

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique

D.E.R. de Génie Electrique et Informatique  
Département d'Electrotechnique



## Projet de fin d'études

Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état  
en Electrotechnique

Thème

**Filtrage Actif Parallèle à Trois Niveaux.  
Principe, Réglage et Stabilisation.**

Étudié par :

ABDELLI Youcef  
KROUMA Mohammed Issam

Proposé et dirigé par :

Dr E. M. BERKOUK

Promotion : juin 99

E.N.P.10, Avenue Hassen-Badi, EL-HARRACH, ALGER.

## *Avant – Propos*



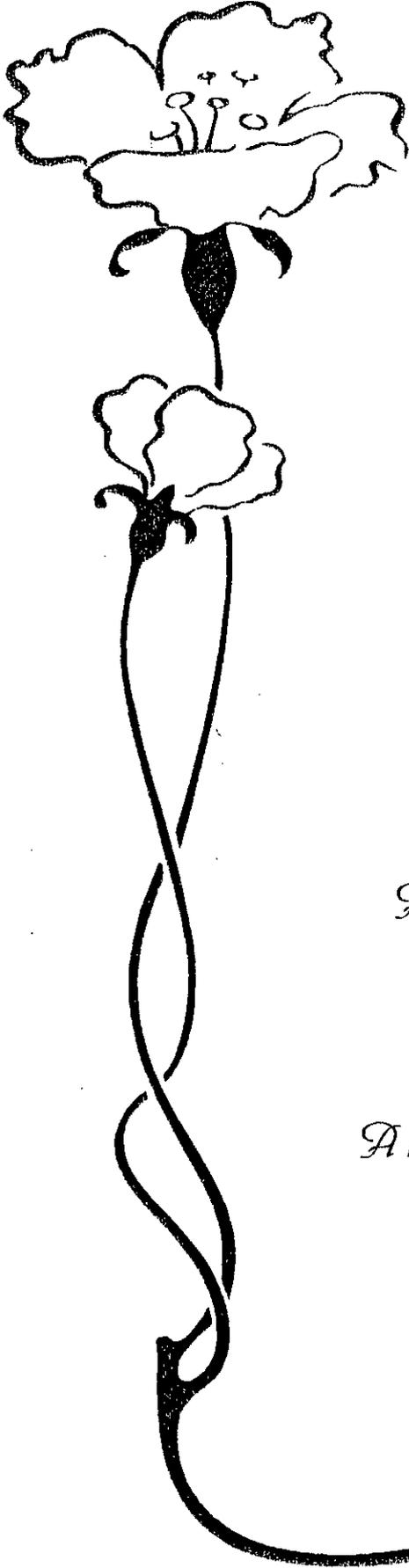
Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au laboratoire d'électronique de puissance et de commande, au sein du département de génie électrique et informatique de *L'école Nationale Polytechnique*.

Nous adressons nos sincères remerciements et notre profonde gratitude à notre promoteur, *Dr. E.M.Berkouk*, pour l'aide qu'il nous a apporté, ses excellents conseils, son attention si aimable et sa grande patience.

Nos remerciements vont également à nos confrères et amis de la promotion.

Que tous nos enseignants qui ont contribué à notre formation reçoivent l'expression de notre profonde gratitude.

Nous tenons à remercier tous ceux qui nous ont aidé à élaborer ce modeste travail.



## *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail,*

*A ma très chère mère.*

*A mon très cher père.*

*A mes frères et sœurs, en particulier*

*Mounir.*

*A mon oncle Mohamed et sa famille.*

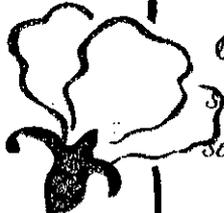
*A toute ma grande famille.*

*A mon binôme Youcef.*

*A tous mes amis de Bouraoui, l'ENP et*

*Guémar.*

*Issam*



## *Dédicace*

*Que ma très chère mère, et mon très cher père trouvent ici l'expression de mes sentiments les plus profonds en témoignage de leur dévouement sans limite, leur sacrifice et leur confort moral et psychologique qu'ils m'ont assuré tout au long de mes années d'études.*

*A mes frères et cousins ;*

*A toute ma famille et en particulier ma tante BAUA et son mari SAADI  
qu'ils m'ont considéré comme leur fils sans oublier mon oncle LAFD  
pour ses aides ;*

*A mon binôme ISSAM & mon cousin NABIL  
Et mon très cher amie M. MANSOURI*

*A tous mes amis sans exception aussi bien de MEDEA & de L'ENP ainsi  
que ceux de BOURAOUI*

*Et à toi ;*

*Je dédie ce modeste travail.*

*youssef*

## Notations



$s, r :$	<i>Indices respectifs du stator et du rotor ;</i>
$A_s, B_s, C_s :$	<i>Indices correspondants aux trois phases statoriques ;</i>
$a_r, b_r, c_r :$	<i>Indices correspondants aux trois phases rotoriques ;</i>
$d, q :$	<i>Axes correspondants au référentiel de PARK ;</i>
$V :$	<i>Tension simple de phase ;</i>
$i :$	<i>Courant de phase ;</i>
$R_s, R_r :$	<i>Résistances des enroulements statoriques et rotoriques par phase ;</i>
$L_s, L_r :$	<i>Inductances cycliques statorique et rotorique par phase ;</i>
$l_s, l_r :$	<i>Inductances propres de fuite statorique et rotorique par phase ;</i>
$M :$	<i>Inductance mutuelle cyclique ;</i>
$M_{sr} :$	<i>Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique ;</i>
$M_s :$	<i>Inductance mutuelle entre phases statoriques ;</i>
$M_r :$	<i>Inductance mutuelle entre phases rotoriques ;</i>
$\phi_s, \phi_r, \phi_m :$	<i>Flux statorique, rotorique et magnétisant ;</i>
$T_s, T_r :$	<i>Constantes de temps statorique et rotorique ;</i>
$\sigma :$	<i>Coefficient de dispersion ;</i>
$P :$	<i>Nombre de paires de pôles ;</i>
$C_{em} :$	<i>Couple électromagnétique ;</i>
$J :$	<i>Moment d'inertie ;</i>
$K_f :$	<i>Coefficient de frottements visqueux ;</i>
$\omega_s, \omega_r :$	<i>Pulsations électriques statorique et rotorique ;</i>
$\Omega :$	<i>Vitesse mécanique du rotor ;</i>
$m :$	<i>Indice de modulation ;</i>
$r :$	<i>Taux de modulation.</i>

# Sommaire



Introduction générale.....	2
----------------------------	---

## Chapitre I : Modélisation de l'onduleur à trois niveaux et stratégies de commande

### Introduction

I.1 Modélisation du fonctionnement des onduleurs triphasés à trois niveaux.....	6
I.1.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux.....	6
I.1.2 Modélisation du fonctionnement d'un d'onduleur à trois niveaux.....	8
I.1.2.1 Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....	8
I.2 Modélisation des onduleurs à trois niveaux.....	10
I.3 Modèle de connaissance.....	10
I.3.1 Fonction de connexion.....	10
I.3.2 Fonction de commutation.....	11
I.3.3 La fonction génératrice.....	11
I.3.3.1 La fonction génératrice de connexion et de commutation.....	11
I.3.4 Commandabilité des convertisseurs statiques.....	11
I.4 Fonction génératrice et modèle de commande.....	15
I.5 Stratégies de commande.....	18
I.5.1 Commande par hystérésis en courant-Algorithm 1.....	18
I.5.1.1 Principe.....	18
I.5.1.2 Simulation et interprétation des résultats.....	19
I.5.2 Commande par hystérésis en courant-Algorithm 2.....	21
I.5.2.1 Simulation et interprétation des résultats.....	21
I.6 Commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel à une seule porteuse.....	23
I.6.1 Simulation et interprétation des résultats.....	24
I.7 Commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel à une deux porteuses.....	27
I.7.1 Simulation et interprétation des résultats.....	27
Conclusion.....	30

## Chapitre II : Filtrage actif parallèle

Introduction.....	32
II.1 Principe du filtrage actif parallèle.....	32
II.2 Structure du filtre actif parallèle à trois niveaux.....	34
II.3 Application du filtre actif à la charge non linéaire.....	35
II.3.1 Modélisation des redresseurs triphasés.....	35
II.3.1.1 Modélisation du pont redresseur triphasé à diodes.....	35
II.3.1.2 Modélisation du pont redresseur triphasé à thyristor.....	36
II.4 Identification des courants harmoniques de référence.....	37
II.4.1 Principe de la méthode directe.....	38
II.4.2 Validation de la méthode directe.....	39
II.4.3 Application de la méthode directe au filtrage actif parallèle.....	42
II.4.4 L'asservissement des courants du filtrage à trois niveaux.....	43
II.4.5 Dimensionnement du correcteur PI.....	44

II.5 Résultats de simulation.....	45
II.5.1 Résultats de simulation par la stratégie de commande à hystérésis.....	45
II.5.2 Résultats de simulation par la stratégie de commande triangulo-sinusoidale.....	45
Conclusion.....	54

### Chapitre III : Filtrage actif parallèle avec compensation de l'énergie réactive

Introduction.....	56
III.1 Effets de circulation de l'énergie réactive.....	57
III.1.1 Effets instantanés et long termes.....	57
III.1.2 Effets sur la qualité du facteur de puissance.....	57
III.2 Compensation des courants harmoniques sans compensation d'énergie réactive.....	58
III.3 Principe du filtrage actif avec compensation d'énergie réactive.....	59
III.3.1 Structure du filtre actif triphasé à trois niveaux.....	60
III.3.2 Stratégie de commande du filtre actif.....	60
III.4 Elimination des courants harmoniques avec compensation d'énergie réactive.....	60
III.4.1 La première méthode.....	61
III.4.1.1 Dimensionnement du filtre passe-bas.....	62
III.4.1.2 La mise en œuvre d'un redresseur monophasé et d'un filtre intermédiaire passe-bas.....	62
III.4.1.3 Dimensionnement du filtre intermédiaire.....	63
III.4.1.4 Application de la compensation d'énergie réactive sur une charge non linéaire.....	64
III.4.2 La deuxième méthode.....	65
III.4.2.1 Principe de la méthode.....	65
III.4.2.2 Expression du courant de charge dans le repère $\alpha\text{-}\beta$ .....	65
III.4.2.3 Mise en œuvre de deux filtres passe bas pour l'extraction du courant de source de référence.....	65
III.4.2.4 Application de cette méthode sur une charge non linéaire.....	67
III.5 résultats de simulation.....	67
Conclusion.....	77

### Chapitre IV: Asservissement des tensions d'entrée du filtre actif parallèle à trois niveaux

Introduction.....	79
IV.1 Influence de l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur sur le fonctionnement du filtre actif.....	79
IV.1.1 La mise en évidence du problème de l'instabilité de $U_{c1}$ & $U_{c2}$ .....	79
IV.1.2 L'influence de l'instabilité des tensions $U_{c1}$ & $U_{c2}$ sur le fonctionnement du filtre actif.....	81
IV.2 Compensation d'énergie réactive du réseau.....	84
IV.3 Asservissement des tensions d'entrée $U_{c1}$ & $U_{c2}$ de l'onduleur triphasé à trois niveaux.....	84
IV.3.1 Méthode (1) : Asservissement des tensions d'entrée $U_{c1}$ & $U_{c2}$ par l'onduleur lui même.....	84
IV.3.1.1 Modèle de la boucle de tension.....	85
IV.3.1.2 Dimensionnement du régulateur de tension.....	86
IV.3.1.3 Compensation d'énergie réactive du réseau.....	87
Interprétation et résultats de simulation.....	88
IV.3.1 Méthode (2) : Utilisation d'une batterie et équilibrage par le circuit de CLAMPING.....	93
Interprétation et résultats de simulation.....	96

*IV.3.1 Méthode (3) : Asservissement des tensions d'entrée  $U_{c1}$  &  $U_{c2}$   
 par l'onduleur lui même et équilibrage par le circuit  
 de CLAMPING*

	101
	102
<i>Conclusion</i>	107

**Chapitre V : Application du Filtrage actif parallèle avec compensation d'énergie réactive  
 sur une charge dynamique non linéaire**

<i>Introduction</i>	109
V.1 Modélisation de la machine asynchrone triphasé	109
V.1.1 Hypothèses simplificatrices	109
V.1.2 Conventions	110
V.1.3 Modèle de la machine asynchrone triphasé (MAS)	110
V.1.3.1 Equations électriques de la MAS	110
V.1.3.2 Equations mécaniques	111
V.1.3.3 Modélisation de la MAS dans le repère de PARK	111
V.1.3.4 Choix du référentiel	113
1) Référentiel lié au stator	113
2) Référentiel lié au rotor	113
3) Référentiel lié au champ tournant	113
V.1.3.5 Mise sous forme d'équation d'état	114
V.2 La cascade un redresseur de tension triphasé - onduleur triphasé à trois niveaux-machine asynchrone triphasée	115
V.3 Application du filtrage actif parallèle avec compensation de l'énergie réactive sur une charge dynamique	120
Interprétation et résultats de simulation	121
<i>Conclusion</i>	128

Conclusion générale	130
---------------------	-----

Annexe 1	133
----------	-----

Annexe 2	136
----------	-----

Bibliographie	138
---------------	-----

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

# *Introduction Générale*

## **Introduction générale**

Aujourd'hui, l'état de santé de nos réseaux est devenu préoccupant. La dégradation de la qualité d'énergie électrique dans les différentes installations d'activité est un fait certain.

Aux perturbations extérieures telles que coupures, sous et sur tension transitoire liées aux manœuvres et aux phénomènes atmosphériques, viennent se rajouter des causes d'auto-perturbations internes à un site à la cohabitation des récepteurs linéaires et non linéaires.

Déclenchement intempestifs des protections, surcharges harmoniques, taux élevé de distorsion en tension et en courant, échauffement des conducteurs et des générateurs viennent pénaliser la qualité et la fiabilité d'un réseau électrique.

L'électronique de puissance moderne s'est considérablement développée ces dernières années ; on constate une prolifération de convertisseurs et autres charges non linéaires qui ont des répercussions néfastes sur les réseaux électriques. En effet, tous ces systèmes provoquent, outre une détérioration du facteur de puissance, la génération de courants harmoniques. Ceux-ci, traversant l'impédance du réseau, déforment la tension délivrée. Cette déformation de la tension du réseau peut influencer d'autres consommateurs d'énergie et dispositifs électriques. La correction du facteur de puissance et le filtrage des harmoniques sont au centre des préoccupations principales des distributeurs ainsi que des utilisateurs d'énergie électrique.

Il serait donc utopique d'espérer une amélioration rapide de la situation. Car des études récentes font apparaître une augmentation très importante de la consommation des courants harmoniques pour les années à venir [Escriva 94][Letzelter 95].

- EDF annonce pour la France que 43% des charges électriques sont des charges non linéaires (consommateurs de courants harmoniques), et estime une augmentation à 60% en l'an 2000.
- EPRI : Electric Power Research Institute (Palo Alto, Californie) annonce dans une étude réalisée en 1993 et parue dans Electrical Review de novembre 1994 :
  - 35 à 40% de la puissance consommée aux Etats-Unis correspond à des charges non linéaires.
  - Ce chiffre passera à 60% à l'horizon de l'an 2000.

Face à cette situation, les constructeurs réagissent par l'étude et la mise en œuvre de solutions adaptées.

Sur le plan normatif, la norme CEI 1000-3-2 définit les niveaux des courants harmoniques à ne pas dépasser pour les récepteurs de faible puissance. De fait de leur puissance importante, les produits industriels ont été presque exclus du champ d'application de cette norme. De plus en plus, la notion de qualité suffisante commence à être admise et appliquée par la réalisation de solutions locales au niveau des récepteurs concernés.

Parmi ces solutions, l'utilisation des filtres passifs est la solution la plus classique, mais l'efficacité de tels dispositifs est tributaire de l'impédance du réseau qui elle-même est susceptible d'évoluer. De plus le filtre passif forme, avec l'inductance de source, un circuit résonnant qui favorise l'amplification de tout harmonique de fréquence voisine de celle de la résonance [Aliouane 95] [Fujita 90].

Les progrès réalisés sur les semi-conducteurs de puissance entièrement commandables ont conduit à la conception de nouvelles structures. Dans un premier temps, les redresseurs commandés en modulation de largeurs d'impulsions (MLI) ont permis de contrôler le facteur de puissance et une partie des perturbations harmoniques basses fréquences [Aliouane 95] [Faucher 95]. Dans un passé plus récent, des dispositifs de filtrage actif ont été étudiés afin d'apporter une solution efficace aux problèmes d'harmoniques [Akagi 84] [Akagi 86] [Delarue 92] [Delarue 95] [Fakuda 93]. Mais dès que la tension à dépolluer s'élève au niveau de celle des réseaux de distribution ou de transport, la structure du filtre actif exige de la part du convertisseur qui le constitue une puissance apparente trop importante. Il apparaît donc que l'utilisation d'un convertisseur triphasé à trois niveaux comme filtre actif répond aux besoins des niveaux élevés des puissances demandées et peut conduire à des solutions plus performantes.

L'objet de ce mémoire est l'utilisation d'un onduleur triphasé à trois niveaux pour le filtrage actif parallèle des courants harmoniques avec compensation d'énergie réactive, et l'asservissement des tensions d'entrée de cet onduleur. Ainsi, on présentera une solution efficace à la pollution des réseaux produite par des charges non linéaires.

Ce mémoire comporte cinq chapitres. Le premier chapitre sera consacré à la modélisation de l'onduleur triphasé à trois niveaux. Ainsi, on présentera son modèle de connaissance et son modèle de commande. Pour la commande de ce convertisseur, on présentera deux algorithmes à hystérésis et deux autres de type triangulo-sinusoidale à une ou deux porteuses.

Dans le deuxième chapitre, on entamera l'étude du filtrage actif parallèle utilisant un onduleur triphasé à trois niveaux. Ce type de filtre apporte une solution plus performante et plus souple qui vise à supprimer les inconvénients des filtres passifs, dont l'inconvénient majeur est l'absence d'évolution avec les conditions du réseau. Il permet le développement d'une puissance apparente plus élevée. Ce chapitre sera consacré en premier lieu, à l'explication du principe du filtrage actif parallèle. Par la suite, on présentera une nouvelle méthode d'identification des courants harmoniques basée sur les puissances active et réactive instantanées qui sera appliquée dans la suite de ce travail. A la fin, on validera le principe du filtrage actif parallèle pour deux types de charge non linéaire : un redresseur à diodes et un autre à thyristors, alimentant une charge RL, afin de tester le bon fonctionnement du filtre actif.

Dans le troisième chapitre, on proposera, en plus du filtrage des courants harmoniques, deux méthodes de compensation de l'énergie réactive demandée par la charge non linéaire du réseau. La première méthode utilise un filtre passe-bas de quatrième ordre pour l'extraction du fondamental de courant de charge. La deuxième sera basée sur la transformation  $\alpha$ - $\beta$ . Afin de tester les performances de ces deux méthodes, on les appliquera sur les deux types de charge non linéaire utilisés dans le chapitre précédent.

Dans les chapitres précédents, on a supposé les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux, constituant le filtre actif, constantes et égales.

Dans le quatrième chapitre, on montrera la dégradation des performances du filtre actif parallèle produite par l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux. Ainsi, pour résoudre ce problème d'instabilité, on proposera trois méthodes qui servent à asservir ces deux tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux. La première méthode est basée sur l'utilisation de capacités  $C_1$  et  $C_2$  de valeurs importantes, et la régulation des tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  par l'onduleur lui-même. La deuxième utilise une batterie et l'équilibrage de ces deux tensions en utilisant un circuit appelé pont de *Clamping*. La dernière méthode est basée sur l'asservissement de ces tensions par l'onduleur lui-même avec équilibrage par le circuit de *Clamping*.

Dans le dernier chapitre, on étudiera les performances de ce dispositif, dans le cas d'une charge dynamique. Cette charge est constituée d'une cascade : redresseur à thyristors- onduleur à trois niveaux- machine asynchrone triphasée. Ainsi, on appliquera les trois méthodes de l'asservissement des tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  d'entrée de l'onduleur à trois niveaux, vues au chapitre quatre.

# *Chapitre I*

## *Modélisation de l'onduleur à trois niveaux et Stratégies de commande*

## Introduction:

Les études faites sur les onduleurs monophasé et triphasé à trois niveaux à structure NPC ont montré que l'onduleur à trois niveaux peut être considéré comme l'association en série de deux onduleurs à deux niveaux [Berkouk 95].

Ces études ont montré également que les onduleurs à trois niveaux offrent une grande amélioration sur la qualité des tensions de sortie [Rabouch 95][Belazzoug 97].

Ces améliorations peuvent être plus importantes par l'insertion des différentes stratégies de commande. Ces stratégies ont pour objectif à éliminer certains rangs d'harmoniques, ainsi que la réduction des perturbations conduites par les convertisseurs statiques.

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

En premier lieu, on présentera la modélisation du fonctionnement de l'onduleur triphasé trois niveaux, puis on développera son modèle de connaissance et celui de commande.

En deuxième lieu, on s'intéressera aux stratégies de commande des onduleurs triphasés à trois niveaux permettant d'élaborer les signaux de commande de ces onduleurs afin de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible.

Pour cela, on étudiera dans ce chapitre les stratégies de commande suivantes :

- La commande par hystérésis en courant où on utilisera deux algorithmes différents.
- La commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à une seule porteuse.
- La commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à deux porteuses.

## 1.1 Modélisation du fonctionnement des onduleurs triphasés à trois niveaux

### 1.1.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux

Plusieurs structures sont possibles pour l'onduleur à trois niveaux [Berkouk 95][Chauvet 90][Rabouch 95].

La structure que nous allons étudier dans ce mémoire est celle dont un bras est présenté à la figure (1.1).

Dans ce chapitre et le chapitre ultérieur on supposera que les tensions d'alimentation de cet onduleur sont idéales(Fig.1.2).

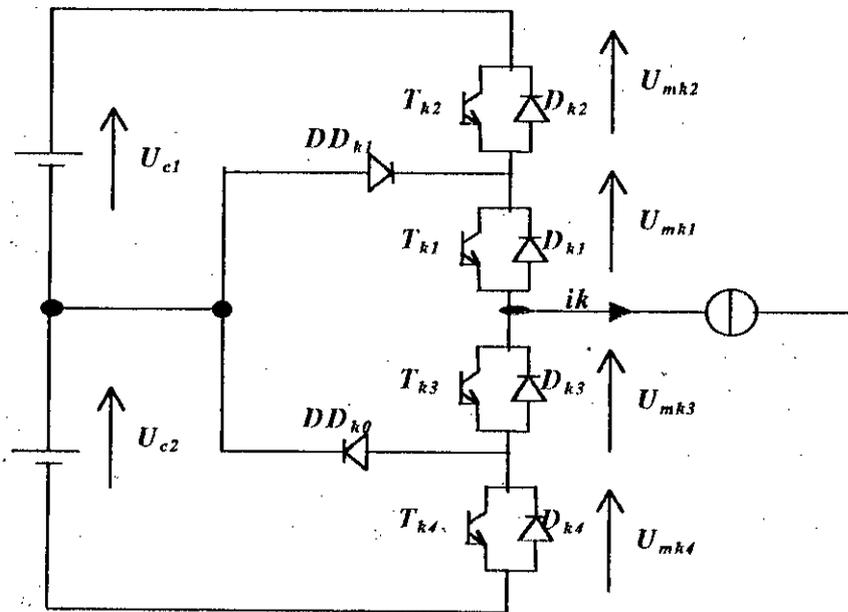


Fig.I.1. Structure d'un bras d'onduleur à trois niveaux à structure NPC

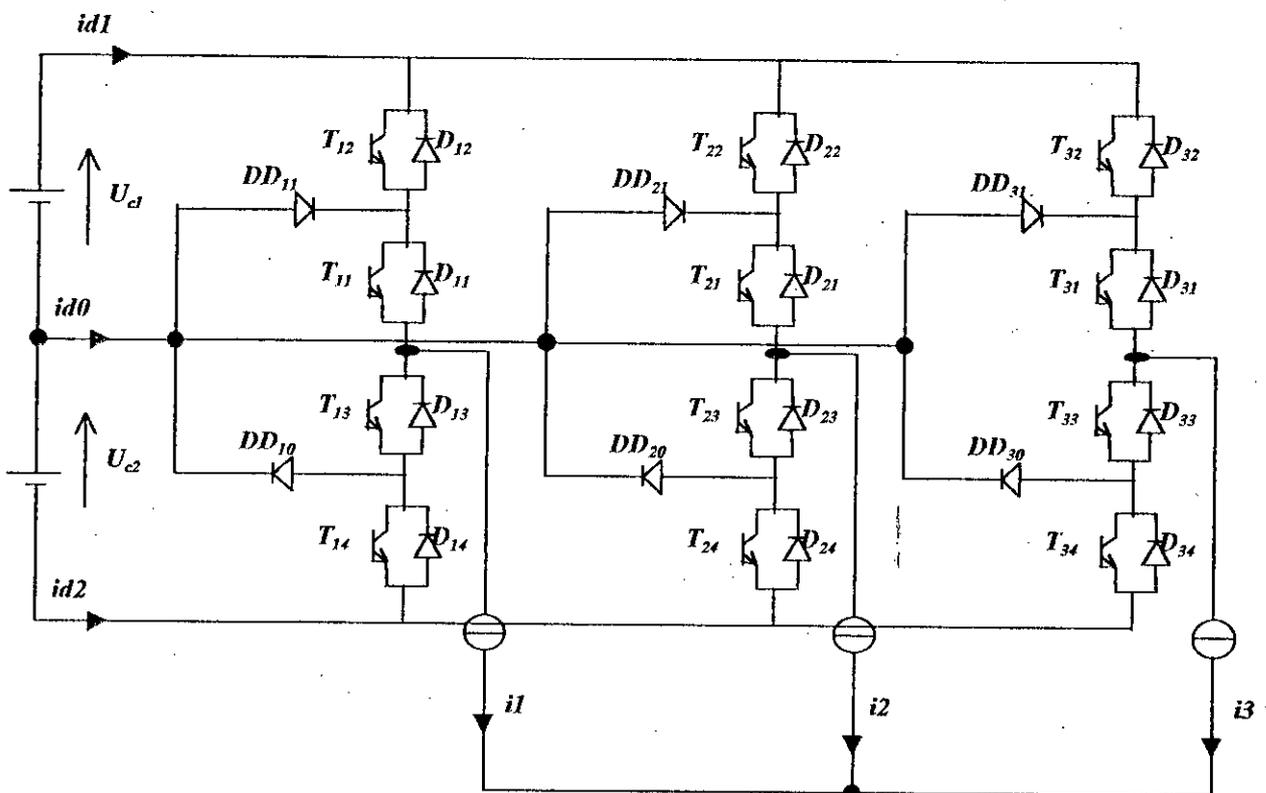


Fig.I.2. L'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

### 1.1.2 Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux

La symétrie des onduleurs à trois niveaux permet leur modélisation par bras. Ainsi, on commencera par définir un modèle global d'un bras sans à priori sur la commande. On montrera ensuite comment déduire celui d'un onduleur complet.

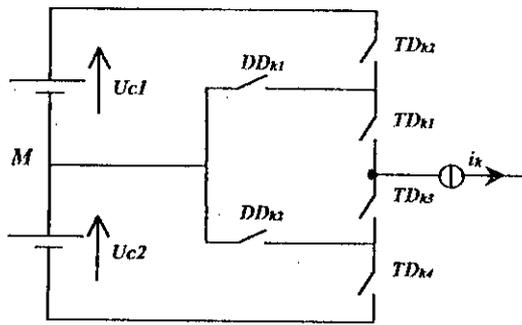
#### 1.1.2.1 Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux

Une analyse topologique d'un bras montre cinq configurations possibles pour ce dernier qui sont présentées par la figure (I.3).

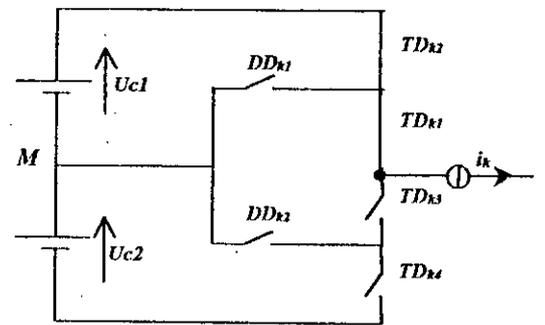
Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont données dans le tableau (I.1).

La configuration	La grandeur électrique qui la caractérise
$E_0$	$I_k=0$
$E_1$	$V_k=U_{c1}=U_c$
$E_2$	$V_k=0$
$E_3$	$V_k=-U_{c2}=-U_c$
$E_4$	$V_k=0$

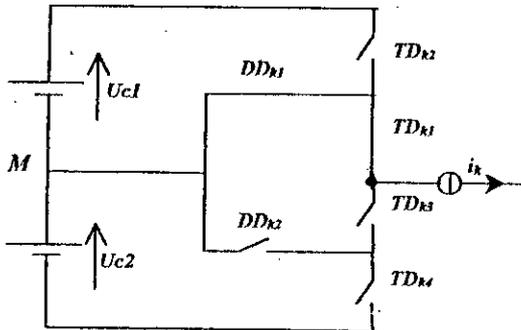
Tableau.I.1. Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible d'un bras  $k$  d'onduleur triphasé à trois niveaux.



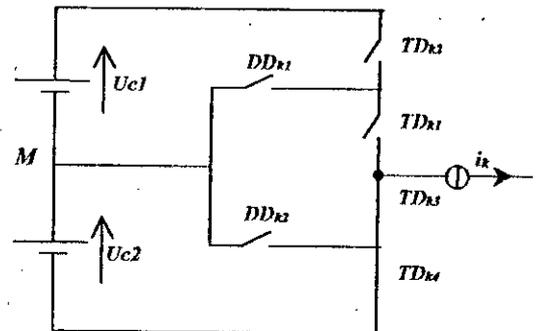
La configuration E0



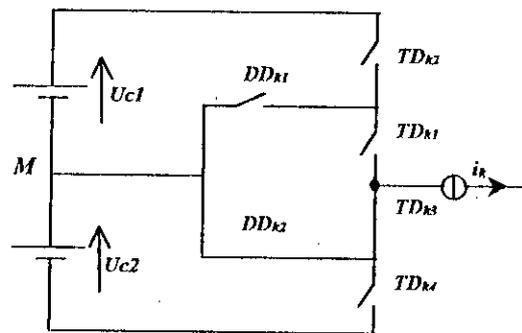
La configuration E1



La configuration E2



La configuration E3



La configuration E4

Fig.I.3 Les cinq configurations possibles d'un bras d'onduleur triphasé à trois niveaux

## 1.2 Modélisation des onduleurs triphasés à trois niveaux

Le modèle de l'onduleur triphasé de tension à trois niveaux est déduit de celui de ses bras en utilisant l'algorithme de la figure (1.4).

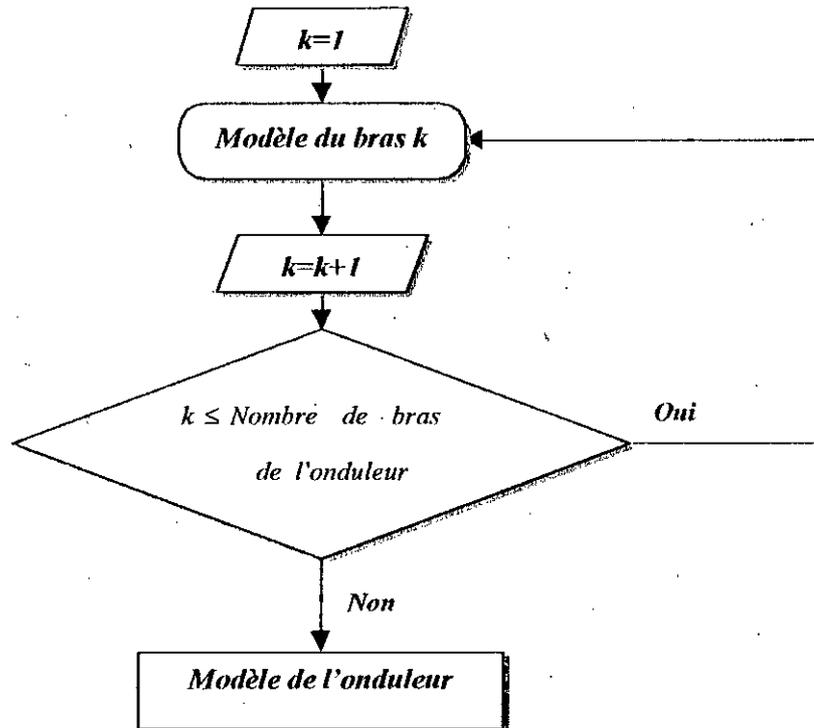


Fig.1.4. Algorithme de détermination du modèle global d'un onduleur à partir de celui de ses bras.

## 1.3 modèle de connaissance

Le modèle de connaissance est bien adapté à la simulation donc à la validation des différentes stratégies de commande [Plateaux 94]. Pour passer du modèle de connaissance au modèle de commande, on utilise la notion fonction [Berkouk 95].

On définit d'abord la fonction de connexion et la fonction de commutation.

### 1.3.1 fonction de connexion

La fonction de connexion des interrupteurs décrit son état ouvert ou fermé. Elle vaut 1 si l'interrupteur est fermé, et 0 s'il est ouvert.

On définit une fonction de connexion de demi-bras notée  $F_{km}^b$  à partir des fonctions de connexion des interrupteurs (k désigne le bras, et m le demi-bras du haut ou du bas).

### 1.3.2 Fonction de commutation

La fonction de commutation  $f_c$  est liée à une cellule de commutation à  $n$  interrupteurs. Chaque interrupteur  $i$  introduit sa fonction de connexion  $F_i$  définie comme suit :

$$F_i = \frac{1}{n} \left\{ 1 + F_c \left[ t - (i-1) \frac{T}{n} \right] \right\} \quad (I.1)$$

Avec  $T$  : la période de fonctionnement des cellules de commutation.

En faisant une analogie avec les onduleurs à deux niveaux, on définit la fonction de commutation  $F_k^j$  associée à la cellule  $i$  du bras  $k$ .

### 1.3.3 La fonction génératrice :

En général, la fonction génératrice  $fg$  d'une fonction  $f$  est sa valeur moyenne sur une période  $T$  infiniment petite.

#### 1.3.3.1 La fonction génératrice de connexion et de commutation :

La fonction génératrice de connexion  $F_{ig}$  est une fonction continue qui représente la valeur moyenne de la fonction  $F_i$  sur une période  $T$  supposée infiniment petite.

$$F_{ig} = \frac{1}{T} \int_{k.T}^{(k+1).T} F_i(\tau) d\tau \quad (I.2)$$

De même, la fonction génératrice de commutation  $F_{cg}$  est définie comme suit :

$$F_{cg}(t) = \frac{1}{T} \int_{k.T}^{(k+1).T} F_c(\tau) d\tau \quad (I.3)$$

### 1.3.4 Commandabilité des convertisseurs statiques

Un convertisseur est dit en mode commandable si les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe et par suite une conduction continue de ce convertisseur [Berkouk 95].

Pour un onduleur triphasé à trois niveaux en mode commandable, on définit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k3}} \end{cases} \quad (I.4)$$

Avec  $B_{ks}$  la commande du transistor  $T_{ks}$  du bras  $k$ .

En traduisant cette commande complémentaire par les fonctions de connexion des interrupteurs du bras  $k$ , on trouve :

$$\begin{cases} F_{k1} = 1 - F_{k4} \\ F_{k2} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (I.5)$$

En mode commandable, le réseau de Pétri de l'onduleur se réduit à la figure (I.5) ci-dessous[Berkouk 95].

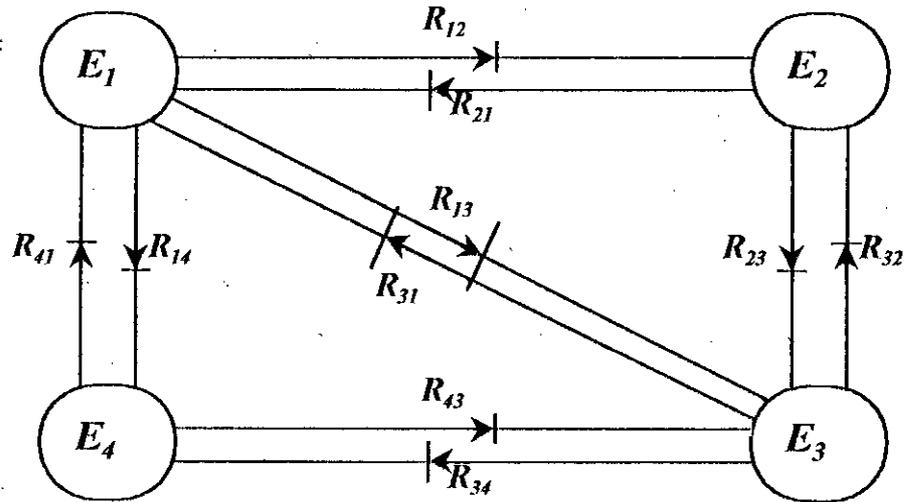


Fig.I.5. Modèle d'un bras d'onduleur triphasé à trois niveaux en mode commandable

La commande complémentaire est exprimée pour les trois bras comme suit :

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{14} \\ F_{12} = 1 - F_{13} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{21} = 1 - F_{24} \\ F_{22} = 1 - F_{23} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{31} = 1 - F_{34} \\ F_{32} = 1 - F_{33} \end{cases} \quad (I.6)$$

On définit en plus les fonctions de connexion des demi-bras en fonction des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$F_{km}^b \quad \begin{cases} k = \text{numéro du bras.} \\ m=0 \text{ le demi bras bas, ( la paire } T_{k3}, T_{k4} \text{)} \\ m=1 \text{ le demi bras haut, ( la paire } T_{k1}, T_{k2} \text{)} \end{cases}$$

d'où

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \\ F_{k0}^b = F_{k3} \cdot F_{k4} \end{cases}$$

En utilisant la fonction de connexion des demi-bras  $F_{km}^b$ , On obtient :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} \right\} \quad (1.7)$$

Pour passer aux tensions simples  $V_A, V_B, V_C$ , on utilise les relations entre elles et les tensions composées :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (1.8)$$

Les courants d'entrée  $i_{d1}$  et  $i_{d2}$  en fonction des courants de charge  $i_1, i_2$  et  $i_3$  sont donnés par le système (1.8) ci-dessous :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i_{d2} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{cases} \quad (1.9)$$

Cette relation (1.9) montre une analogie du point de vue des courants d'entrée des onduleurs à trois niveaux et deux niveaux. Ainsi, pour l'onduleur à trois niveaux, tous se passe comme si le courant  $i_{d1}$  était le courant d'entrée de l'onduleur à deux niveaux du haut, et  $i_{d2}$  celui de l'onduleur à deux niveaux du bas.

D'après la figure(1.2) et en appliquant la loi des nœuds, on aura :

$$i_{do} = i_1 + i_2 + i_3 - i_{d1} - i_{d2} \quad (1.10)$$

On définit les relations de conversion simples comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Avec :

$$N(t) = \begin{bmatrix} \left( \frac{2I_{11}^b - I_{21}^b - I_{31}^b}{3} \right) & \left( \frac{2I_{10}^b - I_{20}^b - I_{30}^b}{3} \right) & 0 & 0 & 0 \\ \left( \frac{-I_{11}^b + 2I_{21}^b - I_{31}^b}{3} \right) & \left( \frac{-I_{10}^b + 2I_{20}^b - I_{30}^b}{3} \right) & 0 & 0 & 0 \\ \left( \frac{-I_{11}^b - I_{21}^b + 2I_{31}^b}{3} \right) & \left( \frac{-I_{10}^b - I_{20}^b + 2I_{30}^b}{3} \right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I_{11}^b & I_{21}^b & I_{31}^b \\ 0 & 0 & I_{10}^b & I_{20}^b & I_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - I_{11}^b - I_{10}^b) & (1 - I_{21}^b - I_{20}^b) & (1 - I_{31}^b - I_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

On appellera  $[N(t)]$  la matrice de **conversion simple**.

De même, on définit les relations de conversion composées comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

Avec :

$$M(t) = \begin{bmatrix} \begin{pmatrix} F_{11}^b & -F_{21}^b \\ F_{21}^b & -F_{31}^b \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} F_{10}^b & -F_{20}^b \\ F_{20}^b & -F_{30}^b \end{pmatrix} & 0 & 0 & 0 \\ \begin{pmatrix} F_{21}^b & -F_{31}^b \\ F_{31}^b & -F_{11}^b \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} F_{20}^b & -F_{30}^b \\ F_{30}^b & -F_{10}^b \end{pmatrix} & 0 & 0 & 0 \\ \begin{pmatrix} F_{31}^b & -F_{11}^b \\ F_{11}^b & -F_{21}^b \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} F_{30}^b & -F_{10}^b \\ F_{10}^b & -F_{20}^b \end{pmatrix} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1-F_{11}^b-F_{10}^b) & (1-F_{21}^b-F_{20}^b) & (1-F_{31}^b-F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

Où  $M(t)$  est la matrice de conversion composée.

La figure (I.6) montre le modèle de connaissance global de l'onduleur triphasé à trois niveaux en mode commandable associé à sa source de tension d'entrée à point milieu et sa charge triphasée.

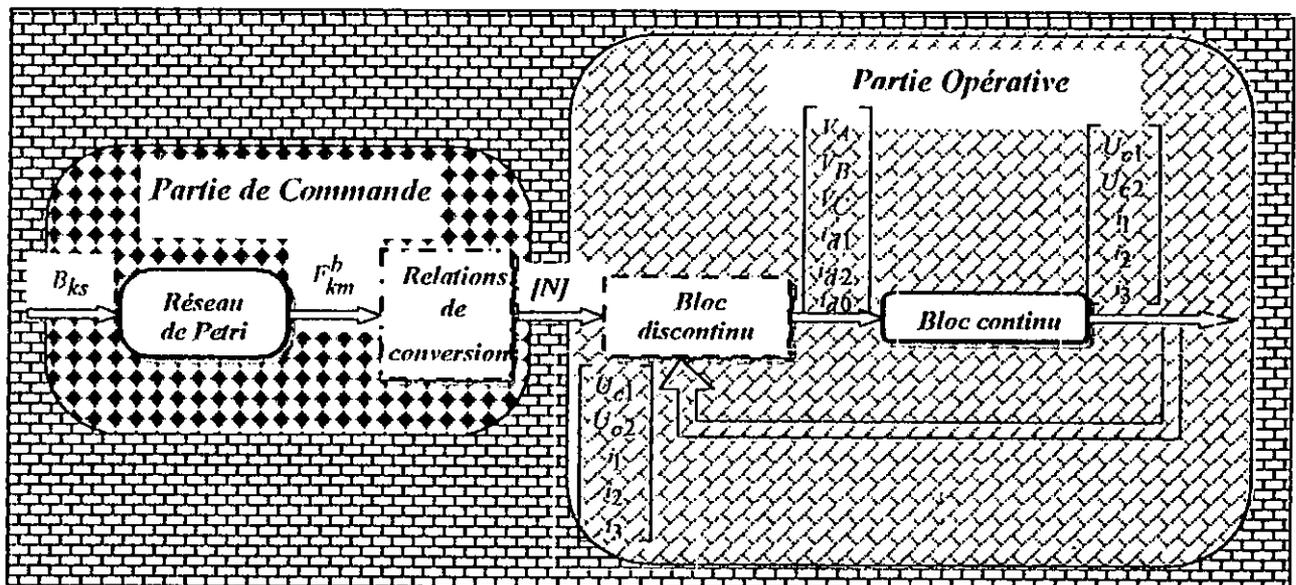


Fig. I.6. Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux

### 1.4 Fonction génératrice et modèle de commande

La fonction génératrice a pour but de pouvoir passer du modèle de connaissance de l'onduleur au modèle de commande.

On définit les matrices génératrices de conversion simple et composée comme suit :

$$N_g(t) = \frac{1}{T} \int_{k.T}^{(k+1).T} N(\tau) d\tau \quad (I.15)$$

$$M_g(t) = \frac{1}{T} \int_{k.T}^{(k+1).T} M(\tau) d\tau \quad (I.16)$$

Les fonctions génératrices permettent l'approximation du bloc discontinu d'un modèle de connaissance par un bloc continu.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N_g(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

Où  $N_g(t)$  est la matrice génératrice de conversion simple.

$$[N_g(t)] = \begin{bmatrix} \left( \frac{2.F_{11g}^b - F_{21g}^b - F_{31g}^b}{3} \right) & \left( \frac{2.F_{10g}^b - F_{20g}^b - F_{30g}^b}{3} \right) & 0 & 0 & 0 \\ \left( \frac{-F_{11g}^b + 2.F_{21g}^b - F_{31g}^b}{3} \right) & \left( \frac{-F_{10g}^b + 2.F_{20g}^b - F_{30g}^b}{3} \right) & 0 & 0 & 0 \\ \left( \frac{-F_{11g}^b - F_{21g}^b + 2.F_{31g}^b}{3} \right) & \left( \frac{-F_{10g}^b - F_{20g}^b + 2.F_{30g}^b}{3} \right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11g}^b & F_{21g}^b & F_{31g}^b \\ 0 & 0 & F_{10g}^b & F_{20g}^b & F_{30g}^b \\ 0 & 0 & (1-F_{11g}^b - F_{10g}^b) & (1-F_{21g}^b - F_{20g}^b) & (1-F_{31g}^b - F_{30g}^b) \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

Et de même :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M_g(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

Avec :

$$[M_g(t)] = \begin{bmatrix} \begin{pmatrix} F_{11g}^h & -F_{21g}^h \\ F_{21g}^h & -F_{31g}^h \\ F_{31g}^h & -F_{11g}^h \end{pmatrix} & -\begin{pmatrix} F_{10g}^h & -F_{20g}^h \\ F_{20g}^h & -F_{30g}^h \\ F_{30g}^h & -F_{10g}^h \end{pmatrix} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11g}^h & F_{21g}^h & F_{31g}^h \\ 0 & 0 & F_{10g}^h & F_{20g}^h & F_{30g}^h \\ 0 & 0 & (1-F_{11g}^h - F_{10g}^h) & (1-F_{21g}^h - F_{20g}^h) & (1-F_{31g}^h - F_{30g}^h) \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

Où  $[M_g(t)]$  est la matrice génératrice de conversion composée.

La figure (I.7) présente le modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux. Les grandeurs de ce modèle sont toutes continues.

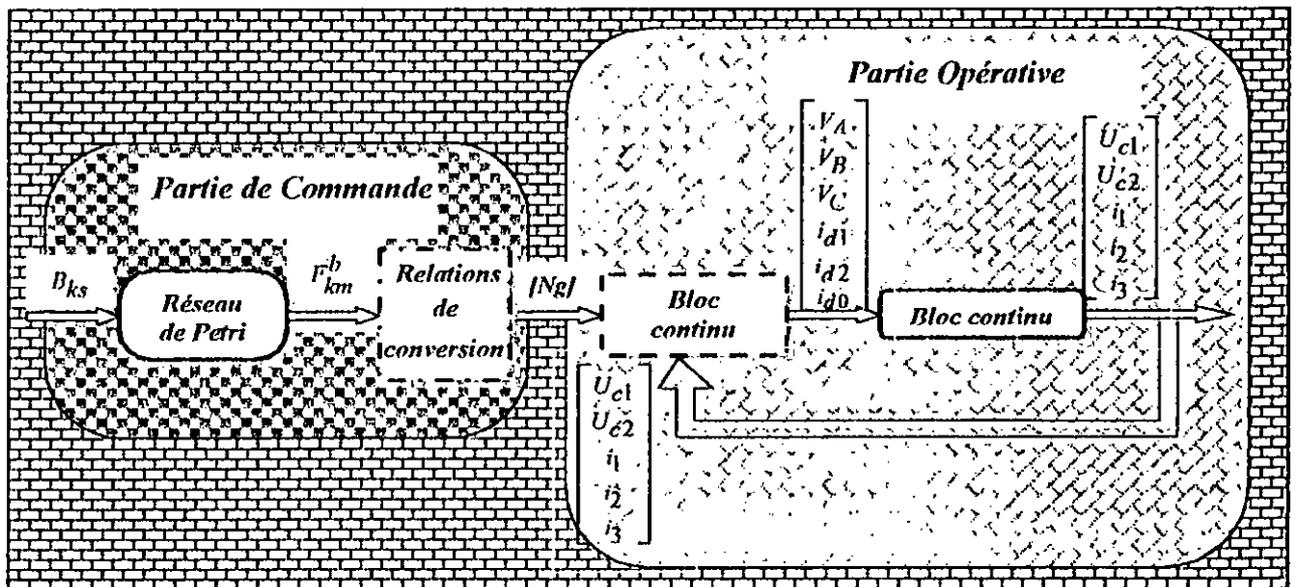


Fig. I.7. Modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux

## 1.5 Stratégies de commande

Après avoir étudié l'onduleur triphasé à  $3N$  et élaboré son modèle de connaissance et celui de commande, on va s'intéresser aux stratégies de commande des onduleurs triphasés à trois niveaux.

Parmi ces stratégies de commande, on étudiera :

- La commande par hystérésis en courant où on présentera deux algorithmes différents.
- La commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel à une et à deux porteuses.

Pour chaque commande, on expliquera d'abord son principe, puis on montrera les paramètres qui influent sur leurs performances.

### 1.5.1 Commande par hystérésis en courant – Algorithme 1

#### 1.5.1.1 principe

La commande par hystérésis est basée sur la comparaison d'un courant de référence  $I_{ref}$  au courant réel et à partir de l'écart entre ces deux courants, on déduit la commande des interrupteurs de l'onduleur.

La figure (I.8) explique le principe de la stratégie de commande par hystérésis en courant.

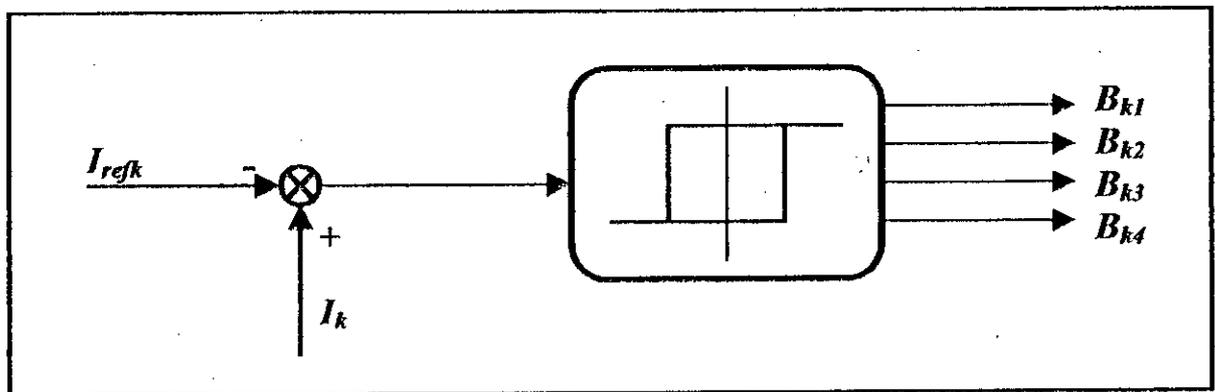


Figure I.8. Principe de la stratégie de commande par hystérésis en courant

Cette stratégie de commande permet une réaction rapide à des variations de la consigne ou des paramètres de la partie puissance.

Les performances de cette stratégie sont fortement liées à la largeur de la bande d'hystérésis.

Le choix de la valeur minimale d'hystérésis sera lié aux possibilités de commutation des interrupteurs de l'onduleur : durée de commutation au blocage et à l'amorçage [Boulekhrechef 97].

L'algorithme 1 de la commande par hystérésis en courant se résume pour un bras  $k$  de l'onduleur triphasé à trois niveaux par le système (I.1).

$$\begin{cases} \text{Si } [(\varepsilon_k \geq \Delta i) \ \& \ (\varepsilon_k \leq 2\Delta i)] \text{ ou } [(\varepsilon_k \leq -\Delta i) \ \& \ (\varepsilon_k \geq -2\Delta i)] \Rightarrow B_{k1}=1, B_{k2}=0; \\ \text{Si } \varepsilon_k \geq 2\Delta i \Rightarrow B_{k1}=0, B_{k2}=0; \\ \text{Si } \varepsilon_k \leq -2\Delta i \Rightarrow B_{k1}=1, B_{k2}=1; \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

Où  $\varepsilon_k$  est l'écart entre le courant de référence et le courant réel défini par  $\varepsilon_k = I_k - I_{refk}$ .

Tel que les courants de référence de l'onduleur sont donnés par le système (I.2).

$$\begin{cases} I_{ref1} = I_{eff} \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi) \\ I_{ref2} = I_{eff} \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi - 2\pi/3) \\ I_{ref3} = I_{eff} \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi - 4\pi/3) \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

### 1.5.1.2 Simulation et interprétation des résultats

Les figures (I.9.\*) présentent respectivement les résultats du comportement de l'association d'une charge  $RL$  alimentée par l'onduleur triphasé à trois niveaux. Ce dernier est commandé par le premier algorithme d'hystérésis en courant pour  $\Delta i = 0.1$  et  $\Delta i = 1$ .

On remarque bien que les courants de charge suivent mieux leurs références pour les faibles valeurs de  $\Delta i$ . Mais plus  $\Delta i$  est faible, plus les pertes par commutation des interrupteurs sont importantes. D'où la nécessité de trouver un compromis entre les pertes par commutation et la largeur d'hystérésis  $\Delta i$ .

Les harmoniques du courant réel possèdent des amplitudes pratiquement nulles pour  $\Delta i = 0.1 A$  et légèrement supérieures pour  $\Delta i = 1 A$  (fig. I.9.\*).

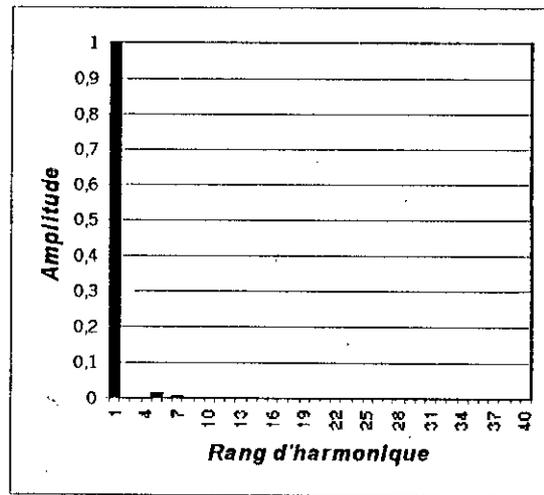
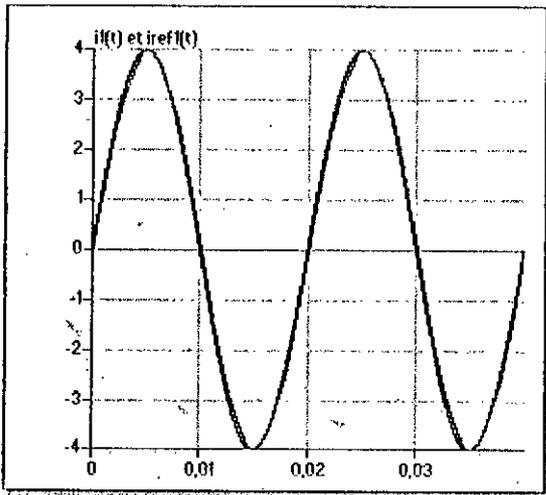


Figure.1.9.1. Courant de référence, courant réel et son spectre de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant pour  $\Delta i=0.1A$  (Algorithme 1).

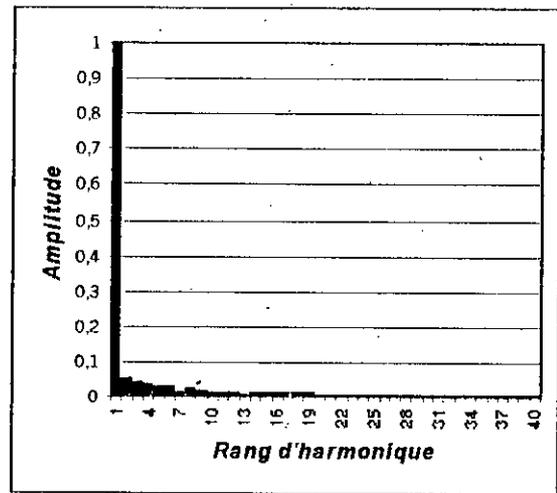
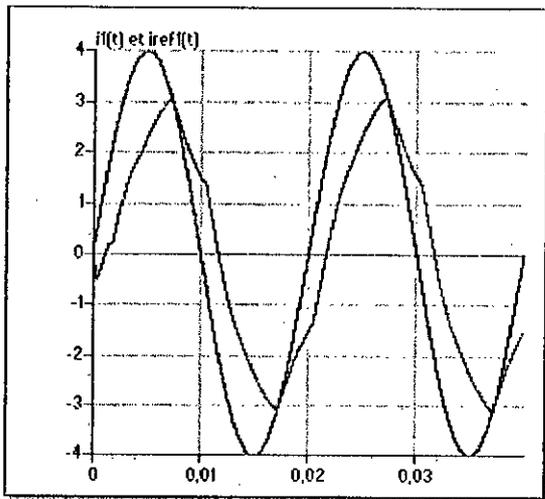


Figure.1.9.2. Courant de référence, courant réel et son spectre de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant pour  $\Delta i=1A$  (Algorithme 1).

### 1.5.2 Commande par hystérésis en courant – Algorithme 2

Le principe de l'algorithme 2 est identique à celui de l'algorithme 1 basé sur l'écart entre le courant réel généré par l'onduleur et le courant de référence. Cependant dans la commande par hystérésis Algorithme 1, on se base sur la commande des interrupteurs et par conséquent les tensions de sortie. Par contre, dans le deuxième algorithme, on manipule les tensions de sortie de l'onduleur à partir de l'écart  $\varepsilon_k$ , de façons à obliger le courant réel à suivre le courant de référence. Dans ce cas, la commande des interrupteurs est une conséquence de la commande des tensions de sortie.

Alors que l'algorithme 1 d'hystérésis utilise deux bandes, ce deuxième algorithme utilise uniquement une seule bande.

L'algorithme 2 se résume pour un bras  $k$  de l'onduleur triphasé à trois niveaux comme suit :

$$\begin{cases} \text{Si } (\varepsilon_k > \Delta i) \Rightarrow (V_{k \text{ New}} = V_{k \text{ Old}} - U_C) \ \& \ (V_{k \text{ New}} \geq (-U_C)) \\ \text{Si } (\varepsilon_k < \Delta i) \Rightarrow (V_{k \text{ New}} = V_{k \text{ Old}} + U_C) \ \& \ (V_{k \text{ New}} \leq U_C) \end{cases} \quad (1.3)$$

Avec  $V_{k \text{ Old}}$  et  $V_{k \text{ New}}$  respectivement l'ancienne et la nouvelle valeur de la tension de sortie de l'onduleur.

#### 1.5.2.1 Simulation et interprétation des résultats

Les figures (1.10.\*) présentent les résultats du comportement de l'association onduleur triphasé à trois niveaux – charge  $RL$  triphasée. L'onduleur est commandé par le deuxième algorithme d'hystérésis pour deux valeurs de  $\Delta i$  ( $\Delta i=0,1A$  et  $\Delta i=1A$ ).

On voit bien d'après les figures (1.10.\*) que les courants réels suivent bien leurs références surtout pour les faibles valeurs de  $\Delta i$ .

L'analyse spectrale des courants de charge montre que les harmoniques des rangs supérieurs possèdent de très faibles amplitudes comparées à celles de la fondamentale.

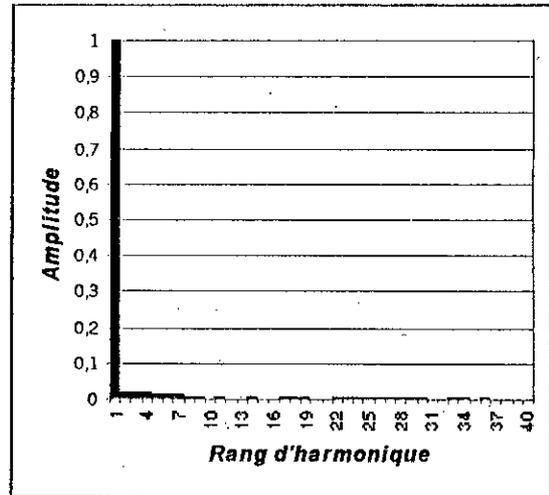
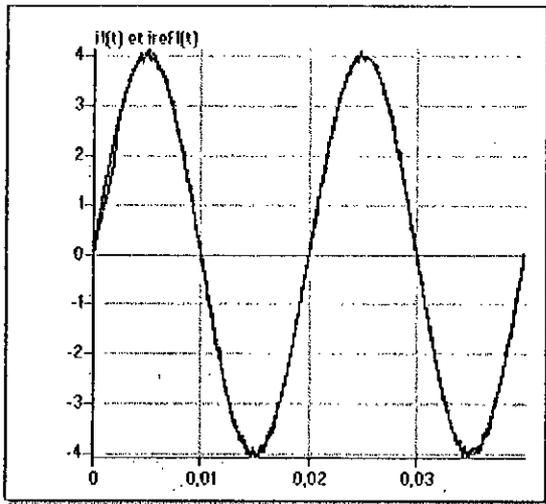


Figure.I.10.1.Courant de référence, courant réel et son spectre de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant pour  $\Delta i=0.1A$  (Algorithme 2).

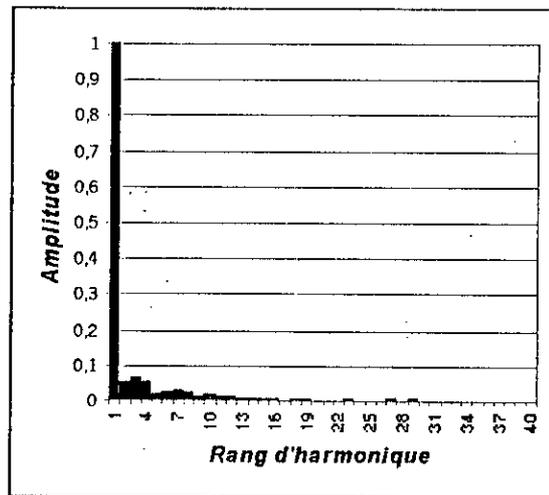
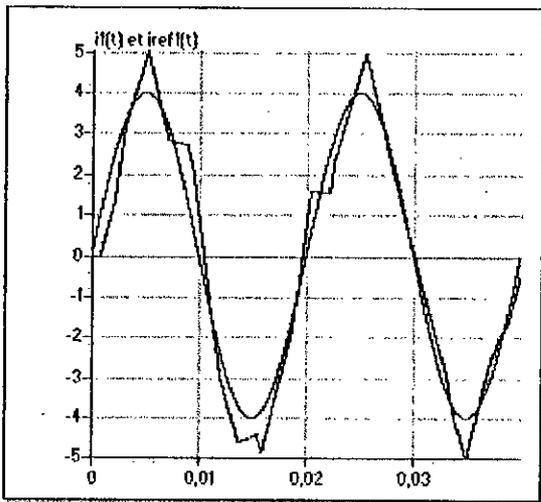


Figure.I.10.1.Courant de référence, courant réel et son spectre de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant pour  $\Delta i=1A$  (Algorithme 2).

## I.6. Commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à une seule porteuse

Le principe général de cette commande est de comparer une tension de référence (la modulante) à une porteuse triangulaire ou en dent de scie. Cette stratégie est caractérisée par :

L'indice de modulation  $m$  est le rapport entre la fréquence  $f_p$  de la porteuse et la fréquence  $f$  de la modulante,  $m = f_p/f$ .

Le taux de modulation  $r$  est défini comme le rapport entre l'amplitude  $V_m$  de la tension de référence et l'amplitude  $U_{pm}$  de la porteuse,  $r = V_m/U_{pm}$ .

Le schéma ci-dessous présente le principe de cette stratégie.

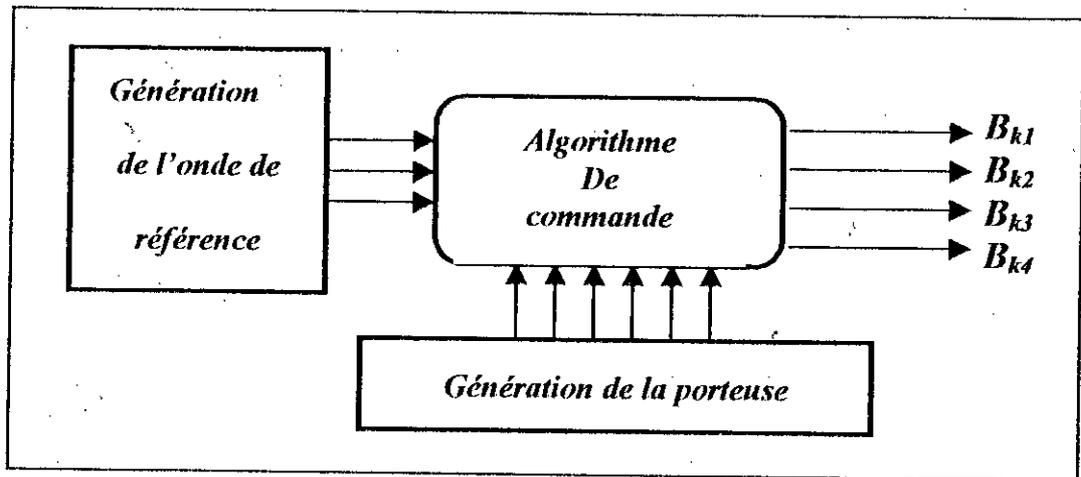


Figure I.11. Principe de la stratégie de commande triangulo-sinusoïdale

L'algorithme de cette commande se résume comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{ll} (|V_{refk}| \leq U_p) & \Rightarrow B_{k1}=1, B_{k2}=0; \\ (|V_{refk}| > U_p) \& (V_{refk} > 0) & \Rightarrow B_{k1}=1, B_{k2}=1; \\ (|V_{refk}| > U_p) \& (V_{refk} < 0) & \Rightarrow B_{k1}=0, B_{k2}=0; \end{array} \right. \quad (I.4)$$

Les tensions de référence triphasées équilibrées sont définies comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ref1} = V_m \sin(\omega t - \varphi) \\ V_{ref2} = V_m \sin(\omega t - \varphi - 2\pi/3) \\ V_{ref3} = V_m \sin(\omega t - \varphi - 4\pi/3) \end{array} \right. \quad (I.5)$$

### I.6.1 Simulation et interprétation des résultats

Les figures (I.12.\*) montrent la porteuse unipolaire et les trois tensions de référence, la tension par rapport au point milieu  $V_{Im}$  de la phase 1 de l'onduleur triphasé à trois niveaux et la tension  $V_a$  ainsi que son spectre d'harmoniques pour  $r=0.8$  et deux valeurs de  $m$  (9 et 48).

On constate que :

- Le nombre d'impulsions  $P$  de la tension simple de sortie  $V_a$  par alternance vaut :

$$\begin{cases} P = (m-1) / 2 & \text{Si } m \text{ est impair} \\ P = (m/2) - 1 & \text{Si } m \text{ est pair} \end{cases}$$

- Le nombre de commutations par période d'un interrupteur à trois niveaux est  $2P$ .
- Pour  $m$  pair, il y a une symétrie par rapport à  $\pi/2$  et  $\pi$ , et donc seuls les harmoniques impairs existent. Pour  $m$  impair, on note la présence des harmoniques pairs et impairs.
- L'augmentation de l'indice de modulation  $m$  permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées et donc seront facilement filtrées. Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse  $F_p = mf$ .

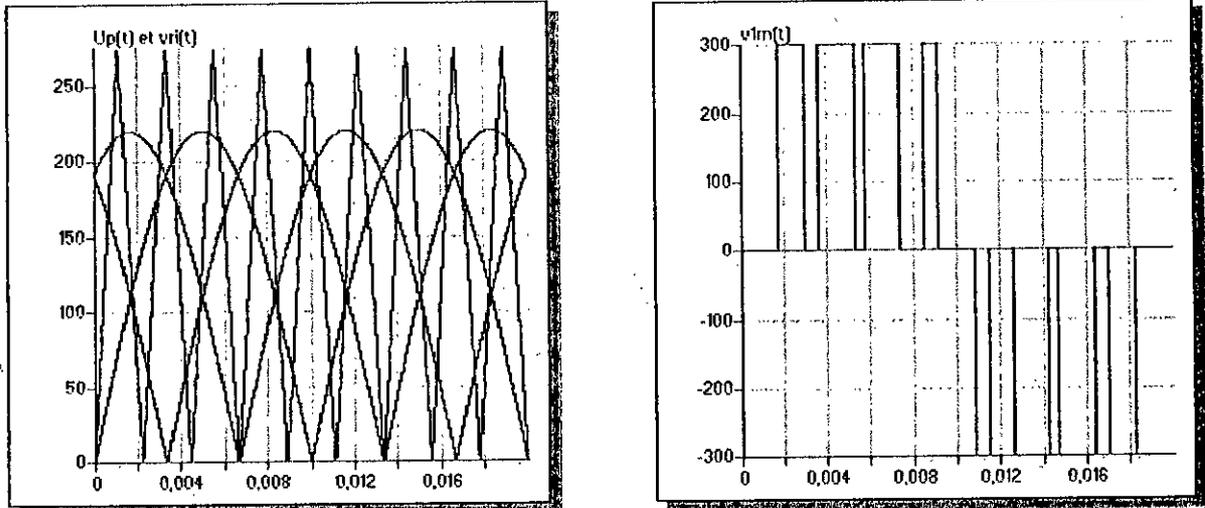


Figure.I.12.1.1.la porteuse unipolaire et les tensions de référence ainsi que la tension  $V_{1m}$  Par rapport au point milieu M ( $m=9, r=0.8$ ).

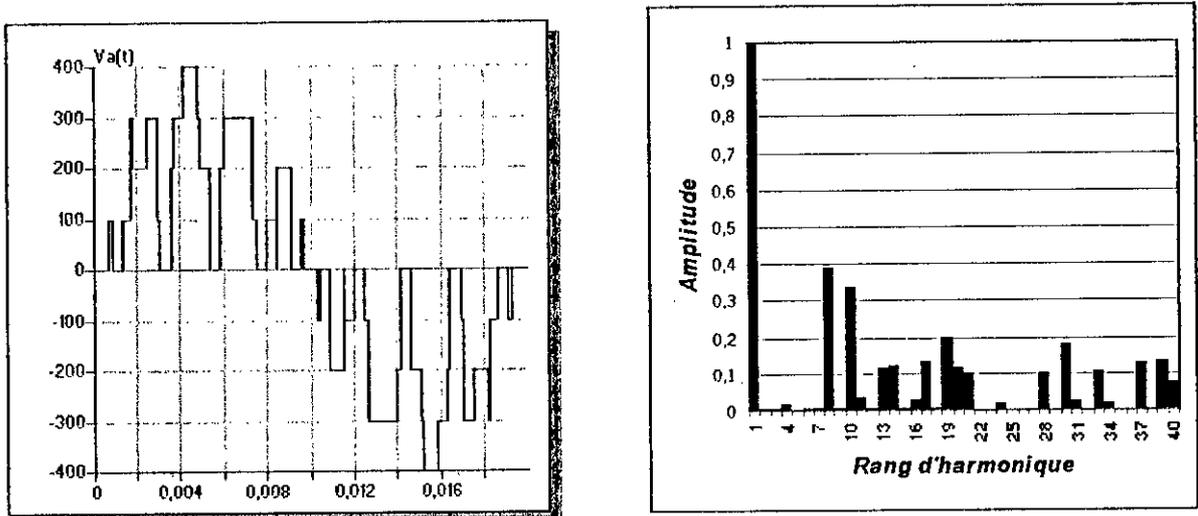


Figure.I.12.1.2.la tension simple  $V_a$  et son spectre d'harmoniques ( $m=9, r=0.8$ ).

Figure.I.12.1.\*.Les résultats de simulation de la commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse ( $m=9, r=0.8$ )

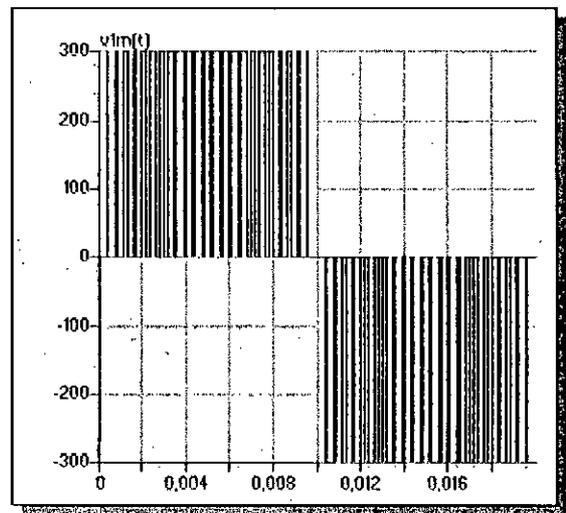
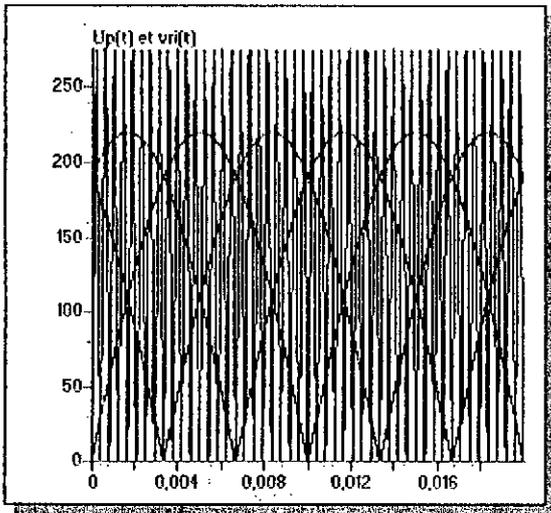


Figure.I.12.2.1. la porteuse unipolaire et les tensions de référence ainsi que la tension  $V_{1m}$  Par rapport au point milieu  $M$  ( $m=48, r=0.8$ ).

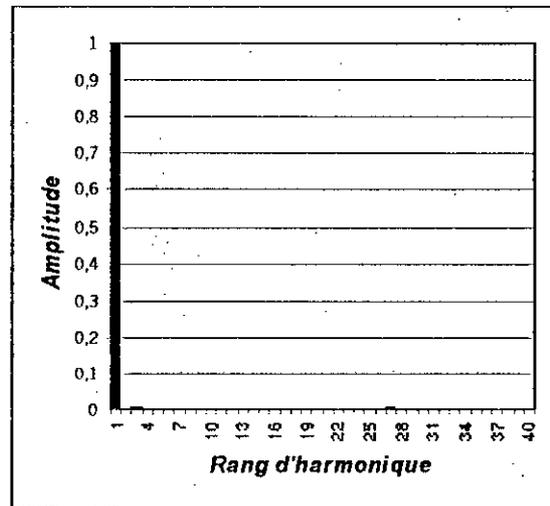
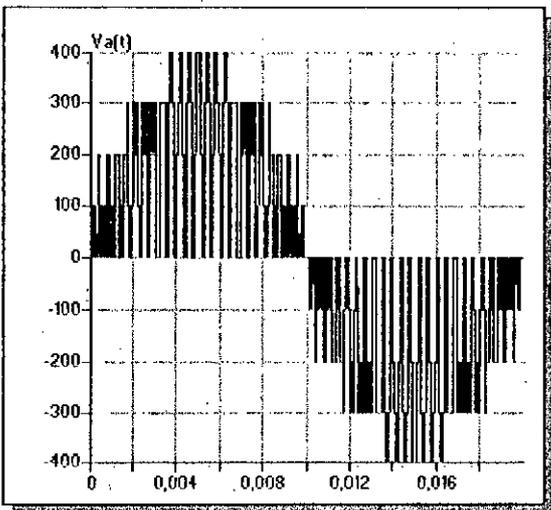


Figure.I.12.2.2. la tension simple  $V_a$  et son spectre d'harmoniques ( $m=48, r=0.8$ ).

Figure.I.12.2. \*. Les résultats de simulation de la commande triangulo-sinusoidale à une porteuse ( $m=48, r=0.8$ )

## 1.7. Commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel à deux porteuses

Afin d'améliorer le taux d'harmoniques des tensions de sortie des onduleurs à trois niveaux, on utilise deux porteuses identiques, déphasées l'une de l'autre d'une demi-période de hachage  $T_p/2$ , où  $T_p$  est la période des deux porteuses.

La porteuse en dents de scie bipolaire permet d'avoir un taux d'harmoniques le plus faible mais avec des harmoniques pairs et impairs. Dans le cas des porteuses triangulaires, les tensions de sortie ont une symétrie par rapport au quart et la demi-période [Berkouk 95].

Le principe de cette commande peut être résumé pour un bras  $k$  de l'onduleur triphasé à trois niveaux comme suit :

♦ **Etape 1 : détermination des signaux intermédiaires  $V_{k1}$ ,  $V_{k0}$  :**

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{refk} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = U_c = E/2; \\ V_{refk} < U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = 0; \end{array} \right. \quad \text{et} \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{refk} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{k0} = 0; \\ V_{refk} < U_{p2} \Rightarrow V_{k0} = -U_c = -E/2; \end{array} \right. \quad (1.6)$$

♦ **Etape 2 : détermination du signal de sortie  $V_{k2}$  et les ordres de commande des interrupteurs :**

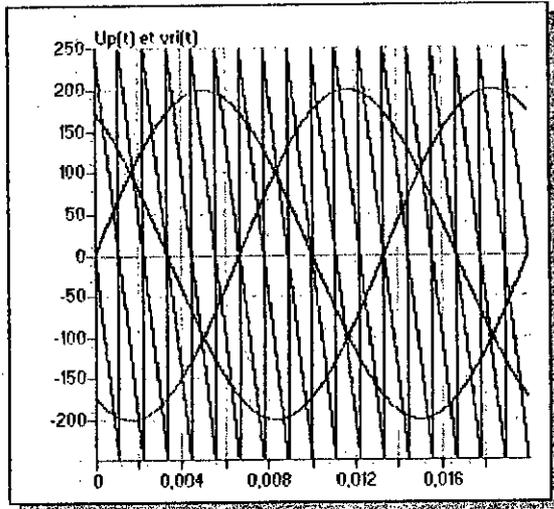
$$\left\{ \begin{array}{l} V_{k2} = U_{c1} = E/2 \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1; \\ V_{k2} = -U_{c2} = -E/2 \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0; \\ V_{k2} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0; \end{array} \right. \quad \text{avec} \quad V_{k2} = V_{k1} + V_{k0}. \quad (1.7)$$

### 1.7.1 Simulation et interprétation des résultats

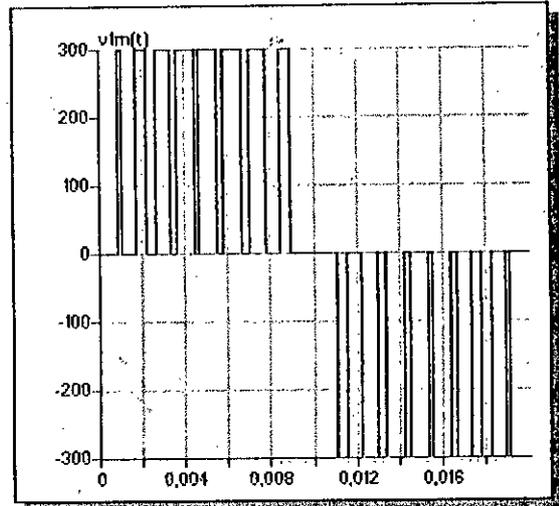
Les figures (I.13.\*) présentent les deux porteuses en dents de scie, la tension de la phase 1 par rapport au point milieu  $V_{1m}$ , la tension simple  $V_a$  de l'onduleur triphasé à trois niveaux et son spectre d'harmoniques pour  $m=9$ , 48 respectivement avec  $r=0.8$ .

On constate que :

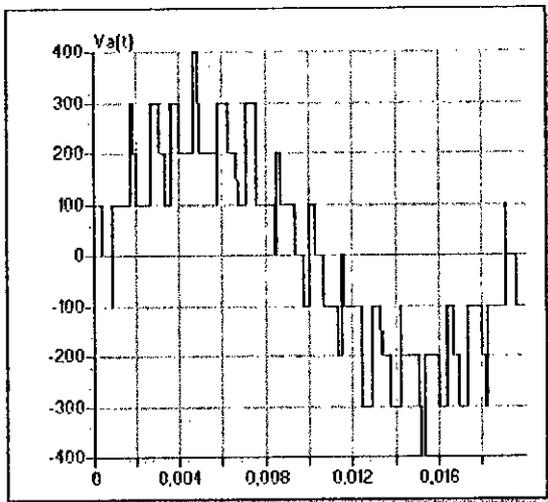
- Pour toutes les valeurs de  $m$ , les harmoniques pairs et impairs existent.
- Comme pour la stratégie triangulo-sinusoidale à une porteuse, les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence  $2.F_p$ , où  $F_p$  est la fréquence des porteuses.
- L'augmentation de l'indice de modulation  $m$  permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées donc facilement filtrées.



a) Les deux porteuses bipolaires et les tensions de référence pour  $(m=9)$ .



b) La tension  $V_{1m}$  par rapport au point milieu.



c) La tension simple  $V_a$  et son spectre d'harmoniques  $(m=9)$ .

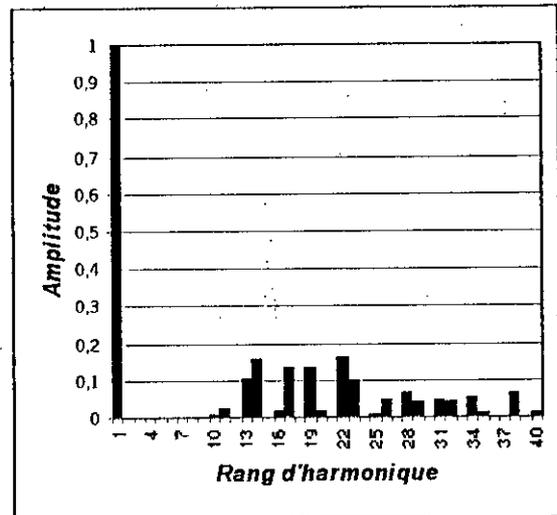
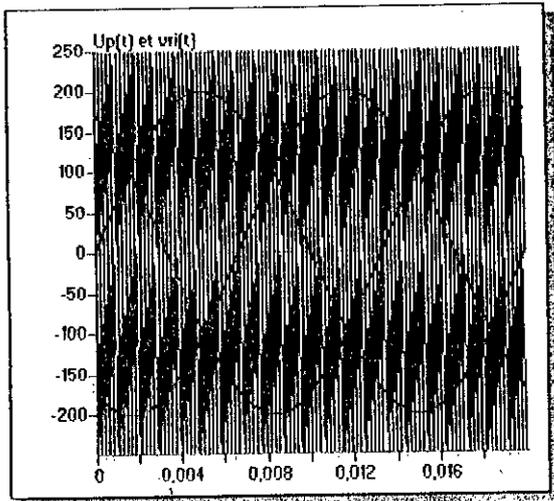
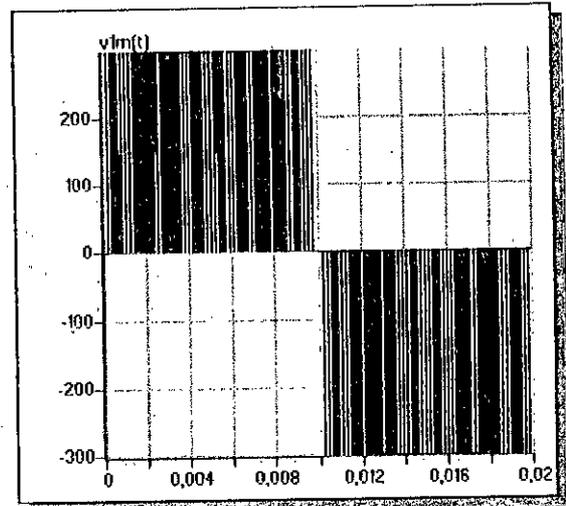


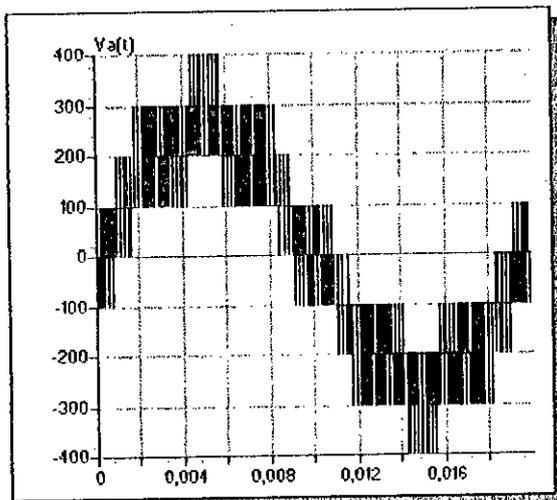
Figure.1.13.1. Les résultats de simulation de la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses  $(m=9, r=0.8)$ .



a) Les deux portuses bipolaires et les tensions de référence pour  $(m=48)$ .



b) La tension  $V_{1m}$  par rapport au point milieu.



c) La tension simple  $V_a$  et son spectre d'harmoniques  $(m=48)$ .

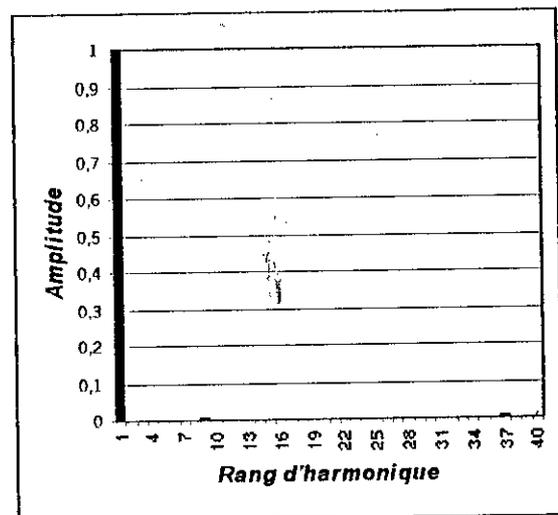


Figure.I.13.2. Les résultats de simulation de la commande triangulo-sinusoïdale à deux portuses  $(m=48, r=0.8)$ .

## Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons modélisé l'onduleur à trois niveaux et étudié différentes stratégies de commande des onduleurs à trois niveaux.

On a présenté d'abord deux algorithmes d'hystérésis en courant, l'un utilisant deux bandes et le second une seule bande d'hystérésis. Les courants générés par l'onduleur triphasé à trois niveaux suivent mieux leurs références pour le deuxième algorithme d'hystérésis que le premier pour des valeurs élevées de  $\Delta i$ .

Les deux stratégies de commande triangulo-sinusoïdales étudiées ont pour but de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible. Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour de fréquences multiples de  $mf$  pour une seule porteuse, et  $2mf$  pour le cas à deux porteuses.

L'augmentation de l'indice de modulation  $m$  permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées donc facilement filtrées.

Les harmoniques de la tension de sortie de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses possèdent de faibles amplitudes par rapport à celles de la commande triangulo-sinusoïdale à une porteuse.

La commande triangulo-sinusoïdale est caractérisée par une fréquence de commutation fixe. Par contre, la commande par hystérésis en courant a une fréquence de commutation variable.

Ces stratégies de commande seront appliquées dans les prochains chapitres sur l'onduleur triphasé à trois niveaux utilisé comme filtre actif pour la génération des courants harmoniques.

# *Chapitre II*

## *Filtrage actif parallèle*

## Introduction:

Les convertisseurs statiques de puissance alimentés par le réseau alternatif offrent de multiples applications et peuvent se présenter sous des formes diverses : redresseurs, onduleurs, gradateurs, cyclo-convertisseurs, en monophasé ou en triphasé, branchés en étoile ou en triangle. Ils ont en commun d'être non linéaire, de consommer de la puissance réactive et d'injecter dans le réseau des courants harmoniques.

Face à la pollution harmonique grandissante des réseaux, le filtrage, et particulièrement le filtrage actif, représente l'une des solutions capables de réduire cette pollution.

Dans le chapitre précédent, on a modélisé l'onduleur triphasé à trois niveaux et présenté quelques stratégies de commande MLI de ce convertisseur.

Le présent chapitre sera consacré à l'étude du filtre actif parallèle où on utilise l'onduleur triphasé à trois niveaux pour la compensation des courants harmoniques générés par les charges polluantes.

En premier lieu, on développe le principe de fonctionnement du filtre actif. Dans une deuxième partie, le modèle est validé en l'appliquant sur des charges non linéaires, redresseur à diodes et à thyristors alimentant une charge RL. Les courants harmoniques de référence sont identifiés en utilisant la méthode directe d'identification.

### II.1 Principe du filtrage actif parallèle :

Le filtrage actif parallèle des courants harmoniques consiste à ajouter en parallèle avec la charge polluante, un dispositif constitué d'un onduleur de tension à trois niveaux commandé en temps réel de telle sorte que le courant de source soit sinusoïdal.

Pour cela, il faut premièrement identifier le courant de charge pour pouvoir connaître le courant harmonique  $i_h$  qu'il faut ajouter pour avoir un courant délivré par la source sinusoïdal, donc un réseau plus stable.

Dans ce chapitre, on a utilisé deux charges non linéaires différentes : redresseur triphasé à diodes, redresseur triphasé à thyristors.

Le diagramme de la figure (II.1) peut facilement expliquer le fonctionnement du filtre pour un courant de charge imposé  $i_C$ .

Le courant harmonique  $i_h$  que doit fournir le filtre doit être égal à la différence entre le courant d'entrée  $i_C$  de la charge polluante et le courant sinusoïdal  $i_S$  fourni par la source figure (II.2) (lois des nœuds).

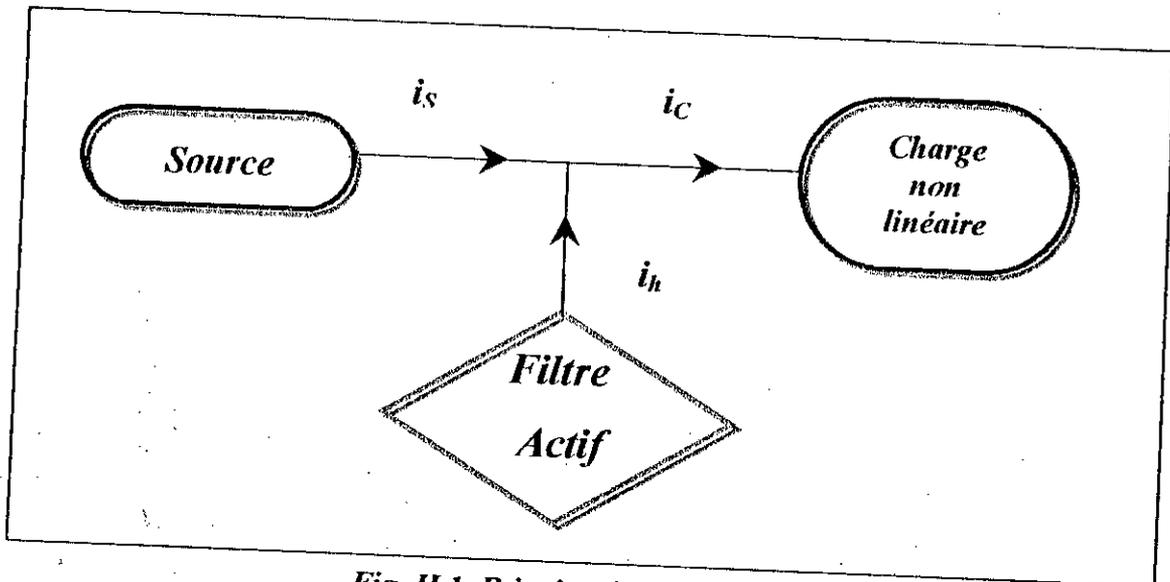


Fig. II.1. Principe du filtrage actif

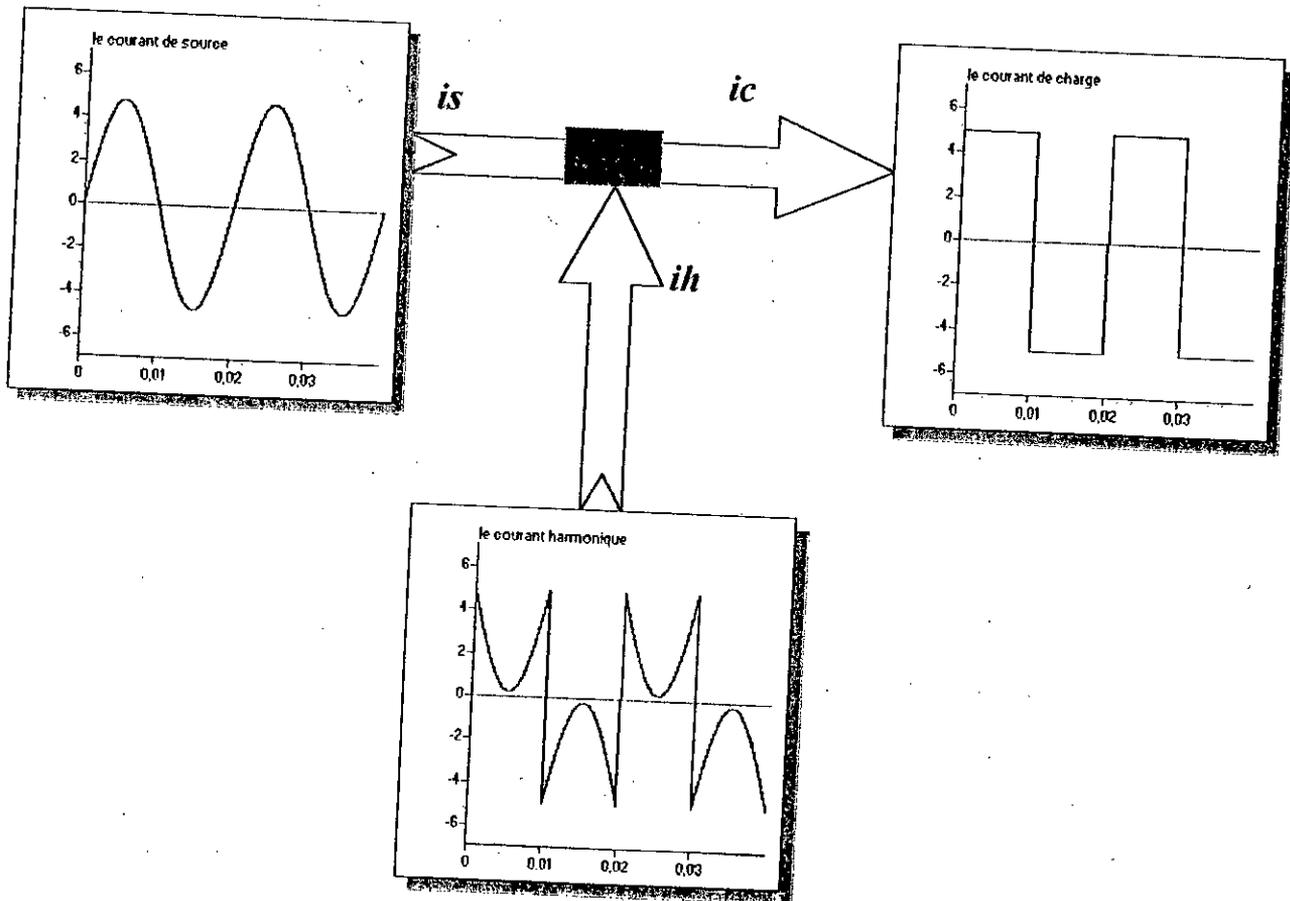


Fig II.2. Les courants  $i_c$ ,  $i_h$  et  $i_s$  dans le cas d'un courant de charge rectangulaire.

## II.2 Structure du filtre actif parallèle triphasé à trois niveaux

Le développement de l'électronique de puissance permet actuellement de concevoir des convertisseurs capables de générer n'importe quelle forme de courant dans une plage de fréquence toujours plus grande et des niveaux de puissance toujours plus grands.

Pour synthétiser le courant harmonique  $ih$ , on va utiliser un onduleur de tension commandé en courant, qui est l'onduleur de tension à trois niveaux représenté à la figure (II.3). Le filtre placé entre le réseau et l'onduleur doit présenter une nature de source de courant vu de l'onduleur mais aussi vu du réseau. On utilise soit un filtre de troisième ordre soit un filtre de premier ordre. Pour des questions de stabilité, la solution retenue est souvent le filtre de premier ordre constitué d'une inductance  $L_f$  en série avec une résistance  $R_f$  [Delarue 95].

Les inductances et les résistances doivent être dimensionnées en intégrant les tensions et les courants harmoniques qui les solliciteront. Un bon dimensionnement nécessite donc la connaissance des courants harmoniques qui vont traverser le filtre.

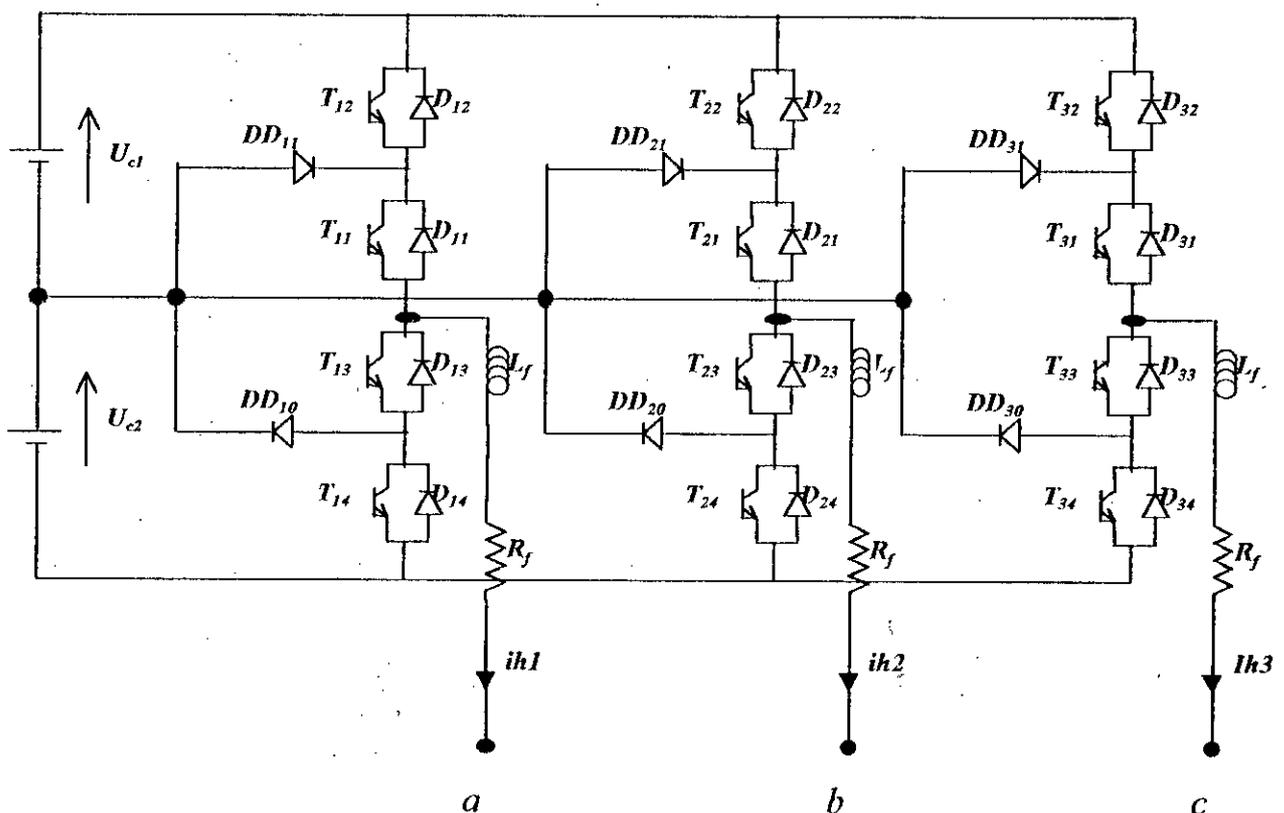


Fig.II.3. La structure du filtre actif

## II.3. Application du filtre actif à la charge non linéaire

### II.3.1. Modélisation des redresseurs triphasés :

Les redresseurs à commutation par le réseau utilisant des diodes et des thyristors dominent largement aujourd'hui le marché.

Cependant, ces redresseurs injectent dans le réseau d'alimentation des harmoniques de courant basses fréquences ( 5<sup>ème</sup>, 7<sup>ème</sup>, ..... ) d'amplitudes appréciables (de l'ordre de 20%, 17%, .....ou plus).

Afin de filtrer ces harmoniques, il convient d'abord de les identifier. Une bonne identification de ces derniers nécessite la modélisation de telles charges polluantes.

#### II.3.1.1. Modélisation du pont redresseur triphasé à diodes

Le pont triphasé à diodes alimenté par le réseau triphasé est représenté par la figure(II.4).

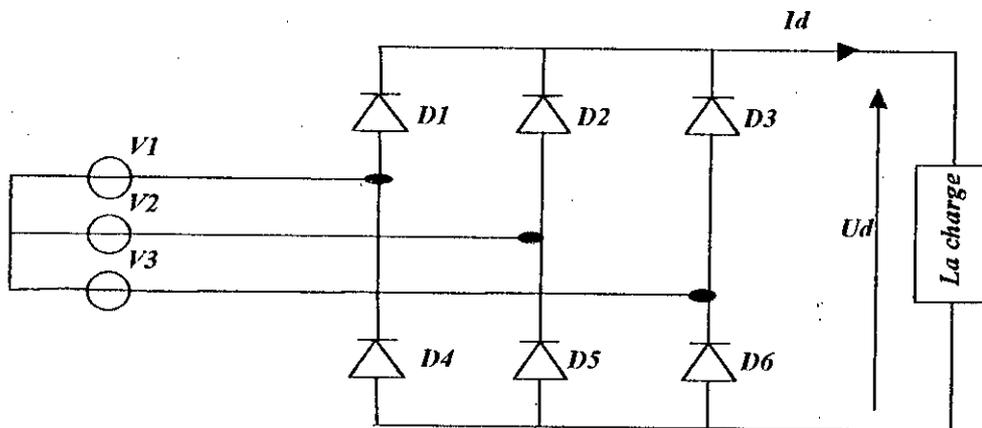


Fig.II.4. Le pont redresseur triphasé à diodes

La figure (II.5) montre la forme de la tension de sortie  $U_d$  pour une charge RL.

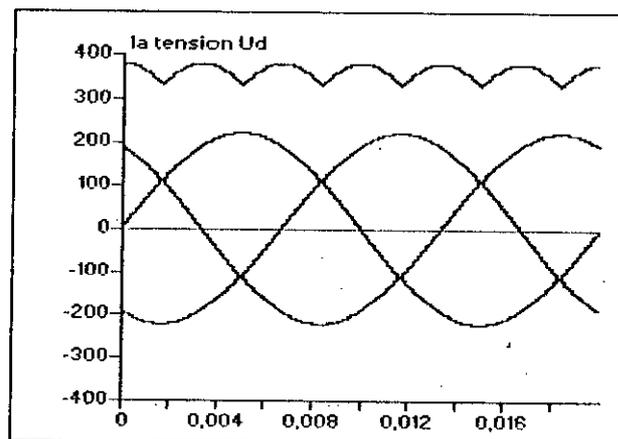


Fig.II.5. La tension redressée  $U_d$

Sa valeur moyenne est :

$$U_{dmoy} = \frac{6}{\pi} \sqrt{2} V \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (\text{II.1})$$

$$U_{dmoy} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V$$

Où  $V$  est la valeur efficace de la tension d'alimentation.

Le courant de chaque phase du réseau est formé de deux créneaux, l'un positif et l'autre négatif de même largeur  $T/3$ , (fig.II.6).

Où  $T$  est la période du signal.

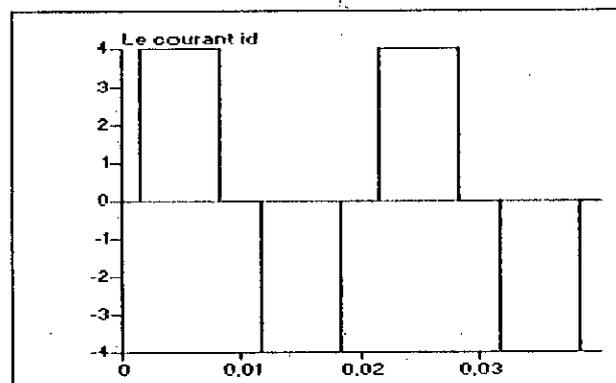


Fig.II.6. Le courant de charge  $i_d$

### II.3.1.2. Modélisation du pont redresseur triphasé à thyristors :

Le pont triphasé à thyristors alimenté par le réseau triphasé est représenté par la figure (II.7).

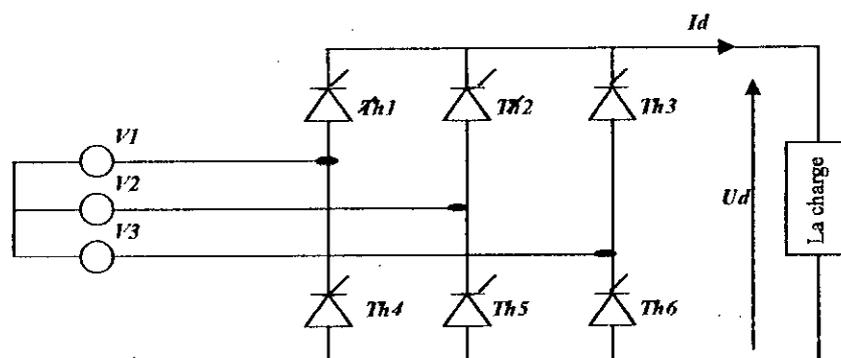


Fig.II.7. Le pont triphasé à thyristors.

Dans notre travail, nous allons nous limiter à l'étude du fonctionnement redresseur qui est obtenu pour :  $0 \leq \alpha \leq \pi/2$ .

La figure (II.8) montre la forme de la tension redressée pour un angle d'amorçage  $\alpha = \pi/2$  (fonctionnement redresseur).

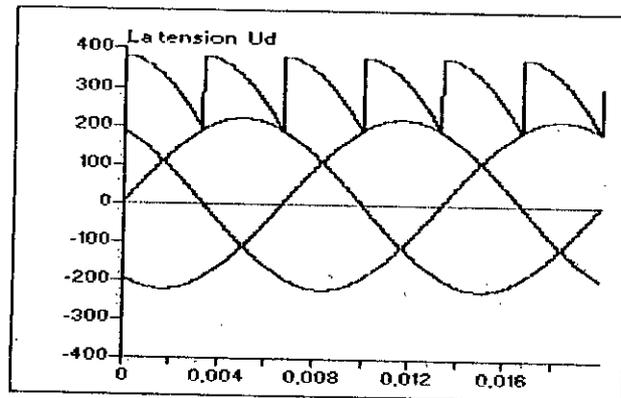


Fig.II.8. La tension redressée Ud.

Sa valeur moyenne :

$$U_{dmoy} = \frac{6}{\pi} \sqrt{2} V \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{\pi}{6}\right)$$

$$U_{dmoy} = \frac{9}{\sqrt{2}\pi} V$$

(II.2)

#### II.4. Identification des courants harmoniques de référence

Il existe plusieurs méthodes qui permettent d'extraire la composante harmonique d'un courant.

- ♦ Le filtre coupe-bande, qui doit être d'un ordre très élevés pour fournir avec précision les harmoniques qui sont minoritaires,
- ♦ Le filtre passif ou actif passe-haut dimensionné pour atténuer la composante continue et le fondamental du courant à filtrer.
- ♦ Par calcul de la puissance instantanée qui circule ans la charge.

Dans ce chapitre, on utilise la troisième méthode. Cette dernière permet de filtrer rapidement et avec un minimum de calcul, les harmoniques du courant. L'utilisation de cette méthode est conditionnée de disposer d'un réseau triphasé dépourvu d'harmoniques de tension.

### II.4.1 Principe de la méthode directe :

Parmi les méthodes permettant d'extraire les courants harmoniques à partir des courants de charge quelconques, il y a le filtre passif ou actif.

Une autre méthode d'identification des courants harmoniques, plus souple, consiste à éliminer la composante continue des puissances actives et réactives instantanées, ce qui est relativement facile à réaliser [Aliouane 95][Akagi 83].

A partir du calcul des puissances active et réactive instantanées par :

$$\begin{bmatrix} P \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Où  $V_\alpha, V_\beta, i_\alpha, i_\beta$  sont issus de la transformation :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Les puissances instantanées  $p$  et  $q$  sont chacune composée d'une partie constante qui correspond au flux de puissance active ou réactive et d'une partie variable due aux courants harmoniques. Après avoir extrait les parties  $\tilde{p}$  et  $\tilde{q}$  de  $p$  et  $q$ , les courants harmoniques qui fournissent le courant à compenser sont issus du calcul inverse du précédent.

$$\begin{bmatrix} i_{h1} \\ i_{h2} \\ i_{h3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Donc cette nouvelle méthode permet, en passant par un calcul des puissances instantanées, la décomposition du courant en une composante fondamentale et une composante harmonique. Pour déduire les courants harmoniques, il suffit de calculer la composante harmonique de ces puissances. Pour le faire, un filtre passe-haut est suffisant.

### II.4.2. Validation de la méthode directe :

Afin de tester la validité de la méthode d'identification des courants harmoniques, on prend des courants de charge triphasés quelconques  $i_{c1}$ ,  $i_{c2}$  et  $i_{c3}$ .

Le courant  $i_{c1}$  est la somme d'une composante fondamentale  $i_{fond}$  et d'une composante harmonique. En appliquant la méthode directe à ce courant et en suivant l'enchaînement présenté dans la figure (fig.II.9), on aboutit alors à des résultats très satisfaisants.

Pour l'extraction de la composante harmonique  $\tilde{p}$  de la puissance instantanée. On utilise un filtre passe-haut de premier ordre avec un gain  $k$  et une fréquence de coupure  $f_c$  tel que sa fonction de transfert est :

$$F(p) = \frac{kp}{1 + \tau p} \quad ; \text{ avec } \tau = \frac{1}{2\pi f_c} \quad (\text{II.6})$$

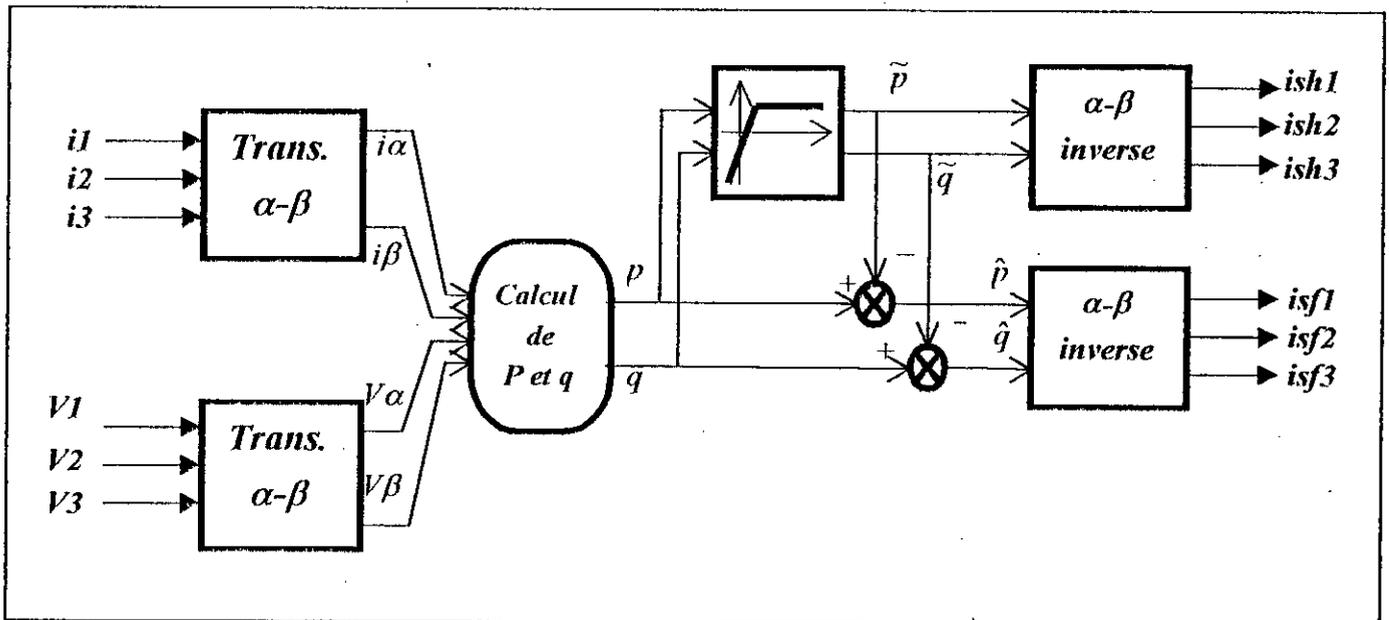


Fig.II.9. Le diagramme fonctionnel de la méthode d'identification directe des courants harmoniques

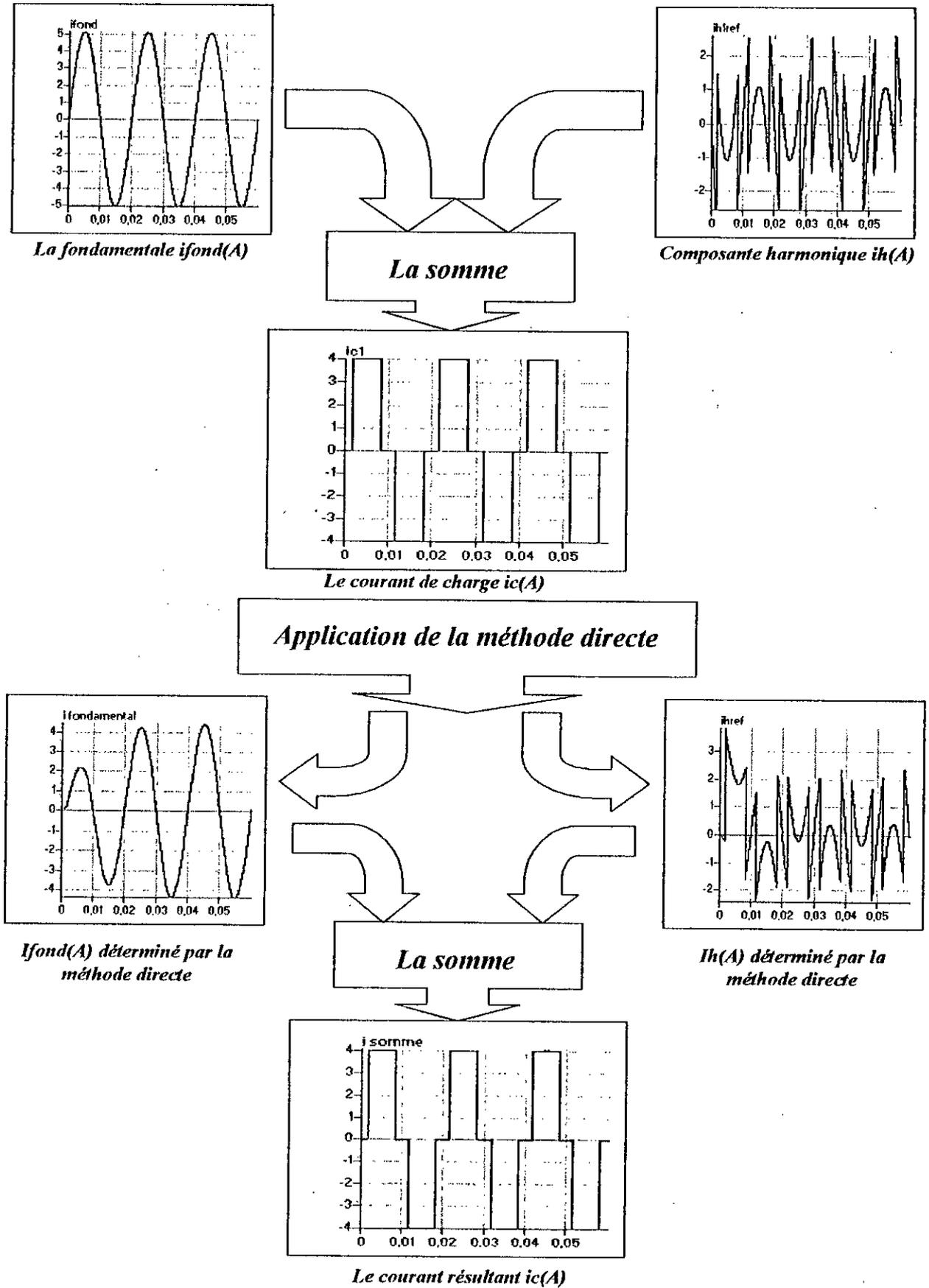
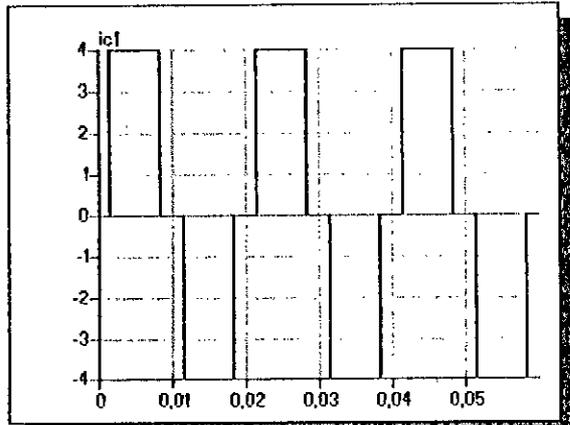
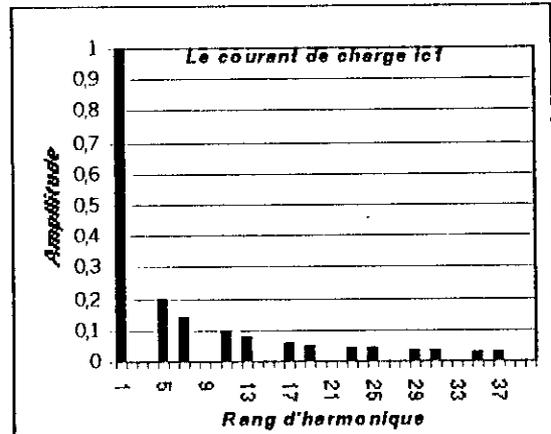


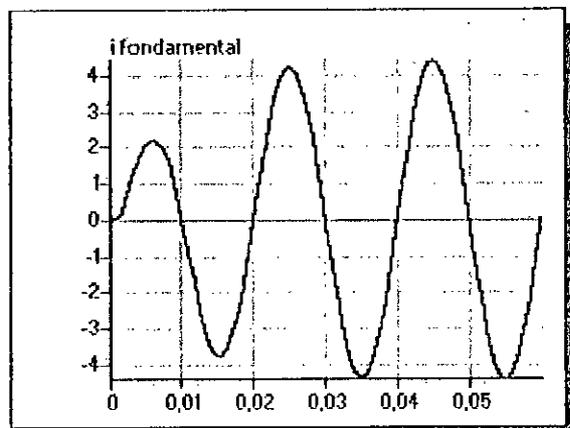
Fig.II.10. Vérification du fonctionnement de la méthode directe d'identification.



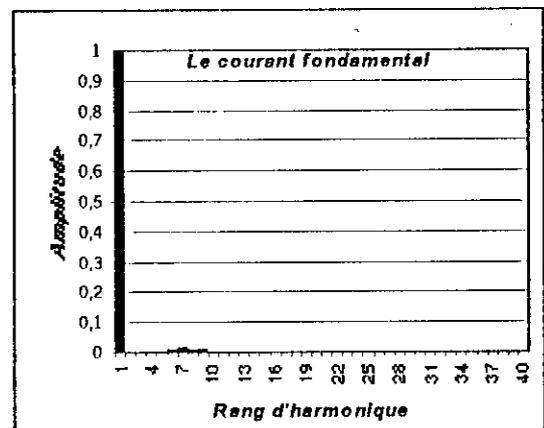
Le courant de charge  $i_c(A)$



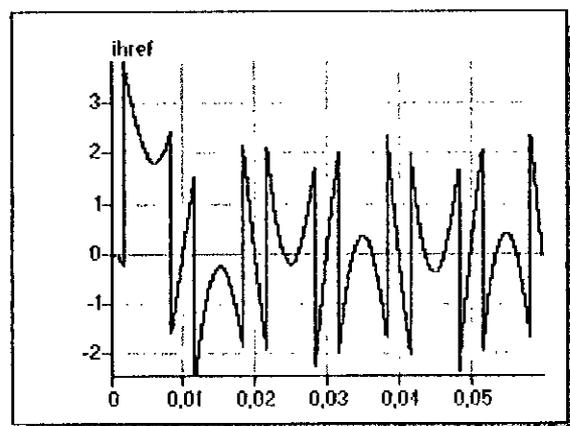
Le spectre du courant de charge



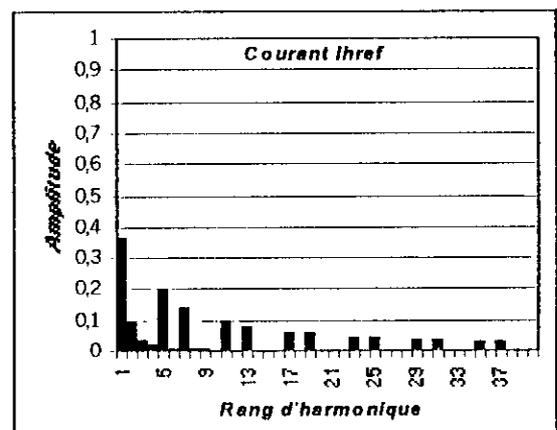
Le courant fondamental  $i_{fond}(A)$



Le spectre du courant fondamental de  $i_c$



Le courant harmonique de référence  $i_{href}(A)$



Le spectre du courant harmonique de référence

Fig.II.11. Les courants: fondamental et harmonique du courant  $i_c$  déterminés par la méthode directe d'identification.

Les résultats de simulation présentés par la figure (II.11) attestent le bon fonctionnement de cette méthode. Pour tester les performances de cette méthode, une comparaison entre le courant imposé (de référence) et le courant de charge calculé par la méthode est faite (fig.II.12). L'erreur est autour de  $10^{-7}$  A. ce qui montre la validité et la précision de la méthode directe.

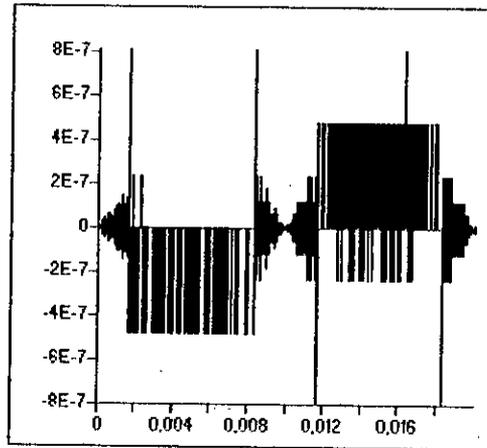


Fig.II.12. L'écart entre le courant de charge  $i_{c1}$  imposé et le courant calculé à partir de la méthode directe

#### II.4.3. Application de la méthode directe au filtrage actif parallèle

On présente le diagramme fonctionnel par phase de la commande de filtre actif figure(II.13). Le courant harmonique de référence déterminé par la méthode directe est comparé au courant harmonique réel généré par le filtre actif pour déterminer la commande des interrupteurs de ce dernier. Cette détermination est directe, dans le cas de la commande par hystérésis, et par l'intermédiaire d'un correcteur pour l'asservissement des courants harmoniques dans la commande triangulo-sinusoidale.

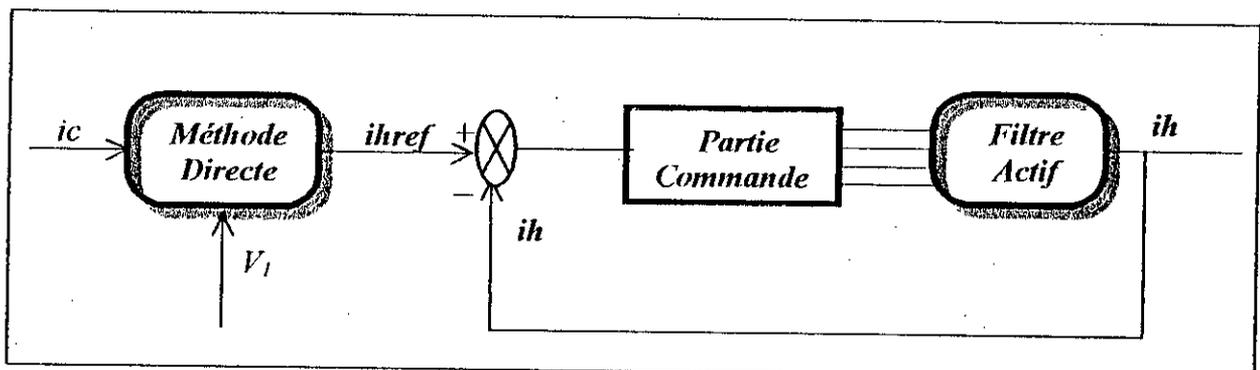


Fig.II.13. L'emplacement de la méthode directe dans la commande du filtre actif

#### II.4.4. L'asservissement des courants du filtre actif à trois niveaux :

A partir des courants harmoniques de référence déterminés par la comparaison entre les courants de charge et leurs fondamentaux. On obtient les tensions nécessaires à la commande triangulo-sinusoidale à l'aide d'un correcteur PI. Cette commande permet au filtre actif de générer les composantes harmoniques des courants de charge. Leurs composantes sinusoïdales sont générées par la source.

La figure (II.14) explique facilement cet asservissement.

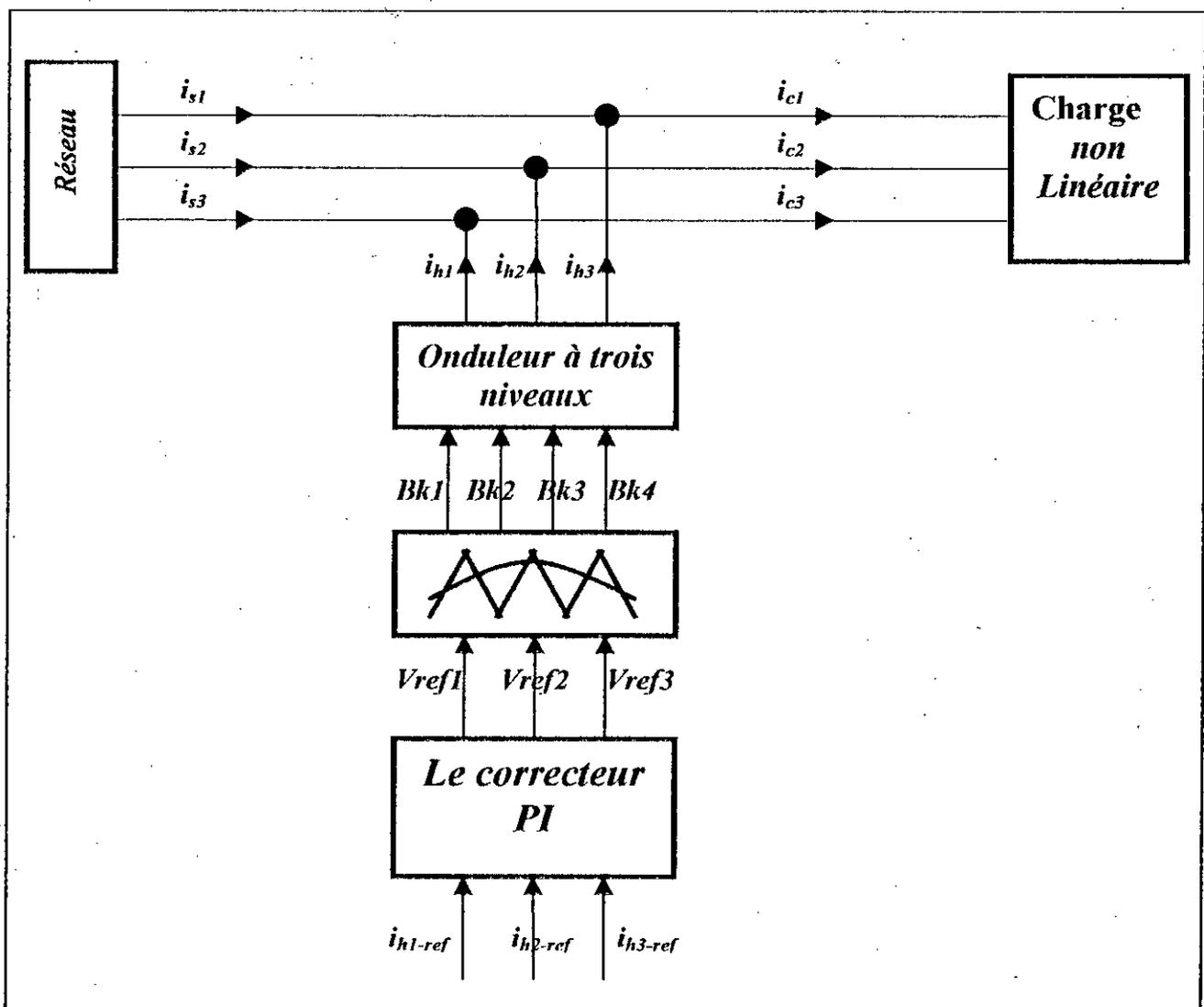


Fig.II.14. Asservissement des courants du filtre actif parallèle commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale

### II.4.5. Dimensionnement du correcteur PI

La fonction de transfert du correcteur PI est 
$$C(p) = \frac{1 + pT_1}{pT_2} \quad (\text{II.7})$$

Où  $T_1$  et  $T_2$  sont deux constantes de temps à déterminer.

La fonction de transfert en boucle ouverte en négligeant la dynamique propre de l'onduleur à trois niveaux, est :

$$\text{FTBO} = C(p) \frac{1}{R_f + L_f p} \quad (\text{II.8})$$

Donc

$$\text{FTBO} = \frac{1 + pT_1}{pT_2} \frac{1/R_f}{1 + \frac{L_f}{R_f} p} \quad (\text{II.9})$$

On choisit  $T_1 = L_f/R_f$  pour compenser la dynamique propre du système.

La fonction de transfert en boucle fermée sera alors :

$$\text{FTBF} = \frac{1}{1 + R_f T_2 p} = \frac{1}{1 + \tau p} = \frac{ih}{ih_{ref}} \quad \text{avec} \quad \tau = R_f T_2 \quad (\text{II.10})$$

$$\text{On prend} \quad \tau = T_1 / 10 \Rightarrow T_2 = \frac{T_1}{10 R_f} \quad (\text{II.11})$$

Ce choix permet d'améliorer le temps de réponse du système en boucle fermée.

#### Remarque :

Dans le cas des courants harmoniques de référence qui contiennent généralement des pics, on introduit la stratégie de commande par hystérésis à bande variable. Cette stratégie permet aux courants harmoniques réels de suivre mieux leurs références et particulièrement au niveau des pics.

Les deux algorithmes de la commande par hystérésis à bande variable sont les mêmes que ceux décrits auparavant, seulement la bande d'hystérésis serait donnée comme suit :

$$\text{Si } \varepsilon_k > h_1 \text{ ou } \varepsilon_k < -h_1 \text{ alors } \Delta i = h_2 \text{ sinon } \Delta i = h_1.$$

où  $h_1$  et  $h_2$  sont respectivement la valeur de la première et de la deuxième bande.

$$\text{et : } \varepsilon_k = I_{hk} - I_{href}$$

## II.5. Résultats de simulation

Après la validation de la méthode directe d'identification des courants harmoniques pour un courant de charge imposé, on a appliqué cette méthode à deux charges non linéaires, le pont redresseur à diodes et le redresseur à thyristors.

### II.5.1. Résultats de simulation par la stratégie de commande à hystérésis :

Les figures (II.15.a\*.b\*) montrent les formes des courants harmoniques de référence  $i_{href}$ , du courant harmonique généré par le filtre actif  $i_{h1}$ , du courant de source  $i_{s1}$  et de leurs spectres d'harmonique pour les deux algorithmes de la stratégie d'hystérésis en courant à bande variable. Ces simulations sont réalisées pour les charges polluantes suivantes : le pont redresseur à diodes et le pont redresseur à thyristors.

Les courants harmoniques de référence sont identifiés par l'application de la méthode directe.

Le courant de source est pratiquement sinusoïdal contient des piques. Ces piques sont dus la présence de  $L (di/dt)$  qui ne permet pas au courant généré par le filtre actif de suivre leur référence au niveau des variations brusques.

L'analyse spectrale montre que les courants harmoniques générés par le filtre actif suivent leurs références mieux pour l'algorithme 1 que l'algorithme 2.

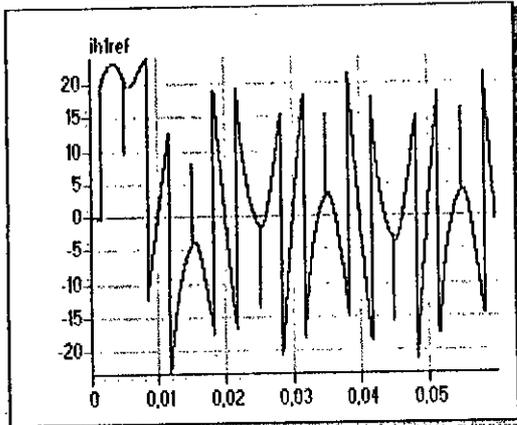
### II.5.2. Résultats de simulation par la stratégie de commande triangulo-sinusoidale :

Les deux stratégies de commande triangulo-sinusoidale à une et à deux porteuses appliquées au filtre actif pour une charge non linéaire constituée d'un pont redresseur à diodes et d'un pont redresseur à thyristors débitant sur une charge RL, ont permis au filtre de générer des courants harmoniques identiques à leurs courants harmoniques de références.

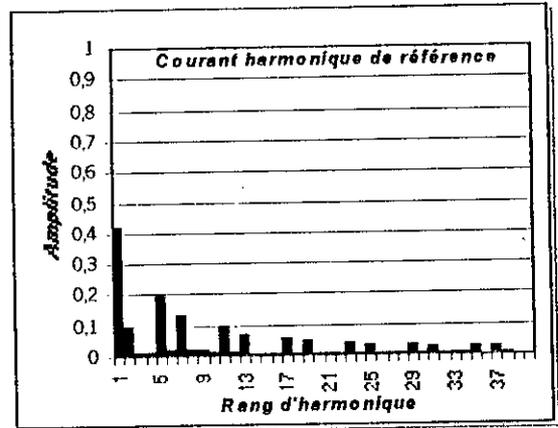
Le courant de source est sinusoïdal mais contenant des piques. Ces piques sont dus à la présence de  $L (di/dt)$ .

L'application d'un filtre passe-bas ou passe haut présente un inconvénient major qui réside dans le retard par un angle de  $\theta = 23,4^\circ$  (pour un filtre passe-bas d'ordre 4) entre le fondamental des courants de charge par rapport à la sortie du filtre passe-bas [Ameuri 98]. Cependant, l'application de la méthode directe pour la détermination des courants harmoniques de référence, permet d'avoir un courant de source sinusoïdal non décalé par rapport au courant de source réel.

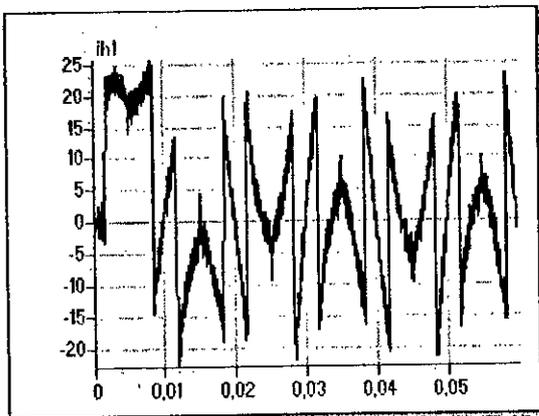
Les figures (II.16.a\*.b\*) montrent respectivement les formes des courants simulés pour les deux commandes triangulo-sinusoidale, dans le cas des deux types de charges utilisées.



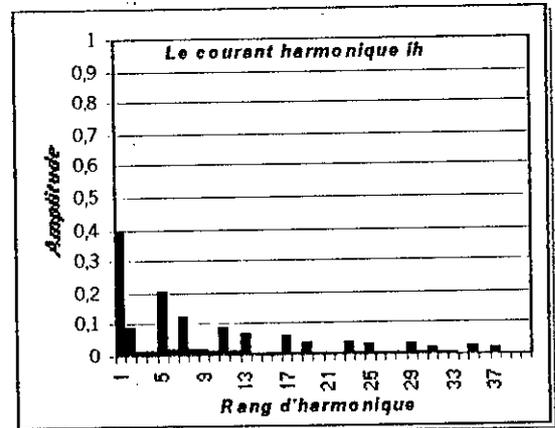
Le courant harmonique de référence  $ih_{ref}(A)$



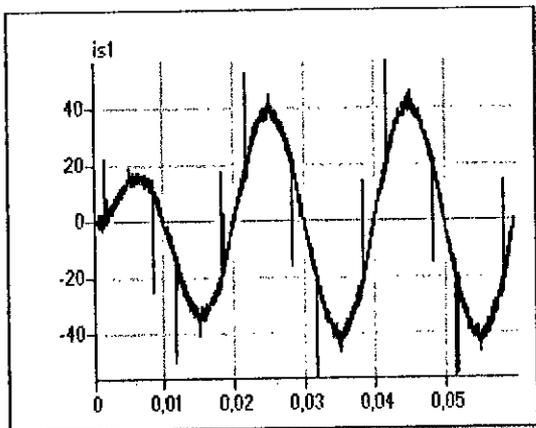
Le spectre du courant harmonique de référence



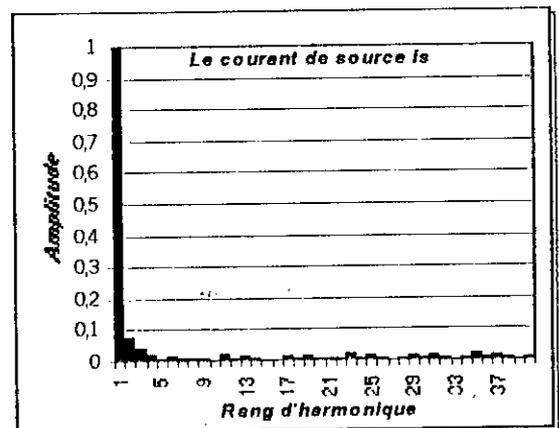
Le courant harmonique réel  $ih_1(A)$



Le spectre du courant harmonique

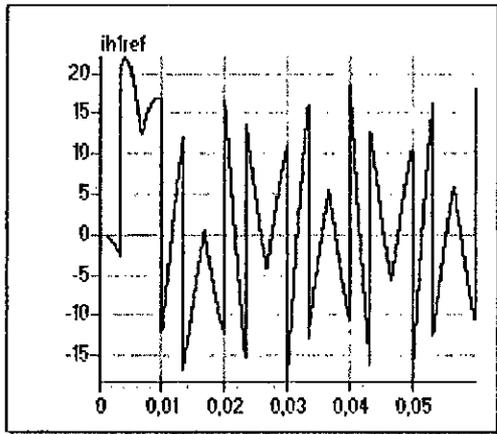


Le courant de source  $is_1(A)$

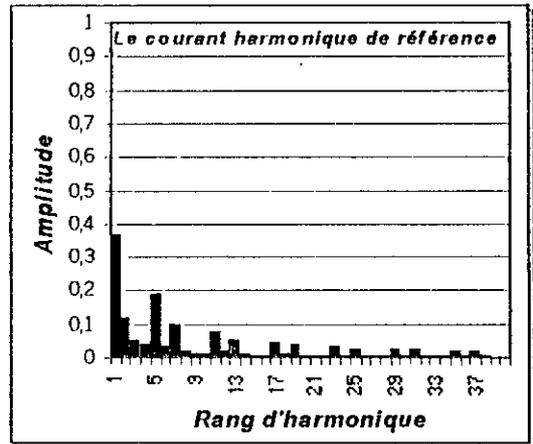


Le spectre du courant de source

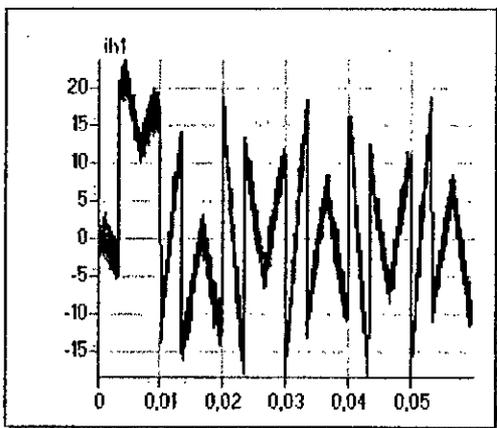
Fig. II.15.a.1. Les courants simulés dans le cas de la commande à hystérésis 1 en courant à bande variable ( $h_1=0.1A$ ,  $h_2=0.5A$ ) pour une charge constituée d'un pont redresseur à diodes.



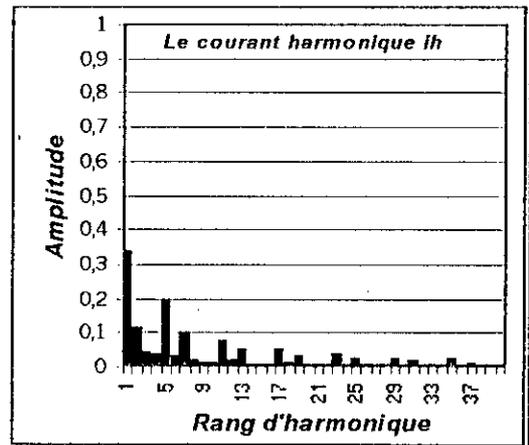
Le courant harmonique de référence  $ih1ref(A)$



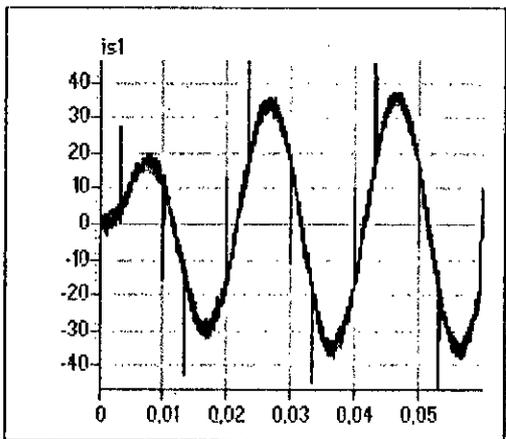
Le spectre du courant harmonique de référence



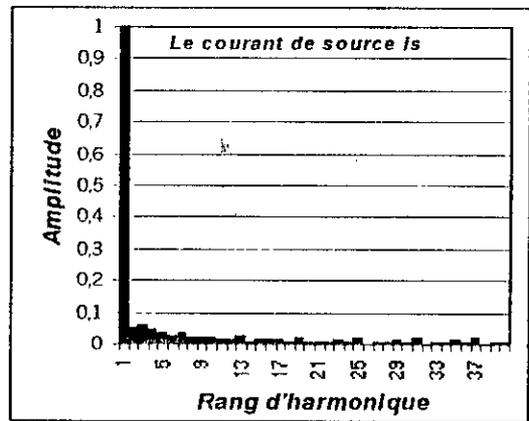
Le courant harmonique réel  $ih1(A)$



Le spectre du courant harmonique

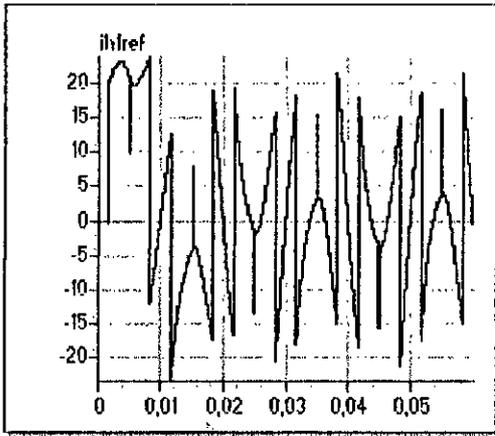


Le courant de source  $is1(A)$

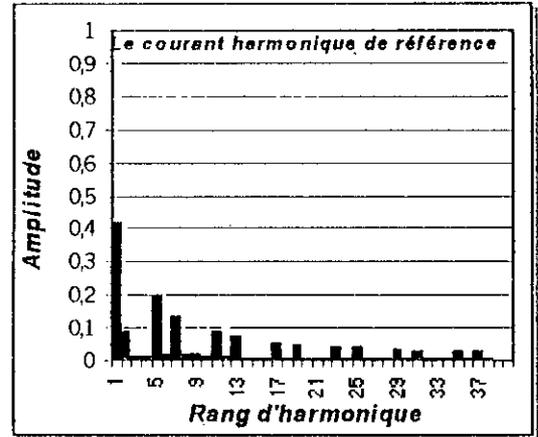


Le spectre du courant de source

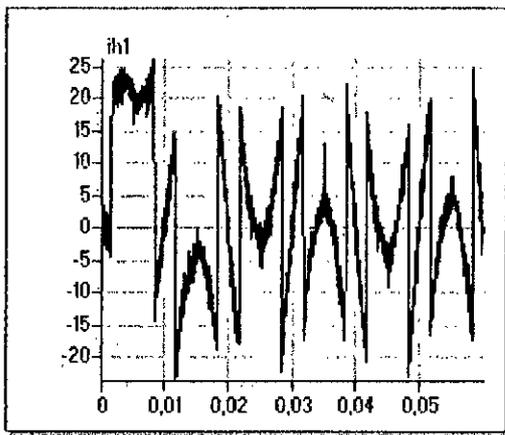
Fig.II.15.a.2. Les courants simulés dans le cas de la commande à hystérésis1 en courant à bande variable ( $h1=0.1A$ ,  $h2=0.5A$ ) pour une charge constituée d'un pont redresseur à thyristors ( $\alpha = \pi/6$ ).



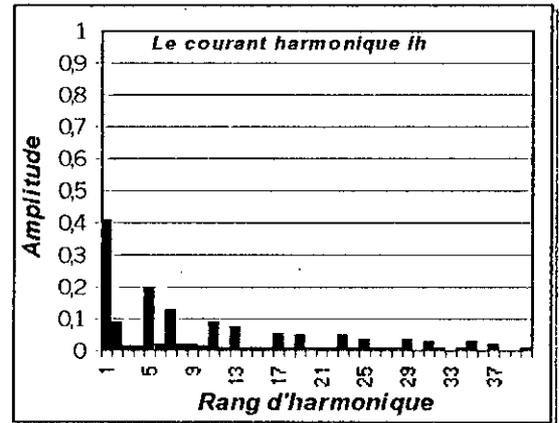
Le courant harmonique de référence  $ih_{ref}(A)$



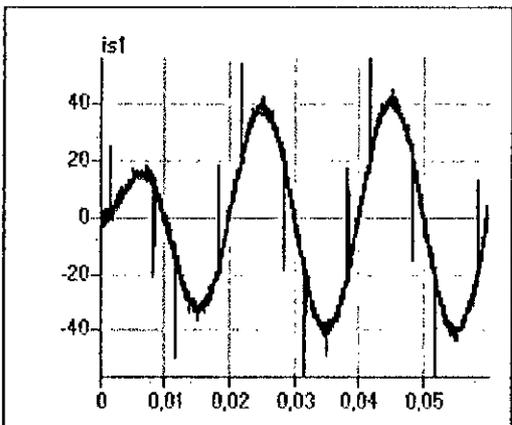
Le spectre du courant harmonique de référence



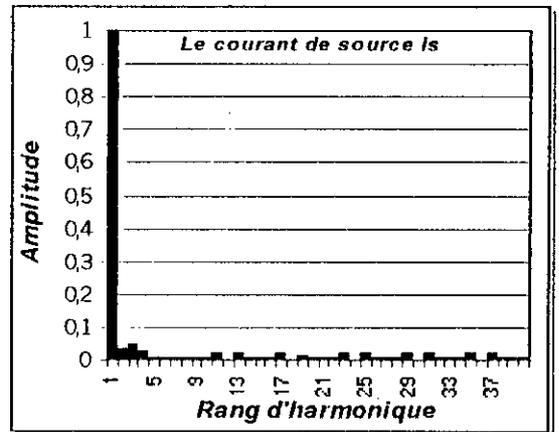
Le courant harmonique réel  $ih_1(A)$



Le spectre du courant harmonique

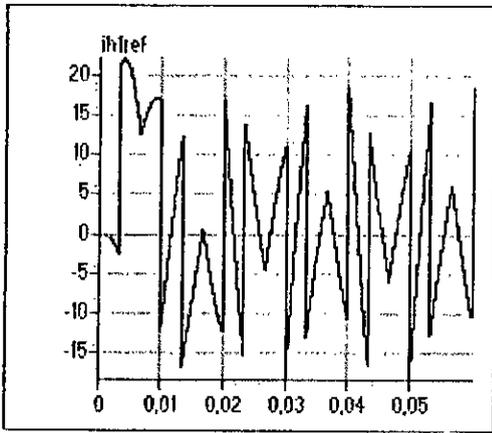


Le courant de source  $is_1(A)$

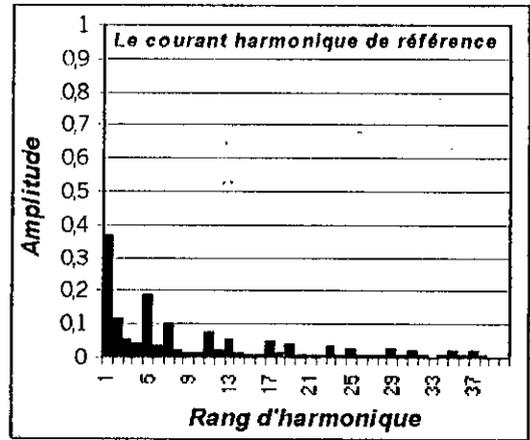


Le spectre du courant de source

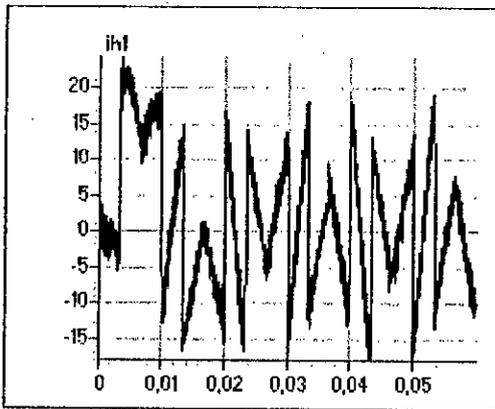
Fig.II.15.b.1. Les courants simulés dans le cas de la commande à hystérésis 2 en courant à bande variable ( $h_1=0.1A$ ,  $h_2=0.5A$ ) pour une charge constituée d'un pont redresseur à diodes.



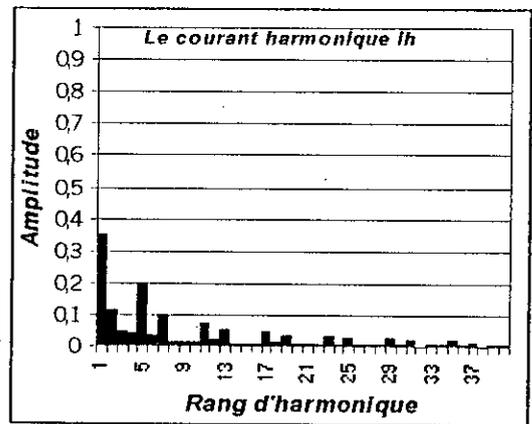
Le courant harmonique de référence  
 $ih1ref(A)$



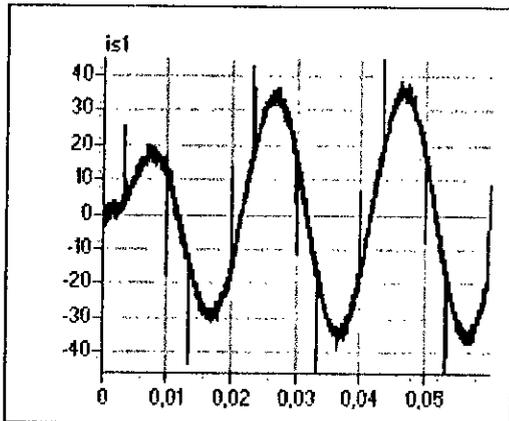
Le spectre du courant harmonique de référence



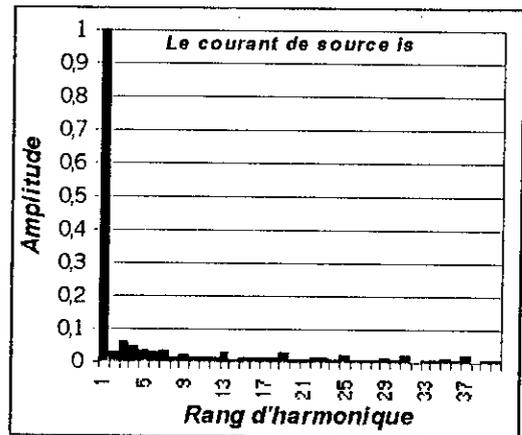
Le courant harmonique réel  
 $ih1(A)$



Le spectre du courant harmonique

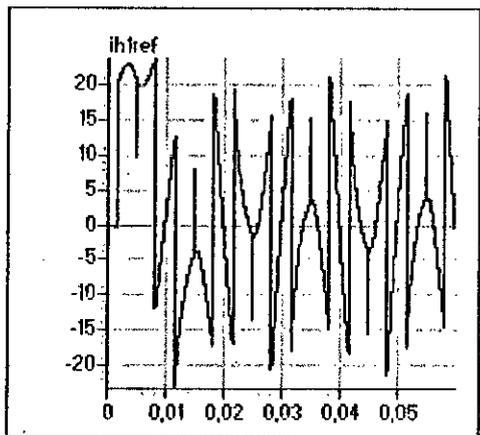


Le courant de source  
 $is1(A)$

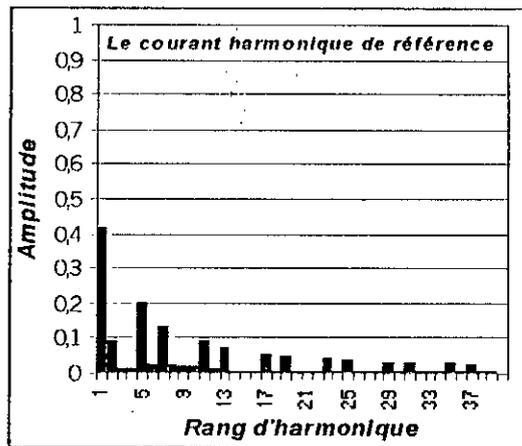


Le spectre du courant de source

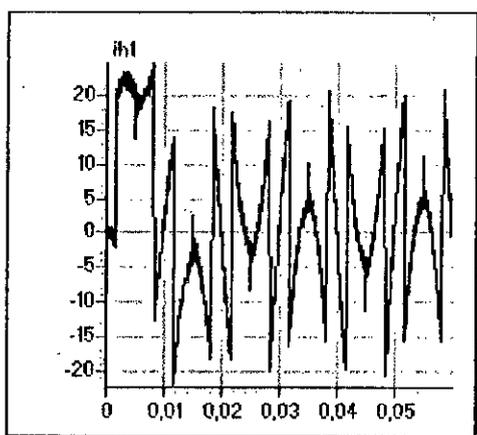
Fig. II.15.b.2. Les courants simulés dans le cas de la commande à hystérésis2 en courant à bande variable ( $h1=0.1A$ ,  $h2=0.5A$ ) pour une charge constituée d'un pont redresseur à thyristors ( $\alpha = \pi/6$ ).



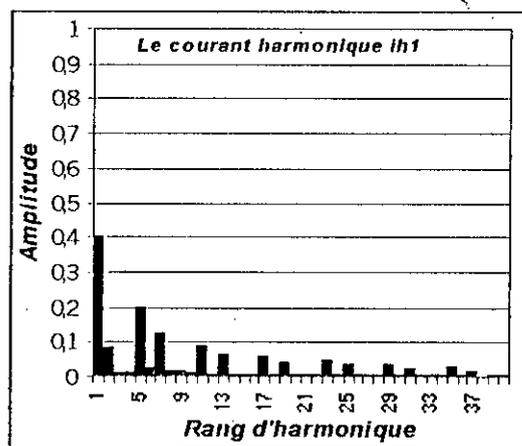
Le courant harmonique de référence  $ih1ref(A)$



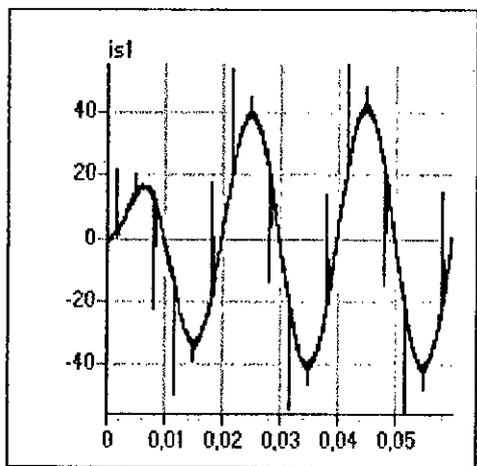
Le spectre du courant harmonique de référence



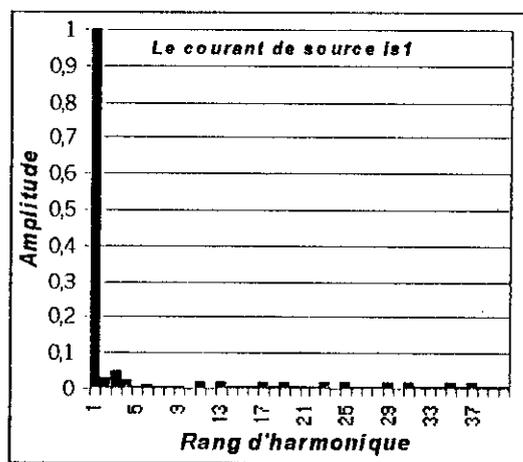
Le courant harmonique réel  $ih1(A)$



Le spectre du courant harmonique

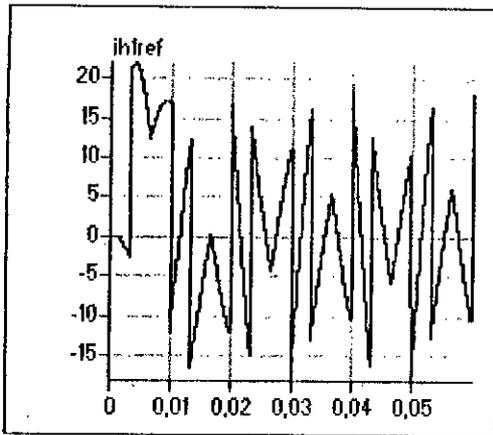


Le courant de source  $is1(A)$

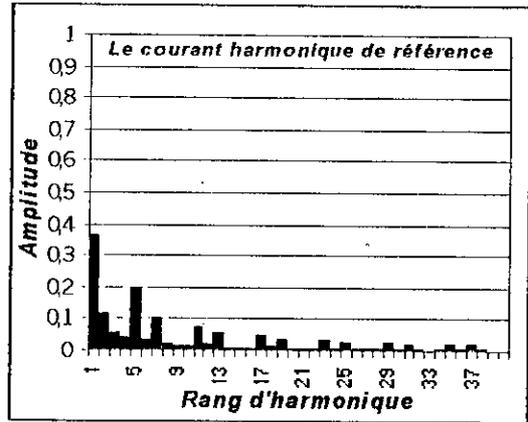


Le spectre du courant de source

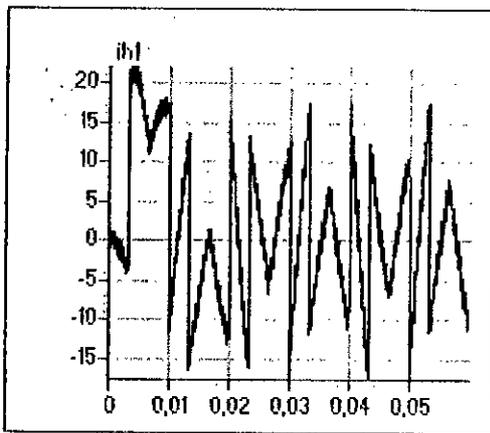
Fig. II.16.a.1. Les courants simulés dans le cas de la commande triangulo-sinusoidale à une porteuse ( $m=48$ ) pour une charge constituée d'un pont redresseur à diodes.



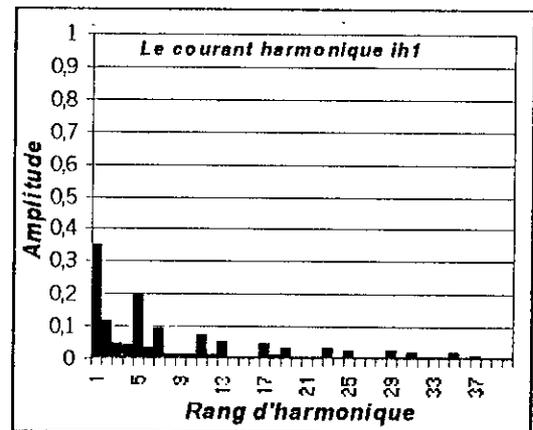
Le courant harmonique de référence  $ih1ref(A)$



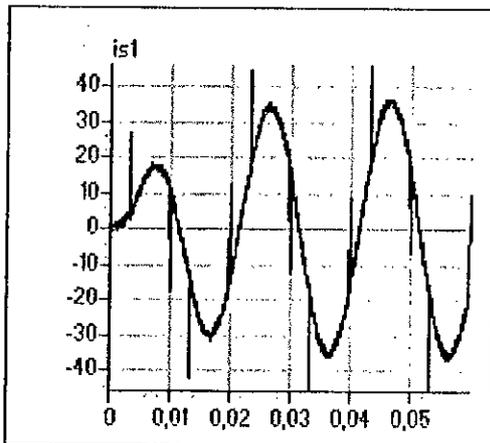
Le spectre du courant harmonique de référence



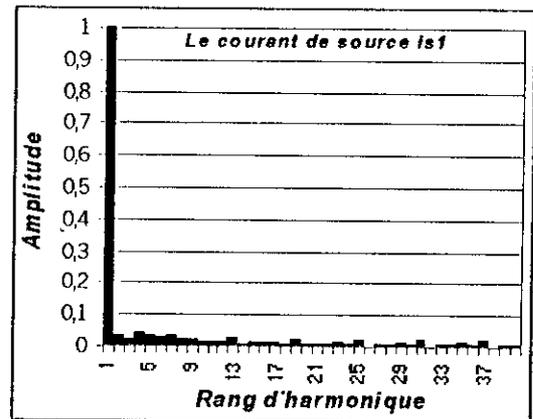
Le courant harmonique réel  $ih1(A)$



Le spectre du courant harmonique

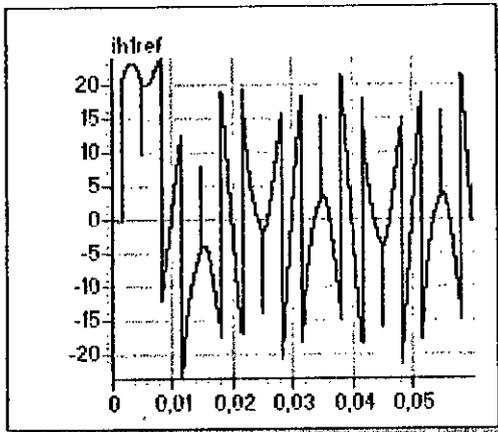


Le courant de source  $is1(A)$

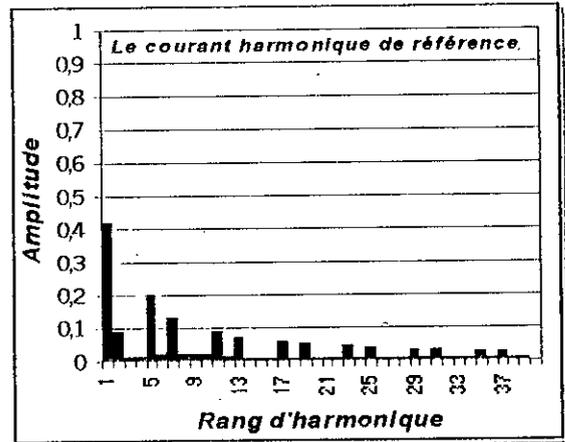


Le spectre du courant de source

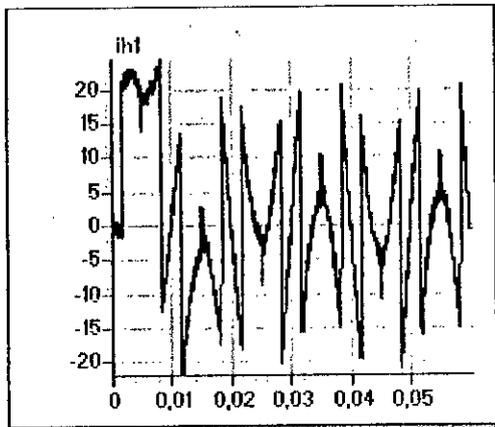
Fig. II.16.a.2. Les courants simulés dans le cas de la commande triangulo-sinusoidale à une porteuse ( $m=48$ ) pour une charge constituée d'un pont redresseur à thyristors ( $\alpha=\pi/6$ ).



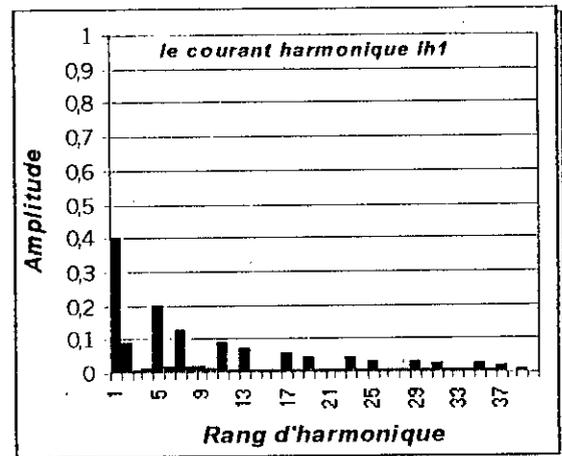
Le courant harmonique de référence  $ih1ref(A)$



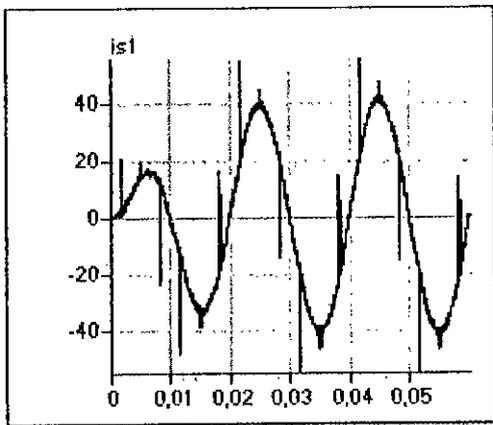
Le spectre du courant harmonique de référence



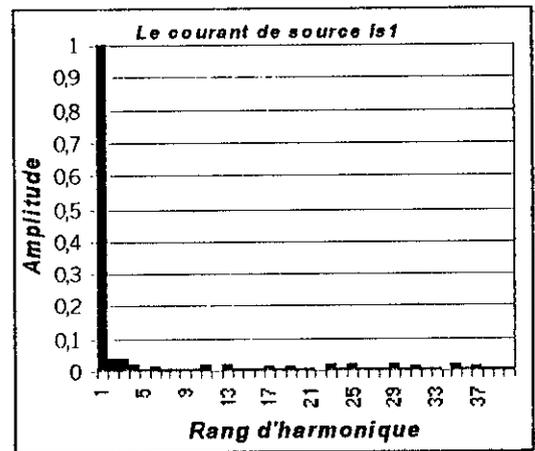
Le courant harmonique réel  $ih1(A)$



Le spectre du courant harmonique

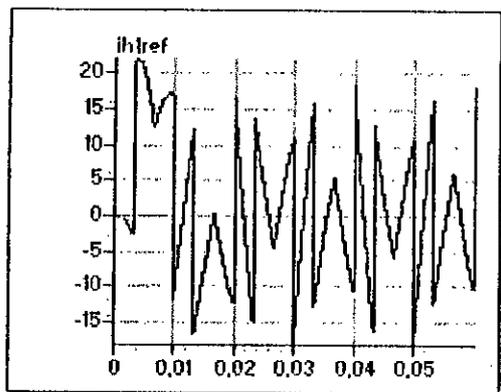


Le courant de source  $is1(A)$

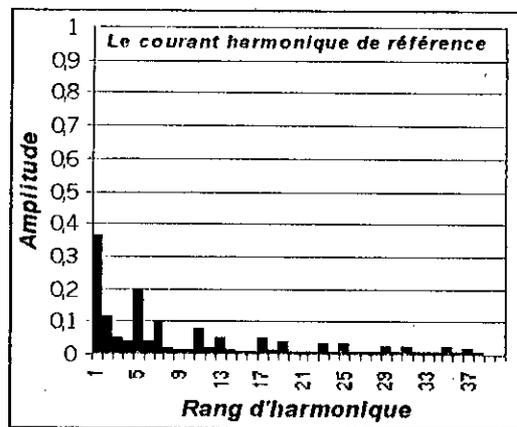


Le spectre du courant de source

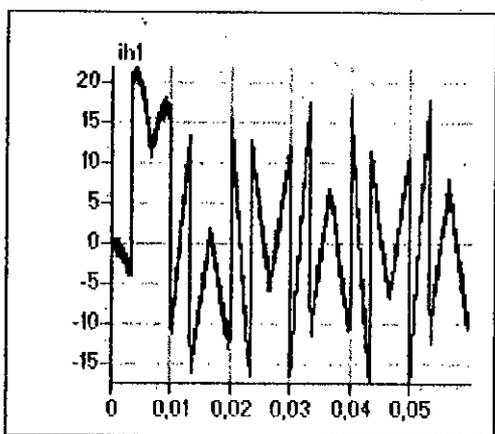
Fig.II.16.b.1. Les courants simulés dans le cas de la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses ( $m=48$ ) pour une charge constituée d'un pont redresseur à diodes.



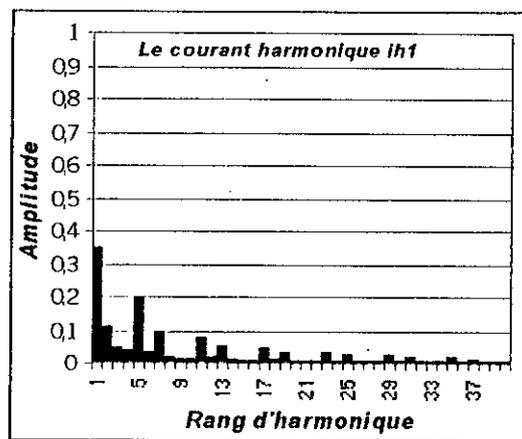
Le courant harmonique de référence  
 $ihref(A)$



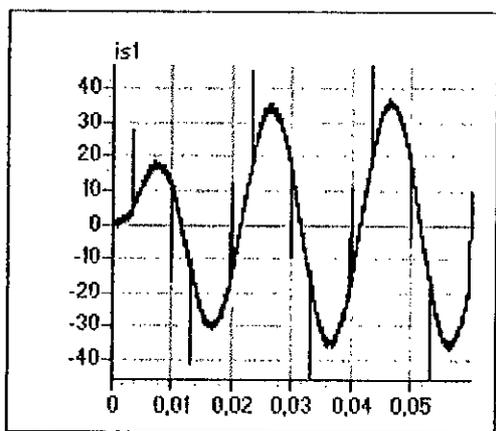
Le spectre du courant harmonique de référence



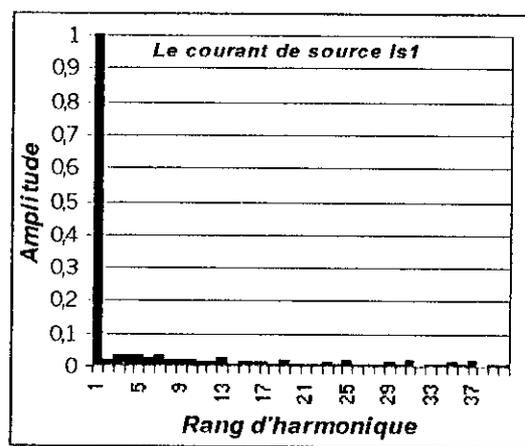
Le courant harmonique  
 $ih1$



Le spectre du courant harmonique



Le courant de source  
 $is1(A)$



Le spectre du courant de source

Fig.II.16.b.2. Les courants simulés dans le cas de la commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses ( $m=48$ ) pour une charge constituée d'un pont redresseur à thyristors( $\alpha=\pi/6$ ).

## Conclusion

Dans ce chapitre, on a expliqué le principe du filtre actif parallèle et validé le fonctionnement de l'onduleur à trois niveaux comme un filtre actif où on a appliqué ce principe à deux charges non linéaires : le pont redresseur triphasé à diodes et le pont redresseur à thyristors débitant sur une charge **RL**.

Pour la détermination des courants harmoniques de référence que doit générer le filtre actif, on a utilisé une méthode appelée la méthode d'identification directe. Après avoir présenté le principe de cette méthode basée sur les puissances active et réactive instantanées, nous avons testé sa validité pour un courant de charge  $i_c$  imposé.

Les stratégies de commande utilisées mènent pratiquement aux mêmes résultats. Pour les qualifier, on peut dire que la commande par hystérésis en courant à bande variable est directement applicable, elle est donc intéressante par sa simplicité mais conduit à un fonctionnement à fréquence de commutation variable donc à des contraintes au niveau du filtre ( semi-conducteurs ).

Par contre, la stratégie de commande triangulo-sinusoïdale ( à une ou deux porteuses ) est caractérisée par un fonctionnement à fréquence de commutation fixe et maîtrisable mais nécessite une bonne adaptation du régulateur utilisé.

On peut conclure que la méthode directe est très simple à mettre en œuvre. Elle permet, facilement, le passage d'un calcul des puissances actives et réactives instantanées à la détermination de la composante harmonique du courant de charge.

# *Chapitre III*

## *Filtrage actif parallèle*

*avec*

*compensation de l'énergie réactive*

## INTRODUCTION

En forte puissance ( $p > 500 \text{ kW}$ ), les équipements électriques de puissance utilisent abondamment les redresseurs/onduleurs à thyristors pour leur fiabilité et leur grande robustesse face aux surcharges. Malheureusement, le réglage du transfert de puissance s'effectue par un contrôle de phase et génère une forte consommation de puissance réactive. Celle-ci est souvent à l'origine de fluctuation de tension (FLICKER) [F. Richadeau 95]. En effet, pour une ligne destinée à alimenter une charge de forte puissance (fig.III.1), la réactance  $X_{cc}$  est prépondérante. La chute de tension relative s'exprime alors par la relation (2) où  $Q$  représente la puissance réactive "consommée" par la charge et  $S_{cc}$  la puissance de court-circuit de la ligne.

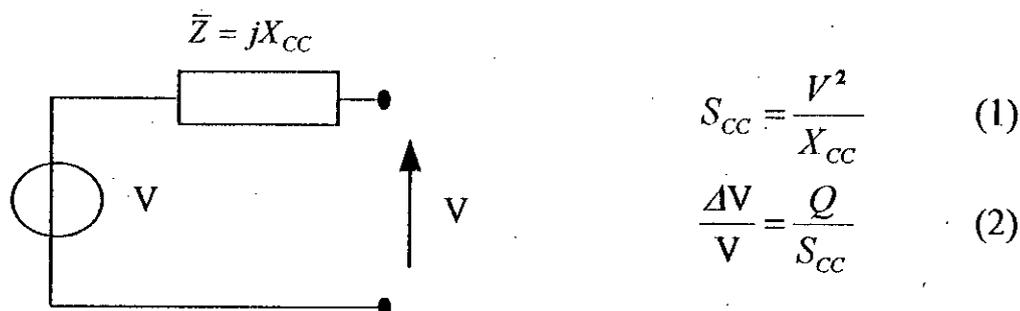


Fig.III.1. Schéma équivalent monophasé de la ligne.

Dans le domaine de l'électrothermie par exemple et plus particulièrement pour l'alimentation en courant continu des fours à arc, le point de fonctionnement des redresseurs est soumis à d'importantes variations. Aussi, afin d'éviter le (FLICKER) l'installation est souvent équipée d'un compensateur statique de puissance réactive.

Afin de proposer une alternative à cette solution encombrante et coûteuse, nous allons montrer comment, grâce à un onduleur triphasé à trois niveaux utilisé en filtrage actif, il est possible de supprimer la consommation de puissance réactive.

Dans le chapitre précédent, nous avons vu comment utiliser le filtre actif afin d'éliminer les courants harmoniques en ne tenant pas compte de l'énergie réactive. En revanche dans ce chapitre, on va s'intéresser à compenser l'énergie réactive échangée entre le réseau et la charge non linéaire, en n'oubliant pas la compensation des courants harmoniques.

On va développer le principe de fonctionnement du filtre actif, utilisant un onduleur à trois niveaux en supposant son alimentation continue idéale ( $U_{C1} = U_{C2} = 300$ ).

### III.1. Effets de circulation de l'énergie réactive

La circulation de l'énergie réactive dans le réseau autrement dit l'échange de l'énergie réactive entre le réseau et la charge a de grands effets indésirables. Parmi ces effets, on distingue :

#### III.1.1. Effets instantanés et longs termes

On peut synthétiser les majeurs effets comme suit :

- Surconsommation du courant ;
- Echauffement dans les transformateurs et machines tournantes;
- Echauffement des câbles et tableaux de distribution ;
- Surtension et échauffement dans les condensateurs ;
- Déclenchement intempestif des disjoncteurs ;
- Dysfonctionnement de charge sensible ;
- Vibration et bruit dans les moteurs, transformateurs et inductances ;
- Destruction de condensateur (résonance).

#### III.1.2. Effets sur la qualité du facteur de puissance

Le transport d'une importante puissance réactive dans le réseau provoque des pertes actives, d'où la diminution du facteur de puissance [BELKAID92].

Le facteur de puissance est défini dans le cas général comme étant le rapport de la puissance active sur la puissance apparente, qui est donné par l'expression suivante :

$$F_p = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}}$$

sachant que :

$$\begin{aligned} P &= V I \cos \varphi && \text{puissance active} \\ Q &= V I \sin \varphi && \text{puissance réactive} \\ D &= V \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2} && \text{puissance déformante} \end{aligned}$$

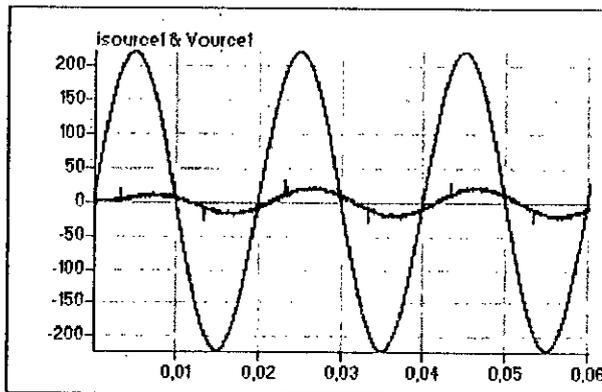
• Tout dépassement des valeurs imposées des taux de distorsion harmonique et de facteur de puissance est facturé.

En Europe et à partir de l'année 1998, toute perturbation au-delà des valeurs admises du taux de distorsion et du facteur de puissance au point de raccordement d'un client perturbateur sera pénalisée [Ameuri 98].

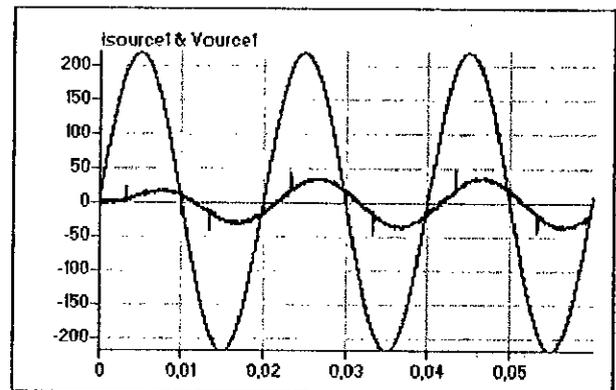
### III.2. Compensation des courants harmoniques sans compensation d'énergie réactive

Les figures (III.2. \*) ci dessous montrent les formes du courant et tension de source dans le cas d'une charge non linéaire, tel qu'un pont redresseur à thyristors, pour deux angles d'amorçages différents  $\pi/3$  et  $\pi/6$ .

Les résultats de simulations sont obtenus, en appliquant la stratégie de commande triangulo - sinusoïdale à deux porteuses ( $m=48$ ) et la commande par hystérésis en courant à bande variable ( $h1=0,1A$  ;  $h2=0,5A$ ) [Ameuri 98] déjà présentées.

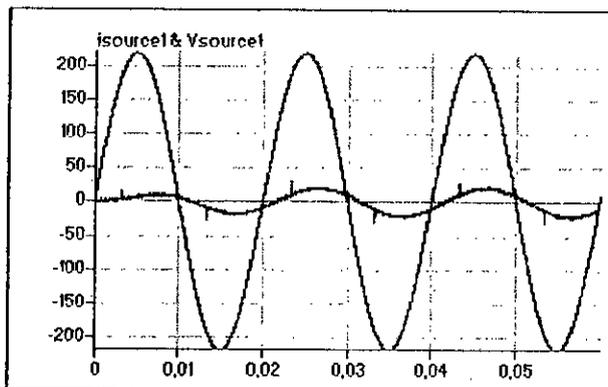


Le courant et la tension de source ( $\alpha = \pi/3$ )

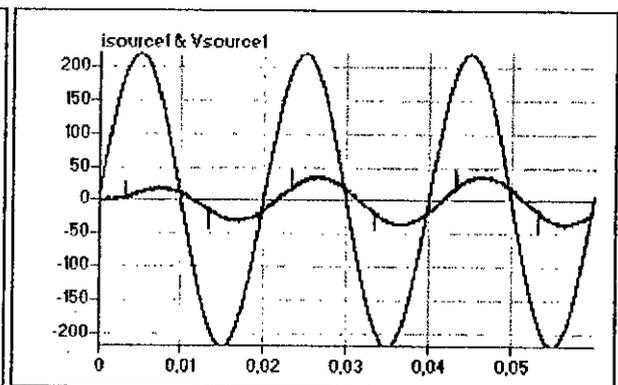


Le courant et la tension de source ( $\alpha = \pi/6$ )

Fig.III.2.a. La commande par hystérésis en courant à bande variable ( $h1=0,1A$  ;  $h2=0,5A$ ).



Le courant et la tension de source ( $\alpha = \pi/3$ )



Le courant et la tension de source ( $\alpha = \pi/6$ )

Fig.III.2.b. La commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses ( $m=48$ ).

On remarque bien, dans les deux cas, que quelque se soit l'angle d'amorçage,  $\pi/3$  ou  $\pi/6$  le courant de source est déphasé sur sa tension.

Qui dit le déphasage, dit un facteur de puissance différent de l'unité. Ce qui provoque la circulation de l'énergie réactive dans le réseau, échangée entre la source et la charge polluante. On note que ce déphasage, pour  $\pi/3$  est plus grand que pour  $\pi/6$ .

Pour corriger ce déphasage, autrement dit rendre le facteur de puissance du réseau unitaire, c'est-à-dire une compensation totale de l'énergie réactive, on propose dans ce chapitre une solution très efficace, qui permet d'obtenir un réseau plus stable.

### III.3. Principe du filtrage actif avec compensation d'énergie réactive

La compensation de l'énergie réactive consiste à rendre le déphasage entre le courant et la tension de source nul, autrement dit un facteur de puissance unitaire.

Pour cela, il faut premièrement identifier le courant de charge pour pouvoir connaître le courant de filtre  $i_f$  qu'il faut ajouter pour avoir un courant délivré par la source sinusoïdal et en phase avec la tension.

Le courant  $i_f$  que doit fournir le filtre doit être égal à la différence entre le courant d'entrée  $i_c$  de la charge polluante, et le courant sinusoïdal  $i_{s-ref}$  (courant de source de référence).

Pour la détermination de la valeur maximale  $I_{s\_max}$  du courant de source de référence  $i_{s-ref}$ , on a deux possibilités qui sont :

- La première possibilité est l'utilisation d'un filtre passe bas, suivi par un redresseur monophasé et un filtre passe - bas intermédiaire.
- La deuxième possibilité est l'utilisation de la transformation  $\alpha$ - $\beta$ .

Le courant généré par le filtre doit être égal à la somme d'une composante harmonique  $i_{fh}$ , servant à dépolluer le réseau, autrement dit éliminer les harmoniques, et une composante fondamentale  $i_{ff}$  qui va servir à compenser l'énergie réactive, c'est-à-dire rendre le facteur de puissance unitaire.

Ainsi, le courant généré par le filtre s'écrit :

$$i_f = i_{ff} + i_{fh} = i_c - i_s \quad (III.1)$$

### III.3.1. Structure du filtre actif triphasé à trois niveaux

Avec la même structure qu'on a vu au chapitre II (figII.3), dont le filtre est constitué d'un onduleur triphasé à trois niveaux placé en parallèle avec le réseau, par l'intermédiaire de trois inductances  $L_f$  et trois résistances  $R_f$  constituant le filtre passif.

L'alimentation de ce filtre est supposée constante ( $U_{C1}=U_{C2}=300$ ). Cependant dans le chapitre ultérieur, on va voir comment asservir les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

### III.3.2. Stratégies de commande du filtre actif

Dans ce chapitre, on va appliquer deux stratégies de commande déjà utilisées dans le chapitre précédent :

- ◆ La commande par hystérésis à bande variable ( $h1=0,1A$  ;  $h2=0,5A$ ) ;
- ◆ La commande triangulo - sinusoïdale à deux porteuses ( $m=48$ ).

Les algorithmes de ces commandes sont décrits respectivement dans les chapitres précédents.

## III.4. Elimination des courants harmoniques avec compensation d'énergie réactive

On a vu précédemment comment éliminer les harmoniques sans avoir parler de la compensation de l'énergie réactive.

Ce paragraphe propose aussi bien la compensation des harmoniques que de l'énergie réactive introduite par la charge non linéaire.

Le courant du filtre de référence est égal à la différence entre le courant de charge et le courant de source de référence qui est sinusoïdale et en phase avec la tension.

L'identification du courant de source de référence peut être faite en utilisant deux méthodes.

- ❖ La première méthode consiste à faire passer le courant de charge  $i_c$ , par un filtre passe-bas suivi par un redresseur monophasé et un filtre intermédiaire de deuxième ordre. Ce dernier est dimensionné pour avoir la valeur moyenne du courant redressé, et par la suite trouver le courant du filtre de référence  $i_{f-ref}$ .
- ❖ La deuxième méthode est directement applicable, car elle consiste à faire passer le courant de charge  $i_c$  par la transformation  $\alpha$ - $\beta$  où on utilise deux filtres passe-bas, pour trouver la valeur *maximale* du courant de source de référence qui va servir à obtenir le courant de référence du filtre actif.

### III.4.1. La première méthode

Pour cette méthode la détermination du courant de source de référence se fait comme suit :

On déterminera la composante fondamentale du courant de charge  $i_c$ , en utilisant un filtre passif passe-bas de quatrième ordre (fig.III.3)

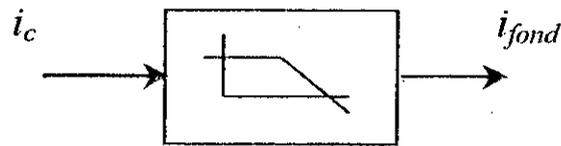


Fig.III.3. Filtre passe bas de quatrième ordre.

Ce fondamental va être injecté dans un redresseur monophasé afin d'obtenir la valeur du courant redressé  $I_d$ . Pour connaître sa valeur moyenne, on met un deuxième filtre intermédiaire de deuxième ordre et par conséquent, on obtient la valeur maximale (figureIII.4).

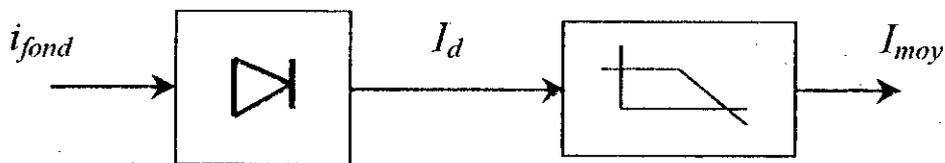


Fig.III.4. Le pont redresseur suivi par le filtre intermédiaire.

La valeur maximale de courant de source de référence est donnée par la relation suivante :

$$I_{max} = \frac{\pi}{2} I_{moy} \quad (III.2)$$

Cette valeur va nous spécifier la valeur maximale du courant de source de référence. Ce courant a une forme sinusoïdale et en phase avec sa tension. Ce qui implique une compensation totale de l'énergie réactive, autrement dit un facteur de puissance unitaire.

Le courant de source de référence s'écrit alors :

$$i_{s\_ref} = I_{max} \sin(\omega t) \quad (III.3)$$

### III.4.1. La première méthode

Pour cette méthode la détermination du courant de source de référence se fait comme suit :

On déterminera la composante fondamentale du courant de charge  $i_c$ , en utilisant un filtre passif passe-bas de quatrième ordre (fig.III.3)

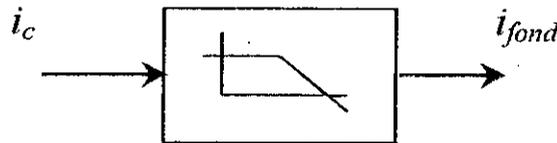


Fig.III.3. Filtre passe bas de quatrième ordre.

Ce fondamental va être injecté dans un redresseur monophasé afin d'obtenir la valeur du courant redresse  $I_d$ . Pour connaître sa valeur moyenne, on met un deuxième filtre intermédiaire de deuxième ordre et par conséquent, on obtient la valeur maximale (figureIII.4).

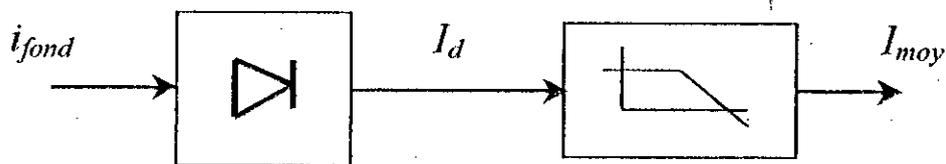


Fig.III.4. Le pont redresseur suivi par le filtre intermédiaire.

La valeur maximale de courant de source de référence est donnée par la relation suivante :

$$I_{max} = \frac{\pi}{2} I_{moy} \quad (III.2)$$

Cette valeur va nous spécifier la valeur maximale du courant de source de référence. Ce courant a une forme sinusoïdale et en phase avec sa tension. Ce qui implique une compensation totale de l'énergie réactive, autrement dit un facteur de puissance unitaire.

Le courant de source de référence s'écrit alors :

$$i_{s\_ref} = I_{max} \sin(\omega t) \quad (III.3)$$

par conséquent, le courant du filtre de référence est donné par la relation suivante :

$$i_{f\_ref} = i_C - i_{S\_ref} \quad (III.4)$$

#### III.4.1.1. Dimensionnement du filtre passe-bas

La détermination du fondamental du courant de charge se fait par un filtre passif passe bas, dimensionné à une fréquence de coupure  $f_c = 60 \text{ Hz}$ .

Pour le choix de l'ordre du filtre, on a remarqué que plus l'ordre augmente plus le transitoire du filtre est petit et le fondamental se rapproche plus de la sinusoïde. Pour cela, on a travaillé avec un filtre passif passe-bas d'ordre quatre. L'inconvénient est la possibilité d'affectation de la stabilité et une augmentation du coût de réalisation [Ameuri 98].

La fonction de transfert du filtre utilisé est :

$$F(p) = \frac{1}{(1 + \tau p)^4} \quad \text{avec} \quad \frac{1}{\tau} = 2\pi f_c \quad (III.5)$$

On remarque que malgré l'ordre élevé du filtre il y a un retard du courant filtré par rapport au courant réel.

On montrera par la suite que ce problème peut être résolu en utilisant la deuxième méthode (utilisant la transformation  $\alpha\text{-}\beta$ ).

#### III.4.1.2. La mise en œuvre d'un redresseur monophasé et d'un filtre intermédiaire passe-bas

Notre but est de connaître la valeur maximale du courant de source de référence, qui va par la suite servir à trouver le courant du filtre de référence.

C'est pourquoi, on mis en œuvre un redresseur monophasé afin d'obtenir la valeur du courant redressé  $I_d$ . Ce redresseur est suivi par un filtre intermédiaire passe-bas de deuxième ordre pour avoir la valeur moyenne de ce courant. Ce filtre va être dimensionné par la suite.

**Remarque :** Nous voulons dire, par un filtre intermédiaire, le deuxième filtre passe bas, de deuxième ordre, qui nous donne la valeur moyenne du courant redressé  $I_d$ .

### III.4.1.3. Dimensionnement du filtre intermédiaire

Pour avoir la valeur moyenne du courant redressé, le filtre doit présenter une fréquence de coupure  $f_c$  inférieure à la fréquence du courant d'entrée c'est-à-dire  $f_c < 2f$  ( $2f$ : la fréquence du courant d'entrée).

La fonction de transfert du filtre est :

$$F(p) = \frac{1}{(1 + \tau p)^2} \quad (III.6)$$

C'est un filtre du deuxième ordre.

Ce filtre nous donne la valeur moyenne  $I_{moy}$  du courant d'entrée  $I_d$  car les fréquences au-delà de  $f_c$  sont éliminées par le filtre. La valeur maximale du courant  $i_{s\_ref}$  est donnée par la relation (III.2)

Pour un  $\cos(\varphi)$  coté réseau égal à l'unité, on fait soustraire de  $i_c$  le courant de source de référence, pour avoir le courant que doit générer le filtre actif (fig.III.5).

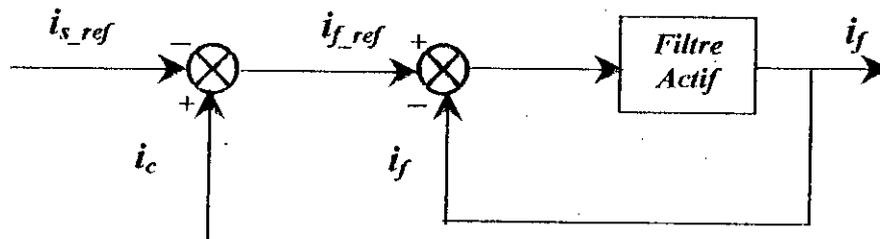


Fig.III.5. Schéma de la commande du filtre actif

### III.4.1.3. Dimensionnement du filtre intermédiaire

Pour avoir la valeur moyenne du courant redressé, le filtre doit présenter une fréquence de coupure  $f_c$  inférieure à la fréquence du courant d'entrée c'est-à-dire  $f_c < 2f$  ( $2f$ : la fréquence du courant d'entrée).

La fonction de transfert du filtre est :

$$F(p) = \frac{1}{(1 + \tau p)^2} \quad (III.6)$$

C'est un filtre du deuxième ordre.

Ce filtre nous donne la valeur moyenne  $I_{moy}$  du courant d'entrée  $I_d$  car les fréquences au-delà de  $f_c$  sont éliminées par le filtre. La valeur maximale du courant  $i_{s\_ref}$  est donnée par la relation (III.2)

Pour un  $\cos(\varphi)$  coté réseau égal à l'unité, on fait soustraire de  $i_c$  le courant de source de référence, pour avoir le courant que doit générer le filtre actif (fig.III.5).

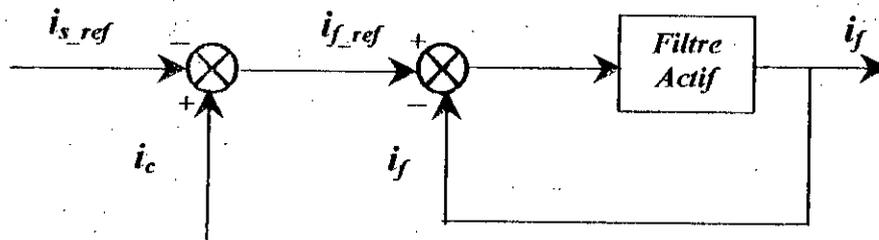


Fig.III.5. Schéma de la commande du filtre actif

#### III.4.1.4. Application de la compensation d'énergie réactive sur une charge non linéaire

Le diagramme fonctionnel de la figure(III.6) explique le principe du filtrage actif avec compensation de l'énergie réactive par la première méthode. Ce principe est appliqué sur une charge non linéaire telle qu'un pont redresseur à thyristors, pour deux angles d'amorçage  $\pi/3$  et  $\pi/6$ .

La différence entre le courant de source de référence et le courant absorbé par la charge non linéaire permet d'avoir le courant filtre de référence que doit générer le filtre.

Une comparaison entre le courant généré par le filtre actif et le courant filtre de référence permet la détermination des commandes des interrupteurs du filtre actif. Cette détermination est directe dans le cas de la commande par hystérésis et par l'intermédiaire d'un régulateur PI pour l'asservissement des courants dans le cas de la commande triangulo-sinusoidale.

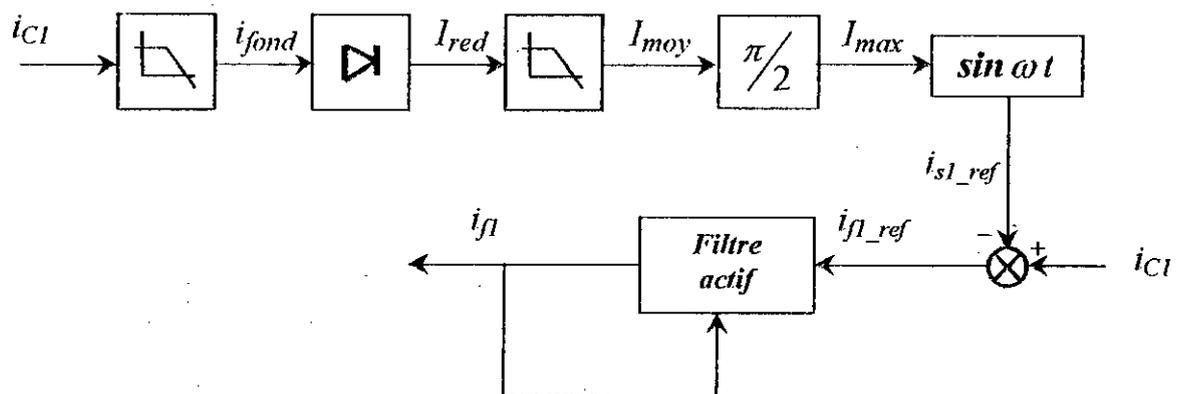


Fig.III.6. Schéma fonctionnel du filtrage actif avec compensation d'énergie réactive par la première méthode.

Dans le paragraphe suivant, on va traiter le principe de la compensation d'énergie réactive avec une autre méthode. Cette dernière utilise essentiellement la transformation  $\alpha$ - $\beta$ .

### III.4.2. La deuxième méthode

Cette méthode utilise essentiellement la transformation  $\alpha$ - $\beta$  pour déterminer la valeur maximale de la composante fondamentale d'un courant de charge quelconque.

#### III.4.2.1. Principe de la méthode

On fait passer le courant de charge  $i_C$  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 (Figure. III.7). La racine carrée de ces dernières nous spécifie la valeur maximale du courant de source de référence. En multipliant cette valeur par  $\sin(\omega t)$  on obtient un courant de source de référence sinusoïdal et en phase avec sa tension.

#### III.4.2.2. 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:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

#### III.4.2.3. 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 tiré en faisant passer chacun par un filtre passe-bas (Fig.III.7)

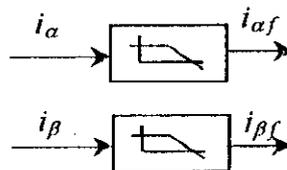


Fig.7. Les deux filtres passe-bas.

Les deux filtres passe-bas sont de deuxième ordre. Ils ont une fréquence de coupure  $f_c=50\text{Hz}$ . Les deux filtres ont la même fonction de transfert suivante :

$$F(p) = \frac{1}{(1 + \tau p)^2} \quad \text{avec} \quad 1/\tau = 2\pi f_c \quad (\text{III.8})$$

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

$$I_{max} = \sqrt{i_{\alpha f}^2 + i_{\beta f}^2} \quad (\text{III.9})$$

en multipliant cette valeur par  $\sin(\omega t + \varphi)$  on trouve :

$$i_{s\_ref} = I_{max} \sin(\omega + \varphi) \quad (\text{III.10})$$

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

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

$$i_{s\_ref} = I_{max} \sin(\omega t) \quad (\text{III.11})$$

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 de source sinusoïdal et en phase avec sa tension.

D'où :

$$i_{f\_ref} = i_c - i_{s\_ref} \quad (\text{III.12})$$

Une comparaison entre le courant réel du filtre actif  $i_f$  et le courant du filtre de référence  $i_{f\_ref}$ , permet la détermination des commandes des interrupteurs de ce dernier.

#### III.4.2.4. Application de cette méthode sur une charge non linéaire

La figure (III.8), présente l'algorithme général du filtrage harmonique avec compensation d'énergie réactive en utilisant la transformation  $\alpha$ - $\beta$ . 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.

Cette méthode constitue une solution au problème du retard observé dans la première méthode (utilisant un redresseur monophasé).

Le principe de cette méthode est appliqué sur une charge non linéaire telle qu'un pont redresseur à thyristors, pour deux angles d'amorçage  $\pi/3$  et  $\pi/6$ . Pour la commande du filtre, on utilise deux stratégies de commandes : la commande par hystérésis en courant à bande variable et la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses.

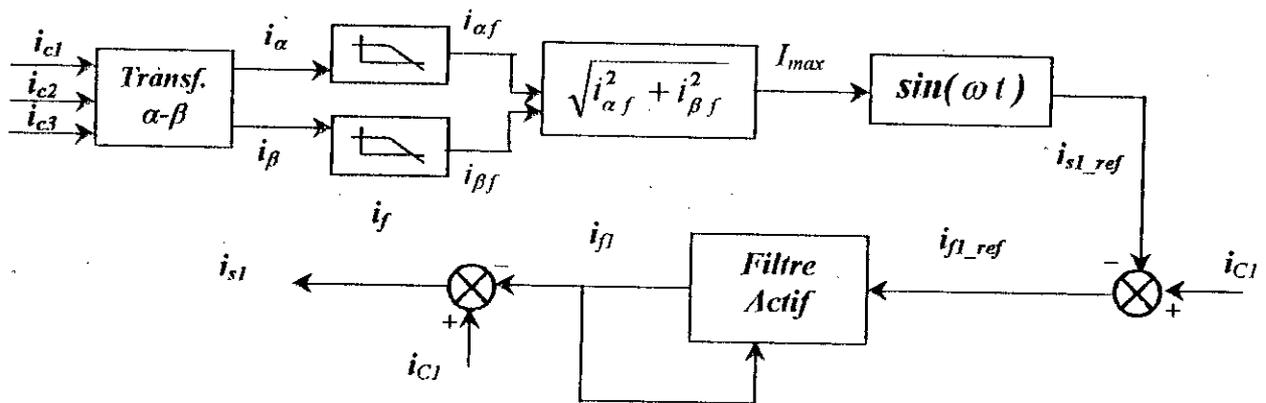


Fig. 8. Algorithme général de la méthode.

### III.5. Résultats de simulation

Les figures(III.3. \*) montrent les formes des courants de référence  $i_{source1-ref}$ ,  $i_{filtre1-ref}$  et  $i_{harmonique1-ref}$  avec ses courants réels correspondants. Le courant de source réel est présenté avec sa tension pour vérifier la compensation d'énergie réactive. La charge non linéaire est un redresseur à thyristors pour deux angles d'amorçages  $\pi/3$  et  $\pi/6$ , débitant sur une charge  $RL$ . Le filtre est commandé par deux stratégies de commande : la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses et la commande par hystérésis en courant à bande variable.

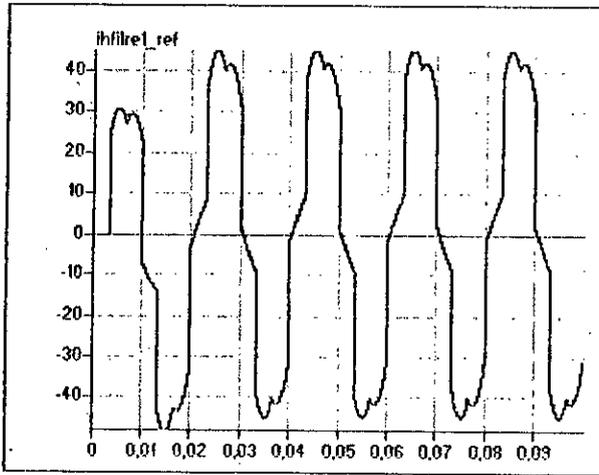
On constate que les courants générés par le filtre suivent bien leurs références. Cependant, à cause de la présence de  $L(di/dt)$ , ces courants ne peuvent pas suivre leurs références au niveau des variations brusques.

Pour la première méthode, on constate que le courant de source est pratiquement sinusoïdal mais décalé par rapport au courant de source réel, cela est dû à la présence de trois filtre passe-bas en cascade ( le redresseur est équivalent à un filtre passe-bas de premier ordre dont la fréquence de coupure est  $2f$ ).

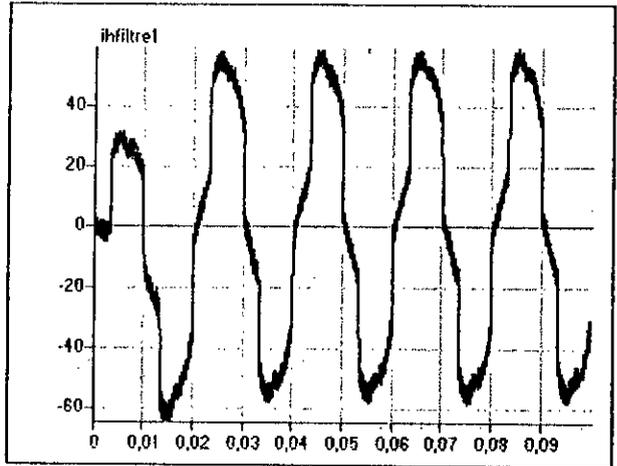
L'application de la deuxième méthode permet d'avoir un courant de source de référence sinusoïdal non décalé par rapport au courant de source réel.

Pour les deux méthodes, on a remarqué que le courant de source est sinusoïdal et en phase avec sa tension mais contient des piques. Ces piques sont dus à la présence de  $L(di/dt)$  qui ne permet pas aux courants générés par le filtre actif de suivre leurs références au niveau des piques.

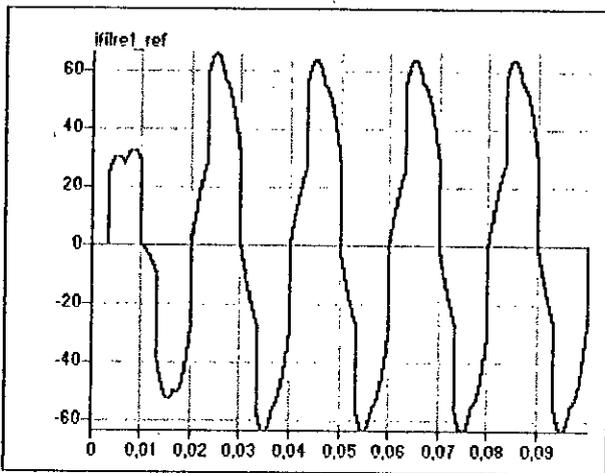
On constate aussi que le courant de source, pour le filtrage avec compensation d'énergie réactive, est en phase avec sa tension, ce qui n'est pas le cas pour le filtrage sans compensation d'énergie réactive. D'où la compensation totale de l'énergie réactive, c'est-à-dire un facteur de puissance unitaire coté réseau.



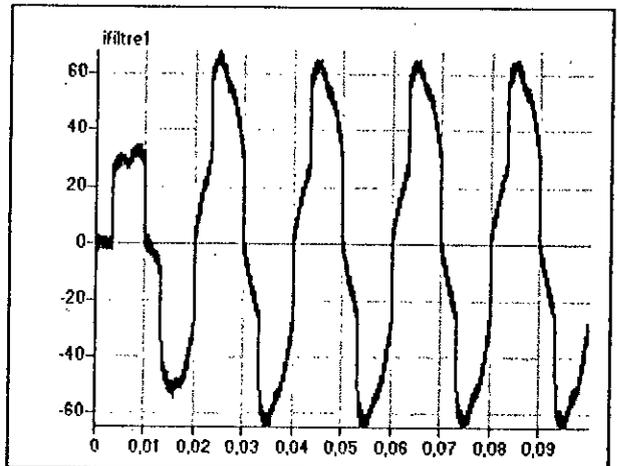
Le courant harmonique de référence  $i_{h1\_ref}$



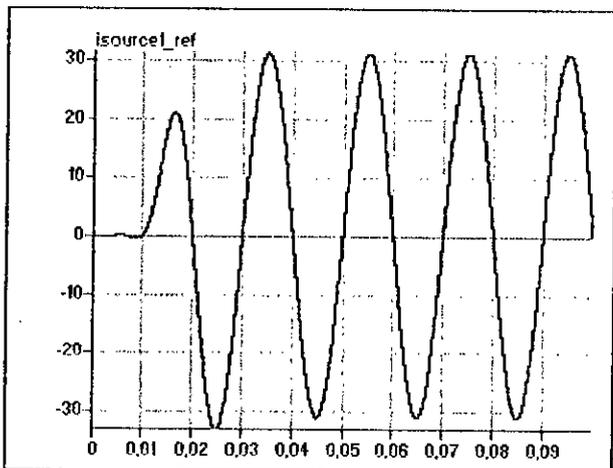
Le courant harmonique réel  $i_{h1}$



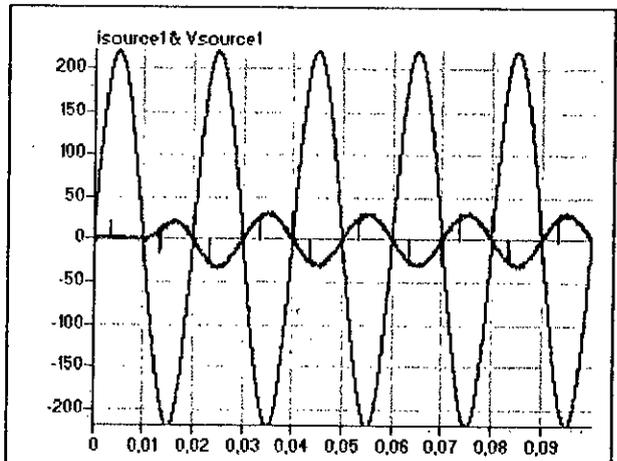
Le courant de référence du filtre  $i_{filtref\_ref}$



Le courant réel du filtre  $i_{filtref}$

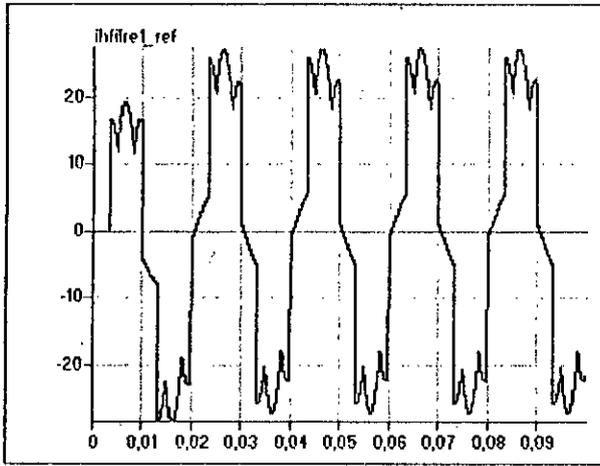


Le courant de source de référence  $i_{source\_ref}$

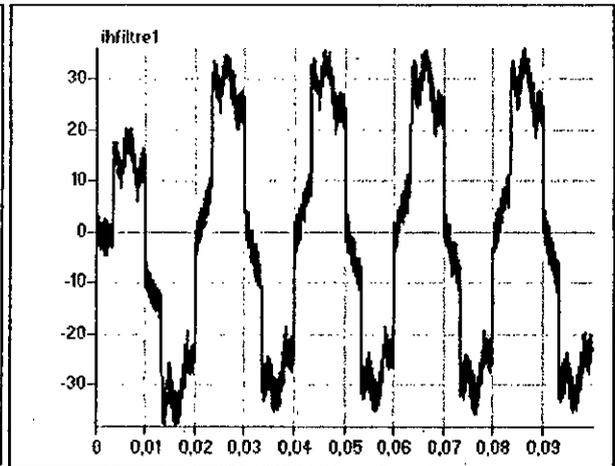


Le courant réel de source  $i_{source1}$  avec la tension de source  $V_{source1}$ .

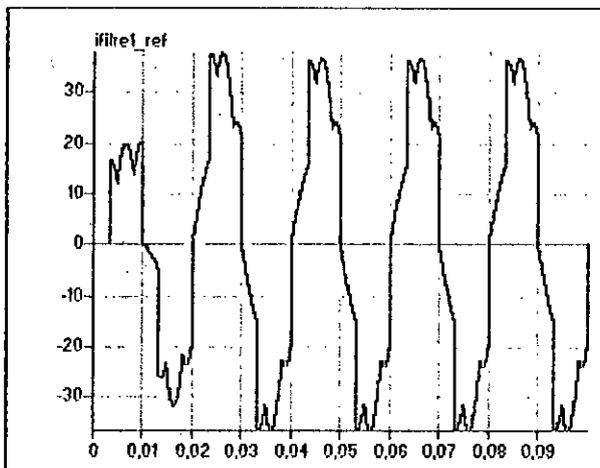
Fig. III.9.a. Les courants simulés pour la commande par hystérésis en courant à bande variable ( $h1=0,1A$  ;  $h2=0,5$ ) pour un redresseur à thyristors ( $\alpha=\pi/6$ ).  
Première méthode (utilisant un redresseur monophasé)



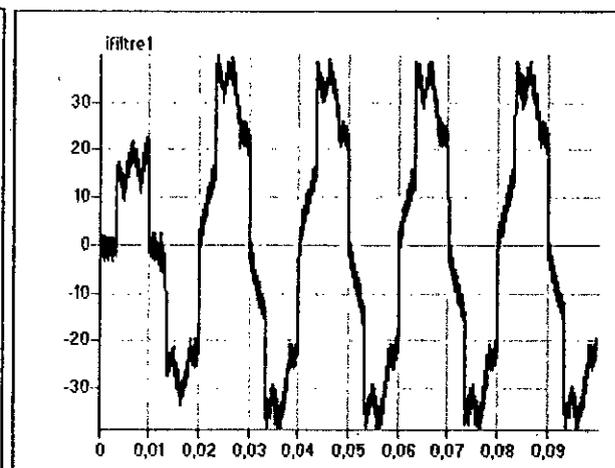
Le courant harmonique de référence  $i_{h1\_ref}$



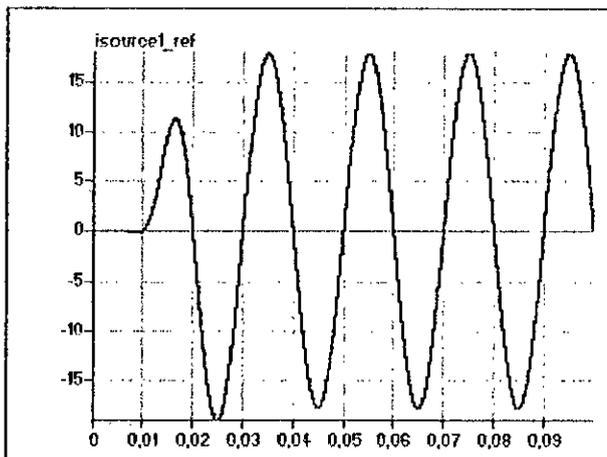
Le courant harmonique réel  $i_{h1}$



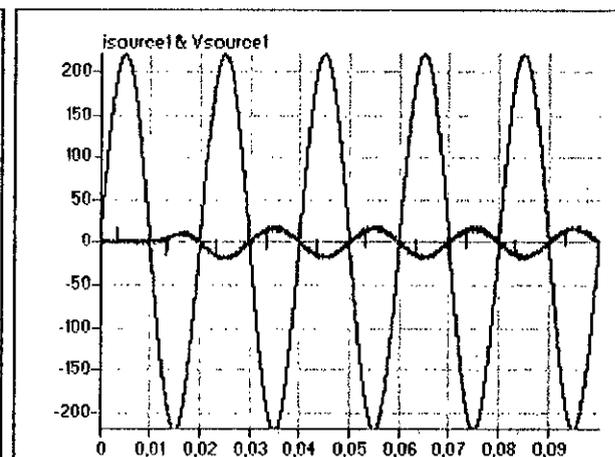
Le courant de référence du filtre  $i_{filtref\_ref}$



Le courant réel du filtre  $i_{filtref}$

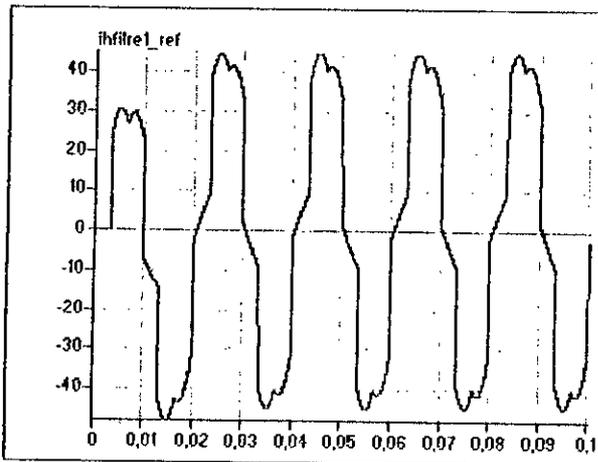


Le courant de source de référence  $i_{source1\_ref}$

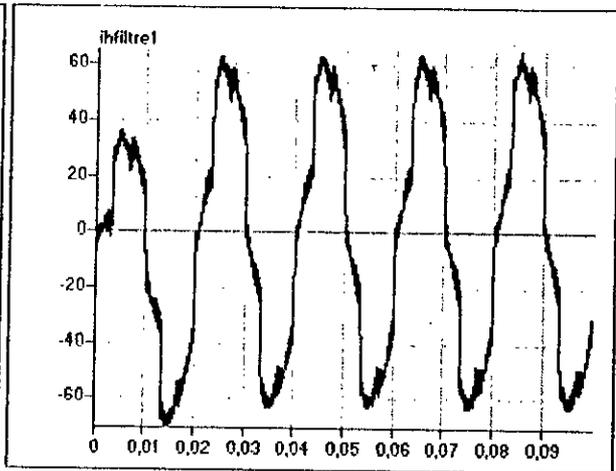


Le courant réel de source  $i_{source1}$  avec la tension de source  $V_{source1}$ .

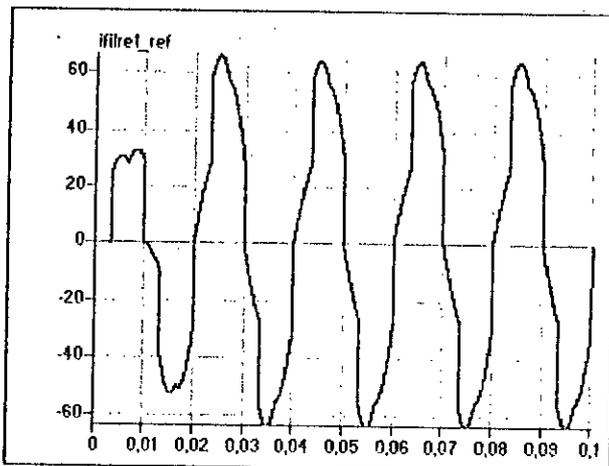
Fig. III.9.b. Les courants simulés pour la commande par hystérésis en courant à bande variable ( $h1=0,1A$  ;  $h2=0,5$ ) pour un redresseur à thyristors ( $\alpha=\pi/3$ ).  
Première méthode (utilisant un redresseur monophasé)



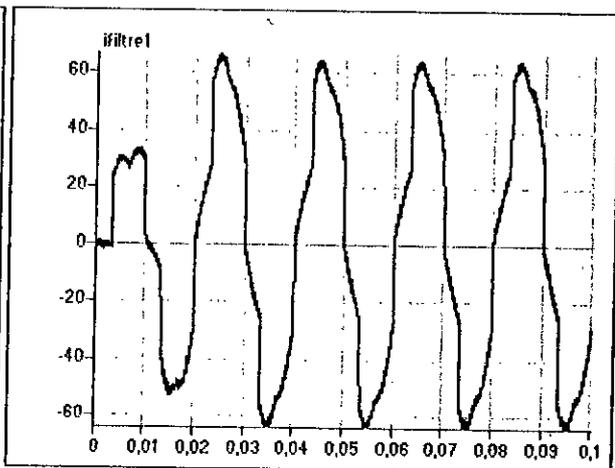
Le courant harmonique de référence  $i_{h1\_ref}$



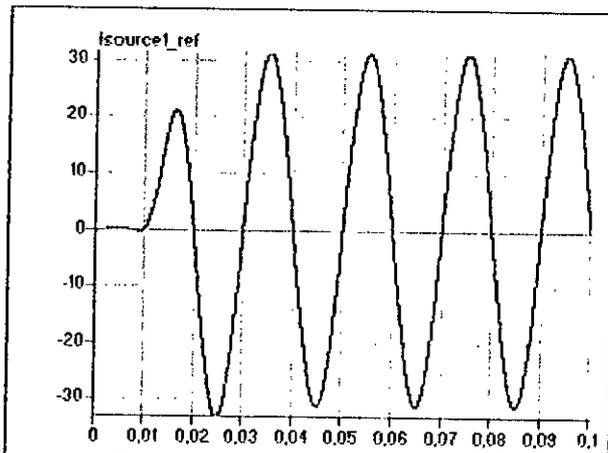
Le courant harmonique réel  $i_{h1}$



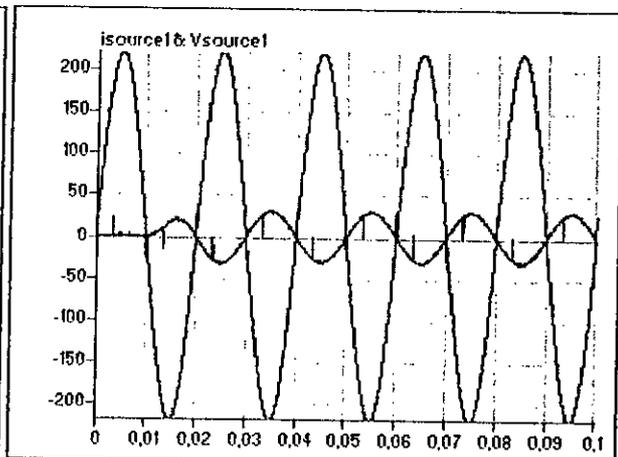
Le courant de référence du filtre  $i_{filtref\_ref}$



Le courant réel du filtre  $i_{filtref}$

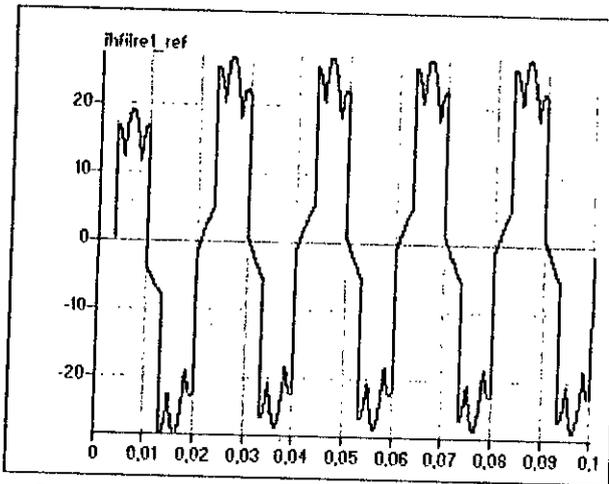


Le courant de source de référence  $i_{source1\_ref}$

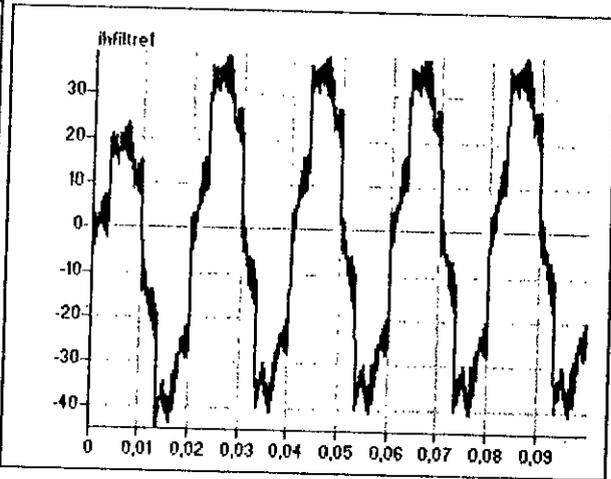


Le courant réel de source  $i_{source1}$  avec la tension de source  $V_{source1}$ .

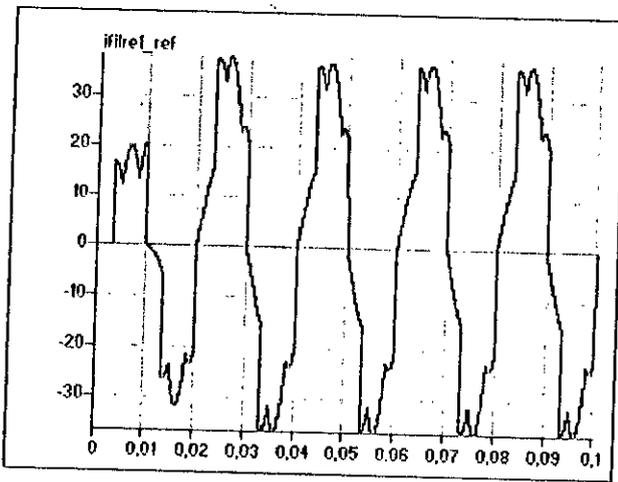
Fig.III.9.c. Les courants simulés pour la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuse ( $m=48$ ) pour un redresseur à thyristors ( $\alpha=\pi/6$ ). Première méthode (utilisant un redresseur monophasé)



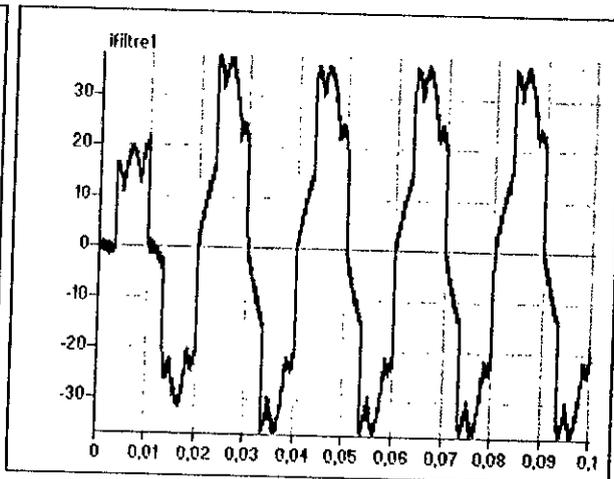
Le courant harmonique de référence  $i_{h1\_ref}$



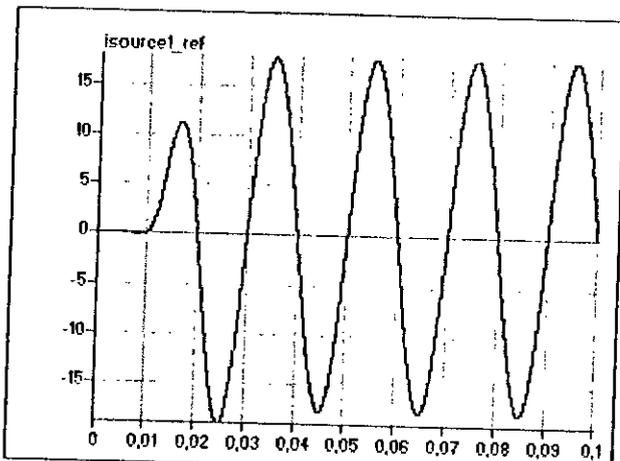
Le courant harmonique réel  $i_{h1}$



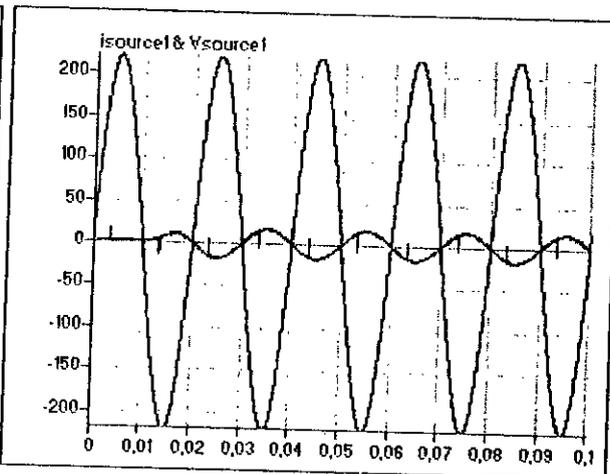
Le courant de référence du filtre  $i_{filtref\_ref}$



Le courant réel du filtre  $i_{filtref}$

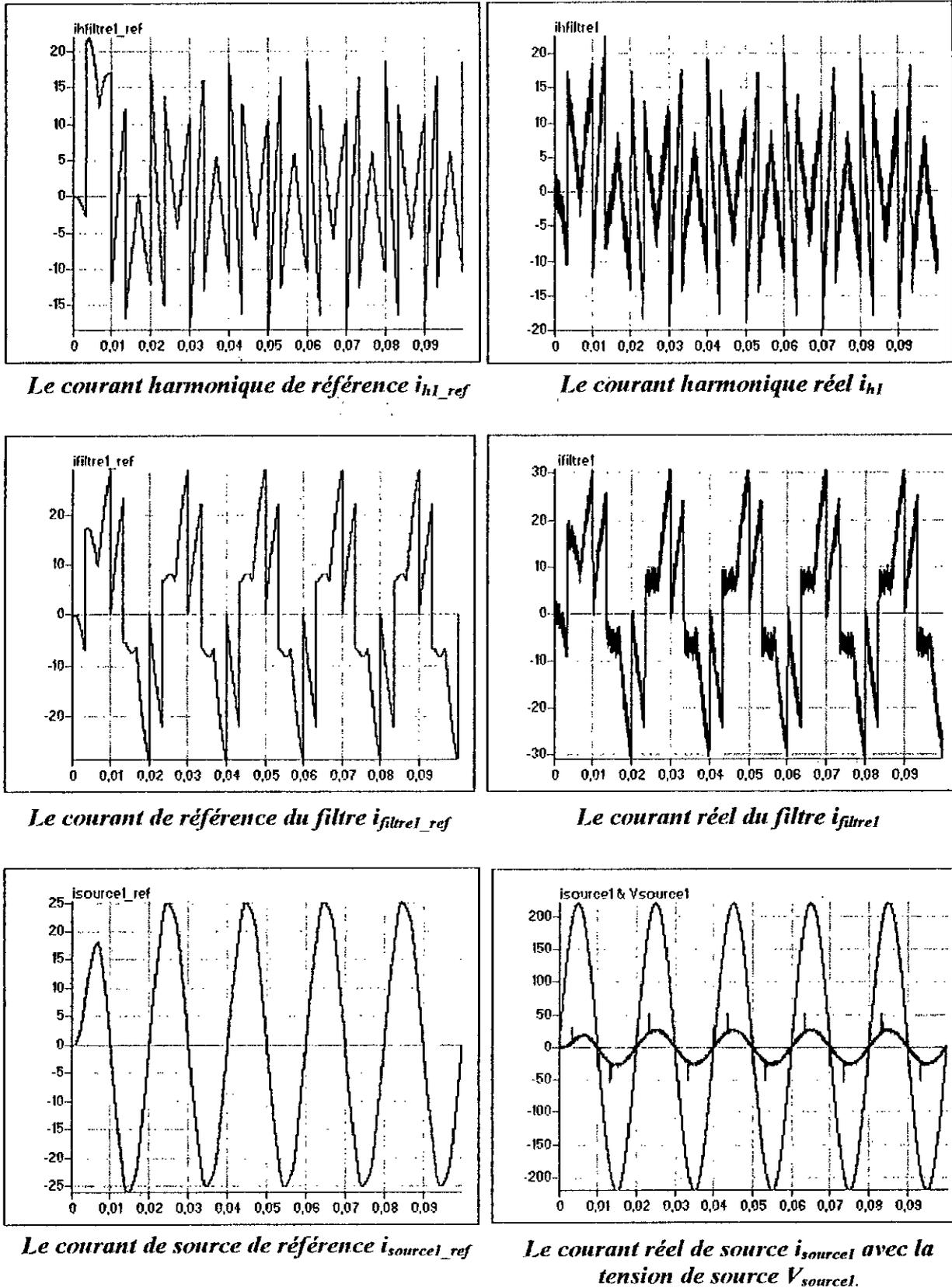


Le courant de source de référence  $i_{source1\_ref}$



Le courant réel de source  $i_{source1}$  avec la tension de source  $V_{source1}$ .

Fig. III.9.d. Les courants simulés pour la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuse ( $m=48$ ) pour un redresseur à thyristors ( $\alpha=\pi/3$ ). Première méthode (utilisant un redresseur monophasé)



Le courant harmonique de référence  $i_{h1\_ref}$

Le courant harmonique réel  $i_{h1}$

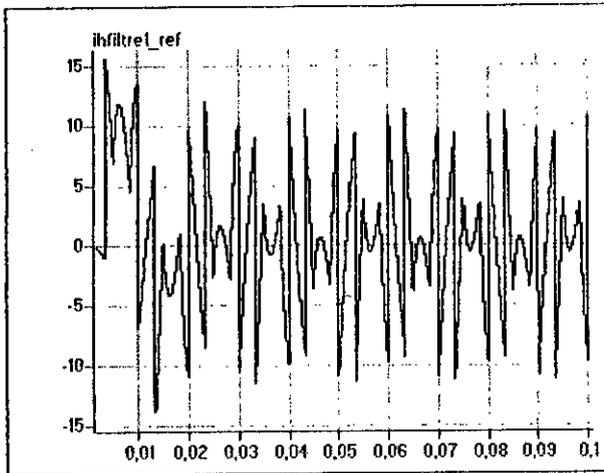
Le courant de référence du filtre  $i_{filtref\_ref}$

Le courant réel du filtre  $i_{filtref}$

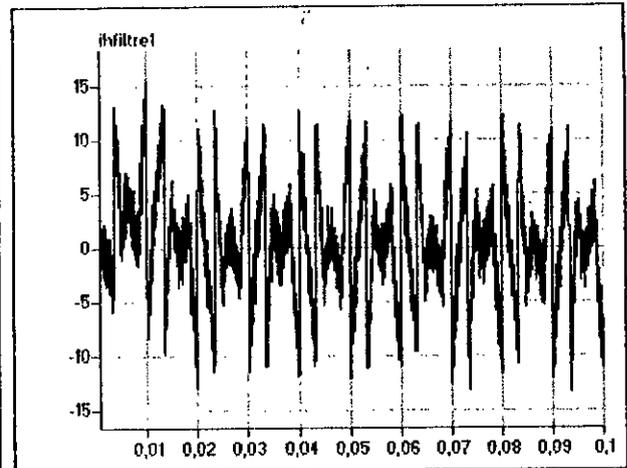
Le courant de source de référence  $i_{source\_ref}$

Le courant réel de source  $i_{source}$  avec la tension de source  $V_{source}$ .

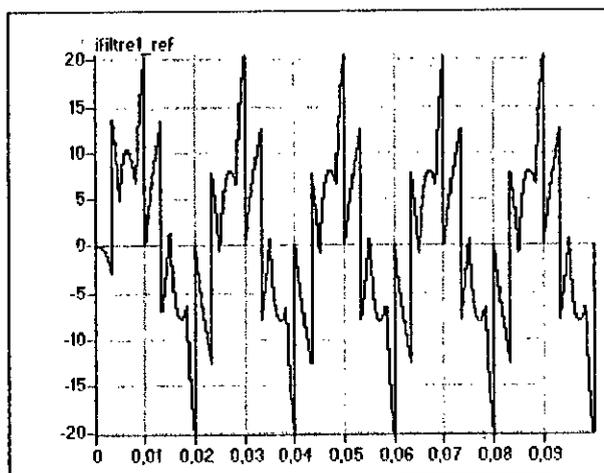
Fig.III.9.e. Les courants simulés pour la commande par hystérésis en courant à bande variable ( $h1=0,1A$  ;  $h2=0,5$ ) pour un redresseur à thyristors ( $\alpha=\pi/6$ ).  
Deuxième méthode (utilisant la transformation  $\alpha-\beta$ )



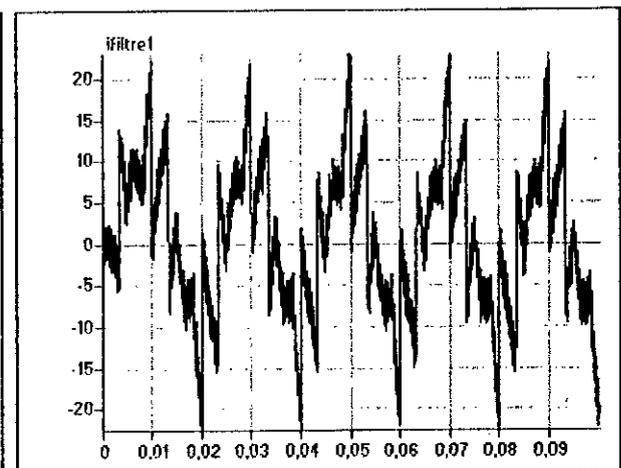
Le courant harmonique de référence  $i_{h1\_ref}$



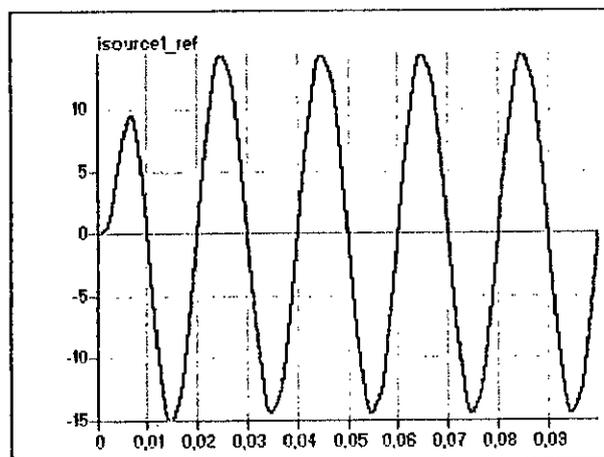
Le courant harmonique réel  $i_{h1}$



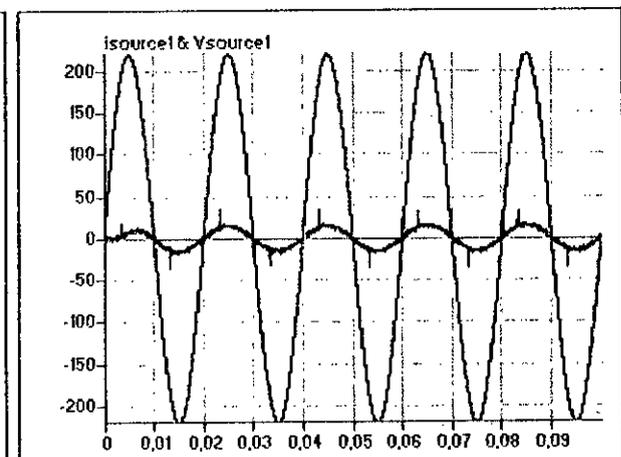
Le courant de référence du filtre  $i_{filtref\_ref}$



Le courant réel du filtre  $i_{filtref}$



Le courant de source de référence  $i_{source\_ref}$



Le courant réel de source  $i_{source}$  avec la tension de source  $V_{source}$ .

Fig.III.9.f. Les courants simulés pour la commande par hystérésis en courant à bande variable ( $h1=0,1A$  ;  $h2=0,5$ ) pour un redresseur à thyristors ( $\alpha=\pi/3$ ).  
Deuxième méthode (utilisant la transformation  $\alpha-\beta$ )

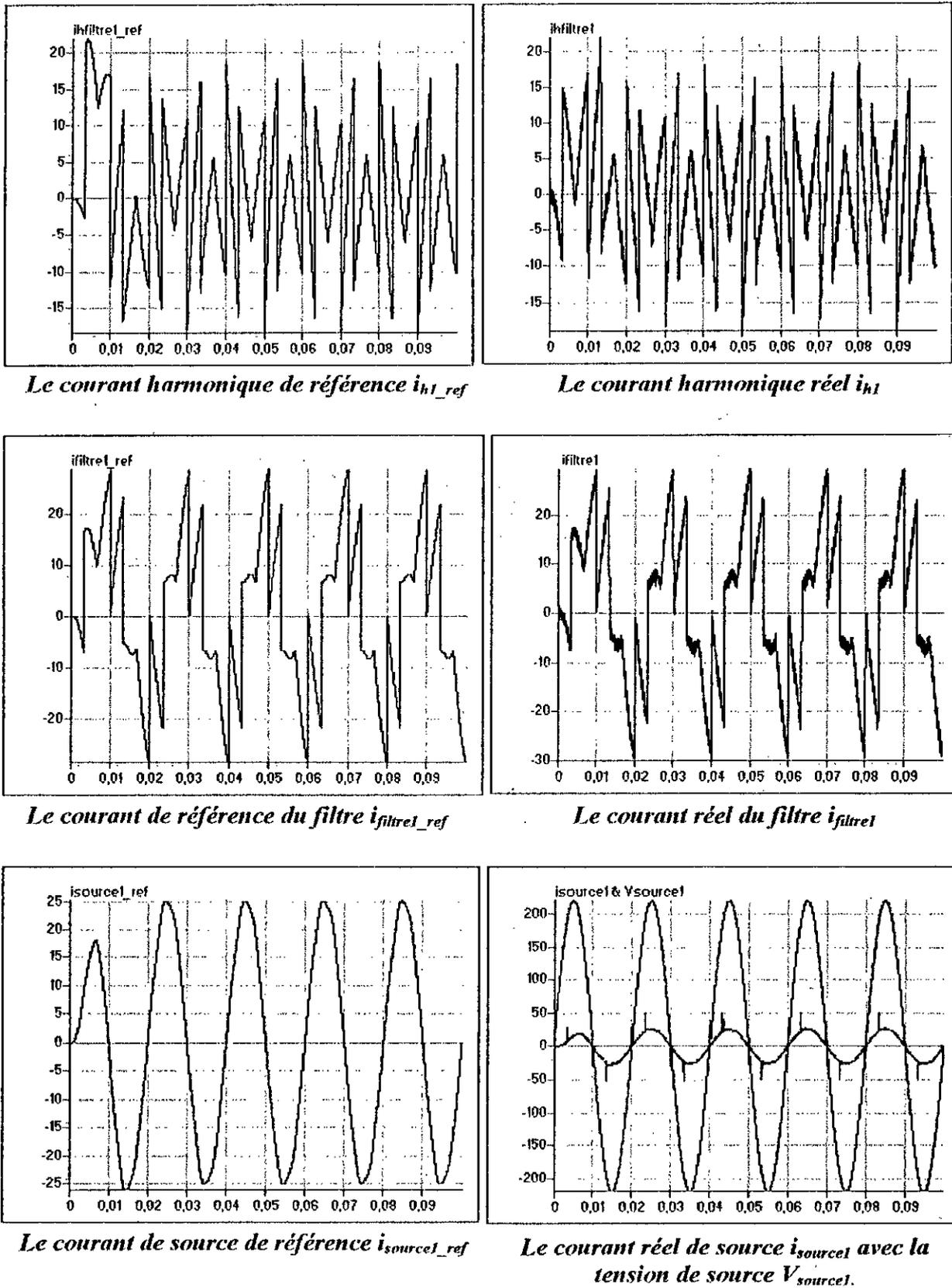
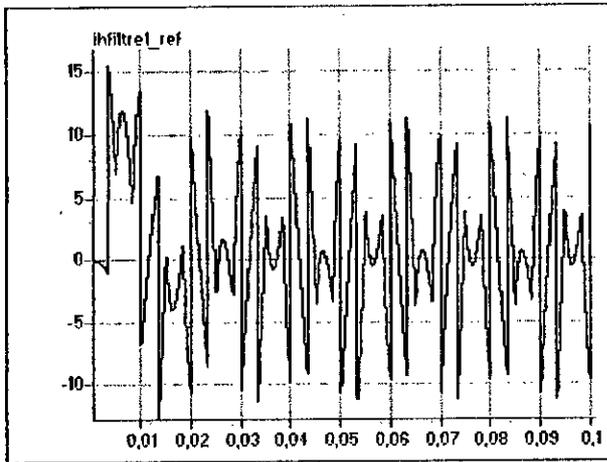
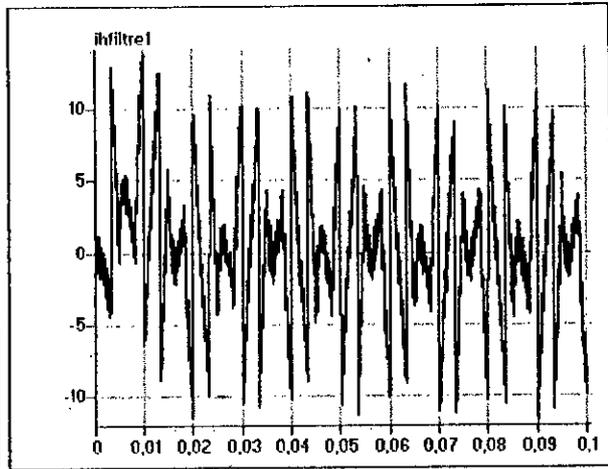


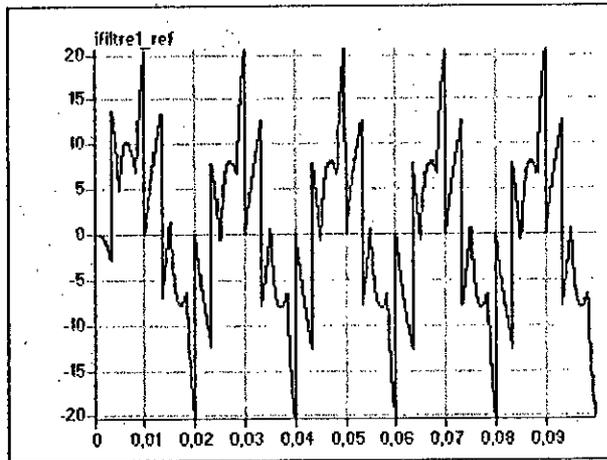
Fig. III.9.g. Les courants simulés pour la commande triangulo-sinusöidale à deux porteuse ( $m=48$ ) pour un redresseur à thyristors ( $\alpha=\pi/6$ ).  
Deuxième méthode (utilisant la transformation  $\alpha-\beta$ )



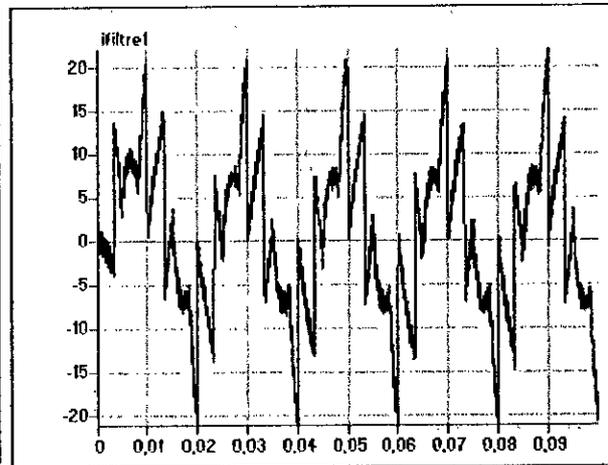
Le courant harmonique de référence  $i_{h1\_ref}$



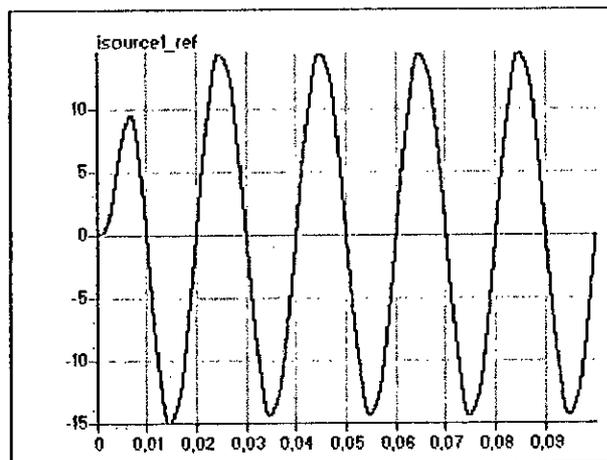
Le courant harmonique réel  $i_{h1}$



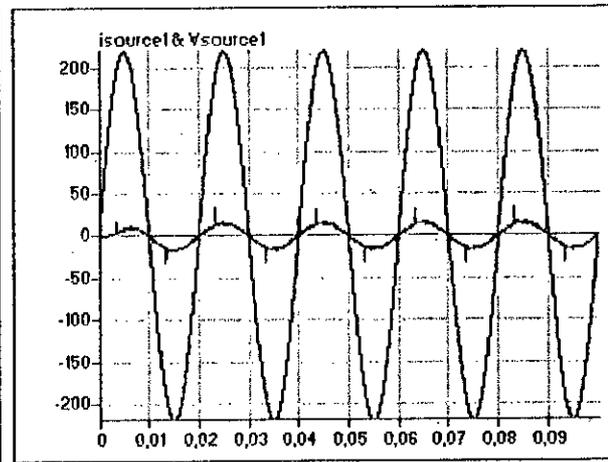
Le courant de référence du filtre  $i_{filtref\_ref}$



Le courant réel du filtre  $i_{filtref}$



Le courant de source de référence  $i_{source1\_ref}$



Le courant réel de source  $i_{source1}$  avec la tension de source  $V_{source1}$ .

Fig.III.9.h. Les courants simulés pour la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuse ( $m=48$ ) pour un redresseur à thyristors ( $\alpha=\pi/3$ ).  
Deuxième méthode (utilisant la transformation  $\alpha-\beta$ )

## Conclusion

Parmi les perturbations induites par les convertisseurs statiques de forte puissance, l'énergie réactive tient une place importante puisqu'elle dégrade le facteur de puissance et conditionne les chutes de tension en ligne. La compensation par batterie de condensateurs et convertisseurs auxiliaires s'avère peu performante pour les charges fortement fluctuantes et conduit à un surcoût non négligeable pour les équipements de forte puissance.

La solution proposée dans ce chapitre consiste à générer en plus de la composante harmonique qui sert à dépolluer le réseau, une autre composante fondamentale qui va servir à compenser la puissance réactive.

Les résultats présentés dans ce chapitre montrent la fiabilité du concept du filtre actif parallèle qui joue deux rôles :

- Compenser les harmoniques générés par la charge ;
- Compenser l'énergie réactive, donc un facteur de puissance coté réseau unitaire.

Dans ce chapitre, on a supposé les tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  égales et constantes. Dans la suite du mémoire, on étudiera les problèmes associés à ces tensions continues.

# *Chapitre IV*

## *Asservissement des tensions d'entrée du filtre actif parallèle à trois niveaux*

## Introduction :

Dans les chapitres précédents, nous avons étudié la compensation des courants harmoniques en utilisant un onduleur triphasé à trois niveaux commandé par deux stratégies de commande, la commande par hystérésis en courant à bande variable et la commande triangulo-sinusoidale à une et à deux porteuses. Nous avons également compensé l'énergie réactive demandée par la charge. Afin d'avoir un facteur de puissance unitaire coté réseau. Toutes ces études ont été faites en considérant que les tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  ( tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux ) égales et constantes. Tandis qu'en réalité ces deux tensions ne restent pas stables au cours du fonctionnement du filtre actif. Ainsi, les performances obtenues précédemment se voient dégradées.

Pour résoudre ce problème, on propose d'étudier trois solutions :

- ❖ Utilisation de capacités  $C1$  et  $C2$  de valeurs importantes, et la régulation des tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  par l'onduleur lui-même.
- ❖ Utilisation d'une batterie et l'équilibrage de ces deux tensions en utilisant un circuit appelé pont de Clamping.
- ❖ L'asservissement de ces tensions par l'onduleur lui-même avec équilibrage par le circuit de Clamping.

Pour obtenir coté réseau un faible taux d'harmoniques des courants et un facteur de puissance unitaire, nous utiliserons dans ce chapitre deux stratégies de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux, la commande par hystérésis en courant à bande variable et la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses.

Dans le cadre de ce chapitre IV, nous nous proposons :

- ❖ De compenser les courants harmoniques du réseau par un filtre actif parallèle à trois niveaux.
- ❖ De compenser l'énergie réactive à l'aide du même filtre.
- ❖ D'asservir les tensions d'entrée de l'onduleur  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  par l'une des trois méthodes citées ci-dessus.

### IV.1. Influence de l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur sur le fonctionnement du filtre actif

#### IV.1.1. La mise en évidence du problème de l'instabilité de $U_{C1}$ et $U_{C2}$

L'entrée de l'onduleur sont deux capacités de valeurs importantes. On peut modéliser le pont d'entrée de l'onduleur par le schéma présenté ci-dessous (figure IV.1):

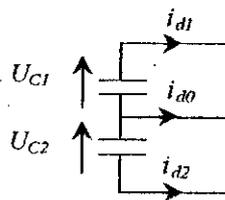


Fig.IV.1. Modèle du pont d'entrée de l'onduleur à trois niveaux.

Le système d'équations décrivant ce modèle est le suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dU_{C1}}{dt} = -\frac{1}{C_1} i_{d1} \\ \frac{dU_{C2}}{dt} = \frac{1}{C_2} i_{d2} \end{array} \right. \quad (IV.1)$$

La relation (IV.2) montre que  $i_{d0}$  ne peut être toujours nul pour un onduleur à trois niveaux. Cette relation (IV.2) décrit également qu'on peu réduire la différence entre les deux tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  en utilisant des capacités importantes.

Pour conclure, on peut dire que  $i_{d0}$  est la source du déséquilibre entre ces deux tensions[Berkouk 95].

$$i_{d0} = C \frac{d(U_{C1} - U_{C2})}{dt} \quad \text{avec} \quad C = C1 = C2. \quad (IV.2)$$

A cet effet, les tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$ , sans asservissement, demeurent toujours instables et déséquilibrées. Les figures (IV.2.\*) montrent bien l'évolution de ces tensions pour les deux types de charges non linéaires : redresseur à diodes et redresseur à thyristors.

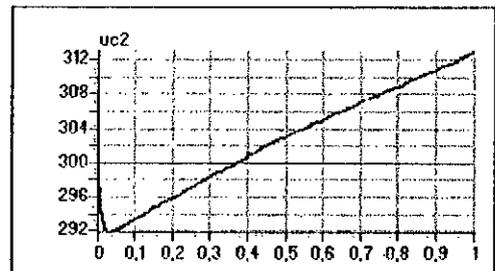
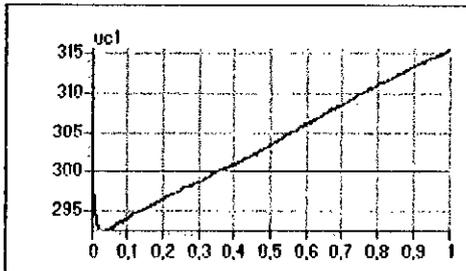


Fig.IV.2.a. les tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  dans le cas d'un redresseur à diodes.

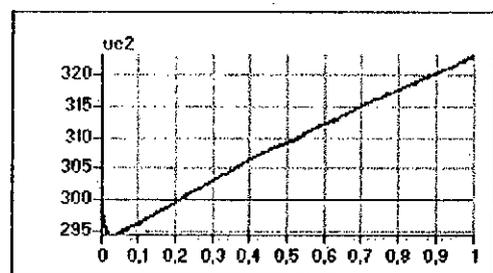
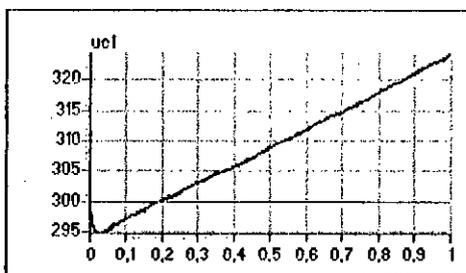


Fig.IV.2.b. les tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  dans le cas d'un redresseur à thyristors ( $\alpha=\pi/6$ ).

**Remarque :**

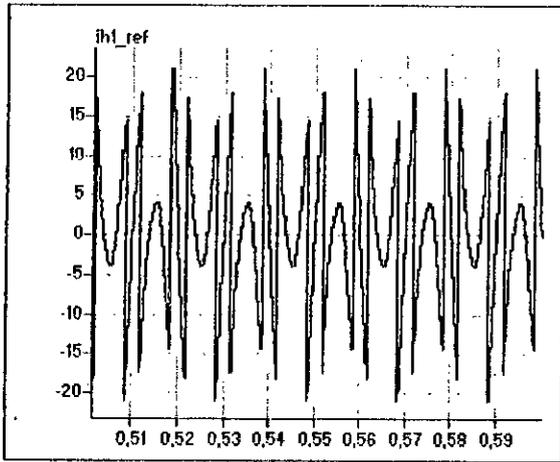
Afin d'avoir un potentiel du point milieu M plus stable ( valeur moyenne nulle de  $U_{C1}-U_{C2}$ ), il faut avoir une valeur moyenne nulle du courant  $i_{d0}$  [Berkouk 95].

**IV.1.2. Influence de l'instabilité des tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  sur le fonctionnement du filtre actif**

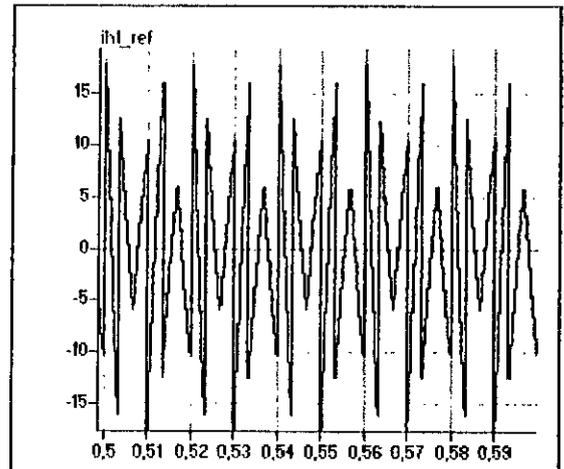
Dans les chapitres précédents, toutes les études sont faites en supposant que les tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  d'entrée de l'onduleur à trois niveaux sont idéales, c'est-à-dire, égales et constantes. Cependant, au cours du fonctionnement du filtre actif, les tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  ne demeurent pas stables et égales. Ce qui empêche les courants de l'onduleur à trois niveaux de bien suivre leurs références. Ainsi, le fonctionnement du filtre actif est perturbé, et ses performances dégradées (figures IV.3.\*).

Du fait que la commande triangulo-sinusoïdale utilise les tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  pour la génération des porteuses  $U_{P1}$  et  $U_{P2}$ , alors elle est la plus affectée par cette instabilité. Par contre, et comme la commande par hystérésis en courant est adaptative, elle n'est tellement affectée.

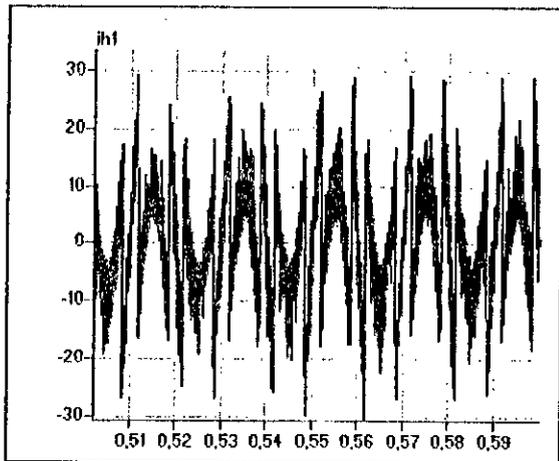
On constate que les courants réels (surtout pour la commande triangulo-sinusoïdale) ne suivent pas bien leurs références. Par conséquent, les courants du réseau sont très pollués. Les deux charges non linéaires utilisées sont : redresseur à diodes et un autre à thyristors.



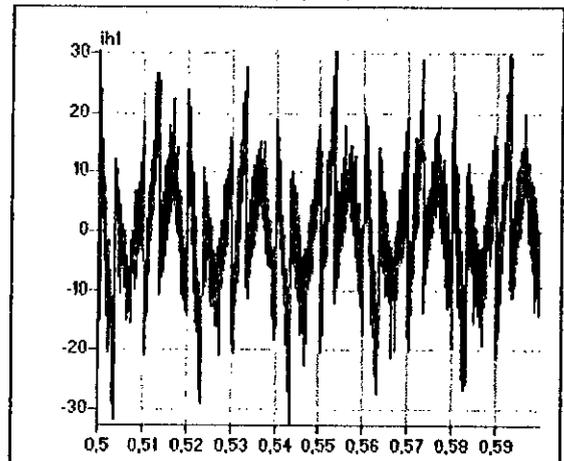
Le courant harmonique de référence  $ih1\_ref(A)$



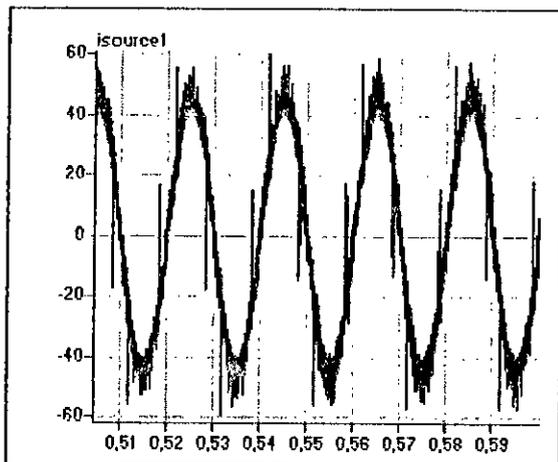
Le courant harmonique de référence  $ih1\_ref(A)$



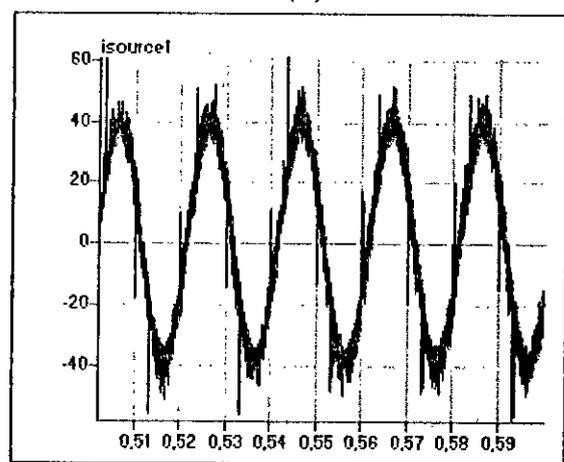
Le courant harmonique réel  $ih1(A)$



Le courant harmonique réel  $ih1(A)$



Le courant de source  $is1(A)$

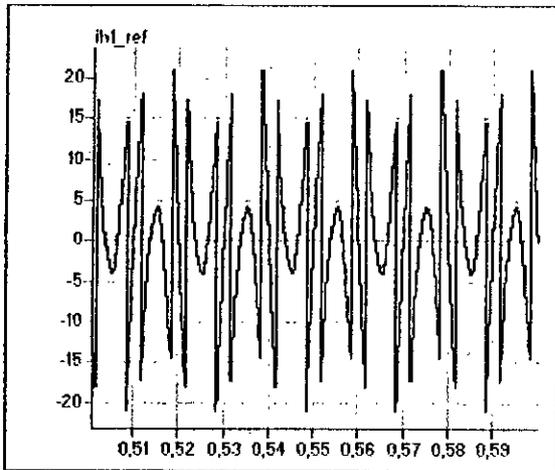


Le courant de source  $is1(A)$

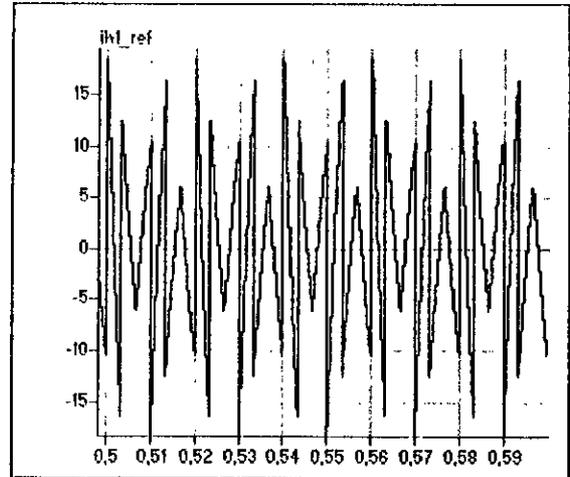
Redresseur à diodes.

Redresseur à thyristors ( $\alpha=\pi/6$ ).

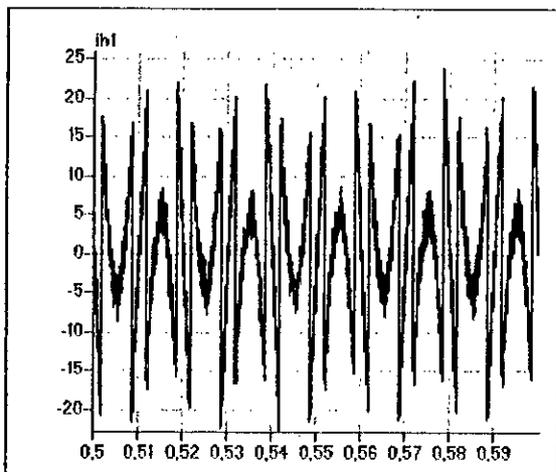
Fig.3.a. Les courants de référence et réels pour la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses( $m=48$ ).



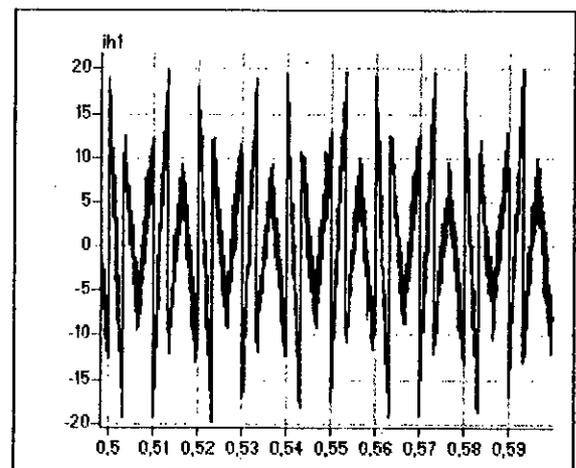
*Le courant harmonique de référence ih1\_ref(A)*



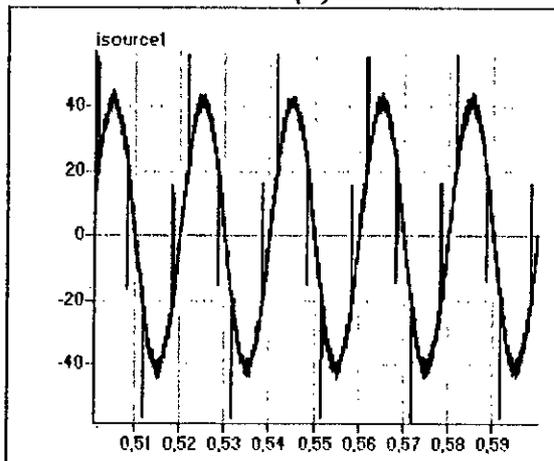
*Le courant harmonique de référence ih1\_ref(A)*



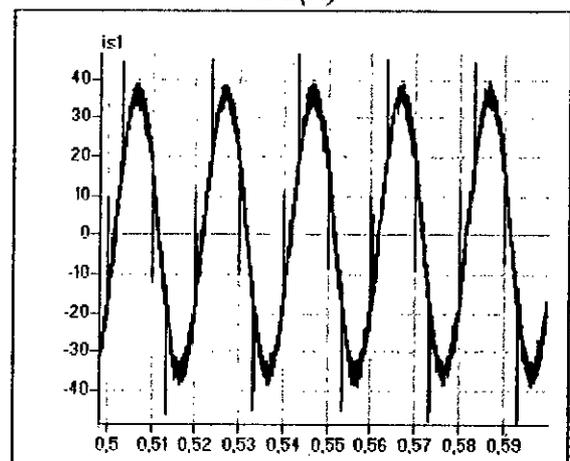
*Le courant harmonique réel ih1(A)*



*Le courant harmonique réel ih1(A)*



*Le courant de source is1(A)*



*Le courant de source is1(A)*

*Redresseur à diodes.*

*Redresseur à thyristors ( $\alpha=\pi/6$ ).*

*Fig.3.a. Les courants de référence et réels pour la commande par hystérésis en courant à bande variable ( $h1=0,1A, h2=0,5A$ ).*

## IV.2. Compensation d'énergie réactive du réseau

La recherche pour la diminution de la puissance réactive transportée dans un réseau électrique a toujours été un des problèmes majeurs des producteurs et des consommateurs de l'énergie électrique.

L'un des principaux moyens d'économie électrique est la compensation de la puissance réactive au niveau de son utilisation par installations des différentes sources de puissance réactive locales [Belkaid 92].

Afin de réduire la consommation de l'énergie réactive, le principe consiste à faire la différence entre un courant de source sinusoïdal en phase avec la tension du réseau et le courant de charge  $i_c$  afin d'obtenir le courant que doit générer le filtre actif.

## IV.3. Asservissement des tensions d'entrée $U_{C1}$ et $U_{C2}$ de l'onduleur triphasé à trois niveaux

Dans les parties précédentes, nous avons mis en évidence le problème de fluctuation du potentiel du point milieu M dû à la dérive des deux tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$ . On a montré en particulier que pour avoir un potentiel du point milieu M plus stable (valeur moyenne nulle de  $U_{C1} - U_{C2}$ ), il faut avoir une valeur moyenne nulle du courant  $i_{d0}$ .

Pour ce faire, il faut choisir un algorithme de commande de l'onduleur à trois niveaux permettant d'asservir ces deux tensions d'entrée. Nous proposons d'étudier dans ce chapitre trois méthodes (algorithmes) permettant de réaliser cet objectif.

### IV.3.1. Méthode (1) : Asservissement des tensions $U_{C1}$ et $U_{C2}$ par l'onduleur lui-même

Cet algorithme est basé sur le principe de la conservation de la puissance instantanée entre le réseau, la charge non linéaire et le filtre actif.

Le côté continu de l'onduleur triphasé à trois niveaux peut être modélisé par le pont présenté ci-dessous (figure IV.4). La tension  $U_C$  et le courant  $I_{red}$  sont données par le système (IV.3).

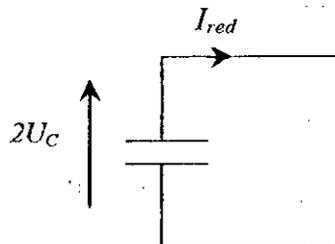


Fig. IV.4. Le pont d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

tel que :

$$U_C = \frac{U_{C1} + U_{C2}}{2} \quad \text{avec} \quad I_{red} = \frac{i_{d1} - i_{d2}}{2} \quad (IV.3)$$

#### IV.3.1.1. Modèle de la boucle de tension :

La boucle de tension impose la valeur du courant redressé de référence correspondant à la puissance que doit échanger le filtre actif avec le réseau. Pour modéliser cette boucle de tension, on utilise le principe de la conservation de la puissance instantanée, et on néglige les pertes dans l'onduleur.

Le système (IV.4) exprime les puissances d'entrée  $P_e$  et de sortie  $P_s$  de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

$$\begin{cases} P_e = (U_{C1} i_{d1} - U_{C2} i_{d2}) = 2U_C I_{red} \\ P_s = V_{A'} i_{f1} + V_{B'} i_{f2} + V_{C'} i_{f3} \end{cases} \quad (IV.4)$$

telle que :

$(V_{A'}, V_{B'}, V_{C'})$  et  $(i_{f1}, i_{f2}, i_{f3})$  sont les tensions et courants du filtre actif.

En négligeant les pertes dans l'onduleur, on obtient :

$$P_e = P_s = 2U_C I_{red} \quad (IV.5)$$

La puissance instantanée de la charge polluante est donnée par :

$$P_{charge} = V_A i_{C1} + V_b i_{C2} + V_C i_{C3} \quad (IV.6)$$

Puisque la puissance instantanée d'un système triphasé (courants et tensions sinusoïdaux) est égale à la puissance active (puissance fluctuante nulle), la puissance instantanée du réseau s'écrit alors :

$$\begin{aligned} P_{réseau} &= V_{rés1} i_{rés1} + V_{rés2} i_{rés2} + V_{rés3} i_{rés3} \\ &= 3V_{rés\_eff} I_{rés\_eff} \cos \varphi_{rés} \end{aligned} \quad (IV.7)$$

La conservation de la puissance entre le réseau, la charge polluante et le filtre actif donne :

$$P_{réseau} = P_{charge} + P_e \quad (IV.8)$$

d'où :

$$I_{rés\_eff} = \frac{P_e + P_{charge}}{3V_{rés\_eff}} \quad (IV.9)$$

**Remarque :** Dans cette méthode, on asservit la valeur moyenne  $U_C$  des tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  ( $U_C = \frac{U_{C1} + U_{C2}}{2}$ ) tout en se basant sur l'hypothèse que  $(U_{C1} - U_{C2})$  est pratiquement nulle.

Afin de mettre en œuvre une commande numérique pour le filtre actif parallèle, on a opté pour l'asservissement de la tension  $U_C$  un régulateur échantillonné. Les différents régulateurs standards peuvent être utilisés ( P, PI, IP et RST ), nous utiliserons un régulateur IP pour la boucle de tension.

#### IV.3.1.2. Dimensionnement du régulateur de tension

Le modèle équivalent de la boucle de tension est présenté à la figure(IV.5). La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par l'équation ci-dessous :

$$\frac{U_C}{U_{C\_ref}} = \frac{k_{pv} k_{iv} T_v z}{C z^2 + (k_{pv} T_v + k_{pv} k_{iv} T_v) z + C - k_{pv} T_v} \quad (IV.10)$$

où  $k_{pv}$  et  $k_{iv}$  sont deux paramètres du régulateur à déterminer.  $T_v$  est la période d'échantillonnage de la tension  $U_C$  ( $T_v = 0.02$  s).

Les paramètres  $k_{pv}$  et  $k_{iv}$  du régulateur sont calculés afin d'avoir un système équivalent en boucle fermée du second ordre avec une pulsation propre  $\omega_{nv}$  telle que  $\omega_{nv} \cdot T_v = 1$  et un amortissement  $\xi$  unitaire [Berkouk 95].

La fonction de transfert en boucle fermée d'un système du second ordre a la forme suivante :

$$FTBF = \frac{\omega_{nv} z e^{-\xi \omega_{nv} T_v} \sin(\omega_{nv} T_v \sqrt{1-\xi^2})}{\sqrt{1-\xi^2} z^2 - 2 z e^{-\xi \omega_{nv} T_v} \cos(\omega_{nv} T_v \sqrt{1-\xi^2}) + e^{-2\xi \omega_{nv} T_v}} \quad (IV.11)$$

pour :  $\omega_{nv} \cdot T_v = 1$  et  $\xi = 1$  la fonction de transfert devient :

$$FTBF = \frac{1}{T_v} \frac{z e^{-1}}{z^2 - 2 z e^{-1} + e^{-2}} \quad (IV.12)$$

Par identification avec la fonction de transfert de notre système, nous trouvons :

$$k_{iv} = 0.462 \quad \text{et} \quad k_{pv} = 0.8647 [A/V].$$

L'algorithme d'asservissement de la tension  $U_C$  et de la compensation des courants harmoniques de la charge polluante est montré à la figure(IV.6).

IV.3.1.3. Compensation d'énergie réactive du réseau

Le principe consiste à faire la différence entre un courant de source sinusoïdal en phase avec la tension du réseau et le courant de charge  $i_C$  afin d'obtenir le courant que doit générer le filtre actif. A cet effet, la compensation d'énergie réactive peut être incluse dans l'algorithme précédent (figure IV.6) en imposant la phase du courant du réseau de référence à zéro ( $\varphi_{res}=0$ ).

Ainsi, l'algorithme global déterminant le courant de référence du filtre actif devient comme le montre la figure(IV.7).

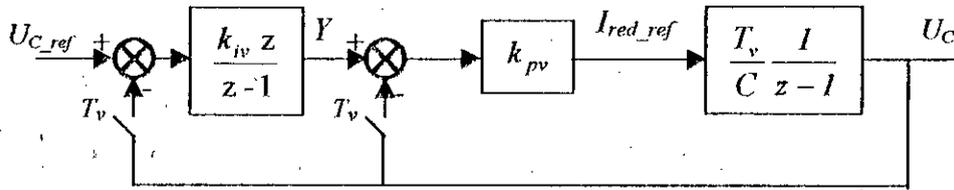


Fig.IV.5. Modèle équivalent de la boucle de tension.

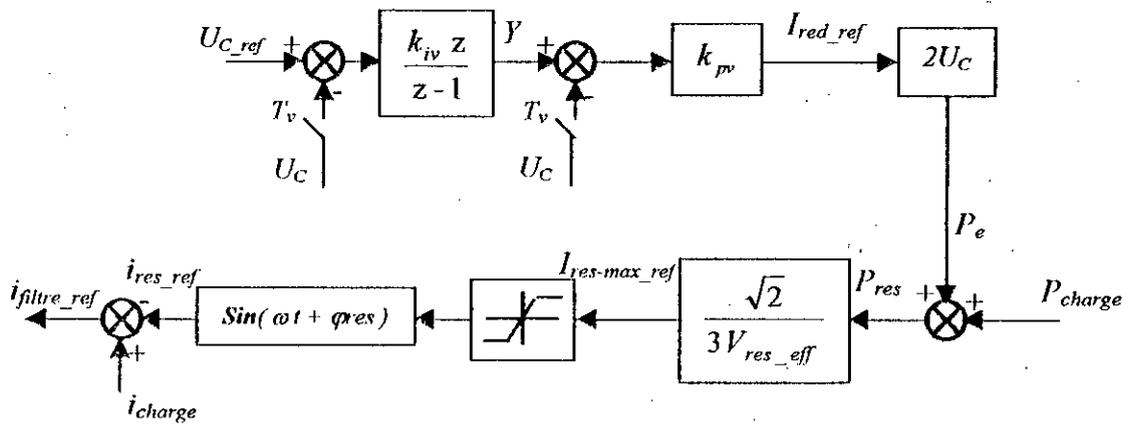


Fig.IV.6. Algorithme d'asservissement de la tension  $U_C$  et compensation des courants harmoniques.

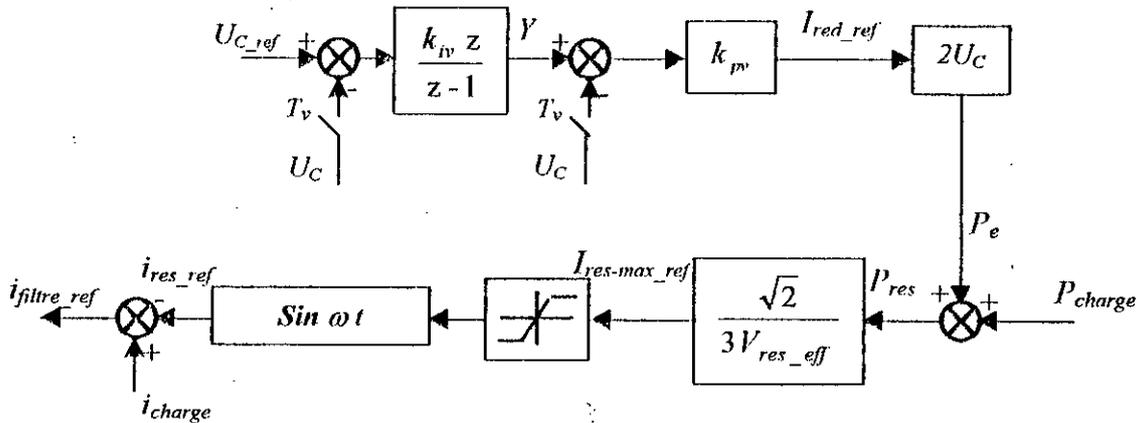


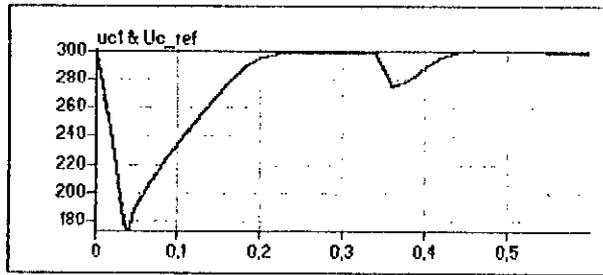
Fig.IV.7. Algorithme global réalisant : l'asservissement de la tension  $U_C$ , l'élimination des courants harmoniques et la compensation d'énergie.

### Interprétations et résultats de simulation :

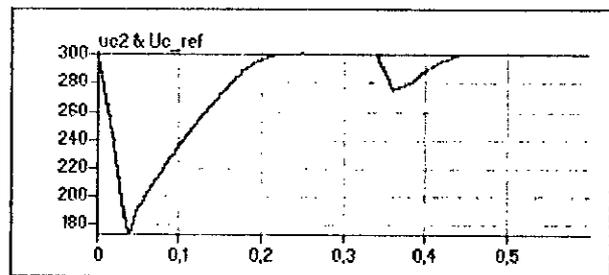
Les figures(IV.8.\*) montrent les formes des tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$ , le courant  $i_{d0}$  d'entrée de l'onduleur, les formes des courants simulés de la phase une du système triphasé, les courants de référence  $i_{h1\_ref}$ ,  $i_{filtref\_ref}$  et  $i_{source1\_ref}$  et les courants réels  $i_{h1}$ ,  $i_{filtref}$  et  $i_{source1}$ . L'onduleur est commandé par les deux stratégies de commande, commande par hystérésis en courant à bande variable ( $h1=0.1A$ ;  $h2=0.5A$ ), et la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses avec ( $m=48$ ). Les deux charges non linéaires utilisées sont : redresseur à diodes et un autre à thyristors.

Ces figures montrent bien les performances de l'asservissement des tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux : les tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  suivent bien la tension de référence  $U_{C\_ref}$  et la différence  $|U_{C1} - U_{C2}|$  est inférieure à  $2V$  au régime permanent mais pas nulle, ce qui traduit le déséquilibre existant entre  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$ . Les courants  $i_{filtref}$  et  $i_{source1}$  suivent bien leurs références pour les deux stratégies de commande de l'onduleur avec certains piques observées au niveau des courants de source dus à la présence de ( $L_f di/dt$ ).

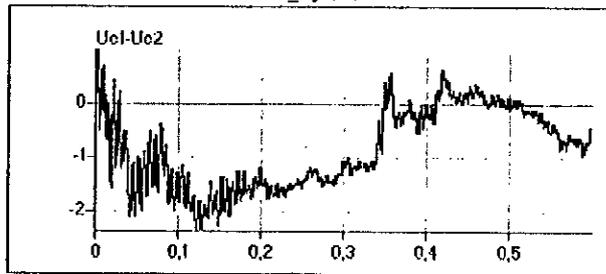
On constate aussi que le courant du réseau triphasé est pratiquement sinusoïdal et en phase avec la tension  $V_{source1}$ , d'où la compensation d'énergie réactive du réseau.



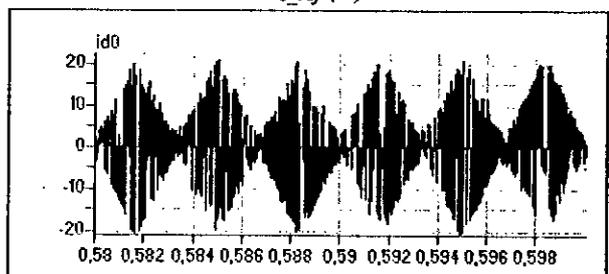
La tension  $U_{C1}$  et tension de référence  $U_{C\_ref}$  (V)



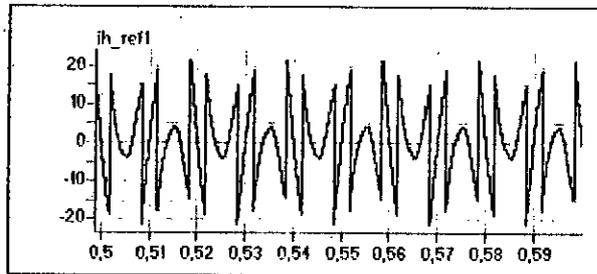
La tension  $U_{C2}$  et tension de référence  $U_{C\_ref}$  (V)



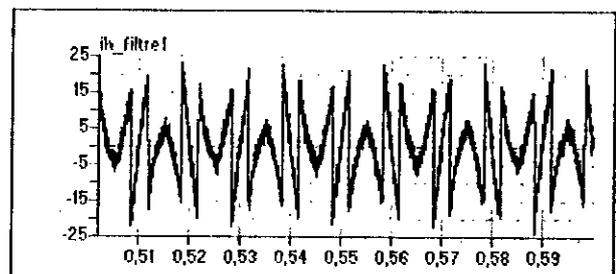
La différence  $(U_{C1} - U_{C2})$  (V)



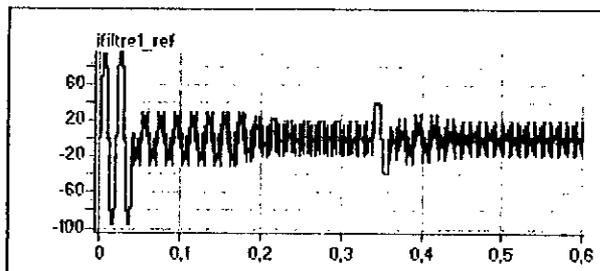
Le courant  $i_{d0}$  (A)



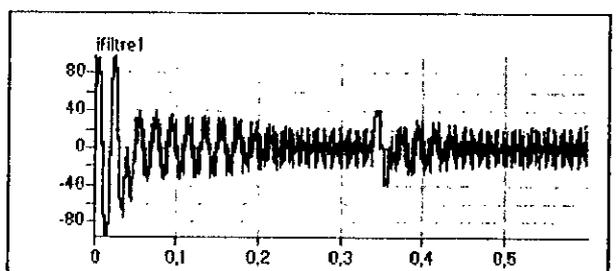
Le courant harmonique de référence  $i_{h1\_ref}$  (A)



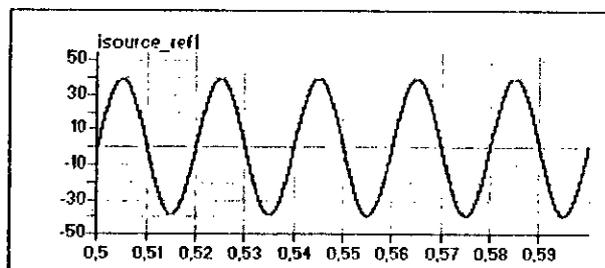
Le courant harmonique du filtre  $i_{h1}$  (A)



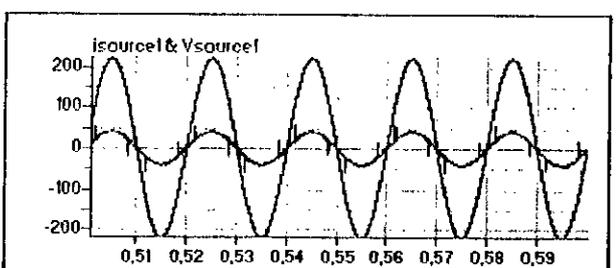
Le courant de référence du filtre  $i_{filtref}$  (A)



Le courant réel du filtre  $i_{filtreal}$  (A)

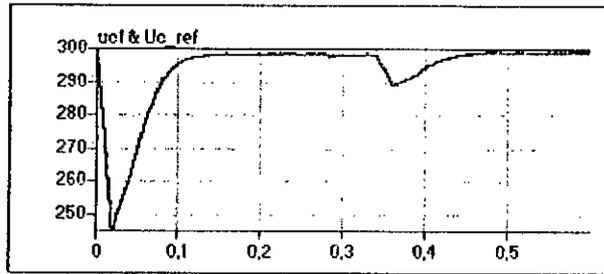


Le courant de source de référence  $i_{source\_ref}$  (A)

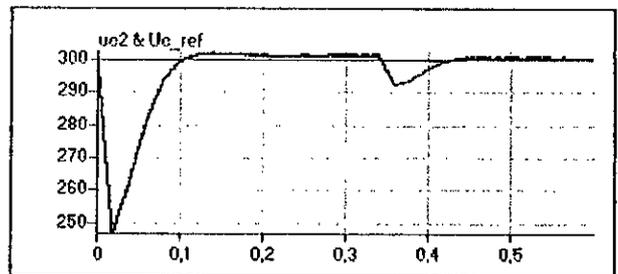


Le courant de source réel  $i_{source1}$  (A) avec la tension de source  $V_{source1}$  (V)

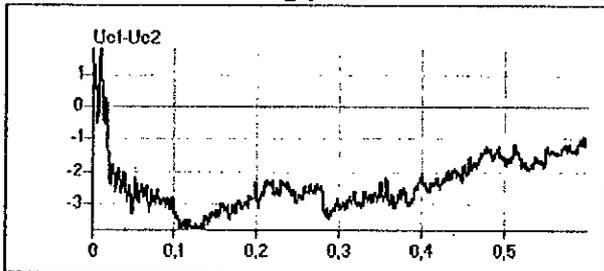
Fig.IV.8.a. Les grandeurs simulées pour la commande par hystérésis en courant à bande variable ( $h1=0.1A$ ;  $h2=0.5A$ ) dans le cas d'un redresseur à diodes.



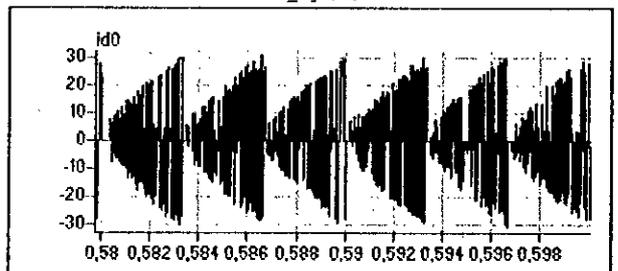
La tension  $U_{C1}$  et tension de référence  $U_{C\_ref}$  (V)



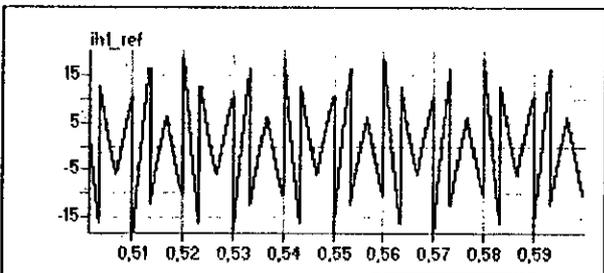
La tension  $U_{C2}$  et tension de référence  $U_{C\_ref}$  (V)



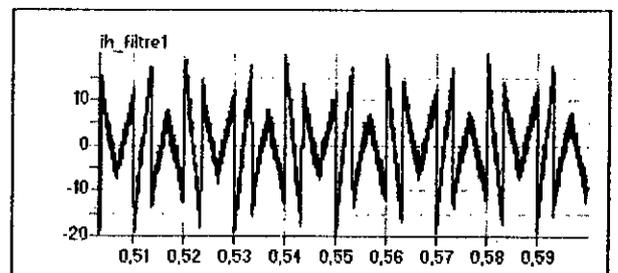
La différence ( $U_{C1} - U_{C2}$ ) (V)



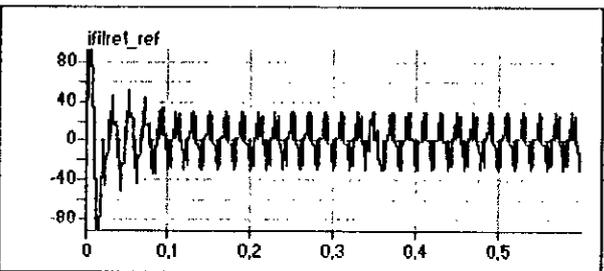
Le courant  $i_{d0}$  (A)



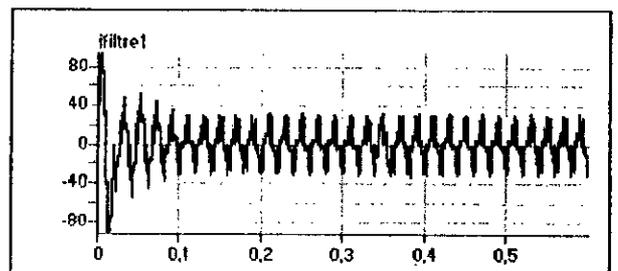
Le courant harmonique de référence  $i_{h1\_ref}$  (A)



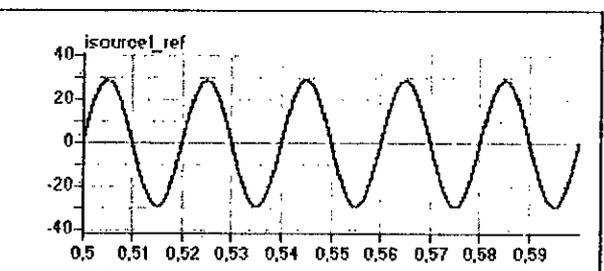
Le courant harmonique du filtre  $i_{h1}$  (A)



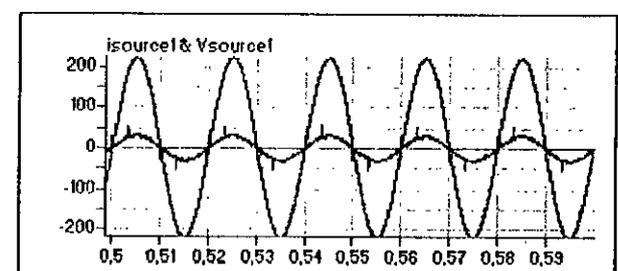
Le courant de référence du filtre  $i_{filtre1\_ref}$  (A)



Le courant réel du filtre  $i_{filtre1}$  (A)

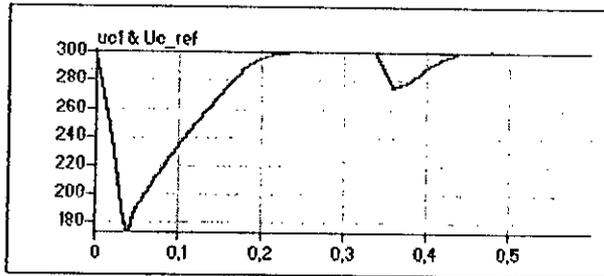


Le courant de source de référence  $i_{source1\_ref}$  (A)

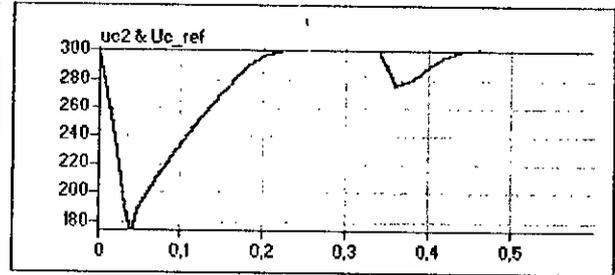


Le courant de source réel  $i_{source1}$  (A) avec la tension de source  $V_{source1}$  (V)

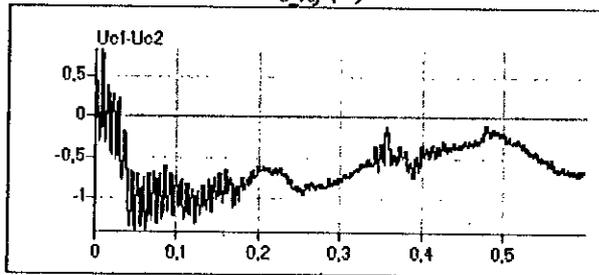
Fig.IV.8.b. Les grandeurs simulées pour la commande par hystérésis en courant à bande variable ( $h1=0.1A; h2=0.5A$ ) dans le cas d'un redresseur à thyristors ( $\alpha=\pi/6$ ).



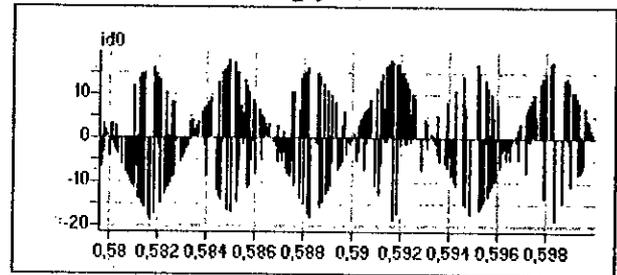
La tension  $U_{C1}$  et tension de référence  $U_{C\_ref}$  (V)



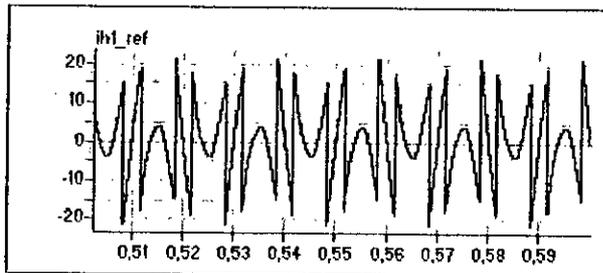
La tension  $U_{C2}$  et tension de référence  $U_{C\_ref}$  (V)



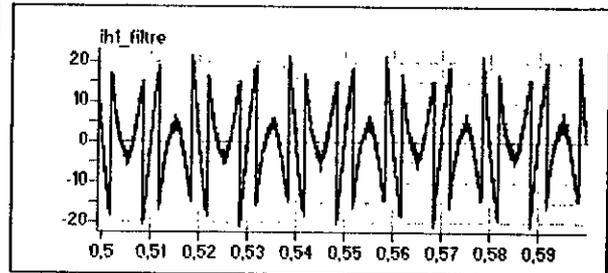
La différence ( $U_{C1} - U_{C2}$ ) (V)



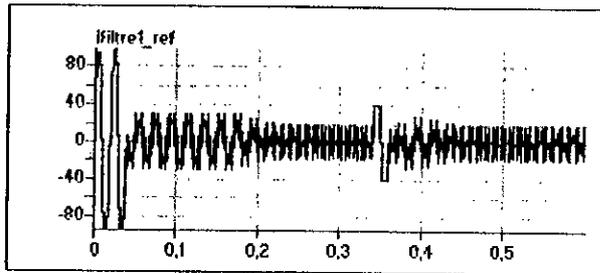
Le courant  $i_{d0}$  (A)



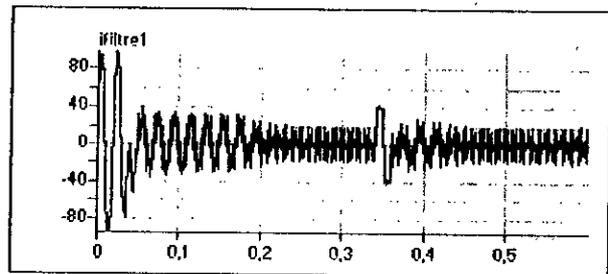
Le courant harmonique de référence  $i_{h1\_ref}$  (A)



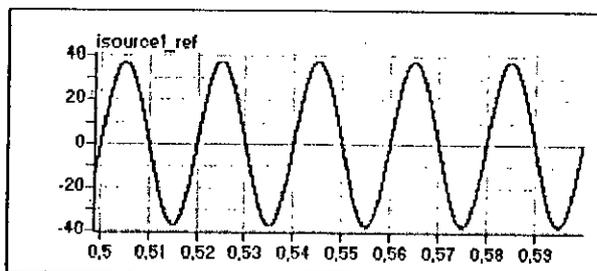
Le courant harmonique du filtre  $i_{h1}$  (A)



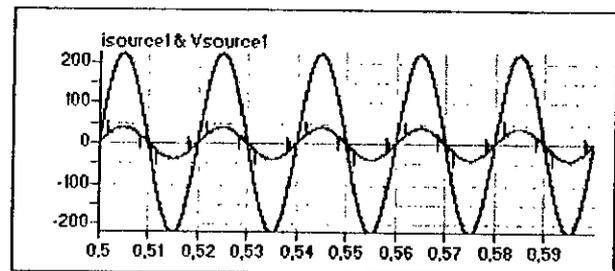
Le courant de référence du filtre  $i_{filtre1\_ref}$  (A)



Le courant réel du filtre  $i_{filtre1}$  (A)

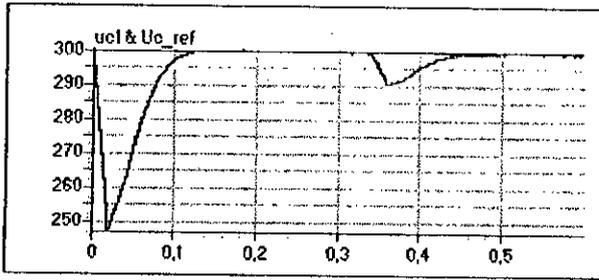


Le courant de source de référence  $i_{source1\_ref}$  (A)

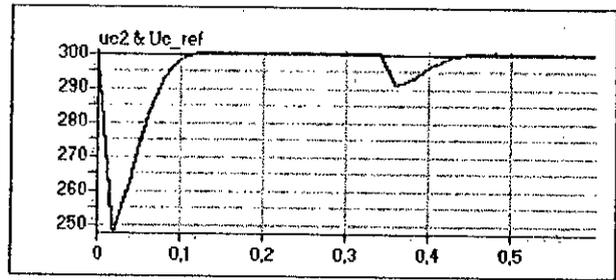


Le courant de source réel  $i_{source1}$  (A) avec la tension de source  $V_{source1}$  (V)

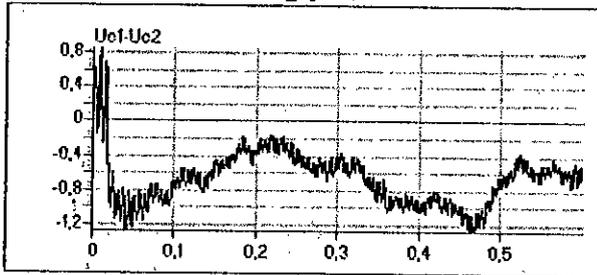
Fig.IV.8.c. Les grandeurs simulées pour la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses ( $m=48$ ) dans le cas d'un redresseur à diodes.



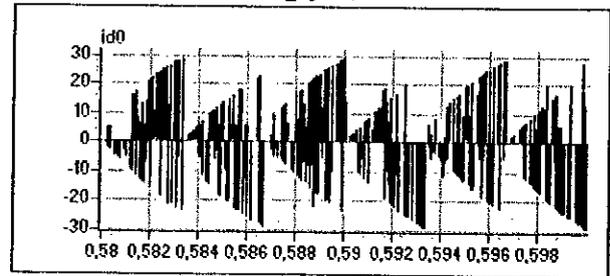
La tension  $U_{c1}$  et tension de référence  $U_{c\_ref}$  (V)



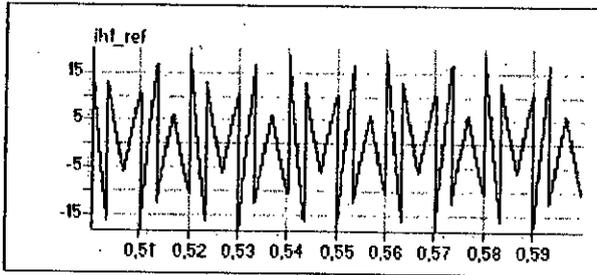
La tension  $U_{c2}$  et tension de référence  $U_{c\_ref}$  (V)



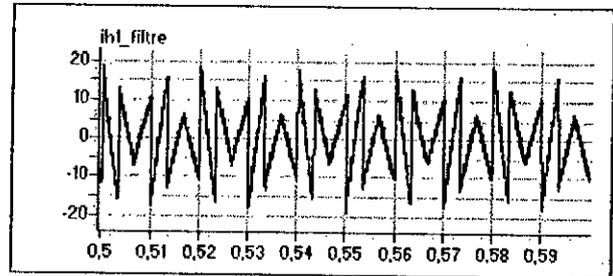
La différence ( $U_{c1} - U_{c2}$ ) (V)



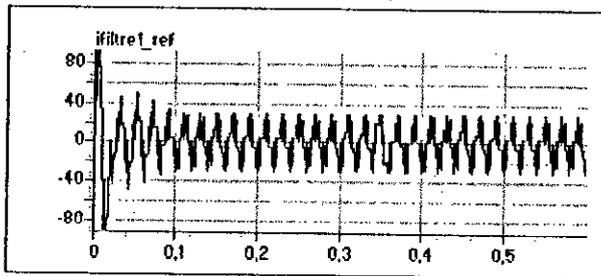
Le courant  $i_{d0}$  (A)



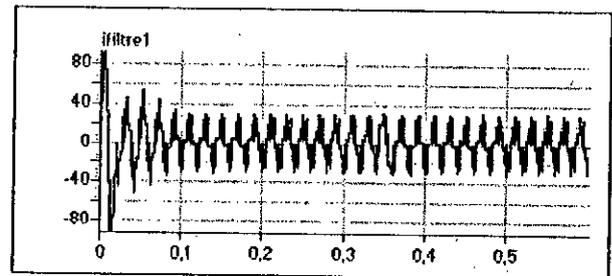
Le courant harmonique de référence  $i_{h1\_ref}$  (A)



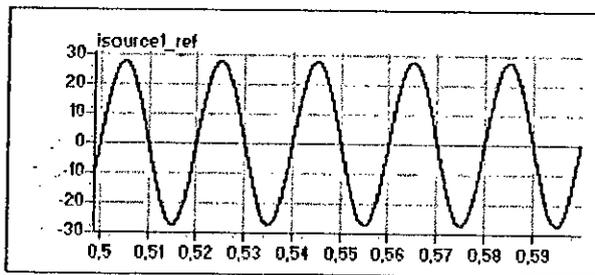
Le courant harmonique du filtre  $i_{h1}$  (A)



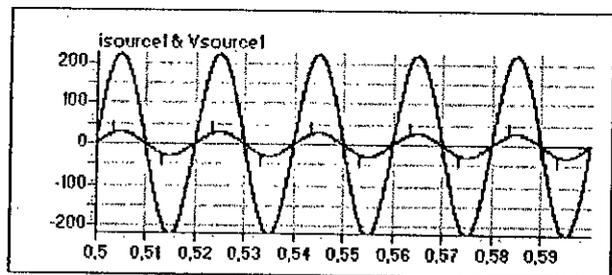
Le courant de référence du filtre  $i_{filtre1\_ref}$  (A)



Le courant réel du filtre  $i_{filtre1}$  (A)



Le courant de source de référence  $i_{source1\_ref}$  (A)



Le courant de source réel  $i_{source1}$  (A) avec la tension de source  $V_{source1}$  (V)

Fig.IV.8.d. Les grandeurs simulées pour la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses ( $m=48$ ) dans le cas d'un redresseur à thyristors ( $\alpha=\pi/6$ ).

### IV.3.2. Méthode (2) : Utilisation d'une batterie et équilibrage par le circuit de Clamping

Cette méthode consiste à alimenter l'onduleur triphasé à trois niveaux par une batterie de valeur ( $E=600V$ ) constante et stable quelle que soit la charge de l'onduleur (figure. IV.9). Avec seulement cette batterie, la valeur moyenne entre les deux tensions d'entrée  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  reste constante et égale à  $300V$ , mais  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  demeurent déséquilibrées c'est à dire l'écart entre eux ( $U_{C1} - U_{C2}$ ) n'est pas nul, et augmente au fur et à mesure que le système fonctionne (figure.IV.10). Pour résoudre ce problème de déséquilibre entre  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$ , on propose d'utiliser un circuit appelé circuit de Clamping (figure.IV.11) afin de limiter ces deux tensions à  $300V$ .

Après l'addition de ce circuit d'équilibrage ( circuit de Clamping ), l'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux peut être modélisée par le modèle présenté dans la figure(IV.12).

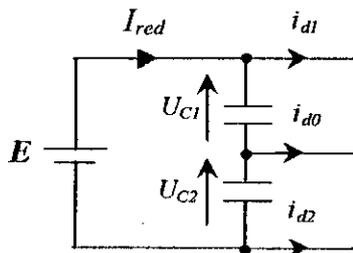


Fig.IV.9. l'entrée de l'onduleur à trois niveaux alimenté par une batterie.

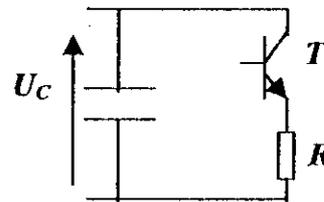


Fig.IV.11. Circuit de Clamping.

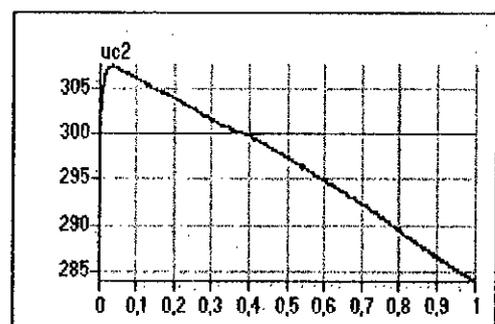
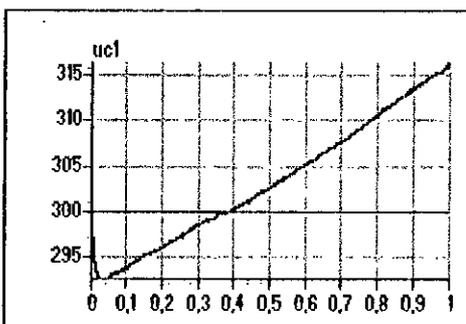


Fig.IV.10. les tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  sans équilibrage.

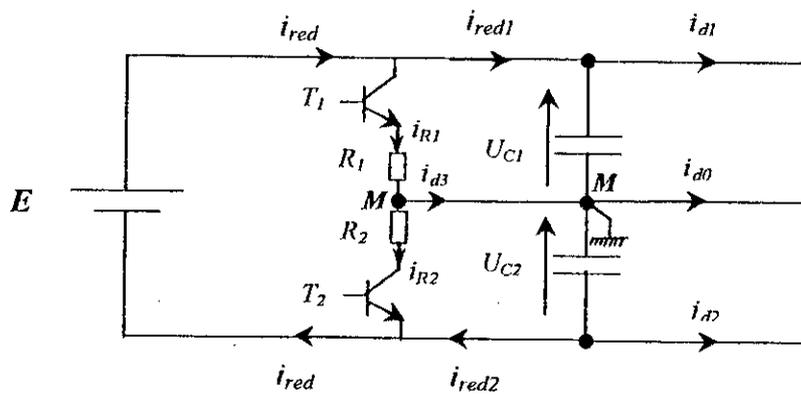


Fig.IV.12. Modèle de l'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux avec pont d'équilibrage.

Les équations décrivant ce modèle sont données par la suite :

$$\begin{cases} C \frac{dU_{C1}}{dt} = i_{red1} - i_{d1} \\ C \frac{dU_{C2}}{dt} = i_{red2} + i_{d2} \end{cases} \quad \text{avec} \quad U_{C2} = E - U_{C1} \quad (IV.13)$$

$$\Rightarrow 2C \frac{dU_{C1}}{dt} = (i_{red1} - i_{red2}) - (i_{d1} - i_{d2}) \quad (IV.14)$$

sachant que :

$$\begin{cases} i_{red1} = i_{red} - i_{R1} \\ i_{red2} = i_{red} - i_{R2} \end{cases} \Rightarrow i_{red1} - i_{red2} = i_{R2} - i_{R1} \quad (IV.15)$$

$$\Rightarrow 2C \frac{dU_{C1}}{dt} = (i_{R2} - i_{R1}) - (i_{d1} - i_{d2}) \quad (IV.16)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \frac{dU_{C1}}{dt} = \frac{1}{2C} [(i_{R2} - i_{R1}) - (i_{d1} - i_{d2})] \\ U_{C2} = E - U_{C1} \end{cases} \quad (IV.17)$$

Les transistors  $T_1$  et  $T_2$  du pont de *Clamping* sont commandés par hystérésis, tel que :

$$\begin{cases} \text{Si } (U_{C1} - U_{C2} > 0) \text{ alors } (T_1 \text{ est fermé}) \text{ si non } (T_1 \text{ est ouvert}) \\ \text{Si } (U_{C1} - U_{C2} < 0) \text{ alors } (T_2 \text{ est fermé}) \text{ si non } (T_2 \text{ est ouvert}) \end{cases} \quad (IV.18)$$

et par conséquent :

$$\begin{cases} \text{si } (T_1 \text{ est fermé}) \text{ alors } i_{R1} = \frac{U_{C1}}{R_1} & \text{si non } i_{R1} = 0 \\ \text{si } (T_2 \text{ est fermé}) \text{ alors } i_{R2} = \frac{U_{C2}}{R_2} & \text{si non } i_{R2} = 0 \end{cases} \quad (IV.19)$$

Avec :  $\Delta U_C = U_{C1} - U_{C2}$  et  $i_{d0} = \frac{1}{C} \frac{d(U_{C1} - U_{C2})}{dt}$  avec  $C = C1 = C2$

Dans cette méthode la compensation d'énergie réactive et des courants harmoniques de la charge polluante sont faites selon l'algorithme présenté à la figure(IV.13).

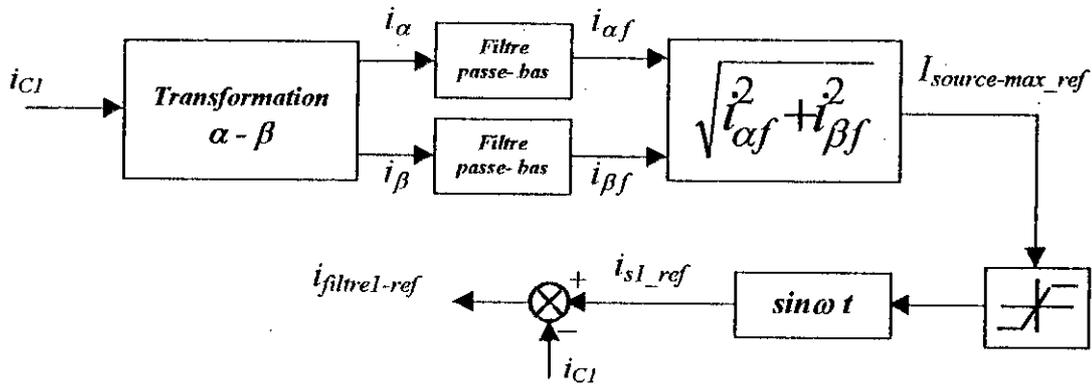


Fig.IV.13. Algorithme de compensation d'énergie réactive et des courants harmoniques.

Les deux filtres passe-bas utilisés dans cet algorithme sont les mêmes que ceux utilisés dans le chapitre III.

Les résistances  $R_1$  et  $R_2$  sont choisies afin d'avoir des courants  $i_{R1}$  et  $i_{R2}$  aux alentours de  $i_{d1}$  et  $i_{d2}$ . Mais, ce choix est soumis à des contraintes comme : le courant maximal des transistors  $T_1$  et  $T_2$ , les pertes Joules supportées par le pont d'entrée de l'onduleur à trois niveaux. Les valeurs choisies sont :

$$R_1 = R_2 = 15 \Omega$$

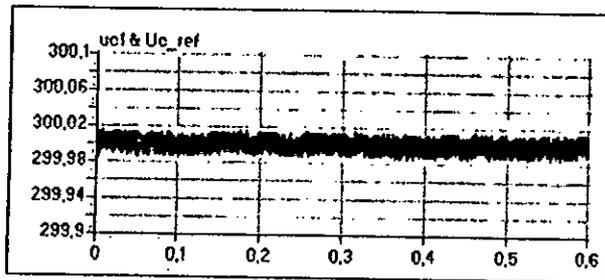
### **Interprétations et résultats de simulation :**

Les figures (Iv.14.\*) montrent les tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$ , le courant  $i_{d0}$  et les courants de références  $i_{hl\_ref}$ ,  $i_{filtre1}$ ,  $i_{st\_ref}$  ainsi que les courants réels correspondants. Le courant de source est présenté avec sa tension afin de vérifier la compensation d'énergie réactive. Ces simulations sont réalisées pour les deux stratégies de commande, par hystérésis en courant à bande variable et triangulo-sinusoidale à deux porteuses ( $m=48$ ). La charge non linéaire est un pont redresseur à diodes et un autre à thyristors débitant sur une charge RL.

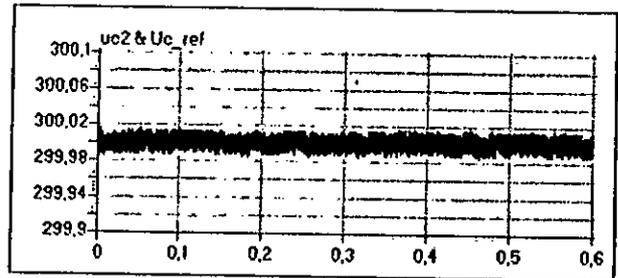
On remarque que les tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  sont égales et équilibrées, et que la différence ( $U_{C1} - U_{C2}$ ) est négligeable et particulièrement en régime établi.

On constate que les courants délivrés par le filtre suivent bien leurs références. Le courant du réseau suit bien le courant de référence, et est en phase avec sa tension  $V1$  (facteur de puissance unitaire).

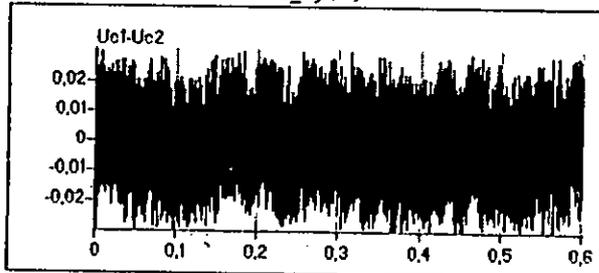
On remarque que le courant de source contient des piques. Ces piques sont dus à la présence de  $(L_f di_f/dt)$  qui ne permet pas aux courants générés par le filtre de bien suivre leurs références au niveau des variations brusques.



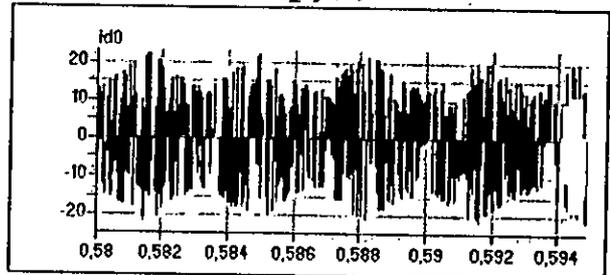
La tension  $U_{C1}$  et tension de référence  $U_{C\_ref}$  (V)



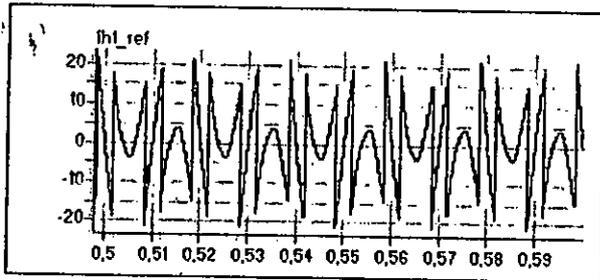
La tension  $U_{C2}$  et tension de référence  $U_{C\_ref}$  (V)



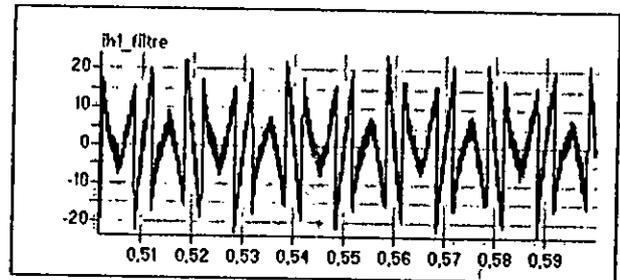
La différence ( $U_{C1} - U_{C2}$ ) (V)



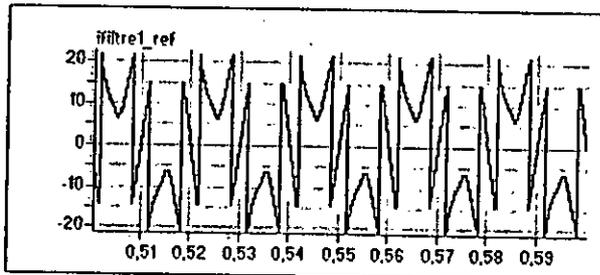
Le courant  $i_{d0}$  (A)



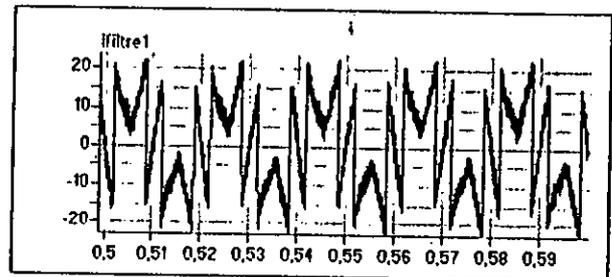
Le courant harmonique de référence  $i_{h1\_ref}$  (A)



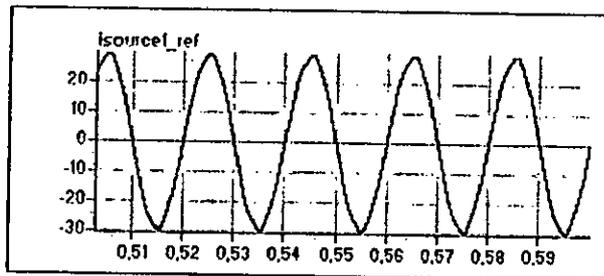
Le courant harmonique du filtre  $i_{h1}$  (A)



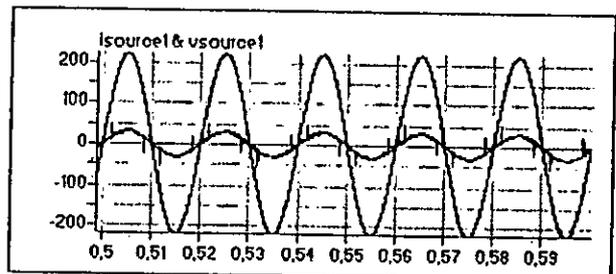
Le courant de référence du filtre  $i_{filtre1\_ref}$  (A)



Le courant réel du filtre  $i_{filtre1}$  (A)

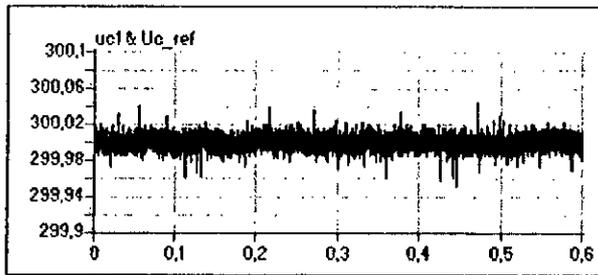


Le courant de source de référence  $i_{source1\_ref}$  (A)

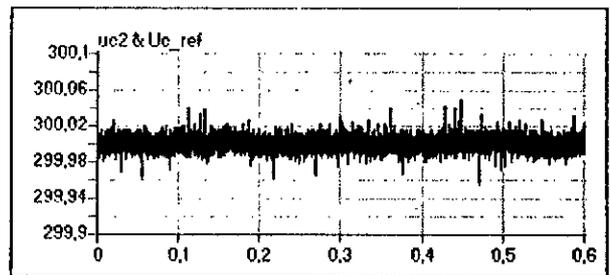


Le courant réel de la source  $i_{source1}$  (A) avec la tension de source  $V_{source1}$  (V)

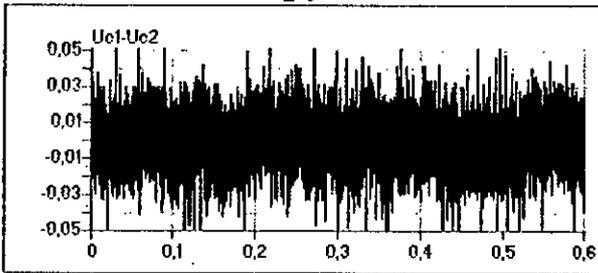
Fig.IV.14.à. Les grandeurs simulées pour la commande par hystérésis en courant à bande variable ( $h1=0.1A$ ;  $h2=0.5A$ ) dans le cas d'un redresseur à diodes.



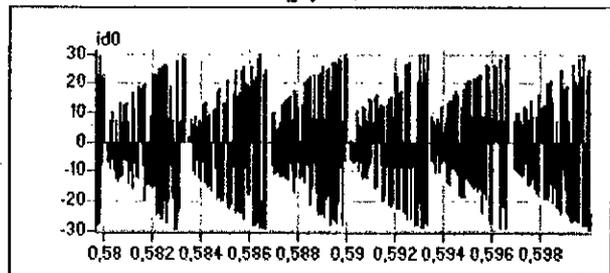
La tension  $U_{C1}$  et tension de référence  $U_{C\_ref}(V)$



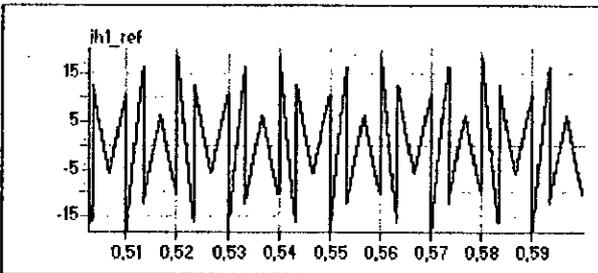
La tension  $U_{C2}$  et tension de référence  $U_{C\_ref}(V)$



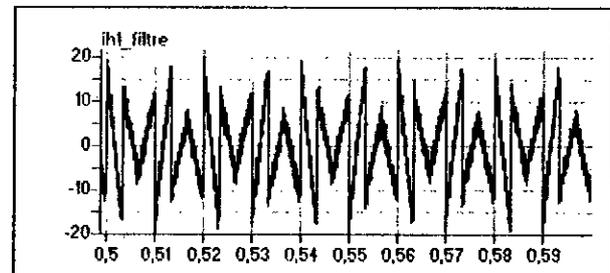
La différence ( $U_{C1}-U_{C2}$ )(V)



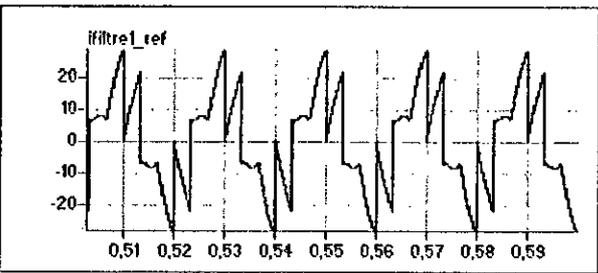
Le courant  $i_{d0}(A)$



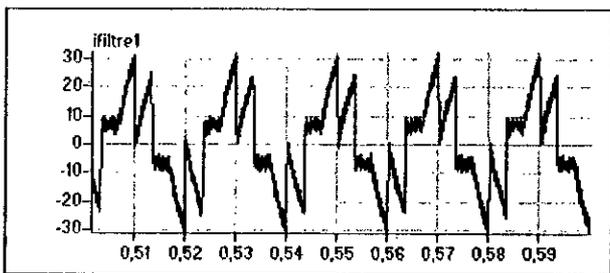
Le courant harmonique de référence  $i_{h1\_ref}(A)$



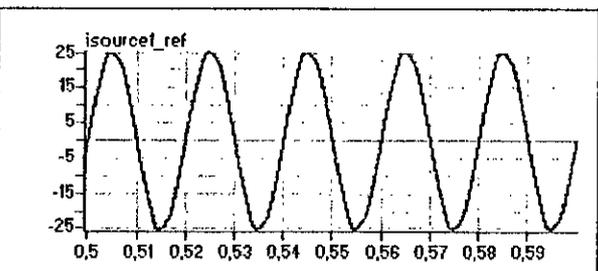
Le courant harmonique du filtre  $i_{h1}(A)$



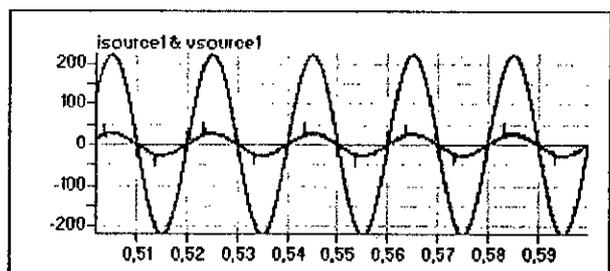
Le courant de référence du filtre  $i_{filtre1\_ref}(A)$



Le courant réel du filtre  $i_{filtre1}(A)$

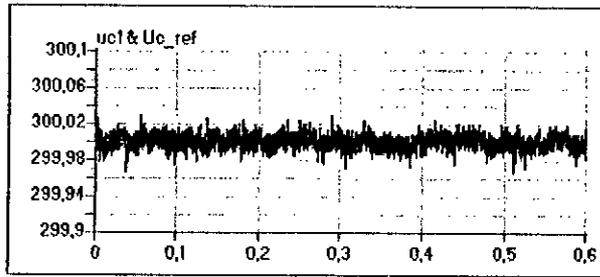


Le courant de source de référence  $i_{source1\_ref}(A)$

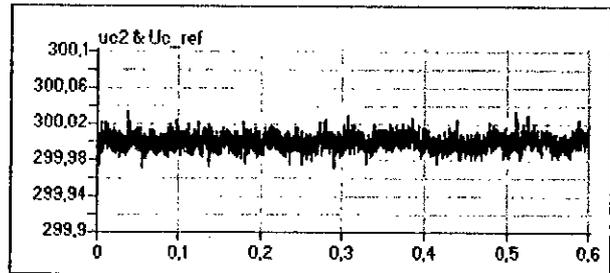


Le courant de source réel  $i_{source1}(A)$  avec la tension de source  $V_{source1}(V)$

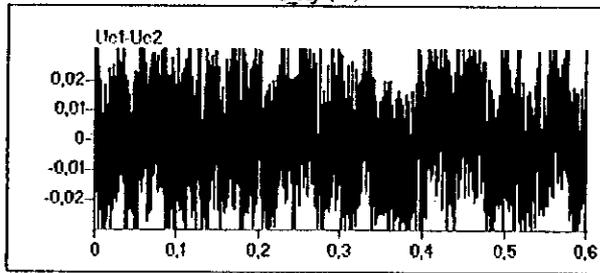
Fig.IV.14.b. Les grandeurs simulées pour la commande par hystérésis en courant à bande variable( $h1=0.1A$ ; $h2=0.5A$ ) dans le cas d'un redresseur à thyristors( $\alpha=\pi/6$ ).



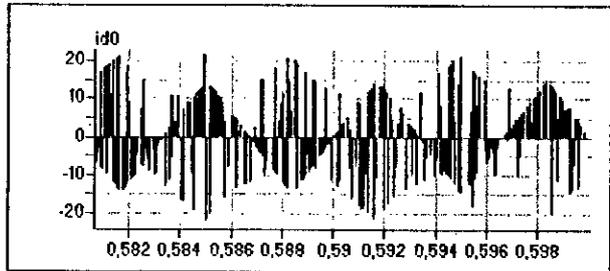
La tension  $U_{C1}$  et tension de référence  $U_{C\_ref}$  (V)



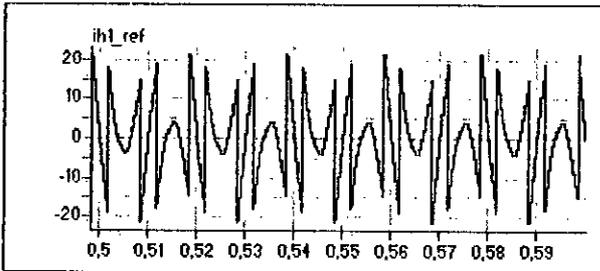
La tension  $U_{C2}$  et tension de référence  $U_{C\_ref}$  (V)



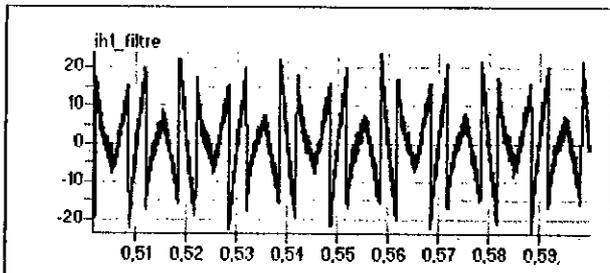
La différence  $(U_{C1} - U_{C2})$  (V)



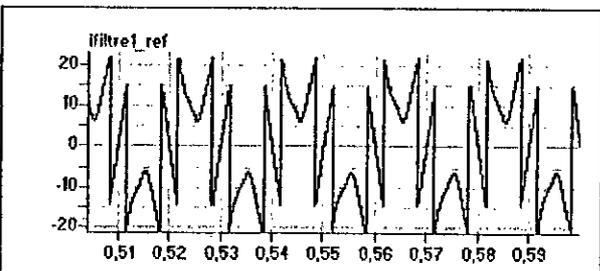
Le courant  $i_{d0}$  (A)



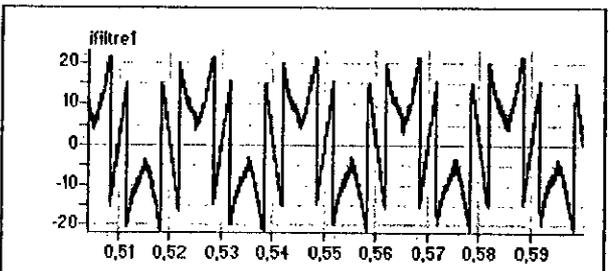
Le courant harmonique de référence  $i_{h1\_ref}$  (A)



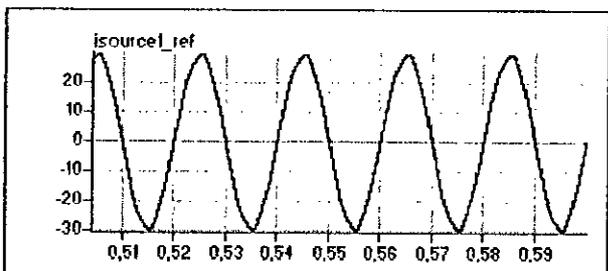
Le courant harmonique du filtre  $i_{h1}$  (A)



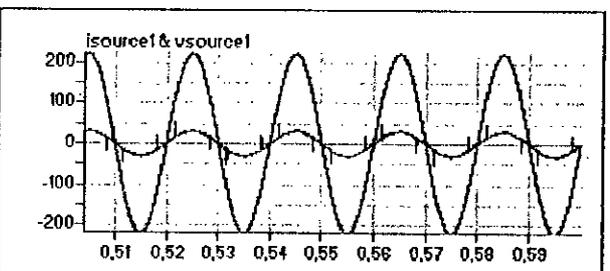
Le courant de référence du filtre  $i_{filtre1\_ref}$  (A)



Le courant réel du filtre  $i_{filtre1}$  (A)

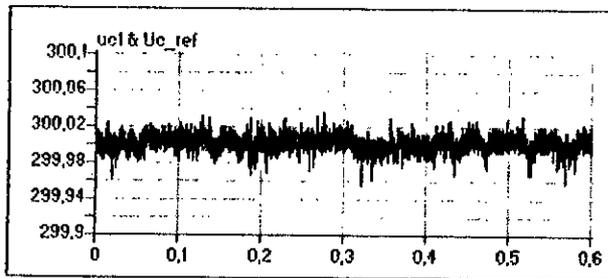


Le courant de source de référence  $i_{source1\_ref}$  (A)

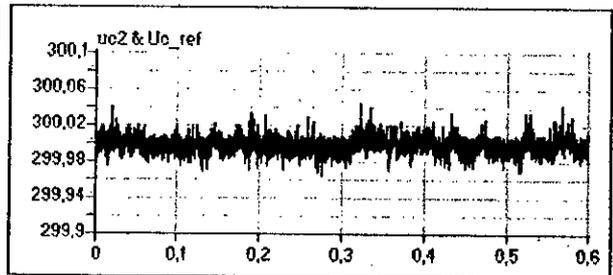


Le courant de source réel  $i_{source1}$  (A) avec la tension de source  $V_{source1}$  (V)

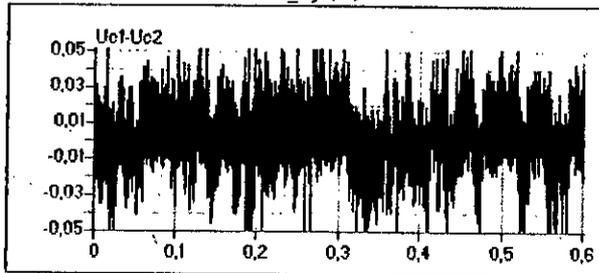
Fig.IV.14.c. Les grandeurs simulées pour la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses ( $m=48$ ) dans le cas d'un redresseur à diodes.



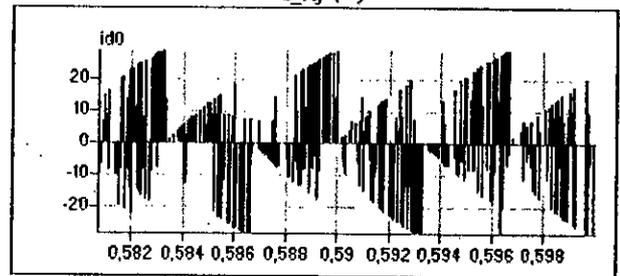
La tension  $U_{C1}$  et tension de référence  $U_{C\_ref}$  (V)



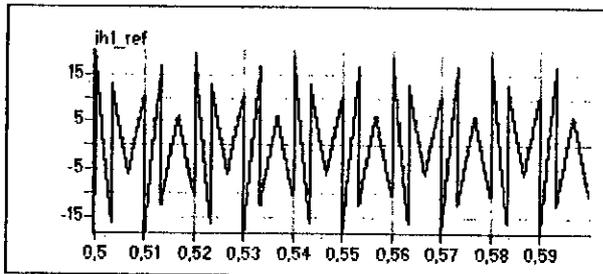
La tension  $U_{C2}$  et tension de référence  $U_{C\_ref}$  (V)



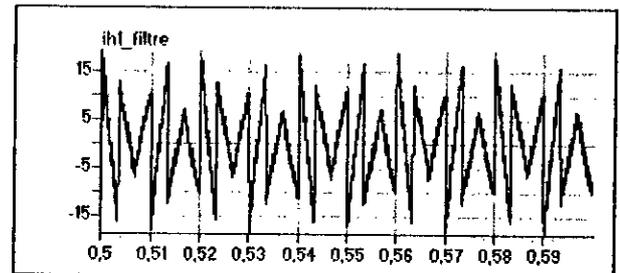
La différence  $(U_{C1} - U_{C2})$  (V)



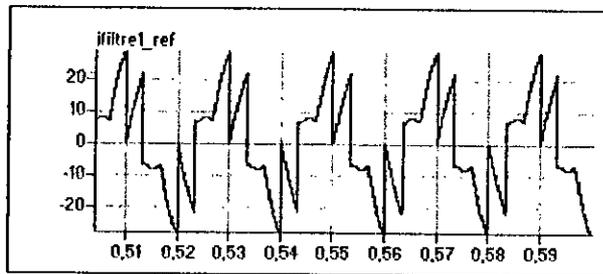
Le courant  $i_{d0}$  (A)



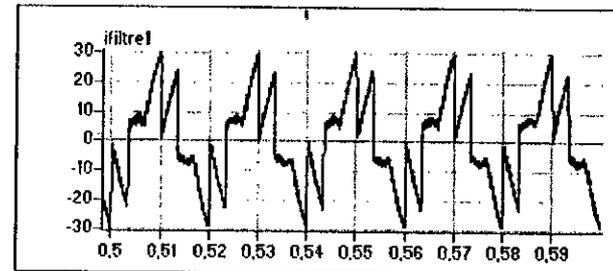
Le courant harmonique de référence  $i_{h1\_ref}$  (A)



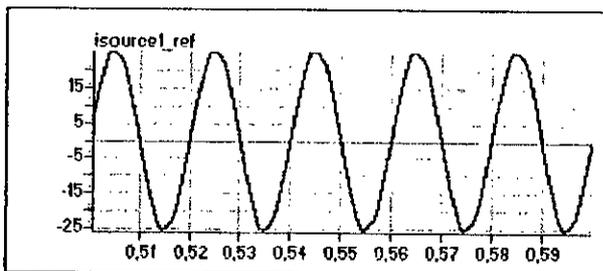
Le courant harmonique du filtre  $i_{h1}$  (A)



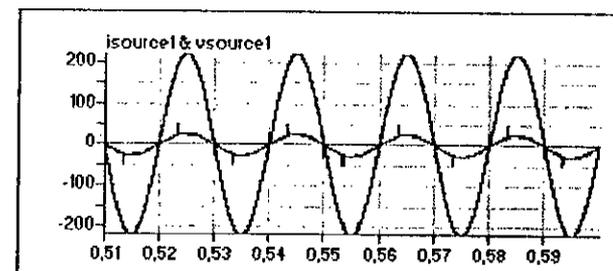
Le courant de référence du filtre  $i_{filtre1\_ref}$  (A)



Le courant réel du filtre  $i_{filtre1}$  (A)



Le courant de source de référence  $i_{source1\_ref}$  (A)



Le courant de source réel  $i_{source1}$  (A) avec la tension de source  $V_{source1}$  (V)

Fig.IV.14.d. Les grandeurs simulées pour la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses ( $m=48$ ) dans le cas d'un redresseur à thyristors ( $\alpha=\pi/6$ ).

**IV.3.3. Méthode (3) : Asservissement des tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  par l'onduleur lui-même et équilibrage par le circuit de Clamping**

Dans la première méthode, on a asservi la valeur moyenne  $U_C$  en supposant que l'écart entre  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  est nul. Cependant, en réalité les tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  ne sont pas égales. Pour remédier à ce problème de déséquilibre entre ces deux tensions, on propose d'utiliser Le pont de *Clamping* présenté à la figure (IV.11).

Après l'ajout du circuit de Clamping, l'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux peut être modélisée par le modèle présenté à la figure(IV.15).

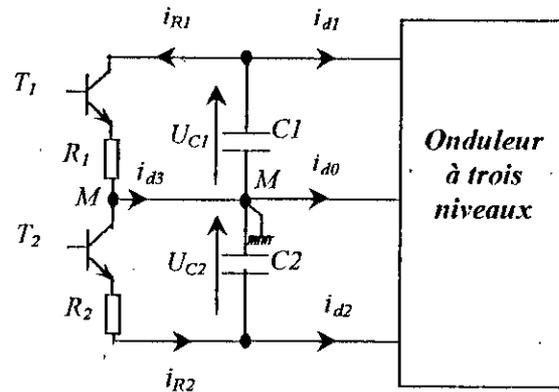


Fig.IV.15. modèle d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

Les équations décrivant ce modèle sont données par le système suivant :

$$\begin{cases} C1 \frac{dU_{C1}}{dt} = -(i_{R1} + i_{A1}) \\ C2 \frac{dU_{C2}}{dt} = -(i_{A2} - i_{R2}) \end{cases} \quad (IV.20)$$

Les transistors T1 et T2 du pont de *Clamping* sont commandés par *hystérésis* comme suit :

$$\begin{cases} \text{Si } (U_{C1} - U_{C2} > 0) \text{ alors } (T_1 \text{ est fermé}) \text{ si non } (T_1 \text{ est ouvert}) \\ \text{Si } (U_{C1} - U_{C2} < 0) \text{ alors } (T_2 \text{ est fermé}) \text{ si non } (T_2 \text{ est ouvert}) \end{cases} \quad (IV.21)$$

et par conséquent :

$$\begin{cases} \text{si } (T_1 \text{ est fermé}) \text{ alors } i_{R1} = \frac{U_{C1}}{R_1} & \text{si non } i_{R1} = 0 \\ \text{si } (T_2 \text{ est fermé}) \text{ alors } i_{R2} = \frac{U_{C2}}{R_2} & \text{si non } i_{R2} = 0 \end{cases} \quad (IV.22)$$

tel que :  $\Delta U_C = U_{C1} - U_{C2}$  et  $i_{d0} = \frac{1}{C} \frac{d(U_{C1} - U_{C2})}{dt}$  avec  $C1 = C2 = C$

Les deux résistances  $R_1$  et  $R_2$  ont les mêmes valeurs que précédemment ( $R1 = R2 = 15$ ).

L'algorithme, de la compensation d'énergie réactive et des courants harmoniques ainsi que l'asservissement des tensions, est le même que celui utilisé dans la première méthode (figure IV.7).

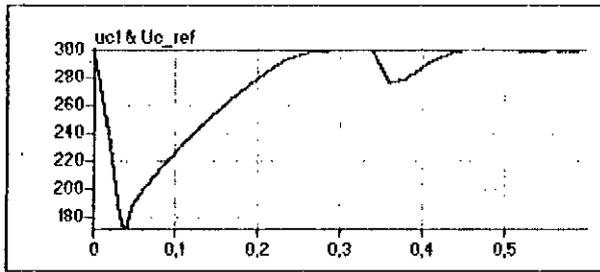
### Interprétations et résultats de simulation

Les simulations ont été faites pour les deux types de charge non linéaire : redresseur à diodes et un autre à thyristors. Les stratégies de commande du filtre sont : commande par hystérésis en courant à bande variable et triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.

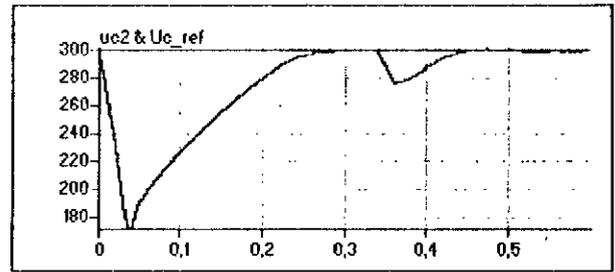
Les figures(IV.16.\*) montrent bien les performances de cette méthode qui apparaissant surtout au niveau de l'équilibrage entre  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$ . la différence ( $U_{C1} - U_{C2}$ ) est pratiquement nulle. Les courants générés par le filtre actif suivent bien leurs références surtout au régime permanent.

On constate aussi que le courant de source suit bien leur référence et en phase avec la tension du réseau  $V_L$ , d'où la compensation d'énergie réactive du réseau.

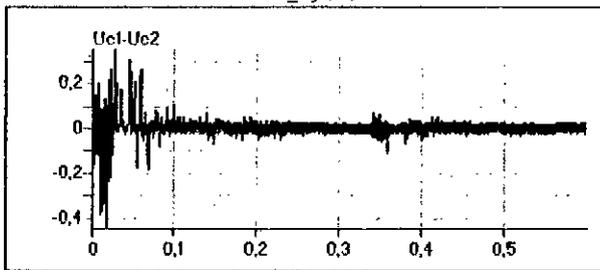
Le courant de source contient des piques. Ces piques sont dus à la présence de ( $L_f di_f/dt$ ) qui ne permet pas aux courants générés par le filtre de bien suivre leurs références au niveau des variations brusques.



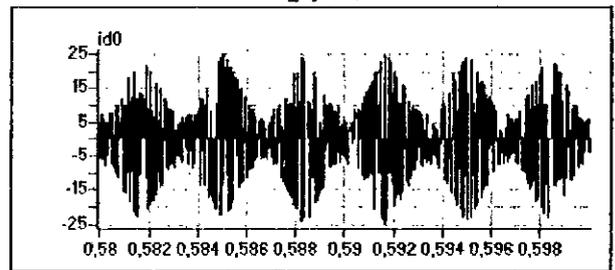
La tension  $U_{C1}$  et tension de référence  $U_{C\_ref}(V)$



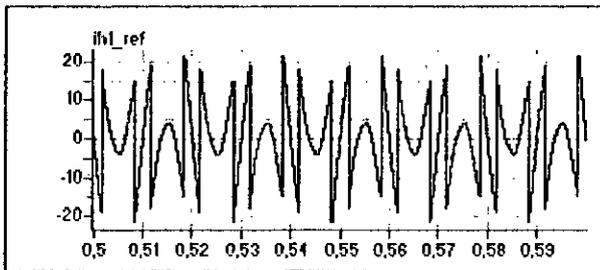
La tension  $U_{C2}$  et tension de référence  $U_{C\_ref}(V)$



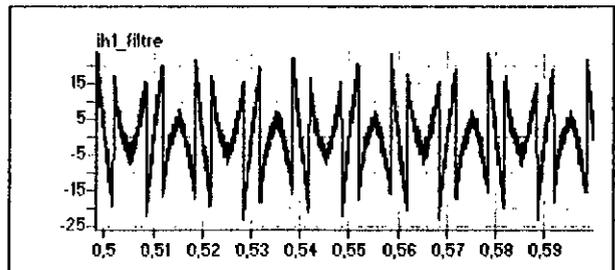
La différence ( $U_{C1} - U_{C2}$ ) (V)



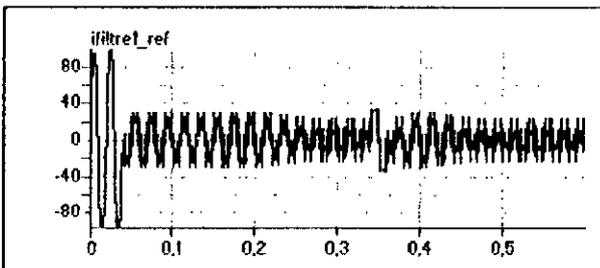
Le courant  $i_{d0}$  (A)



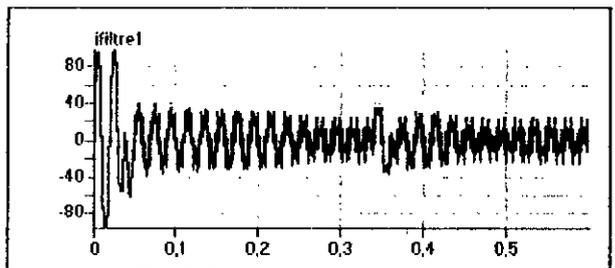
Le courant harmonique de référence  $i_{h1\_ref}$  (A)



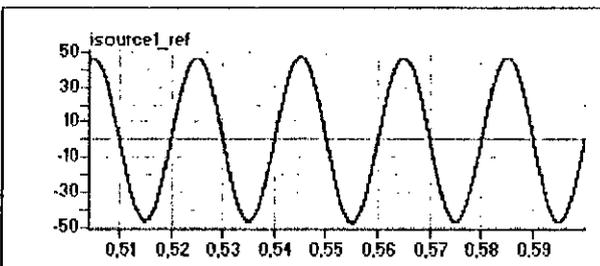
Le courant harmonique du filtre  $i_{h1}(A)$



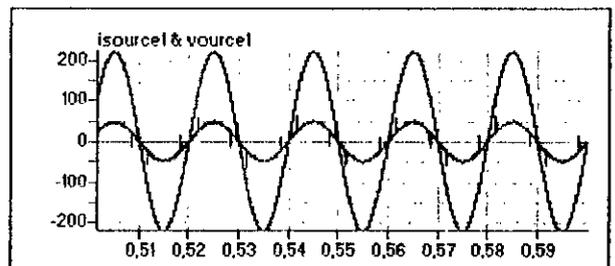
Le courant de référence du filtre  $i_{filtre1\_ref}$  (A)



Le courant réel du filtre  $i_{filtre1}$  (A)

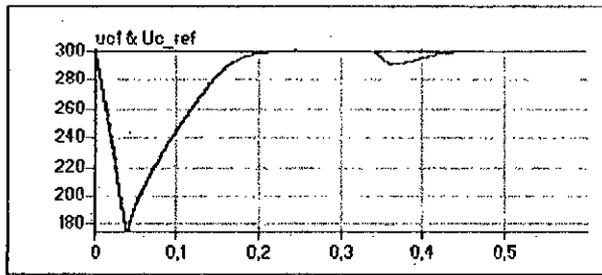


Le courant de source de référence  $i_{source1\_ref}$  (A)

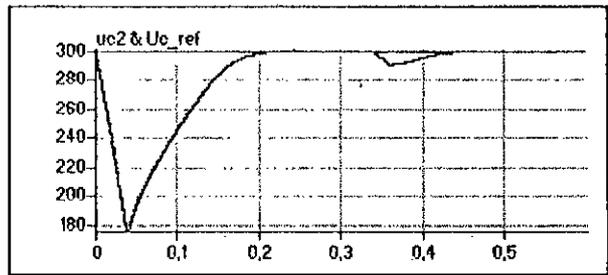


Le courant réel de la source  $i_{source1}$  (A) avec la tension de source  $V_{source1}$  (V)

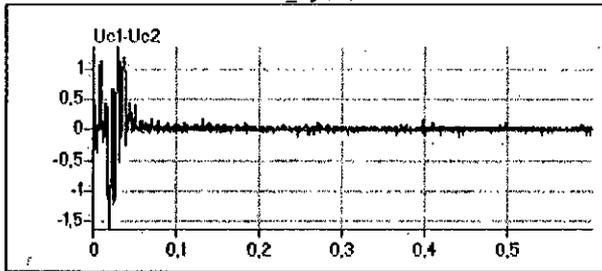
Fig.IV.16.a. Les grandeurs simulées pour la commande par hystérésis en courant à bande variable ( $h1=0.1A$ ;  $h2=0.5A$ ) dans le cas d'un redresseur à diodes.



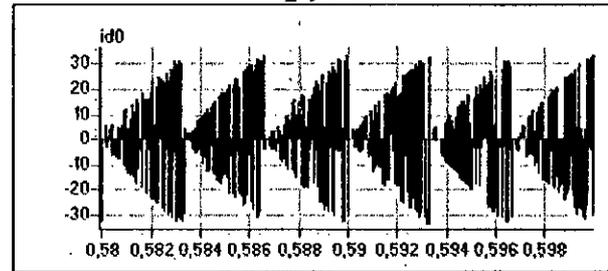
La tension  $U_{C1}$  et tension de référence  $U_{C\_ref}(V)$



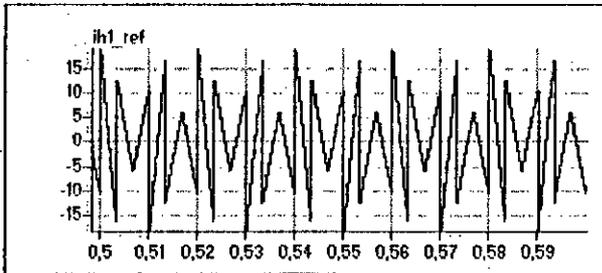
La tension  $U_{C2}$  et tension de référence  $U_{C\_ref}(V)$



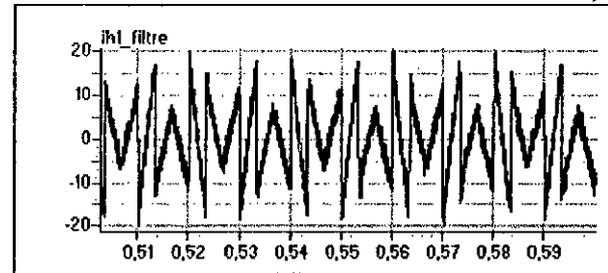
La différence ( $U_{C1} - U_{C2}$ ) (V)



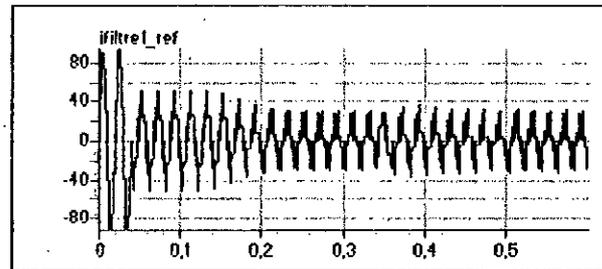
Le courant  $i_{d0}$  (A)



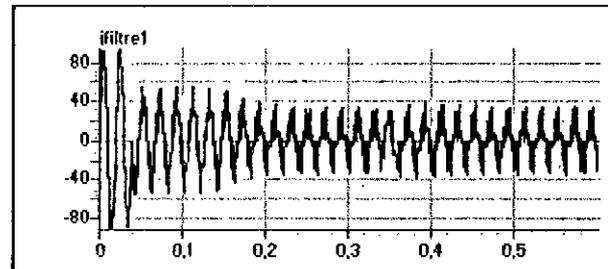
Le courant harmonique de référence  $i_{h1\_ref}$  (A)



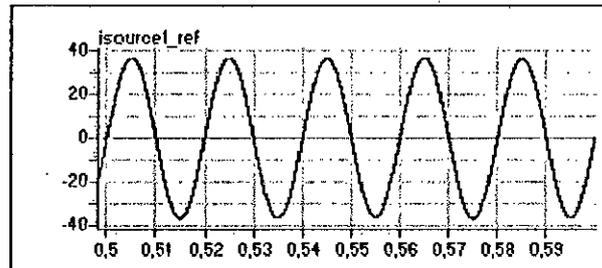
Le courant harmonique du filtre  $i_{h1}$  (A)



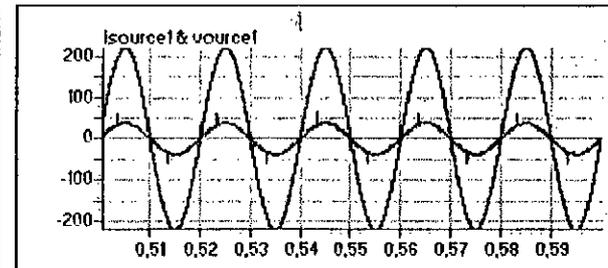
Le courant de référence du filtre  $i_{filtre\_ref}$  (A)



Le courant réel du filtre  $i_{filtre1}$  (A)

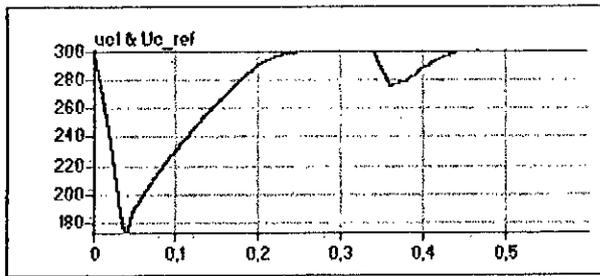


Le courant de source de référence  $i_{source1\_ref}$  (A)

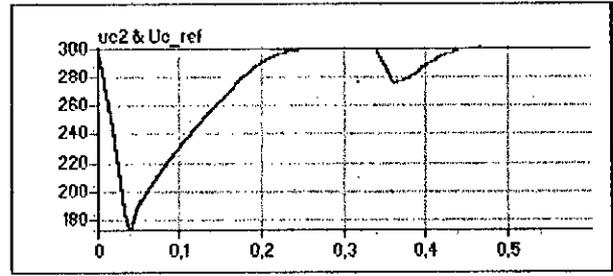


Le courant de source réel  $i_{source1}$  (A) avec la tension de source  $V_{source1}$  (V)

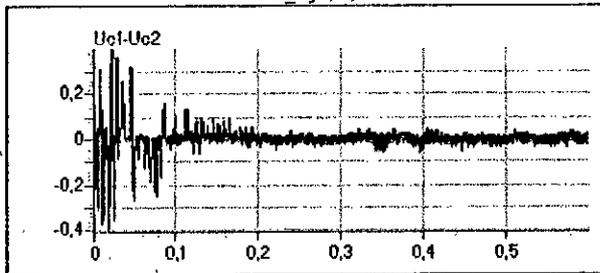
Fig.IV.16.b. Les grandeurs simulées pour la commande par hystérésis en courant à bande variable ( $h1=0.1A$ ;  $h2=0.5A$ ) dans le cas d'un redresseur à thyristors ( $\alpha=\pi/6$ ).



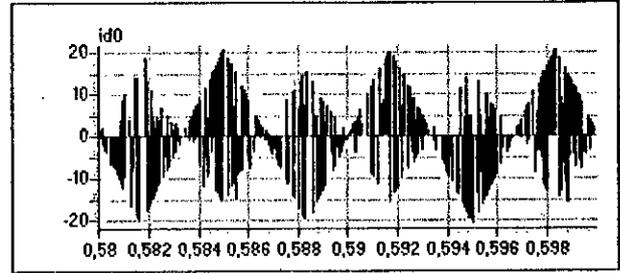
La tension  $U_{C1}$  et tension de référence  $U_{C\_ref}$  (V)



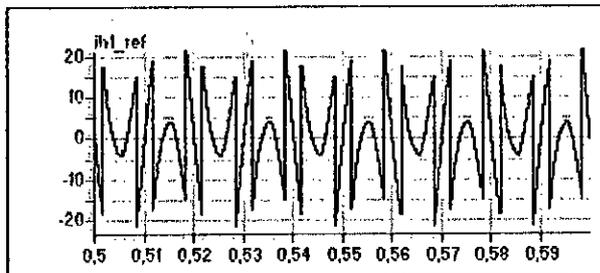
La tension  $U_{C2}$  et tension de référence  $U_{C\_ref}$  (V)



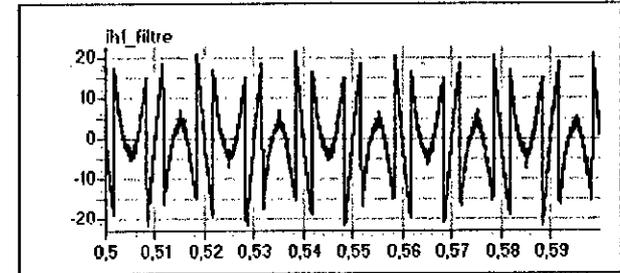
La différence  $(U_{C1} - U_{C2})$  (V)



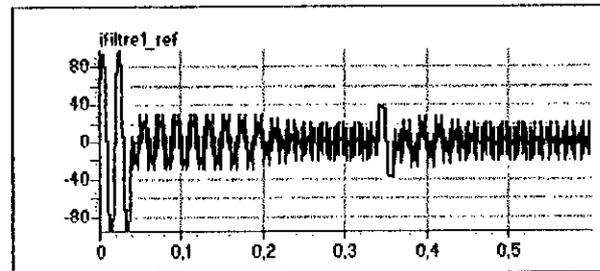
Le courant  $i_{d0}$  (A)



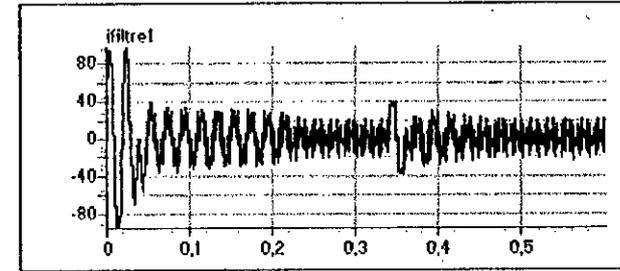
Le courant harmonique de référence  $i_{h1\_ref}$  (A)



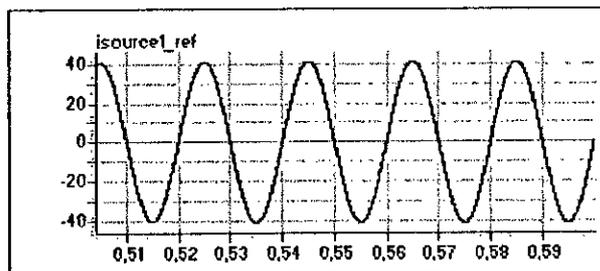
Le courant harmonique du filtre  $i_{h1}$  (A)



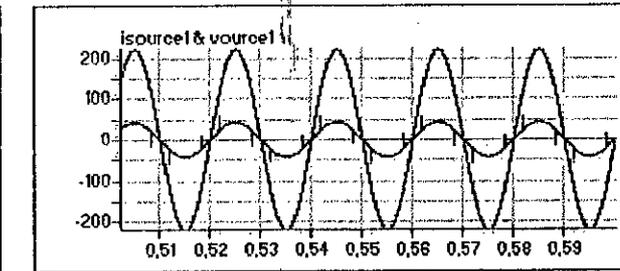
Le courant de référence du filtre  $i_{filtre1\_ref}$  (A)



Le courant réel du filtre  $i_{filtre1}$  (A)

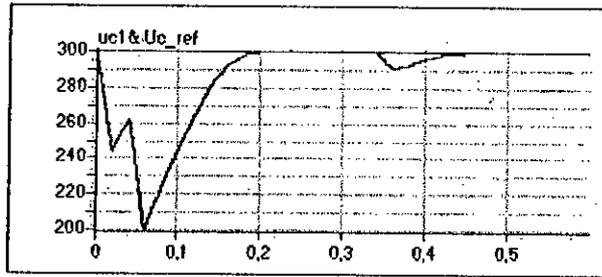


Le courant de source de référence  $i_{source1\_ref}$  (A)

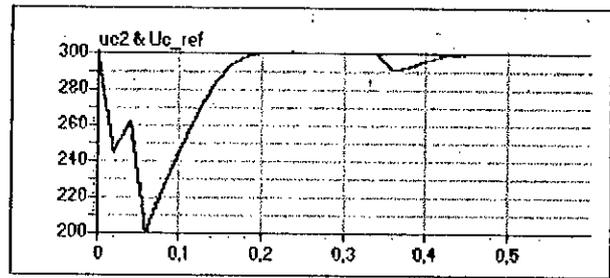


Le courant de source réel  $i_{source1}$  (A) avec la tension de source  $V_{source1}$  (V)

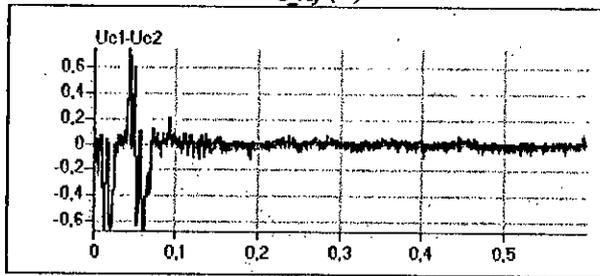
Fig.IV.16.c. Les grandeurs simulées pour la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses ( $m=48$ ) dans le cas d'un redresseur à diodes.



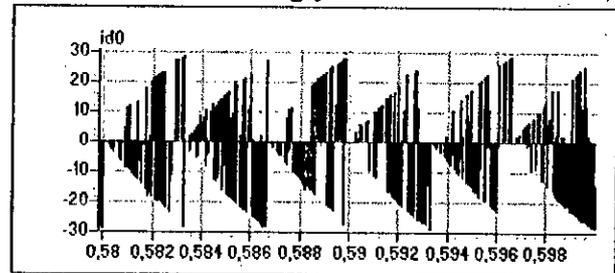
La tension  $U_{C1}$  et tension de référence  $U_{C\_ref}$  (V)



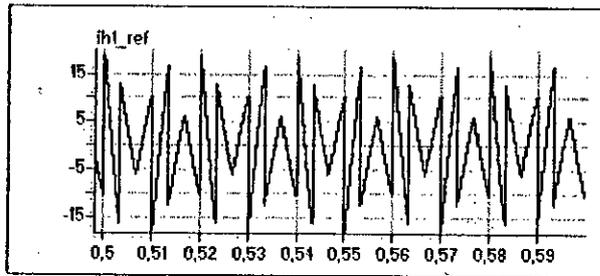
La tension  $U_{C2}$  et tension de référence  $U_{C\_ref}$  (V)



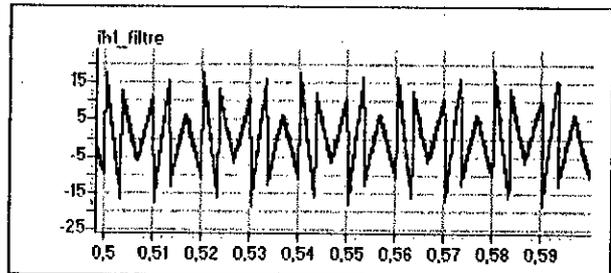
La différence ( $U_{C1} - U_{C2}$ ) (V)



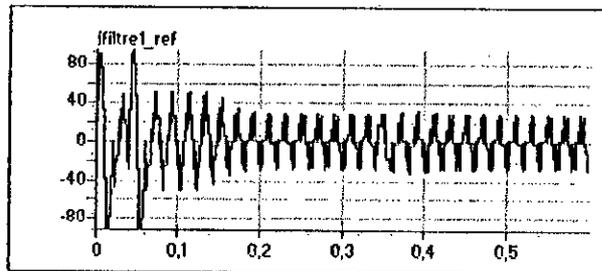
Le courant  $i_{d0}$  (A)



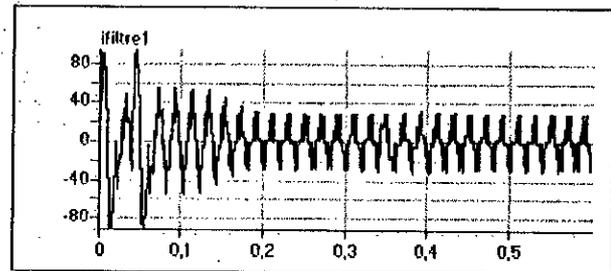
Le courant harmonique de référence  $i_{h1\_ref}$  (A)



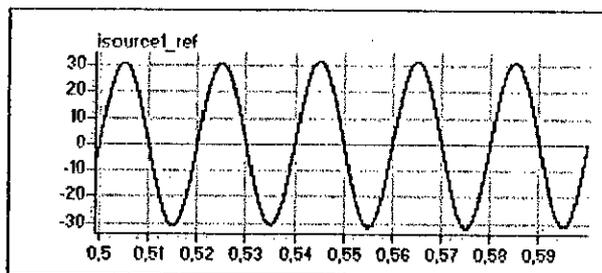
Le courant harmonique du filtre  $i_{h1}$  (A)



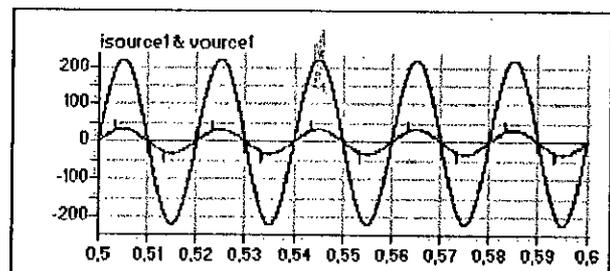
Le courant de référence du filtre  $i_{filtre1\_ref}$  (A)



Le courant réel du filtre  $i_{filtre1}$  (A)



Le courant de source de référence  $i_{source1\_ref}$  (A)



Le courant réel de la source  $i_{source1}$  (A) avec la tension de source  $V_{source1}$  (V)

Fig.IV.16.d. Les grandeurs simulées pour la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses ( $m=48$ ) dans le cas d'un redresseur à thyristors ( $\alpha=\pi/6$ ).

## Conclusion

Dans ce chapitre, après avoir mis en évidence le problème d'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux et présenté ses effets résultants sur le fonctionnement du filtre actif parallèle, on a proposé trois solutions pour résoudre ce problème :

- Asservissement des tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  par l'onduleur lui-même ;
- Utilisation d'une batterie avec équilibrage par le circuit de Clamping ;
- Asservissement des tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  par l'onduleur lui-même avec équilibrage par le circuit de Clamping.

Les résultats présentés dans ce chapitre montrent bien :

- ◆ Que les deux dernières méthodes sont les plus performantes.
- ◆ L'efficacité du circuit de Clamping dans l'équilibrage des tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$ .
- ◆ L'asservissement des tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux permet d'avoir un faible décalage (déséquilibre) entre ces deux tensions pendant le régime transitoire. En régime établi, la différence ( $U_{C1}-U_{C2}$ ) est pratiquement nulle.
- ◆ L'efficacité pour les onduleurs à trois niveaux de l'asservissement unique de la tension moyenne  $U_C$  au lieu de deux asservissements des tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$ .

Dans ce chapitre et même aux précédents, on a utilisé comme charge du réseau un redresseur à diodes et un autre à thyristors alimentant une charge RL.

Les variateurs de vitesse pour moteurs asynchrones ont une part importante dans la pollution harmonique des réseaux de distribution, en raison du nombre croissant d'utilisateurs, et de l'augmentation des puissances installées. Pour valider le système de filtrage actif parallèle sur ces charges polluantes, on l'appliquera, dans le dernier chapitre V, sur une cascade : un redresseur de tension triphasé à thyristors- onduleur à trois niveaux- machine asynchrone triphasée.

# *Chapitre V*

*Application du filtrage actif parallèle avec  
compensation d'énergie réactive sur une  
charge dynamique non linéaire*

## Introduction

Dans les chapitres précédents, on a proposé des algorithmes pour la commande du filtre actif à trois niveaux avec compensation d'énergie réactive et asservissement des tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux constituant le filtre. Les performances de ces différents algorithmes ont été étudiées dans le cas d'une charge statique constituée d'un redresseur à diodes ou à thyristors alimentant une charge R,L.

Dans ce dernier chapitre, on étudiera les performances de ces algorithmes, dans le cas d'une charge dynamique du réseau. Cette charge est constituée d'une cascade redresseur à thyristors- onduleur à trois niveaux- machine asynchrone triphasée.

Ainsi, on appliquera les trois méthodes de l'asservissement des tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  d'entrée de l'onduleur à trois niveaux. Ces méthodes ont été déjà développées dans le chapitre précédent.

### V.1. Modélisation de la machine asynchrone triphasée

Le modèle de la machine asynchrone triphasée est un système de six équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil numérique.

L'utilisation d'une transformation dite de PARK, qui est un changement convenable des variables, permet de détourner cette difficulté.

#### V.1.1. Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Ainsi, comme nous l'avons déjà soulevé, il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices :

- La machine est de constitution symétrique ;
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont tous négligés. Les relations entre les flux et les courants sont linéaires ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température ;
- On considère une densité de courant uniforme dans la section des conducteurs élémentaires, et l'effet de peau est négligé ;
- On admet de plus que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale ;
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoçage est négligé. Les inductances propres sont constantes et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotorique et statorique.

V.1.2. Conventions

La machine est représentée par trois phases statoriques et trois phases rotoriques  $a_r, b_r, c_r$ .

On a  $\omega = p\Omega = \frac{d\theta}{dt}$ ;  $\theta_r = \theta_p - \theta$

$\omega_p = \frac{d\theta_p}{dt}$  : vitesse angulaire des axes  $(d,q)$   
par rapport au stator.

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$  : vitesse angulaire des axes  $(d,q)$   
par rapport au rotor.

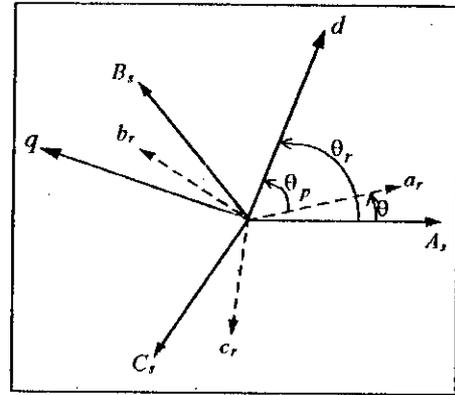


Fig.V.1. Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique

V.1.3. Modèle de la machine asynchrone triphasée (MAS)

V.1.3.1. Equations électriques de la MAS

Avec les hypothèses citées ci-dessus, les équations des tensions des phases statoriques et rotoriques qui décrivent le fonctionnement de la machine s'écrivent comme suit :

$$\begin{aligned} [V_s] &= [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \\ [0] &= [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \end{aligned} \tag{V.1}$$

Les flux sont donnés par :

$$\begin{aligned} [\Phi_s] &= [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] &= [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{aligned} \tag{V.2}$$

avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} ; [I_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} ; [I_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} ; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

La matrice des inductances mutuelles (matrice de couplage rotor-stator) s'écrit :

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (V.3)$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T$$

En remplaçant (V-2) dans (V-1), on obtient le système suivant :

$$\begin{aligned} [V_s] &= [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][I_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][I_r] \} \\ [V_r] &= [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_{rr}][I_r] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][I_s] \} \end{aligned} \quad (V.4)$$

### V.1.3.2. Equation mécanique

Le couple électromagnétique est donné par l'expression générale suivante :

$$C_{em} = p [I_s]^T \frac{d}{d\theta} [M_{sr}][I_r] \quad (V.5)$$

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (V.6)$$

La résolution analytique dans ce repère est très difficile car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de  $\theta$  (angle de rotation électrique de la machine). L'application d'une transformation dite de PARK nous permet la résolution d'un tel système.

### V.1.3.3. Modélisation de la MAS dans le repère de PARK

La transformation de PARK consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variable en faisant intervenir l'angle entre les axes des enroulements et les nouveaux axes  $d$  et  $q$ . Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements

réels  $(a_s, b_s, c_s)$  et  $(a_r, b_r, c_r)$  des enroulements fictifs  $(d_s, q_s)$  et  $(d_r, q_r)$  dont les axes magnétiques sont liés aux axes  $d$  et  $q$  (Fig.V.2).

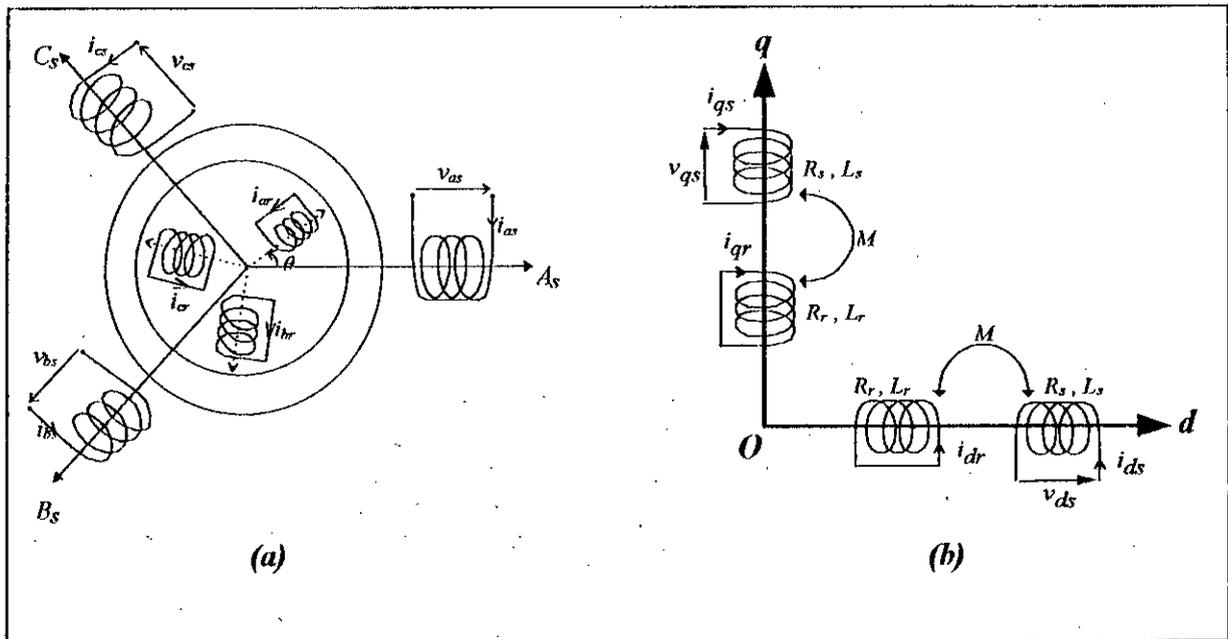


Fig.V.2. Représentation de la MAS dans l'espace électrique (a) et dans le repère de PARK (b)

La matrice de passage de PARK est définie comme suit :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (V.7)$$

tel que :

$$[X_d, X_q, X_o]^t = [P(\theta)][X_a, X_b, X_c]^t$$

$X$  : Peut être la tension, le courant ou le Flux.

Dans le repère de PARK  $(d, q)$  tournant à la vitesse angulaire  $\omega_p = \frac{d\theta_p}{dt}$ , les équations (V.1) et (V.2) s'écrivent :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_p \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_p \phi_{ds} \end{cases} \quad (V.8)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_p - \omega)\phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_p - \omega)\phi_{dr} \end{cases} \quad (V.9)$$

avec :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} ; \begin{cases} \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (V.10)$$

et :  $L_s = l_s - M_s$  : Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$  : Inductance cyclique rotorique.

$M_{sr} = M_{rs} = M$  : Inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator.

#### V.1.3.4. Choix du référentiel

Le référentiel est le système d'axes  $(d,q)$  associé à la vitesse de rotation choisie pour lui c'est-à-dire  $\omega_p$ . En pratique, il y a trois types de référentiel intéressants. Le choix se fait en fonction du problème étudié.

##### 1) Référentiel lié au stator

C'est le référentiel le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

$$\text{Il se traduit par la condition : } \frac{d\theta_p}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega$$

##### 2) Référentiel lié au rotor

$$\text{Il se traduit par la condition : } \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_p}{dt} = \omega$$

##### 3) Référentiel lié au champ tournant

Dans ce cas :  $\omega_p = \omega_s$  ( $\omega_s$  : vitesse de synchronisme).

$$\frac{d\theta_p}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} \Rightarrow \omega_p = \omega_s$$

Ce référentiel est très utilisé dans l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquence variable, lorsqu'on veut étudier la transmittance du moteur relativement à des perturbations autour d'un régime donné.

Dans notre travail, nous allons prendre un référentiel lié au stator. Le modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrit dans le repère de PARK lié au stator comme suit :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (V.11)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega \phi_{dr} \end{cases}$$

avec :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (V.12)$$

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (V.13)$$

$$\begin{cases} \phi_{dm} = M (i_{ds} + i_{dr}) \\ \phi_{qm} = M (i_{qs} + i_{qr}) \end{cases} \quad (V.14)$$

$$\begin{cases} C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \end{cases} \quad (V.15)$$

### V.1.3.5. Mise sous forme d'équation d'état

On met le système d'équations (V.11) sous forme d'un système d'équations d'état.

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX + DU \end{cases} \quad (V.16) \quad \text{avec : } \begin{cases} X: \text{ Vecteur d'état} \\ U: \text{ Vecteur d'entrée} \\ Y: \text{ Vecteur de sortie} \end{cases}$$

On peut choisir le vecteur  $X$  indifféremment. On prend  $X = (i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr})^t$ .

Après un calcul matriciel, on aboutit au système suivant :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (V.17)$$

avec :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{M}{L_r T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \omega \frac{M}{L_r} \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} \omega \frac{M}{L_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{M}{L_r T_r} \frac{1}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} ; U = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}$$

### V.2. La cascade un redresseur de tension triphasé-onduleur triphasé à trois niveaux-machine asynchrone triphasée

Cette cascade (figure.V.3) est constituée d'un redresseur de tension triphasé à thyristors ( $\alpha=\pi/6$ ), et d'un onduleur triphasé à trois niveaux. Ce redresseur est alimenté par le secondaire d'un transformateur triphasé ( rapport de transformation  $m_T=1.35$  ). Le primaire de ce dernier est connecté au réseau 220V-50Hz.

L'onduleur triphasé à trois niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses (  $m=48, f=50\text{Hz}$  ). La cascade alimente une machine asynchrone triphasée.

Le filtre intermédiaire de la cascade a une structure donnée sur la figure(V.4). Le modèle de ce filtre est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{dI_{red}}{dt} = \frac{1}{L_f} (U_{red} - U_{C1} - U_{C2}) \\ \frac{dU_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1} (I_{red} - i_{d1}) \\ \frac{dU_{C2}}{dt} = \frac{1}{C_2} (I_{red} - i_{d1} - i_{d0}) \end{cases} \quad (V.18)$$

Ce filtre est dimensionné pour lisser le courant redressé  $I_{red}$  et filtrer la tension  $U_{red}$ . Pour cela, on prend  $L_f=50\text{ mH}$  et  $C1=C2=20\text{mF}$ .

Les figures V.5.\* montrent l'évolution des différentes grandeurs de la cascade en fonction du temps. La figure V.5.e présente la tension  $V_a$  de l'onduleur triphasé par rapport au neutre de la machine. Le courant d'une phase et le couple de la machine sont donnés sur les figures V.5.b et c.

La figure V.5.a montre la vitesse de la machine et sa diminution à l'aide du couple résistant ( $C_r = 10 \text{ N.m}$  à  $t=0.25\text{s}$ ).

Les courants  $i_{d1}$ ,  $i_{d2}$ ,  $i_{d0}$  de l'onduleur triphasé à trois niveaux ont tous une fréquence trois fois celle des tensions de sortie de l'onduleur ( $3f$ ) (Fig.V.5.j et Fig.V.5.i). Le courant  $i_{d0}$  a une valeur moyenne nulle. Aussi, on note que  $U_{C1}$  est toujours supérieure à  $U_{C2}$ .

Le courant redressé  $I_{red}$  et la tension redressée  $U_{red}$  ont respectivement une fréquence  $3f$  et  $6f$  (fig.V.5.k). La figure V.5.d donne le courant  $i_{res1}$  de la phase une du réseau d'alimentation.

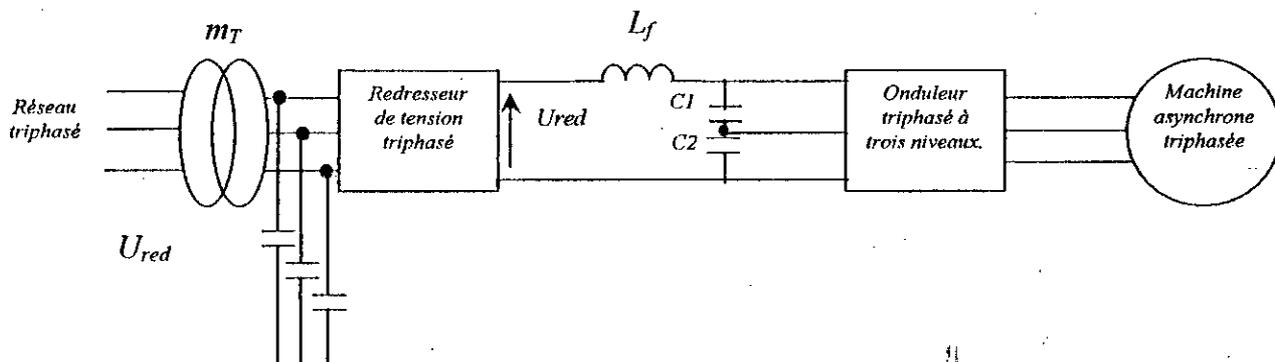


Fig. V.3. La cascade un redresseur de tension triphasé- onduleur triphasé à trois niveaux- machine asynchrone triphasée ( $L_f=50 \text{ mH}$ ,  $C_1=C_2=20 \text{ mF}$ ).

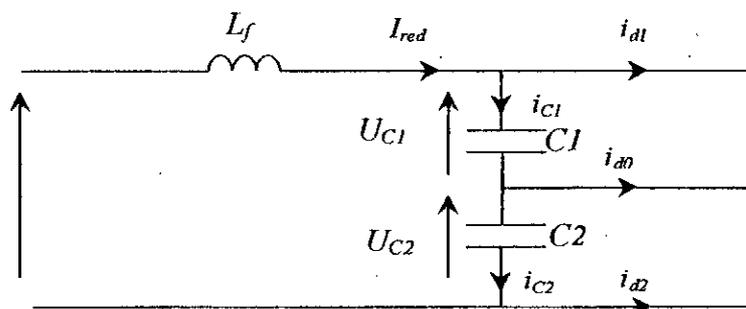


Fig. V.4. Filtre intermédiaire de la cascade.

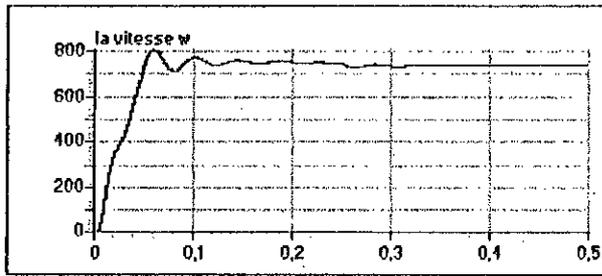


Fig.V.5.a. La vitesse de la machine.

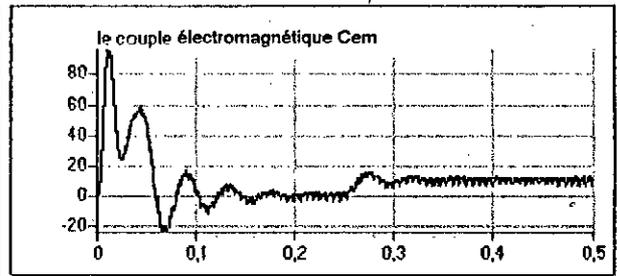


Fig.V.5.b. Le couple électromagnétique.

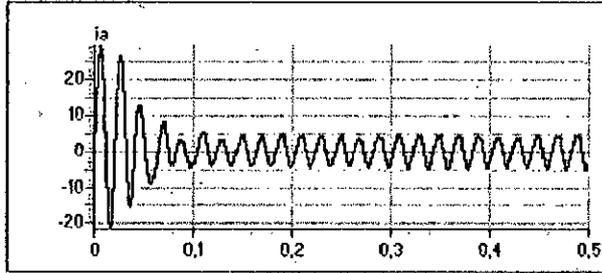


Fig.V.5.c. Le courant d'une phase de la machine.

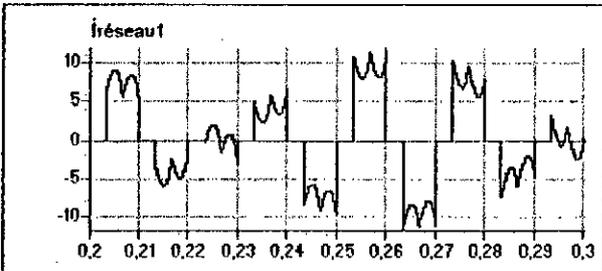
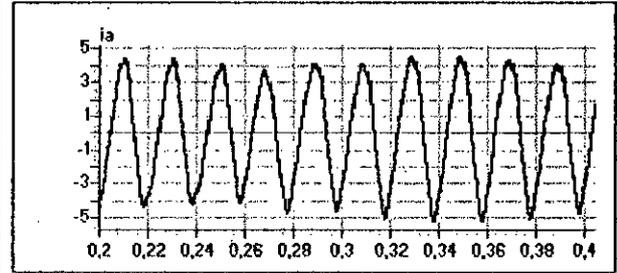


Fig.V.5.d. Le courant de la phase une du réseau.

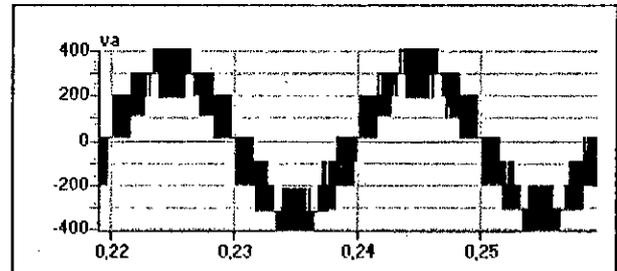


Fig.V.5.e. La tension de l'onduleur triphasé par rapport au neutre de la machine.

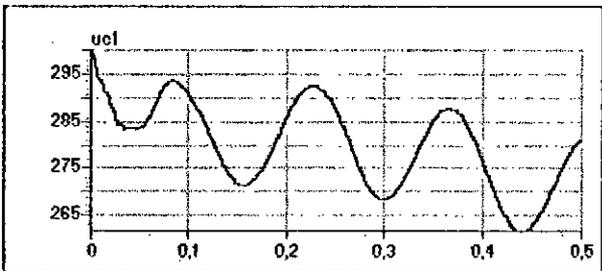


Fig.V.5.f. La tension  $U_{C1}$  d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

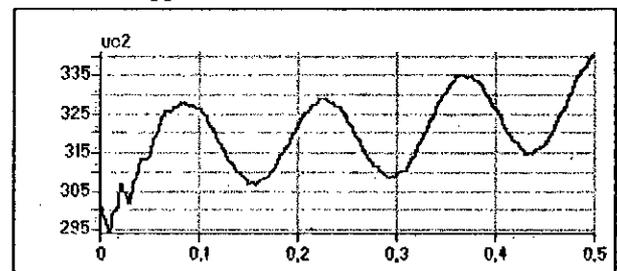


Fig.V.5.g. La tension  $U_{C2}$  d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

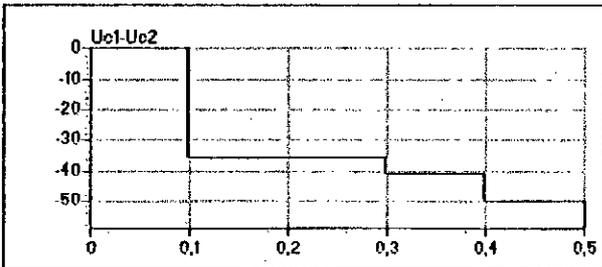


Fig.V.5.h. La différence  $U_{C1}-U_{C2}$

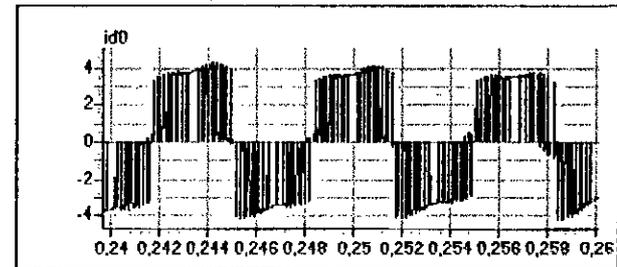


Fig.V.5.i. Le courant d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

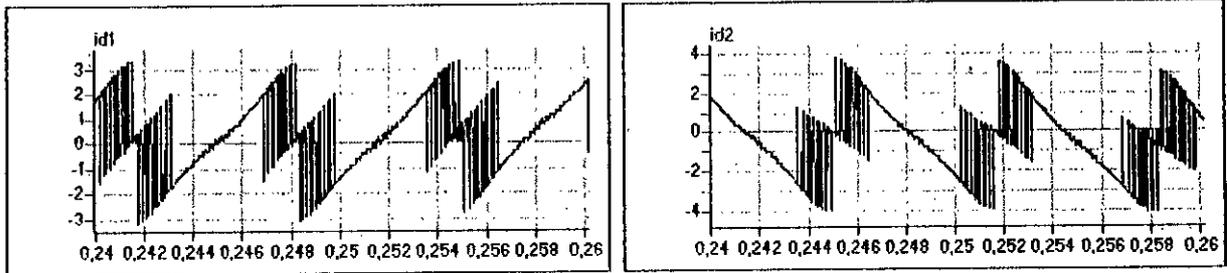


Fig.V.5.j. Les courants  $i_{d1}$  et  $i_{d2}$  d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

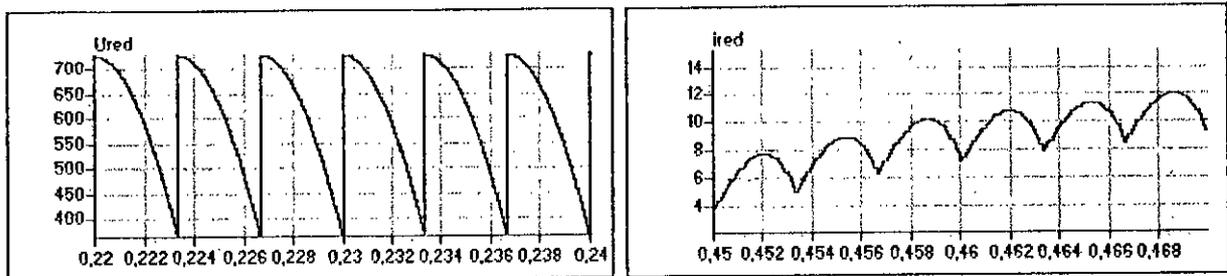


Fig.V.5.k. Le courant redressé  $I_{red}$  et la tension redressée  $U_{red}$ .

On remarque que la valeur moyenne  $U_C$  ( $U_C = \frac{U_{C1} + U_{C2}}{2}$ ) est égale à 300V.

Mais, les deux tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  ne sont pas égales et constantes. Ce qui introduit des dégradations dans la forme de la tension de sortie  $V_a$  de l'onduleur triphasé à trois niveaux ainsi que le courant  $i_a$  absorbé par la machine. Pour résoudre ce problème de déséquilibre entre ces deux tensions, un pont de Clamping peut être mis en œuvre. Avec ce dernier, le modèle de l'entrée de l'onduleur à trois niveaux prend la structure présentée ci-dessous (figure V.6).

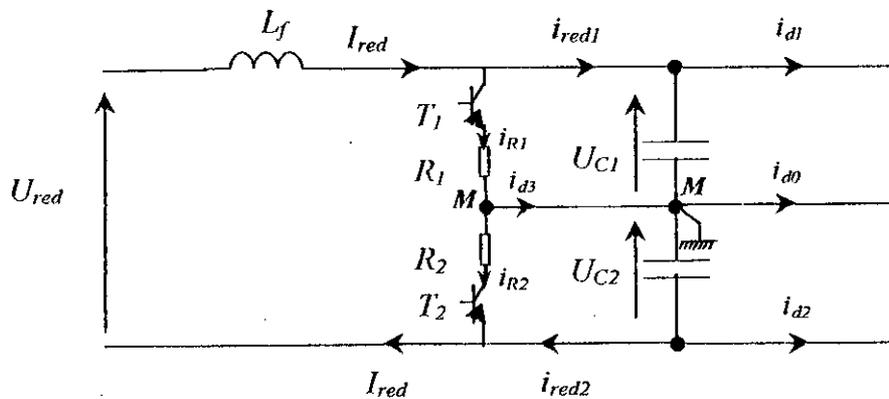


Fig.V.6. Modèle d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux avec le pont de Clamping.

Les transistors  $T_1$  et  $T_2$  sont commandés par l'algorithme donné dans le chapitre précédent ( système IV.18).

Les simulations avec le pont de Clamping sont présentées sur les figures (V.7.\*).

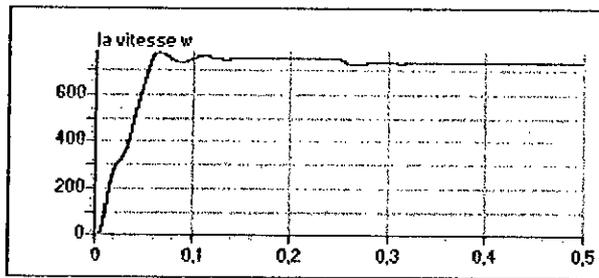


Fig.V.7.a. La vitesse de la machine.

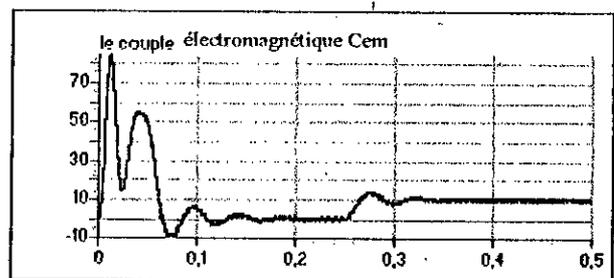


Fig.V.7.b. Le couple électromagnétique.

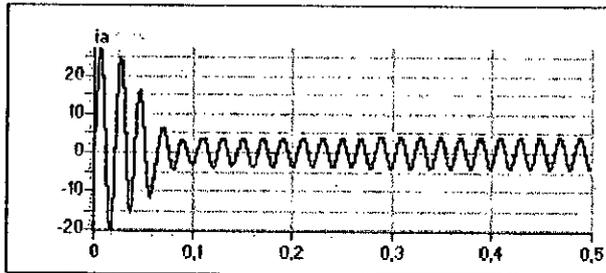


Fig.V.7.c. Le courant d'une phase de la machine.

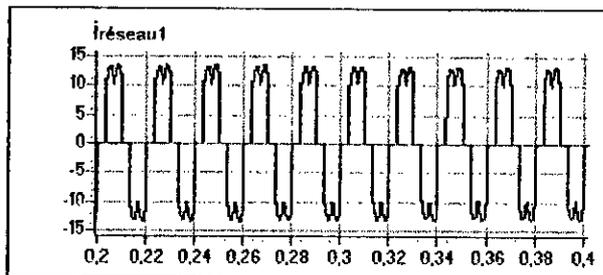
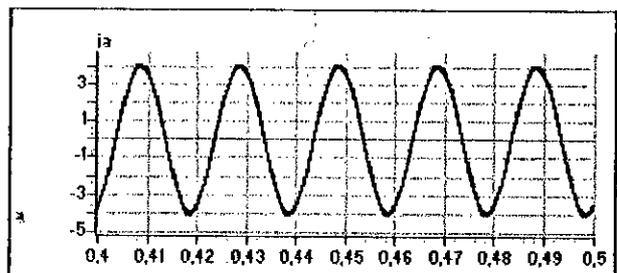


Fig.V.7.d. Le courant de la phase une du réseau.

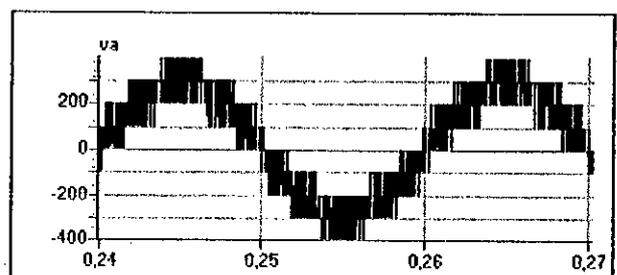


Fig.V.7.e. La tension de l'onduleur triphasé par rapport au neutre de la machine.

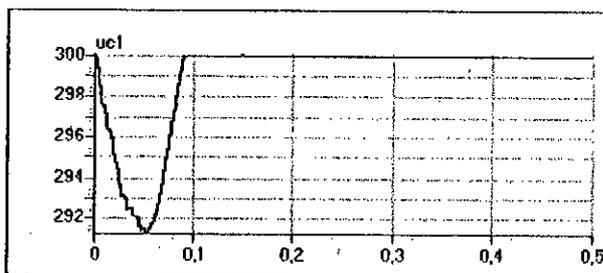


Fig.V.7.f. La tension  $U_{C1}$  d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

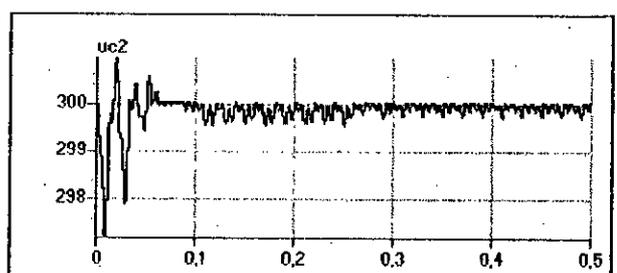


Fig.V.7.g. La tension  $U_{C2}$  d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

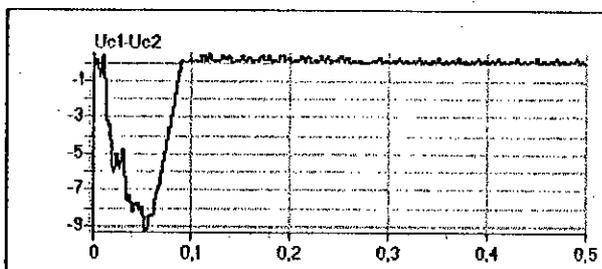


Fig.V.7.h. La différence  $U_{C1}-U_{C2}$

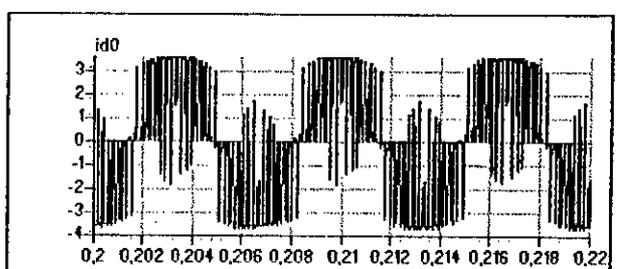


Fig.V.7.i. Le courant d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

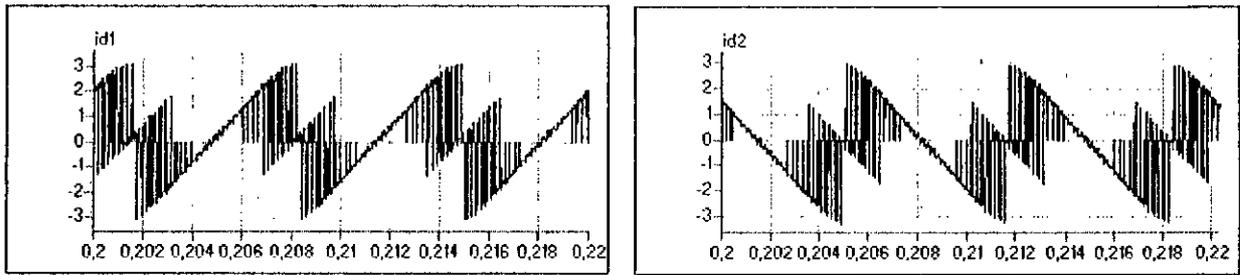


Fig.V.7.j. Les courants  $id1$  et  $id2$  d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

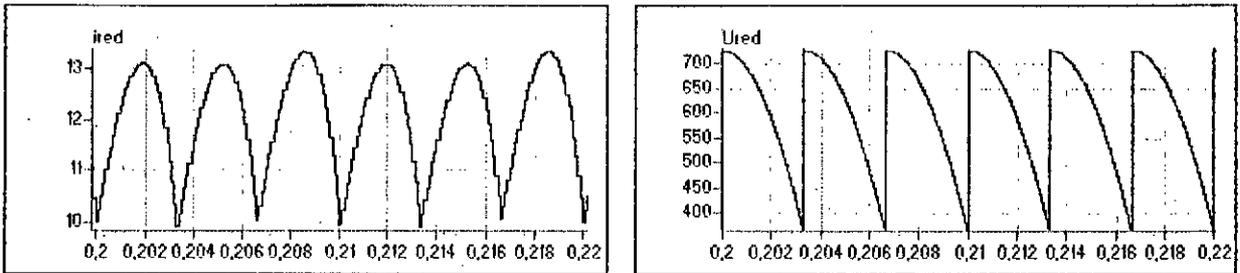


Fig.V.7.k. Le courant redressé  $I_{red}$  et la tension redressée  $U_{red}$ .

On remarque bien, qu'après l'utilisation du pont de *Clamping*, les tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  sont pratiquement égales et constantes. Le courant  $id0$  a une valeur moyenne nulle. La différence  $U_{C1}-U_{C2}$  est pratiquement nulle. Ainsi, le potentiel du point milieu  $M$  est plus stable.

### V.3. Application du filtrage actif parallèle avec compensation de l'énergie réactive sur une charge dynamique

Pour valider le système de filtrage sur une charge quelconque, on a choisi de l'appliquer sur une charge dynamique. Cette charge est constituée de la cascade présentée auparavant. La cascade alimente une machine asynchrone commandée en boucle ouverte de vitesse nominale 710 tr/min.

L'onduleur à trois niveaux du filtre actif est commandé par l'une des stratégies suivantes :

- ❖ Commande par hystérésis en courant à bande variable ( $h1=0.1A$  ;  $h2=0.5A$ ) ;
- ❖ Commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses ( $m=48$ ).

Les tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  d'entrée de l'onduleur à trois niveaux du filtre actif sont asservies par l'une des trois méthodes suivantes :

- ❖ Utilisation de capacités  $C_1$  et  $C_2$  de valeurs importantes, et la régulation des tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  par l'onduleur lui-même.

- ❖ Utilisation d'une batterie et l'équilibrage de ces tensions en utilisant le pont de *Clamping*.
- ❖ L'asservissement de ces tensions par l'onduleur lui-même avec équilibrage par le pont de *Clamping*.

Ces trois méthodes ont été développées dans le chapitre précédent ( chapitre IV ).

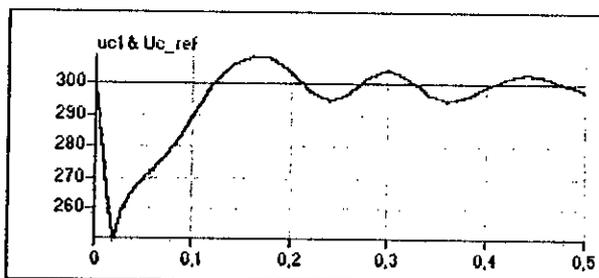
### ***Interprétations et résultats de simulation :***

Les figures (V.8.a\*.b\*.c\*) montrent les formes des grandeurs simulées du système. Ces simulations sont réalisées pour les deux stratégies de commande : par hystérésis en courant à bande variable et la commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses. Les trois méthodes de l'asservissement des tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux sont appliquées.

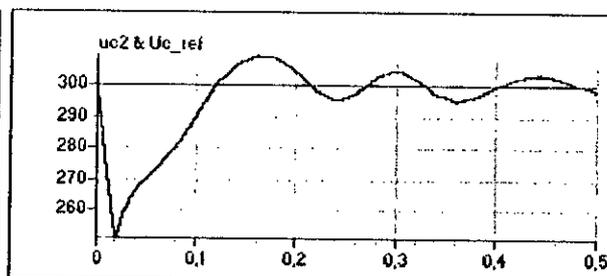
On constate que les courants du filtre suivent bien leurs références même dans les régimes transitoires (à  $t=0.25s$  le couple résistant  $C_r=10Nm$ ). Après identification des courants harmoniques par la méthode directe d'identification, on remarque que les courants harmoniques générés par le filtre ont la même forme que ceux demandés par la charge polluante.

Le courant de source est pratiquement sinusoïdal et en phase avec sa tension. Ainsi, la compensation de l'énergie réactive du réseau est totale.

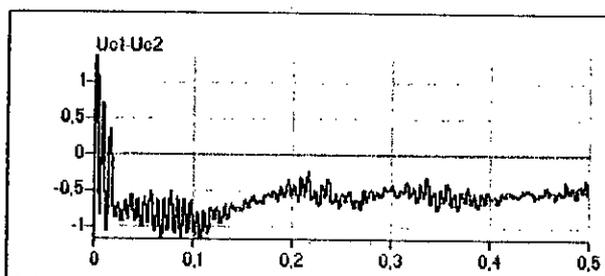
Les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  oscillent autour de  $300V$  pour la première méthode. Ce qui n'est pas le cas pour les deux autres méthodes, où les tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  sont constantes et égales à  $300V$ , d'où l'intérêt du pont de *Clamping*.



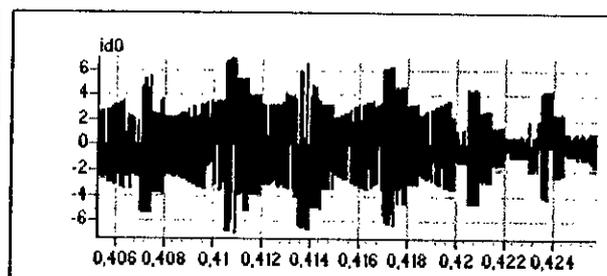
La tension d'entrée  $U_{C1}$  du filtre.



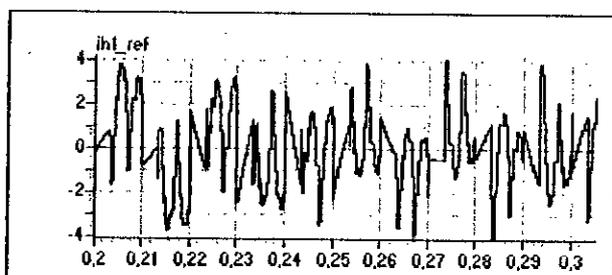
La tension d'entrée  $U_{C2}$  du filtre.



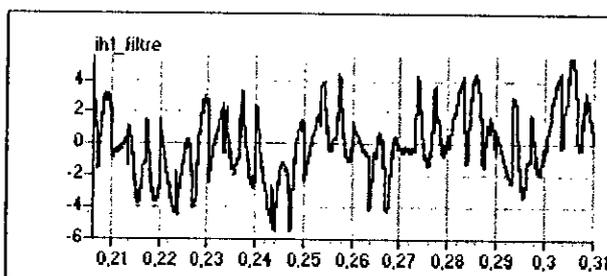
La différence  $U_{C1}-U_{C2}$



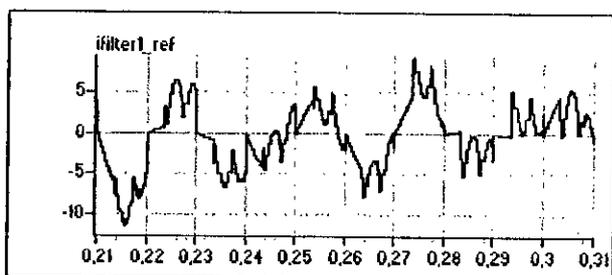
Le courant d'entrée  $i_{d0}$  du filtre.



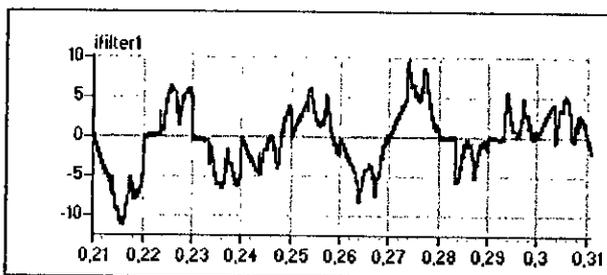
Le courant harmonique de référence.



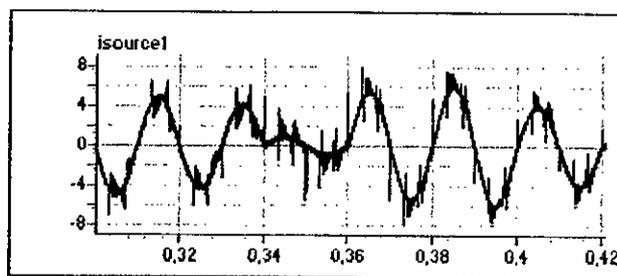
Le courant harmonique réel.



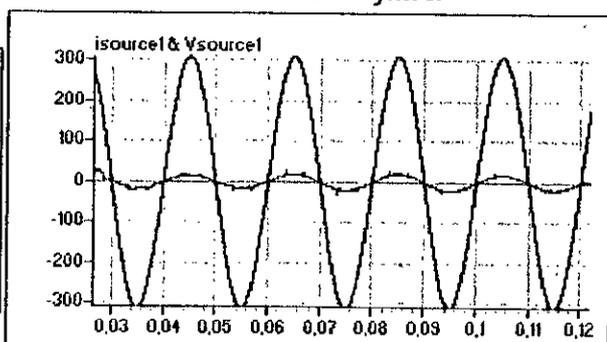
Le courant de référence du filtre.



Le courant réel du filtre.

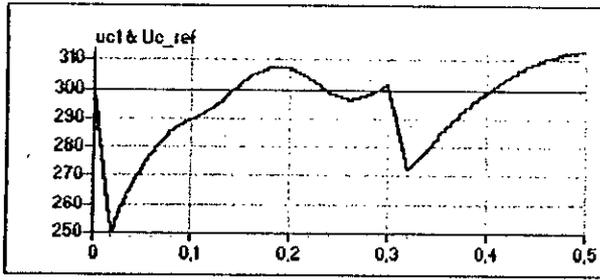


Le courant réel de la source.

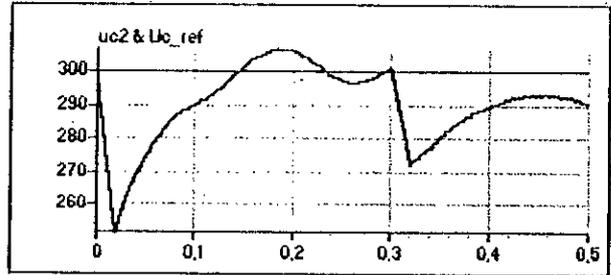


Le courant et la tension de la phase une de la source.

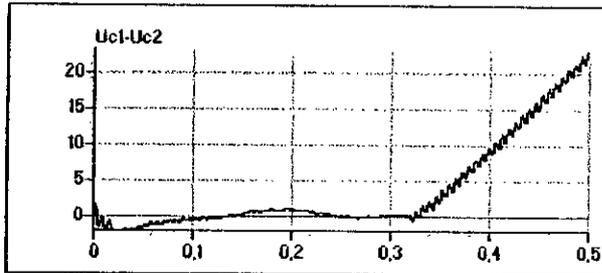
Fig.V.8.a.1. Les grandeurs simulées pour la commande par hystérésis en courant à bande variable du filtre actif ( $h1=0.1A$ ;  $h2=0.5A$ ) dans le cas de la cascade (Méthode (1)).



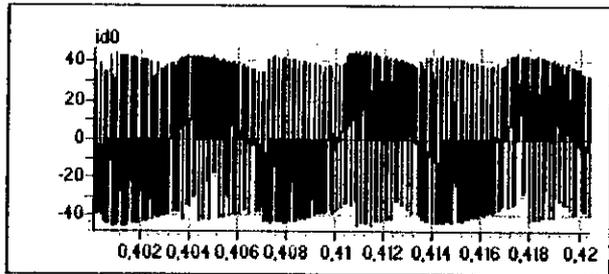
La tension d'entrée  $U_{C1}$  du filtre.



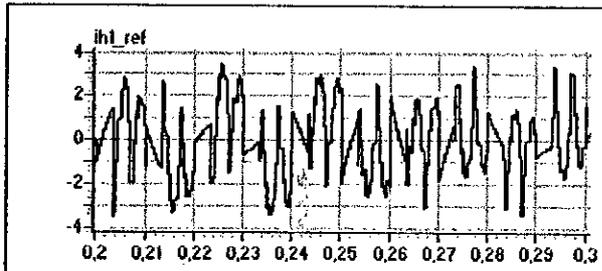
La tension d'entrée  $U_{C2}$  du filtre.



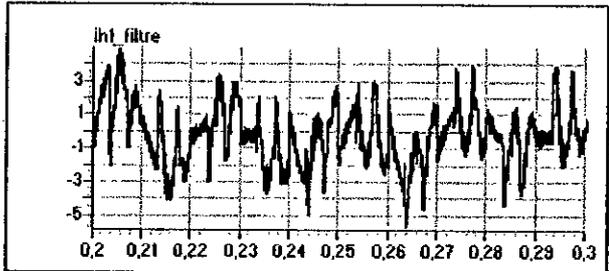
La différence  $U_{C1}-U_{C2}$



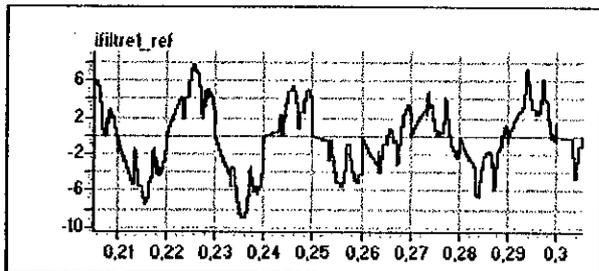
Le courant d'entrée  $i_{d0}$  du filtre.



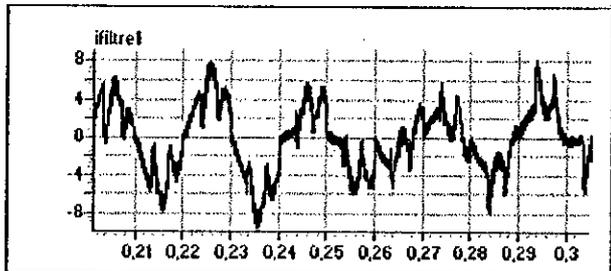
Le courant harmonique de référence.



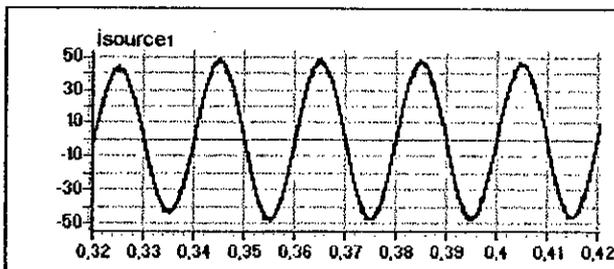
Le courant harmonique réel.



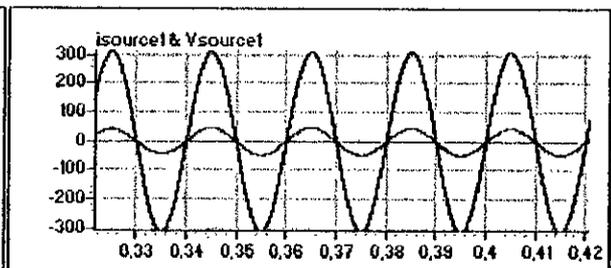
Le courant de référence du filtre.



Le courant réel du filtre.

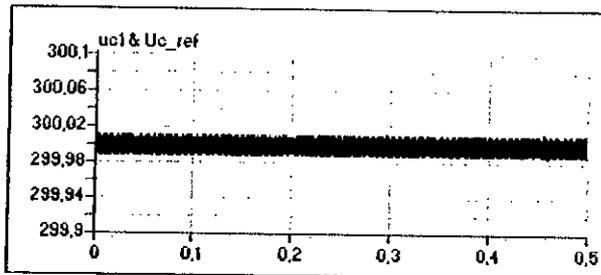


Le courant réel de la source.

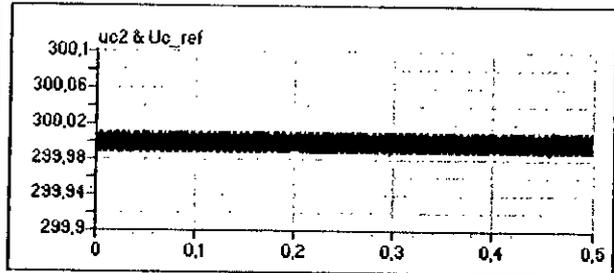


Le courant et la tension de la phase une de la source.

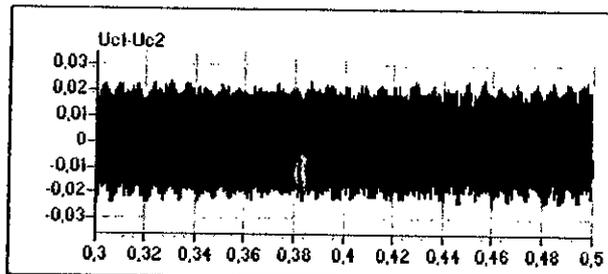
Fig. V.8.a.2. Les grandeurs simulées pour la commande triangulo-sinusoidale ( $m=48$ ) du filtre actif dans le cas de la cascade (Méthode (1)).



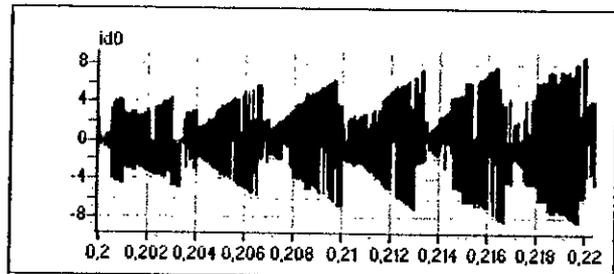
La tension d'entrée  $U_{C1}$  du filtre.



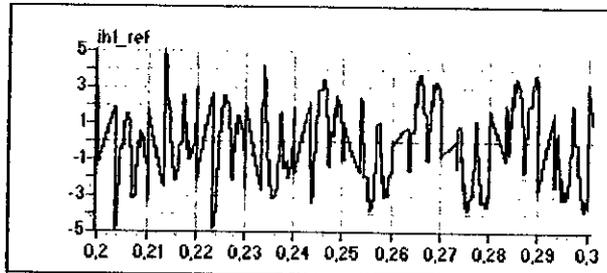
La tension d'entrée  $U_{C2}$  du filtre.



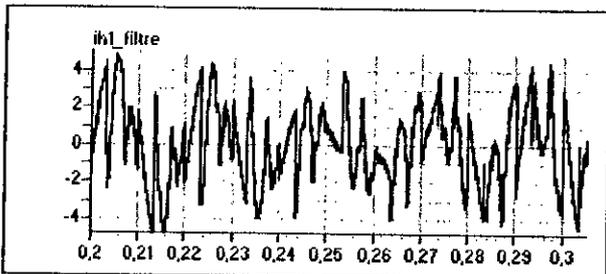
La différence  $U_{C1}-U_{C2}$



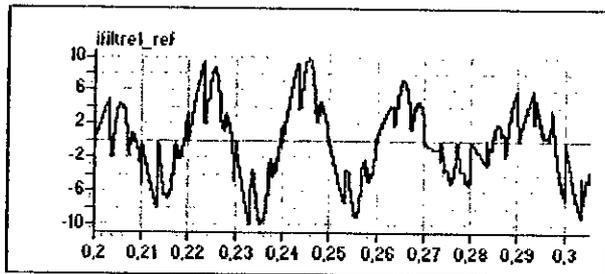
Le courant d'entrée  $i_{d0}$  du filtre.



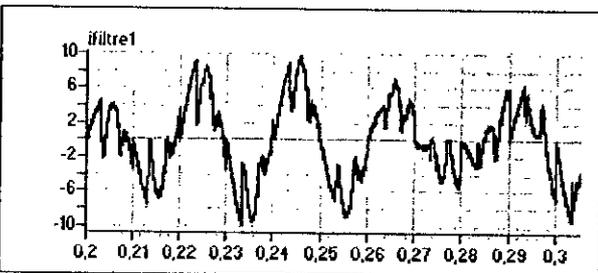
Le courant harmonique de référence.



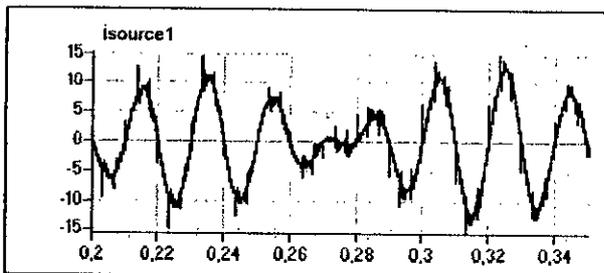
Le courant harmonique réel.



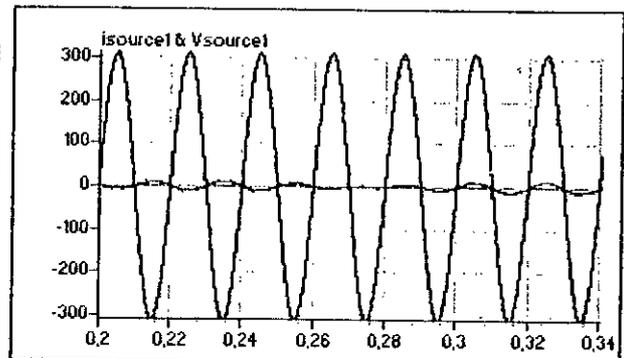
Le courant de référence du filtre.



Le courant réel du filtre.

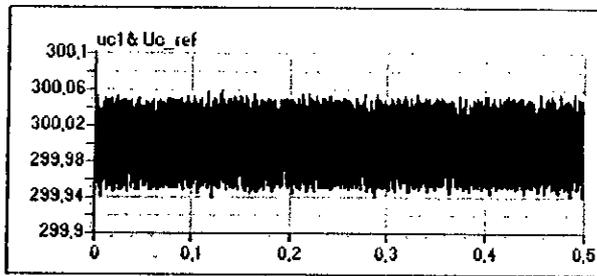


Le courant réel de la source.

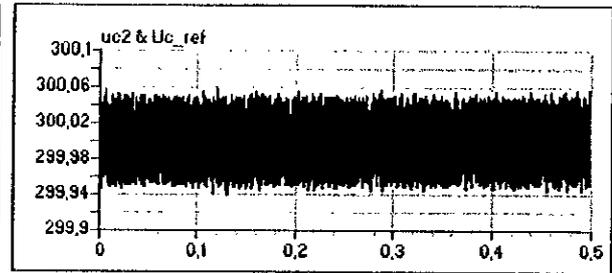


Le courant et la tension de la phase une de la source.

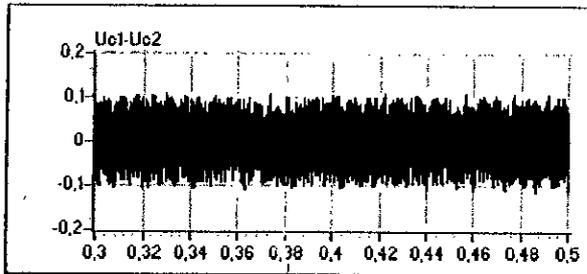
Fig.V.8.b.1. Les grandeurs simulées pour la commande par hystérésis en courant à bande variable du filtre actif ( $h1=0.1A$  ;  $h2=0.5A$ ) dans le cas de la cascade (Méthode (2)).



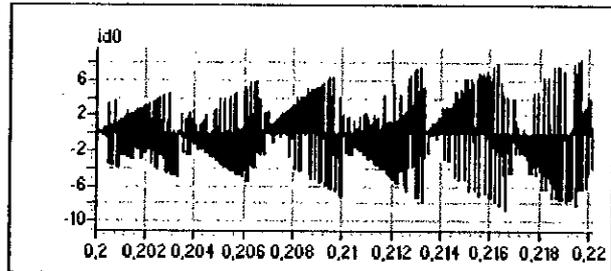
La tension d'entrée  $U_{c1}$  du filtre.



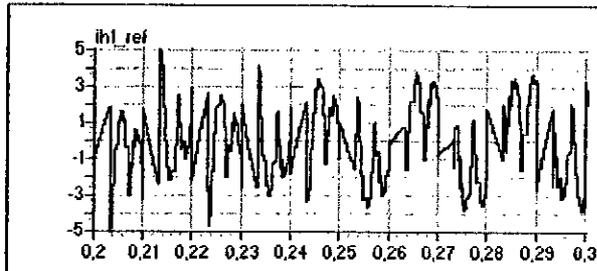
La tension d'entrée  $U_{c2}$  du filtre.



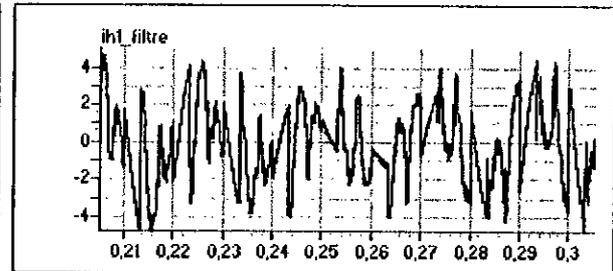
La différence  $U_{c1}-U_{c2}$



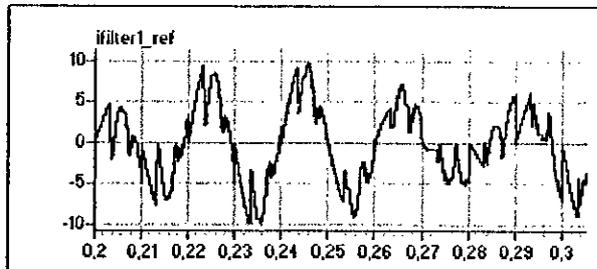
Le courant d'entrée  $i_{d0}$  du filtre.



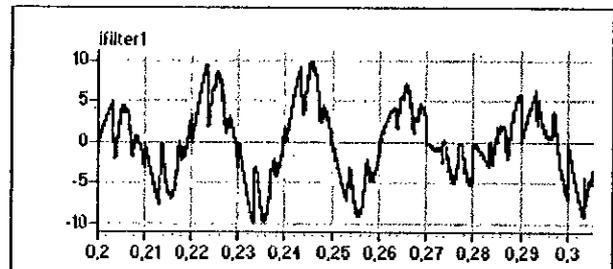
Le courant harmonique de référence.



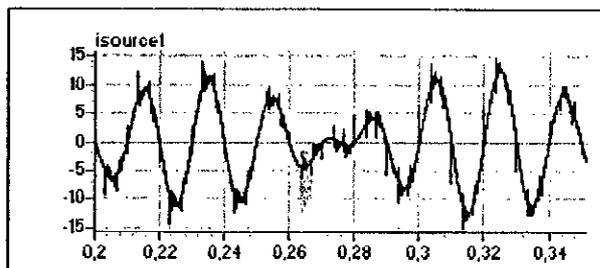
Le courant harmonique réel.



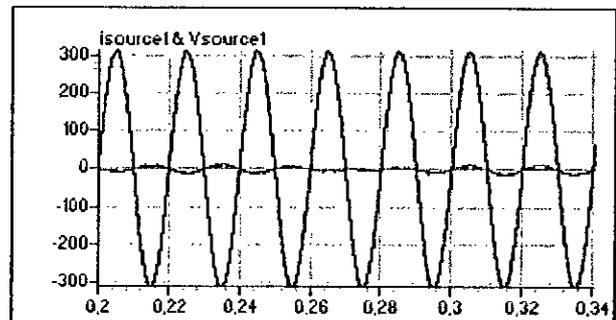
Le courant de référence du filtre.



Le courant réel du filtre.

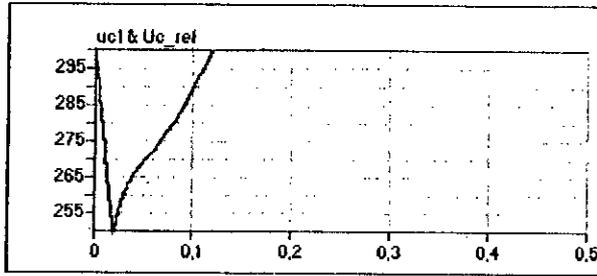


Le courant réel de la source.

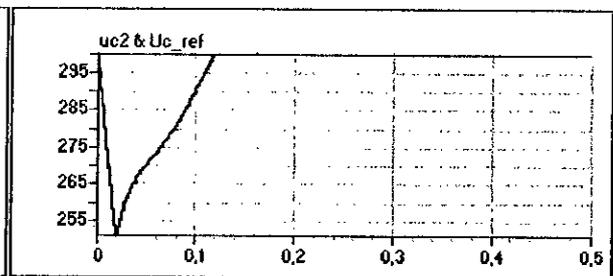


Le courant et la tension de la phase une de la source.

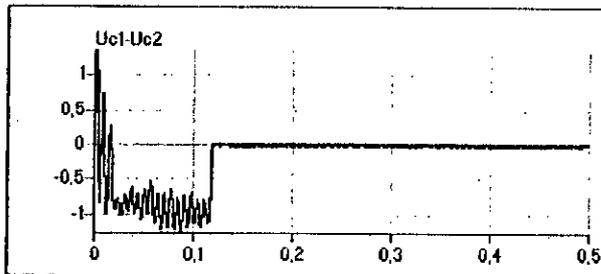
Fig.V.8.b.2. Les grandeurs simulées pour la commande triangulo-sinusoidale ( $m=48$ ) du filtre actif dans le cas de la cascade (Méthode (2)).



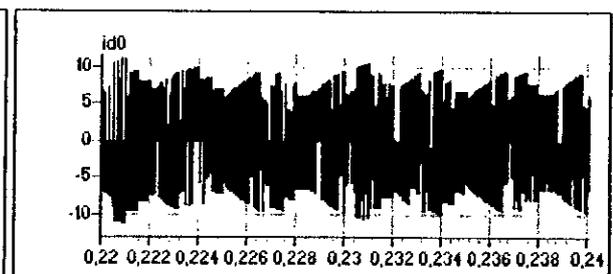
La tension d'entrée  $U_{C1}$  du filtre.



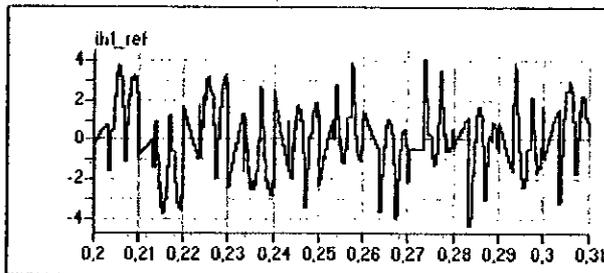
La tension d'entrée  $U_{C2}$  du filtre.



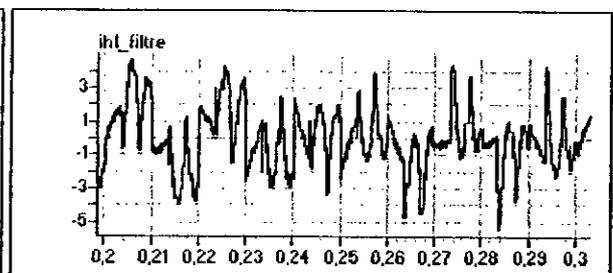
La différence  $U_{C1} - U_{C2}$



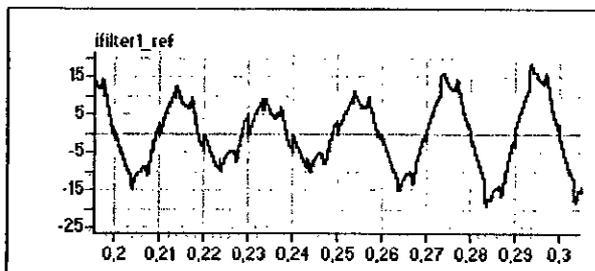
Le courant d'entrée  $i_{d0}$  du filtre.



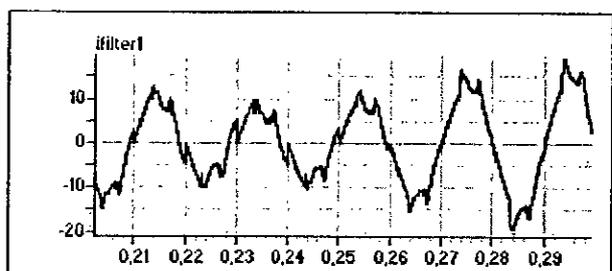
Le courant harmonique de référence.



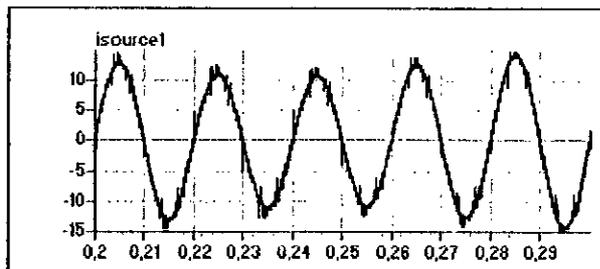
Le courant harmonique réel.



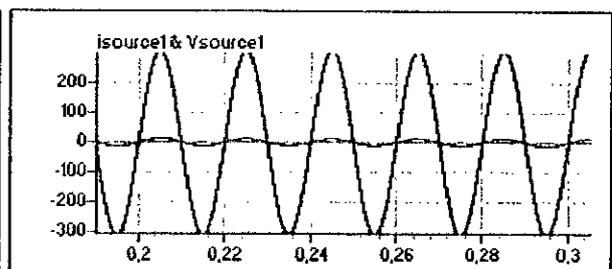
Le courant de référence du filtre.



Le courant réel du filtre.

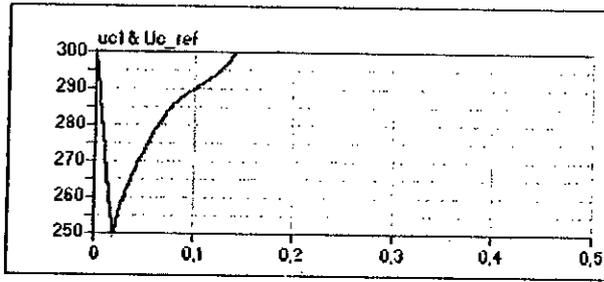


Le courant réel de la source.

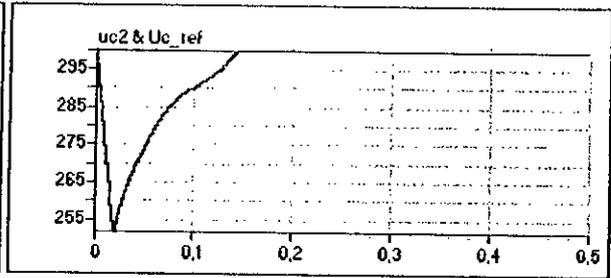


Le courant et la tension de la phase une de la source.

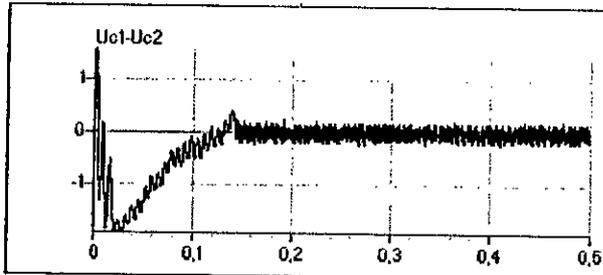
Fig.V.8.c.1. Les grandeurs simulées pour la commande par hystérésis en courant à bande variable du filtre actif ( $h1=0.1A;h2=0.5A$ ) dans le cas de la cascade (Méthode (3)).



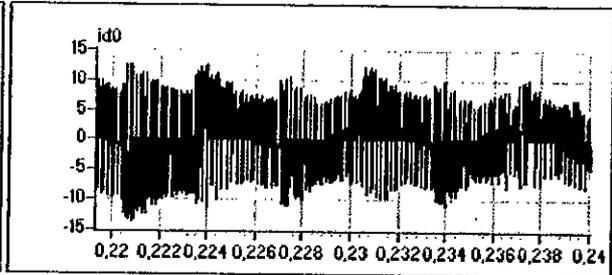
La tension d'entrée  $U_{C1}$  du filtre.



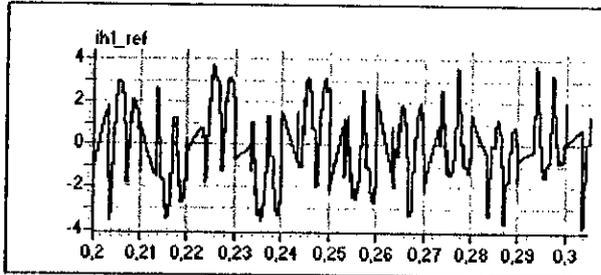
La tension d'entrée  $U_{C2}$  du filtre.



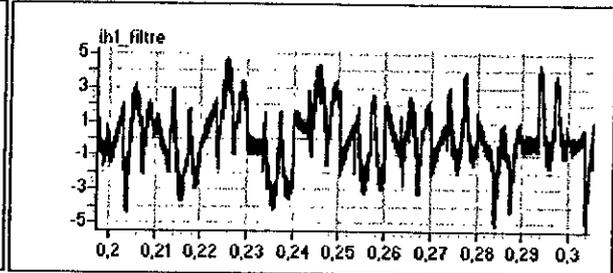
La différence  $U_{C1}-U_{C2}$



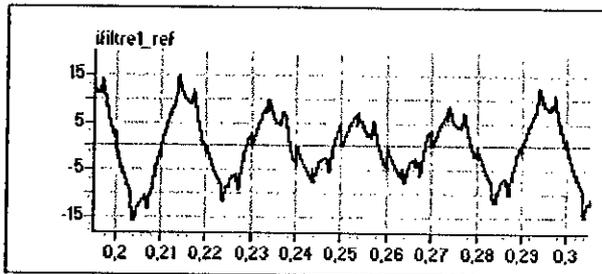
Le courant d'entrée  $i_{d0}$  du filtre.



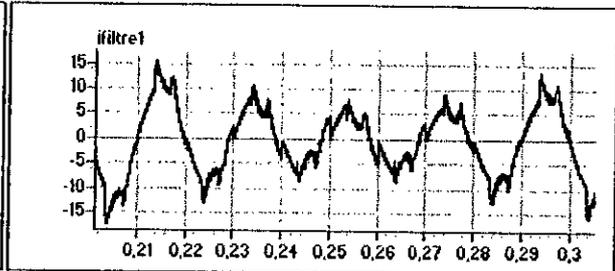
Le courant harmonique de référence.



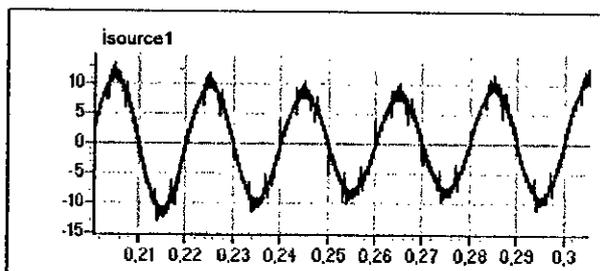
Le courant harmonique réel.



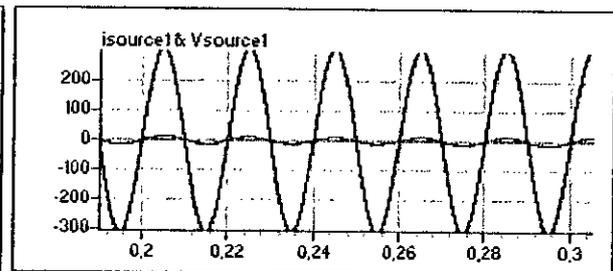
Le courant de référence du filtre.



Le courant réel du filtre.



Le courant réel de la source.



Le courant et la tension de la phase une de la source.

Fig.V.8.c.2. Les grandeurs simulées pour la commande triangulo-sinusoidale ( $m=48$ ) du filtre actif dans le cas de la cascade( Méthode (3) ).

## CONCLUSION

Dans ce chapitre V, on a étudié les performances des algorithmes, présentés dans ce mémoire, de commande du filtre actif parallèle appliqué sur une charge dynamique polluante. Ainsi, on a présenté la cascade suivante : un redresseur de tension triphasé à thyristors ( $\alpha=\pi/6$ )- onduleur triphasé à trois niveaux-machine asynchrone triphasée.

On a montré en particulier :

- ❖ L'efficacité du pont de *Clamping* pour l'équilibrage des tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux de la cascade.
- ❖ Les performances du filtre actif parallèle même pour les charges dynamiques polluantes.

Ainsi, les résultats obtenus sont très prometteurs quant à l'utilisation des onduleurs à trois niveaux avec le pont de *Clamping* comme un filtre actif et compensateur d'énergie réactive. Les charges polluantes peuvent être statiques ou dynamiques.

*Conclusion  
Générale*

## Conclusion générale

Les convertisseurs statiques dominent largement aujourd'hui le marché industriel. Ces convertisseurs absorbent des courants non sinusoïdaux dont la circulation dans l'impédance du réseau entraîne la déformation de la tension d'alimentation. Lorsque de nombreux convertisseurs sont raccordés à un réseau électrique, la distorsion de la tension d'alimentation peut dépasser les limites admissibles. Dans ce cas, des installations de filtrage sont indispensables pour assurer le bon fonctionnement des équipements raccordés. Le filtre actif parallèle à trois niveaux est une nouvelle solution performante pour la dépollution des réseaux électriques. Connecté en parallèle avec la charge non linéaire, il injecte des courants qui correspondent à tout moment aux composantes harmoniques des courants absorbés par la charge non linéaire. De cette manière, les courants de source sont sinusoïdaux et par conséquent les tensions d'alimentation également. Il peut être utilisé sur le réseau de façon centralisée ou localement pour dépolluer des équipements particulièrement perturbateurs.

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur la dépollution des réseaux alimentant des convertisseurs statiques par un filtre actif parallèle utilisant un onduleur triphasé à trois niveaux ainsi que la compensation de l'énergie réactive demandée par les charges non linéaires.

Dans le premier chapitre, nous avons modélisé l'onduleur à trois niveaux et étudié différentes stratégies de commande des onduleurs à trois niveaux. On a étudié en particulier :

- La stratégie de commande par hystérésis en courant où on a présenté deux algorithmes.
- La commande triangulo-sinusoïdale à une porteuse.
- La commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.

On a montré que la commande par hystérésis est caractérisée par une fréquence de commutation variable. Cette fréquence est fixe (imposée) dans le cas des commandes triangulo-sinusoïdales. On a montré aussi que l'algorithme 2 de la commande par hystérésis en courant s'adapte mieux à la commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux que l'algorithme 1 pour des valeurs élevées de la bande d'hystérésis  $\Delta i$ .

Dans le deuxième chapitre, on a expliqué le principe du filtre actif parallèle et validé le fonctionnement de l'onduleur à trois niveaux comme un filtre actif où on a appliqué ce principe à deux charges non linéaires : le pont redresseur triphasé à diodes et le pont redresseur à thyristors débitant sur une charge **RL**.

Pour la détermination des courants harmoniques de référence que doit générer le filtre actif, on a utilisé une méthode appelée la méthode d'identification directe. Après avoir présenté le principe de cette méthode basée sur les puissances active et réactive instantanées, nous avons testé sa validité pour un courant de charge *ic* imposé.

On a montré que les piques observés dans les courants de source sont dus à la présence de la self entre le filtre actif et le réseau qui limite les variations brusques des courants harmoniques générés par le filtre. On a montré également que le bon fonctionnement du filtre actif est lié au bon dimensionnement du circuit R,L qui le connecte au réseau.

Dans le troisième chapitre, on a présenté deux méthodes consistant à générer en plus de la composante harmonique qui sert à dépolluer le réseau, une autre composante fondamentale qui va servir à compenser la puissance réactive demandée par la charge non linéaire. Les résultats présentés dans ce chapitre montrent la fiabilité du concept du filtre actif parallèle qui joue deux rôles :

- Compenser les harmoniques générés par la charge ;
- Compenser l'énergie réactive demandée par la charge et donc avoir un facteur de puissance coté réseau unitaire.

Dans le quatrième chapitre, après avoir mis en évidence le problème d'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux et présenté ses effets résultants sur le fonctionnement du filtre actif parallèle, on a proposé trois solutions pour résoudre ce problème :

- Asservissement des tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  par l'onduleur lui-même ;
- Utilisation d'une batterie avec équilibrage par le circuit de *Clamping* ;
- Asservissement des tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  par l'onduleur lui-même avec équilibrage par le circuit de *Clamping*.

Les résultats présentés dans ce chapitre montrent bien :

- Que les deux dernières méthodes sont les plus performantes.
- L'efficacité du circuit de *Clamping* dans l'équilibrage des tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$ .
- L'asservissement des tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux permet d'avoir un faible décalage (déséquilibre) entre ces deux tensions pendant le régime transitoire. En régime établi, la différence ( $U_{C1}-U_{C2}$ ) est pratiquement nulle.
- L'efficacité, pour les onduleurs à trois niveaux, de l'asservissement unique de la tension moyenne  $U_C$  au lieu de deux asservissements des tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$ .

Dans le dernier chapitre, on a étudié les performances du filtre actif parallèle appliqué sur une charge dynamique polluante. Ainsi, on a présenté la cascade suivante : un redresseur de tension triphasé à thyristors - onduleur triphasé à trois niveaux - machine asynchrone triphasée. On a montré en particulier :

- L'efficacité du pont de *Clamping* pour l'équilibrage des tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux de la cascade.
- Les performances du filtre actif parallèle même pour les charges dynamiques polluantes.

Les résultats obtenus dans notre travail sont très prometteurs quant à l'utilisation des onduleurs à trois niveaux avec le pont de *Clamping* comme un filtre actif et compensateur d'énergie réactive particulièrement dans les domaines de forte puissance et/ou haute tension.

#### Perspectives :

- ◆ Application d'autres algorithmes de réglage ( non linéaire par exemple ) ;
- ◆ Filtre actif série à trois niveaux.

*Annexes*

## Le choix de la commande complémentaire :

Pour le choix de la commande complémentaire et puisque l'onduleur à trois niveaux comporte quatre interrupteurs par bras, il existe 3 combinaisons possibles :

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

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

### Première combinaison :

Soit la commande complémentaire suivante :

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

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

$B_{k1}$	$B_{k2}$	$B_{k3}$	$B_{k4}$	Tension de sortie du bras $k$ par rapport au point- milieu
0	0	1	1	$-U_{c2}$
0	1	1	0	Non connue
1	0	0	1	Non connue
1	1	0	0	$U_{c1}$

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

**Deuxième combinaison :**

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k1} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k3} = \overline{B_{k4}} \end{cases}$$

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

$B_{k1}$	$B_{k2}$	$B_{k3}$	$B_{k4}$	Tension de sortie du bras $k$ par rapport au point- milieu
0	1	0	1	Non connue
0	1	1	0	$V=0$ où $i=0$ (Non connue)
1	0	0	1	$V=0$ où $i=0$ (Non connue)
1	0	1	0	$V=0$

Cette commande rend le système pratiquement incommandable.

**Troisième combinaison :**

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k3}} \end{cases}$$

La Table logique correspondante est la suivante :

$B_{k1}$	$B_{k2}$	$B_{k3}$	$B_{k4}$	Tension de sortie du bras $k$ par rapport au point- milieu
0	0	1	1	$-U_{c2}$
0	1	1	0	Non connue
1	0	1	1	0
1	1	0	0	$U_{c1}$

Cette commande rend le système totalement commandable à trois niveaux. Pour cela, on l'a choisie dans notre étude.

## *Les paramètres des charges utilisées*

### *Chapitres II, III et IV :*

*La charge du filtre actif triphasé à trois niveaux est :*

$$R_f = 0.1 \Omega$$

$$L_f = 0.001 \text{ H}$$

*La charge du pont redresseur à diodes et du pont redresseur à thyristors est :*

$$R = 10 \Omega$$

$$L = 0.02 \text{ H}$$

### *Chapitre V :*

*La charge du filtre actif triphasé à trois niveaux est :*

$$R_f = 0.1 \Omega$$

$$L_f = 0.001 \text{ H}$$

*Les caractéristiques de la machine asynchrone triphasée utilisée sont :*

$$P_n = 1.5 \text{ kW}$$

$$U_n = 220/380 \text{ V}$$

$$I_n = 6.7/3.7 \text{ A}$$

$$N_n = 710 \text{ tr/mn}$$

$$P = 4$$

$$r_s = 4.850 \Omega$$

$$r_r = 3.805 \Omega$$

$$l_s = 0.274 \text{ H}$$

$$L_r = 0.274 \text{ H}$$

$$M = 0.258 \text{ H}$$

$$J = 0.031 \text{ kg m}^2$$

$$K_f = 0.001136 \text{ Nm/rd/s}$$

# *Bibliographie*

## Bibliographie

**[Akagi 83]**

H.Akagi, Y.Kenzawa, A.Nabae : « *Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits* » IPEC, Tokyo , 83, pp. 1375- 1384.

**[Akagi 84]**

H.Akagi, Y.Kenzawa, A.Nabae : « *Instantaneous reactive power compensators compressing switching devices without energy storage components* » IEEE / TIA, IA-20, n°3, 1984, pp. 625-630.

**[Akagi 86]**

H.Akagi, A.Nabae, S.Athoh : « *Control strategy of active power filtes using multiple voltage-source PWM converters*. IEEE Trans. pp 460-465

**[Aliouane 95]**

K. Aliouane: « *Contribution et l'étude du filtrage actif d'harmonique des réseaux de distribution a l'aide de l'association de filtres actifs séries et passifs parallèles* ». Thèse doctorat INPL, 1995.

**[Ameuri 98]**

R.M.Ameuri, C.Larouci, « *Onduleur à trois niveaux utilisé en filtrage actif parallèle* », ENP, PFE, juin 1998.

**[Belazzoug 97]**

M.Belazzoug, K.Sejaa ,EM.Berkouk : « *Commandes des redresseurs mulliniveaux à M.L.I* », PFE, ENP juillet 97.

**[Belkaid 92]**

H.Belkaid, W.Chouichi : « *Etude et optimisation des moyens de compensation de la puissance réactive dans une entreprise industrielle* », PFE, USTHB, juin 1992.

**[Ben Romdhane 95]**

Y.Ben Romdhane, E.Berkouk & G.Manesse. « *Étude comparative des courants appelés au réseau par deux cascades de conversion à onduleur deux et trois niveaux* ». L.E.I. CNAM Paris

Colloque«*PERTURBATION RECIPROQUES DES CONVERTISSEURS ET DES RESEAUX* », NANTES janvier 95, PP 133-141.

**[Berkouk 94]**

E.M.Berkouk, Y.B.Romdhane, G.Manesse, « *Étude comparative entre un onduleur deux et trois niveaux pour la conduite d'une machine asynchrone triphasée* »,EPE'94,SUISSE 1994.

**[Berkouk 95]**

E.M.Berkouk, «*Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directes et indirectes, application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux* ». Thèse doctorat, CNAM Paris 1995

**[Berkouk 95]**

E.M.Berkouk, Y.B.Romdhane, G.Manesse « *Knowledge and control models for three-level voltage inverters* ». IMACS'95,Allemagne 1995.

**[Boulkhrachef 97]**

M.Boulkhrachef, L.Kadri , B.Hamici, M.O.Mahmoudi: « *Méthodologie de commande de la machine asynchrone incluant la logique floue* », PFE, ENP juillet 97.

**[Boussetoua 97]**

M. Boussetoua ,Berkouk EM : « *Commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois niveaux* », PFE, ENP juillet 97.

**[Delarue 92]**

P.Delarue. « *Filtres actifs. Méthode générale de détermination des éléments de stockage d'énergie et des semi-conducteurs d'injection* ».

Colloque«*PERTURBATION RECIPROQUES DES CONVERTISSEURS ET DES RESEAUX* », NANTES juillet 92, p 171.

**[Delarue 95]**

P.Delarue & R.Bausiere « *Filtre actif : Commande directe de courants de lignes* », LILLE. 1

Colloque«*PERTURBATION RECIPROQUES DES CONVERTISSEURS ET DES RESEAUX* », NANTES janvier 95, pp . 201-213.

**[Escriva 94]**

G.Escriva « *Dépollution harmonique des réseaux basses tensions* », Groupe Schneider Merlin Gerin .

Colloque « *PERTURBATION RECIPROQUES DES CONVERTISSEURS ET DES RESEAUX* », NANTES janvier 95, pp 38-52.

**[Fakuda 93]**

S.Fakuda ,T.Endoh « *control method and characteristics of active power filter* »,EPE, Brighton 1993 pp.139-144.

**[Faucher 95]**

H.Faucher « *Quelques aspects sur la modulation à largeur d'impulsion* ».FRANCE 1993.

**[Fujita 90]**

H.Fujita H.Akagi, A.Nabae : « *A practical approach to harmonic compensation in power systems- Series connection of passive and active filters* ».IEEE / IAS Ann. Meet. Conf., pp 1107-1112, 1990

**[Joos 91]**

G.Joos, L.Moran, P.Ziogas « *Performance analysis of PWM inverter VAR compensator* », IEEE/TPE,vol 6 n°3,1991, pp.380-391.

**[Letzelter 95]**

J.Letzelter & LeBitoux, D.Sadarnac « *Caractérisation des courants harmoniques émis par les industries françaises* »,

Colloque « *PERTURBATION RECIPROQUES DES CONVERTISSEURS ET DES RESEAUX* », NANTES janvier 95, pp 1-5.

**[Lott 92]**

J.P.Lott J.H.XU S.Saadate B.Davat. « *Performances d'un filtre actif à structure courant* ».

Colloque « *PERTURBATION RECIPROQUES DES CONVERTISSEURS ET DES RESEAUX* », NANTES juillet 92, p 43.

**[Masada 90]**

E.Masada, K.Hayafune « *A harmonique control scheme for the active power filter* ». pp. 229-234.

**[Meynard 95]**

T.Meynard & Y.Chéron « *Filtre actif de courant pour réseau MT/HT* », LEEI CNRS6URA 1438.

Colloque « *PERTURBATION RECIPROQUES DES CONVERTISSEURS ET DES RESEAUX* », NANTES janvier 95, pp73-83.

**[Plateau x 93]**

J.P.Plateaux, « *La conception et la réalisation d'un redresseur à modulation de largeur d'impulsion à faible pollution harmonique* ». Mémoire CNAM, Paris 1993

**[Rabouch 92]**

F.Rabouch & G.Manesse. « *Filtres actifs. Utilisation d'un pont onduleur de tension monophasé pour la compensation des courants harmoniques* »

Colloque « *PERTURBATION RECIPROQUES DES CONVERTISSEURS ET DES RESEAUX* », NANTES juillet 92, p 191.

**[Rabouch 93]**

F.Rabouch, « *Modélisations des convertisseurs en pont bidirectionnels en courant. Applications au redressement et au filtrage* ». Thèse de doctorat, Paris VI, FRANCE 1993.

**[Rabouch 95]**

F.Rabouch, Y.Ben Romdhane & G.Manesse « *Étude des perturbations harmoniques générées par une cascade de conversion : Redresseur – onduleur multi niveaux* », CNAM Paris.

Colloque « *PERTURBATION RECIPROQUES DES CONVERTISSEURS ET DES RESEAUX* », NANTES janvier 95, pp. 237-247.

**[F.Richardeau 95]**

F.Richardeau, Ph.Ladoux, Y.Chéron « *Réduction de l'énergie réactive échangée entre le réseau et les convertisseurs de forte puissance* », PRCR-NANTE, 26 janvier 1995.

[Seguier 92]

G.Seguier « *Les perturbations induites dans le réseau par les convertisseurs statiques : origine, propagation, procédés de réduction* »

Colloque « *PERTURBATION RECIPROQUES DES CONVERTISSEURS ET DES RESEAUX* », NANTES juillet 92, pp . 1-17.

M.I.Krouma, Y.Abdelli, E.M.Berkouk, G.Manesse « *Commande d'un filtre actif avec compensation d'énergie réactive utilisant un onduleur à trois niveaux* ».soumis à SNAS'99, Annaba, Algérie 1999.

M.I.Krouma, Y.Abdelli, E.M.Berkouk, G.Manesse « *Regulation of the input voltage of three-level NPC CSI. Application to the harmonics shunt active filtering and reactive power compensation* ».soumis à IECON'99, USA 1999.

M.I.Krouma, Y.Abdelli, E.M.Berkouk, G.Manesse « *Feedback control of the input DC voltage of the three phases three-level NPC VSI. Application to the harmonics shunt active filter and reactive power compensator* ».soumis à IFAC'99, Belgium 1999.

M.I.Krouma, Y.Abdelli, E.M.Berkouk, G.Manesse « *Filtrage actif des harmoniques et compensation de l'énergie réactive utilisant un onduleur à trois niveaux commandé par hystérésis* ».soumis à SNGE'99, Biskra, Algérie 1999.

M.I.Krouma, Y.Abdelli, E.M.Berkouk, G.Manesse « *Commande linéaire des tensions d'entrée d'un onduleur à trois niveaux utilisé pour filtrage actif des harmoniques et compensation de l'énergie réactive* ».soumis à CMGE'99, Constantine, Algérie 1999.

## ملخص:

موضوع هذا البحث هو استعمال موج ثلاثي الأطوار ذو ثلاثة مستويات في التصفية النشيطة المتوازية للتيارات التوافقية مع تعويض الطاقة الوهمية، و التحكم في توترات المدخل لهذا الموج. و من هنا، سوف نقدم حل فعال لتلوث الشبكات الكهربائية الناتجة عن الحملات اللاخطية.

**الكلمات المفتاح:** موج ذو ثلاثة مستويات، مصفي نشيط متوازي، تعويض الطاقة الوهمية، عامل الطاقة أحادي، الطريقة المباشرة للتعريف، هيستريزيس، الثلثية-الجيبية.

## Résumé :

L'objet de ce mémoire est l'utilisation d'un onduleur triphasé à trois niveaux pour le filtrage actif parallèle des courants harmoniques avec compensation d'énergie réactive, et l'asservissement des tensions d'entrée de cet onduleur. Ainsi, on présentera une solution efficace à la pollution des réseaux produite par des charges non linéaires.

**Mots clés :** Onduleur à trois niveaux, filtre actif parallèle, compensation d'énergie réactive, facteur de puissance unitaire, méthode directe d'identification, hystérésis, triangulo-sinusoidale.

## Abstract :

The object of this memory is the utilisation of three phases three-level VSI for the shunt active filtering of harmonics currents with reactive power compensation and the regulation of the input DC voltage of this VSI. So, one will present an efficient solution to the pollution of the networks produced by the non-linear loads.

**Keywords :** Three-level, NPC, VSI, shunt active filter, reactive power compensation, unitary power factor, direct harmonics identification, hysteresis, triangulo-sinusoidal.