aligned}$$

la fonction de transfert en boucle fermée du moteur est:

$$G_{mot} = \frac{0.1586}{(1+0.00762P) \cdot 0.003P+0.1057} = \frac{0.1586}{0.003P+0.1057}$$

La fonction de transfert de l'installation à régler est :

$$\begin{aligned} W(P) &= \frac{22}{1+0.0017p} \cdot \frac{0.1586}{0.003P+0.1057} \\ &= \frac{22}{(1+0.0017p)} \cdot \frac{0.1586/0.1057}{(1+0.028p)} \\ &= \frac{33}{(1+0.0017p) (1+0.028p)} \end{aligned}$$

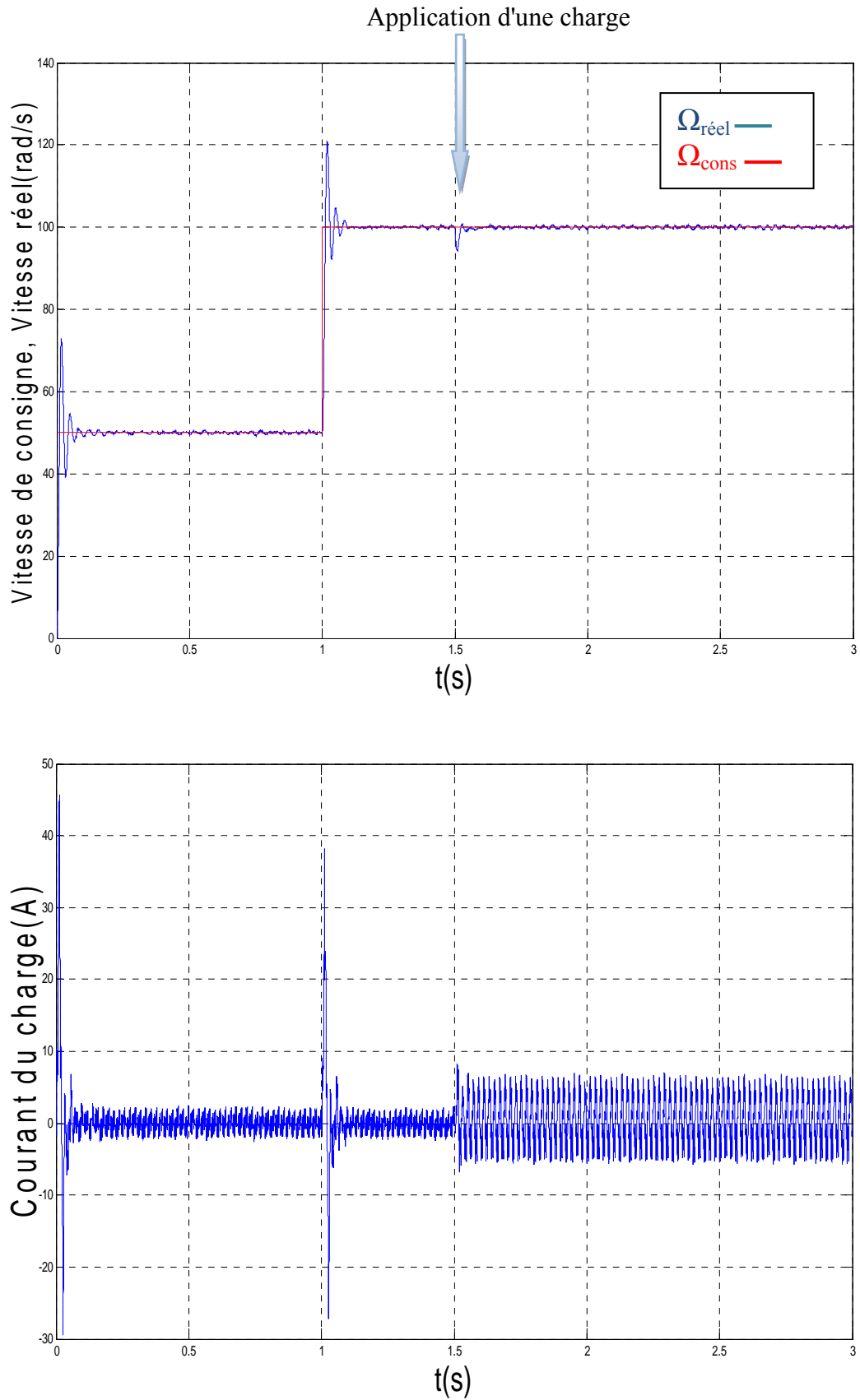
Ou'  $K_s=33$

$$T_n = T_{si} = 0.028$$

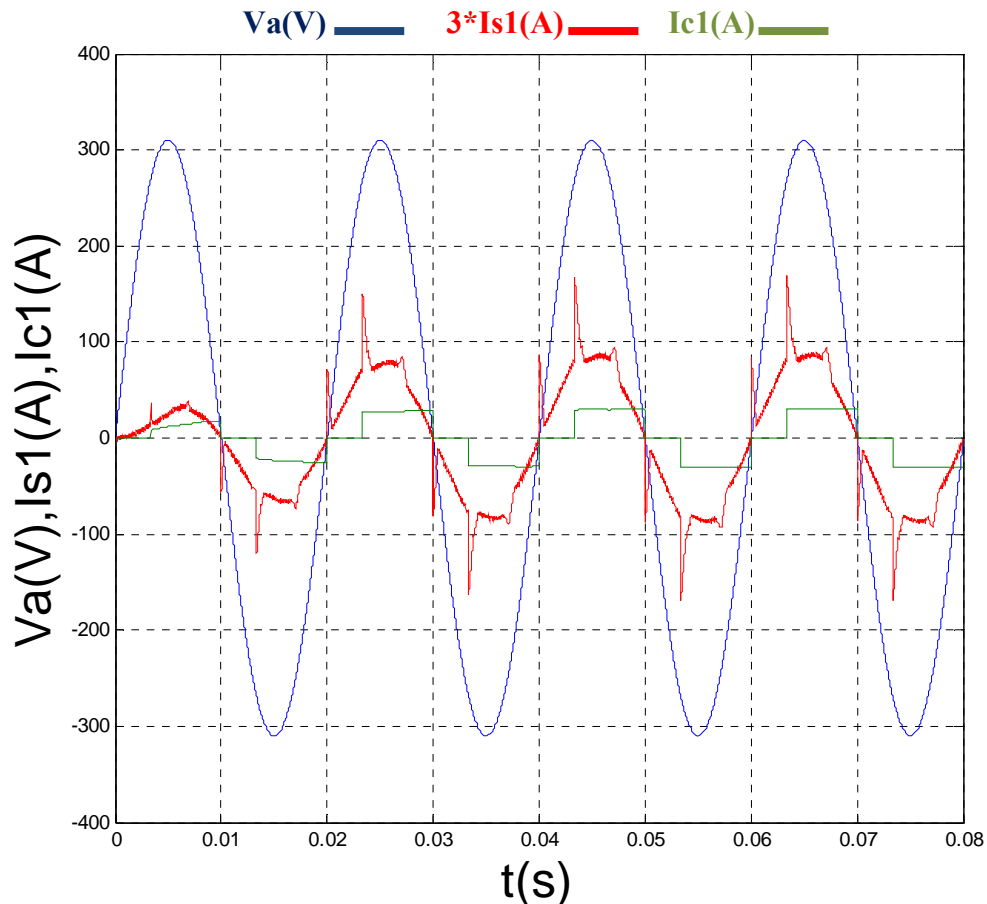
$$T_i = 2 * T_\tau * k_s = 2 * 33 * 0.0017 = 0.11$$

Donc  $G_{rg} = \frac{1 + pT_n}{pT_i} = \frac{1 + 0.028p}{0.11p}$

Les résultats de simulation du système (régulateur PI-Redresseur-Moteur à courant continu) sont représentés par la figure (IV.11):



Fig(IV.11): La vitesse de consigne, vitesse réel et courant de charge ( $C_r=3$  N.m en  $t=1.5$ s)



Fig(IV.12):tension d'une phase, courant d'une phase avant et après compensation

### IV.5.3 Interprétation

- ✚ La figure (IV.9) représente la caractéristique  $U_a$  en fonction  $\alpha$ , on remarque que lorsque la tension augmente l'angle d'amorçage  $\alpha$  diminue.
- ✚ La variation de la vitesse du moteur dépend de la variation de la tension redressée .
- ✚ La tension redressée dépend de la variation de l'angle d'amorçage  $\alpha$  qui est commandée par le régulateur PI.
- ✚ La figure (IV.12) montre bien l'adaptabilité du filtre actif concernant la variation soit de la cosigne ou de l'application de charge.

### Conclusion

L'asservissement du moteur électrique est d'importance pour assurer des performances désirées en fonctionnement, ceci nécessite l'utilisation d'un convertisseur commandé pour varier la tension impliquant le changement du déphasage entre les tensions et courants ce qui va diminuer le  $\cos\phi$ . Les résultats de simulation montre bien l'efficacité du filtre actif utilisé.

**Conclusion**

**générale**

## **Conclusion générale**

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

Les méthodes classiques sont conçues pour diminuer les effets néfastes des harmoniques par contre les modernes les éliminent complètement.

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

L'onduleur à deux niveaux peut être utilisé non seulement comme un convertisseur continu alternatif mais aussi comme un dépollueur et un compensateur d'énergie réactive des réseaux électriques.

Les résultats de simulation ont montré l'adaptabilité du filtre actif concernant la commande en boucle fermée de la charge active utilisée. Enfin nous espérons la continuité du travail dans cet axe, par exemple la réalisation pratique du système étudié.



**Annexe**

# Paramètres utilisés

## Paramètres de la source:

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

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

## Paramètres du filtre actif:

$$R_f=0.2 \Omega.$$

$$L_f=0.004 \text{ H.}$$

## Paramètres de la charge RL:

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

$$L_{ch}=0.155 \text{ H.}$$

## Paramètres du Moteur à courant continu (MCC):

$$P_n=1000\text{W.}$$

$$U_n=220\text{V.}$$

$$\Omega_n=2800 \text{ tr/min.}$$

$$I_a=5.85\text{A.}$$

$$R_a=4.2 \Omega.$$

$$L_a=0.032\text{H.}$$

$$J=0.003 \text{ kg.m}^2.$$

# Bibliographie

# Bibliographie

**[1] ZERGUIN A.E, BATECH K.**

« Conception d'un système de commande pour la compensation automatique des harmoniques : Application aux moteurs asynchrones ».  
Mémoire d'ingénieur, université Farhet Abbas de Sétif, juin 2004.

**[2] BUHLER.**

« électronique de réglage et de commande ».  
Edition Dunod, 1997.

**[3] Eric BETTEGA et Jean Noël FIORINA.**

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

**[4] Thierry GOURAUD.**

« Identification et rejet de perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique ».  
Thèse de doctorat, à l'Ecole Centrale de Nantes le 7 Janvier 1997.

**[5] C. COLLOMBET, J. LUPIN et J. SCHONEK.**

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

**[6] Mohamad Alaa Eddin ALALI.**

« Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension ».  
Thèse de doctorat, Université Louis Pasteur –Strasbourg I, 12 Sep 2002.

**[7] Serge BERNARD, Gérard TROCHAIN.**

« Deuxième génération de compensateur actif d'harmoniques forte capacité basé sur le mode d'injection du courant ».  
MGE UPS SYSTEMS, MGE0121UKI -06/1998.

**[8] Tarek GHENNAM.**

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

**[9] Djaffar OULD ABDESLAM.**

« Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension ».  
Thèse de doctorat. Université de Haute-Alsace, U.F.R, 2005.

**[10] GASMI Abdelmalek ,SID AHMED Zine Elabidine**

« Etude et réalisation pratique d'une carte de commande d'un GTO destinée à un entraînement électrique ».  
Mémoire d'ingénieur, université de M'sila, 2005.

**[11] J AUVRAY.**

«Systèmes électroniques».

Université Pierre et Marie Curie IST SETI 2001.

**[12] Leila MERABET.**

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

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

**[13] Nouredine BENKECHIDA.**

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

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

**[14] Hanane KOUARA.**

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

Mémoire de magister en électrotechnique, Université de Batna, 08/02/2006.

**[15] E. M. BERKOUK.**

« 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.

**[16] Kamel ALIOUANE.**

«Contribution à l'étude du filtrage d'harmoniques des réseaux de distribution à l'aide de l'association de filtres actif et passif parallèle».

Thèse de Doctorat de l'I.N.P.L, 1995.

**[17] Abdelmalek BEKKA.**

« Commande d'un moteur à courant continu ».

Mémoire de Fin d'étude, Université de Batna, 2003.

**[18] N. GHASSOULI, N. RAOUACHE**

« Application du Filtrage Actif parallèle sur une Charge Dynamique non linéaire»

Mémoire d'ingénieur en électromécanique, université de M'sila, Juin 2007.

**[19] Abdenour, Rabah.**

« Filtrage actif parallèle avec compensation de l'énergie réactive».

Ecole nationale polytechnique, Alger 2002.

**[20] Théodore. WILDI.**

«Électrotechnique». 3eme édition

Théodore. WILDI avec la collaboration de Gilbert Sybille ingénieur, institut de recherche d'Hydro-Québec, 2000.

**[21] 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.

**[22] Sofiane BENRABIA, Azzedine BENDIB.**

«Simulation numérique d'un moteur Asynchrone à double étoile commandé par onduleur multi-niveaux ».

Mémoire d'ingéniorat, université de M'sila, 2005.

**[23] I. AIT HAMMOUDA, H. CHEROUAT.**

«Commande non linéaire d'un filtre actif parallèle à trois niveaux».

Mémoire d'ingéniorat, école nationale polytechnique, juin 2000.

**[24] Claude Divoux,**

« Moteur à courant continu ». terminale sti, France, 1999.

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME**

**D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE**

**OPTION : ELECTROMECHANIQUE**

**Proposé et dirigé par : Monsieur : BEDBOUDI Mohamed**

**Présenté par : BELAHAMMOU Abdelhak  
LATRECHE Mohammed Tahar**

**Thème :**

**AMELIORATION DE LA QUALITE D'ENERGIE  
ELECTRIQUE FOURNIE A  
UNE CHARGE ACTIVE**

**Résumé :**

Le travail s'inscrit dans le cadre global de l'amélioration de la qualité d'énergie électrique, il a particulièrement pour objet l'étude des problèmes de propagation des harmoniques dans les réseaux électriques qui sont dues essentiellement aux charges non linéaires (convertisseurs de l'électronique de puissance) ainsi que l'étude des différentes solutions pour la réduction de ces harmoniques. Parmi les plus efficaces solutions retenues, c'est l'utilisation des filtres actifs.

Pour étudier l'aptitude de compensation de notre filtre, on a appliqué une charge active représentant un moteur à courant continu commandé en boucle fermée par l'intermédiaire d'un redresseur triphasé à thyristors. La stratégie d'identification utilisée a permis de générer un courant qui a dépollué le réseau en rendant le facteur de puissance au alentours de l'unité.

**Mots clés :**

- ✚ Filtre actif parallèle,
- ✚ Charge non linéaire,
- ✚ Puissance déformante,
- ✚ Compensation de l'énergie réactive,
- ✚ Stratégie de commande à hystérésis,
- ✚ Moteur à courant continu,
- ✚ Régulateur PI.