

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



PROJET DE FIN D'ETUDES

Département : Génie électrique
Filière : Automatique

En vue d'obtention du diplôme
d'ingénieur d'état en Automatique

THEME

**COMMANDE NON LINEAIRE D'UN FILTRE
ACTIF PARALLELE A TROIS NIVEAUX**

Proposé & dirigé par :

Dr. E.M.BERKOUK

Etudié par :

Islem AIT HAMMOUDA
Hatem CHEROUAT

Promotion
Juin 2000

E.N.P. 10, Avenue Hassen Badi, 16200 El-Harrach, Alger.

Remerciements

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

Nous remercions également nos confrères et amis de la promotion .

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

AIT HAMMOUDA
Islem

CHEROUAT
Hatem

المكتب الوطني للتحريات
البحرية - الجزائر
الجزائر

Dédicace

*Je dédie ce modeste travail
à tous les gens que j'ai tant aimé et
que j'aimerai toujours,
qu'ils soient présents ou absents
ils resteront gravés dans mon cœur
le restant de mes jours*

A mes parents

mes sœurs

mes frères

et mes amis

*Et à tous ceux qui m'ont soutenu
et qui m'ont aidé à surmonter
mes moments de stress et de désespoir*

Hatem

Dédicace

A ma tendre mère sans qui je ne pourrais vivre

A mon père, mon exemple dans la vie

A mon grand frère Amine

A mon petit frère Kader

A tous les membres de ma famille

A ma tante Fatiha

A Omar K.

A mes amis

A tous ceux que j'aime

Je dédie ce travail

Islem

SOMMAIRE

Notations	
Introduction générale.....	2

Chapitre I: modélisation de l'onduleur à trois niveaux et stratégie de commande

Introduction.....	6
I.1 Description de l'onduleur à trois niveaux	6
I.1.1. Structure de l'onduleur à trois niveaux.....	6
I.1.2. Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....	8
I.2. Modélisation des onduleurs triphasés à trois niveaux.....	10
I.3. Modèle de commande de l'onduleur à trois niveaux.....	10
I.3.1. Commandabilité des convertisseurs statiques.....	10
I.3.2. Fonction de connexion.....	11
I.3.3. Fonction de commutation.....	12
I.3.4. Modèle de connaissance.....	12
I.3.5. Fonctions génératrice et modèle de commande.....	14
I.4. Stratégie de commande	17
I.4.1. Commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à une seule porteuse.....	17
I.4.2. Commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à une seule porteuse	18

Chapitre II : Principe du Filtrage Actif

Introduction.....	21
II.1. Filtrage actif parallèle des courant/harmoniques.....	21
II.1.1. Structure du filtre actif parallèle triphasé à trois niveaux.....	21
II.1.2. Application du filtre actif à la charge non linéaire.....	23
II.1.2.1. Modélisation des redresseurs triphasés.....	24
II.1.2.2. Modélisation du pont redresseur triphasé à diodes.....	24
II.1.2.3. Modélisation du pont redresseur triphasé à thyristor.....	25
II.1.3. Identification des courants harmoniques de référence.....	26
II.1.3.1. Principe de la méthode directe.....	27
II.1.3.2. Application de la méthode directe au filtrage actif parallèle.....	28

II.2.	Filtrage actif avec compensation de l'énergie réactive.....	29
II.2.1.	Principe du filtrage actif avec compensation de l'énergie réactive.....	29
II.2.2.	Détermination de la valeur de I_{s-max}	30
II.2.2.1.	Principe de la méthode.....	30
II.2.2.2.	Expression du courant de charge dans le repère α - β	30
II.2.2.3.	Mise en œuvre de filtres passe bas pour l'extraction du courant de source de référence.....	30
II.2.2.4.	Application de cette méthode sur une charge non linéaire.....	32
II.3.	Asservissement des tensions d'entrée du filtre actif parallèle à trois niveaux..	33
II.3.1.	Asservissement des tensions U_{C1} et U_{C2} par l'onduleur lui même.....	33
II.3.1.1.	Modèle de la boucle de tension.....	34
II.3.1.2.	Dimensionnement du régulateur de tension.....	35
II.3.1.3.	Compensation de l'énergie réactive du réseau.....	36
II.3.2.	Utilisation d'une batterie et équilibrage par le circuit de Clamping....	37
II.3.3.	Asservissement des tensions U_{C1} et U_{C2} par l'onduleur lui même et équilibrage par le circuit de Clamping	39
	Conclusion	41

Chapitre III : Commande non linéaire par mode de Glissement

	Introduction.....	43
III.1.	Rappels sur les modes de glissement.....	43
III.2.	Conception de la commande par mode de glissement.....	44
III.2.1.	Choix d'une surface de glissement.....	44
III.2.2.	Conditions de convergence.....	45
III.2.2.1.	Fonction directe de commutation.....	45
III.2.2.2.	Fonction de Lyapunov.....	46
III.2.3.	Le calcul de la commande.....	46
III.2.3.1.	Définition des grandeurs de commande.....	47
III.2.3.2.	Expression analytique de la commande.....	48
III.2.4.	Elimination du phénomène de Chattering.....	50
III.3.	Dimensionnement des régulateurs de courant.....	51
III.3.1.	Filtrage actif parallèle.....	51
III.3.2.	Filtrage actif avec compensation de l'énergie réactive.....	52
III.3.3.	Asservissement des tensions d'entrée du filtre actif parallèle à trois niveaux	53
III.3.3.1.	Méthode (1) : Asservissement des tensions U_{C1} et U_{C2} par l'onduleur lui même.....	54
III.3.3.2.	Méthode (2) : Utilisation d'une batterie et équilibrage par le circuit de Clamping.....	55
III.3.3.3.	Méthode (3) : Asservissement des tensions U_{C1} et U_{C2} par l'onduleur lui même et équilibrage par le circuit de Clamping.....	56
III.4.	Simulation et interprétation des résultats.....	57
	Conclusion.....	59

Chapitre IV: Réglage non linéaire par la théorie de Lyapunov

Introduction.....	77
IV.1. Point d'équilibre.....	77
IV.2. Notion de stabilité.....	77
IV.3. Stabilité et stabilité asymptotique au sens de Lyapunov.....	77
IV.4. Première méthode indirecte (ou de linéarisation) de Lyapunov.....	78
IV.5. Deuxième méthode de Lyapunov (méthode indirecte).....	79
IV.6. Fonction de Lyapunov.....	79
IV.7. Les fonctions de Lyapunov standards (cas des systèmes linéaires positifs)...	80
IV.7.1. Fonction de Lyapunov de type intégrale.....	80
IV.7.2. Fonction de Lyapunov quadratique.....	80
IV.8. Construction de la fonction de Lyapunov.....	81
IV.9. Dimensionnement des régulateurs de courant.....	81
IV.9.1. Filtrage actif parallèle.....	82
IV.9.2. Filtrage actif avec compensation de l'énergie réactive.....	82
IV.9.3. Asservissement des tensions d'entrée du filtre actif parallèle à trois niveaux.....	82
IV.9.3.1. Méthode (1) : Asservissement des tensions U_{C1} et U_{C2} par l'onduleur lui même.....	83
IV.9.3.2. Méthode (2) : Utilisation d'une batterie et équilibrage par le circuit de Clamping.....	83
IV.9.3.3. Asservissement des tensions U_{C1} et U_{C2} par l'onduleur lui même et équilibrage par le circuit de Clamping.....	84
IV.10. Simulation et interprétation des résultats.....	84
Conclusion.....	86

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

Introduction.....	104
V.1. Modélisation de la machine asynchrone triphasée.....	104
V.1.1. Hypothèses simplificatrices.....	104
V.1.2. Conventions.....	104
V.1.3. Modèle de la machine asynchrone triphasée (MAS).....	105
V.1.3.1. Equations électriques de la MAS.....	105
V.1.3.2. Equation mécanique.....	106
V.1.3.3. Modélisation de la MAS dans le repère de PARK.....	106
V.1.3.4. Choix du référentiel.....	108
V.1.3.5. Mise sous forme d'équations d'état.....	109

V.2. La cascade : un redresseur de tension triphasé – onduleur triphasé à trois niveaux – machine asynchrone triphasée.....	110
V.3. Application du filtrage actif parallèle avec compensation De l'énergie réactive sur une charge dynamique.....	113
V.4. Interprétations et résultats de simulation.....	114
Conclusion.....	114
Conclusion générale.....	120
Annexes.....	123
Bibliographie.....	

* *
*

Notations

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

UNIVERSITY OF TORONTO
LIBRARY — 3007 TORONTO
ON M5S 1A5

Introduction

Générale

INTRODUCTION GENERALE

L'électronique de puissance moderne s'est considérablement développée ces dernières années donnant naissance à de nombreuses applications nouvelles, offrant aux clients un confort, une flexibilité et une efficacité inégalables.

Mais leur prolifération au cours de la dernière décennie est devenue préoccupante et se trouve à l'origine de problèmes dont le nombre ne cesse de croître : ces charges non linéaires polluent non seulement le réseau de distribution de courant alternatif, mais elles sont apparemment aussi très sensibles à la distorsion de la tension.

Les perturbations provoquées par ces convertisseurs sont bien connues. Il s'agit d'une dégradation du facteur de puissance et d'une génération de courant alternatif non sinusoïdal et riche en harmoniques.

Les incidences sont nombreuses et de conséquence néfaste sur le réseau, car ces perturbations sont à l'origine de la déformation de sa tension, de la réduction de sa capacité de transport et de l'augmentation des pertes dans les différents éléments le constituant.

La perspective d'un retour rapide aux conditions des charges linéaires est illusoire. De récentes études ont démontré que la consommation de courant non linéaire va augmenter de façon très abrupte dans les prochaines années.

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, des 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 dépend 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 au voisinage de la fréquence de résonance [Aliouane 95] [Fujita 90].

Cependant, les progrès remarquables réalisés au cours des dernières années, dans le domaine des dispositifs électroniques de puissance [les Transistors Bipolaires à Grille Isolée (IGBT),...], ont permis de concevoir des dispositifs d'élimination des harmoniques auto-adaptables appelés Compensateurs Actifs d'Harmoniques ou encore Filtres Actifs. Les Compensateurs Actifs d'Harmoniques s'avèrent être une option valable pour la régulation des niveaux des distorsions harmoniques dans de nombreuses applications.

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 par rapport à 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'algorithmes non linéaires pour commander les courants de l'onduleur triphasé à trois niveaux afin de filtrer les courants harmoniques avec une compensation d'énergie réactive, et 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. On présentera son modèle de connaissance et celui de commande. Ainsi que la stratégie de commande triangulo-sinusoïdale.

Dans le deuxième chapitre, on exposera les différentes méthodes appliquées pour le filtrage actif des harmoniques sans et puis avec compensation d'énergie réactive, et l'asservissement des tensions d'entrée de l'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.

Dans le troisième chapitre, on appliquera la commande par modes de glissements pour réguler les courants de l'onduleur afin de filtrer les harmoniques, compenser l'énergie réactive avec asservissement des tensions d'entrée de l'onduleur pour lui permettre de garder des performances constantes.

Dans le quatrième chapitre, on appliquera une autre commande. En remplaçant les modes glissants par la méthode directe de Lyapunov, nous allons tester les performances de l'onduleur à remplir les exigences citées ci-dessus.

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 deux méthodes d'asservissement des tensions U_{C1} et U_{C2} d'entrée de l'onduleur à trois niveaux vues au chapitre deux.

* *
*

Chapitre I

*Modélisation de
l'onduleur à trois niveaux
et
stratégie 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 en utilisant 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 triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à une seule porteuse.
- La commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à deux porteuses.

I.1. DESCRIPTION DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX

I.1.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux

L'onduleur a trois niveaux peut avoir plusieurs structures possibles [Berkouk 95] [Chauvet 90][Rabbouch 95]

La structure que nous allons étudier dans ce mémoire est celle dont un bras est présenté à la figure (I.1)

Dans ce chapitre on supposera que les d'entrée de cet onduleur sont idéales figure(I.2)

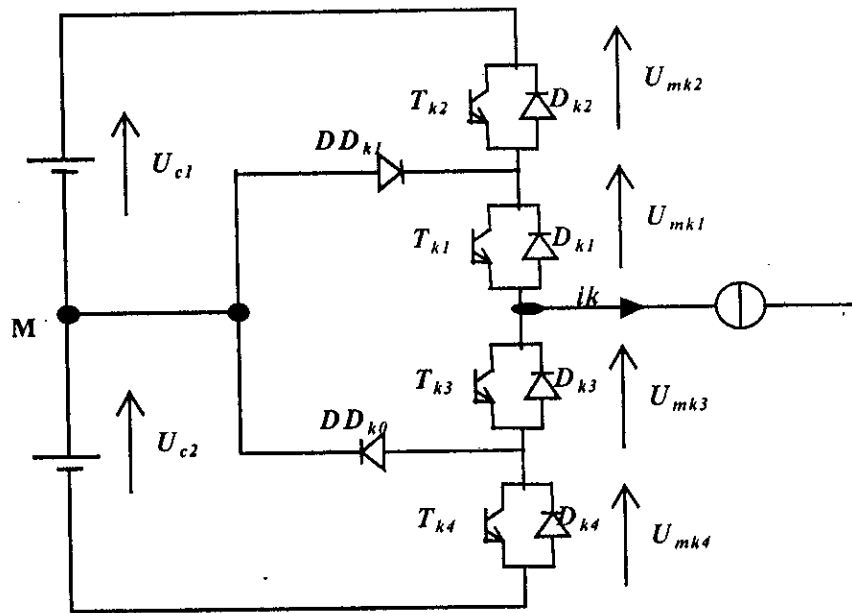


Fig.I.1. Structure d'un bras d'onduleur à trois niveaux à structure NPC

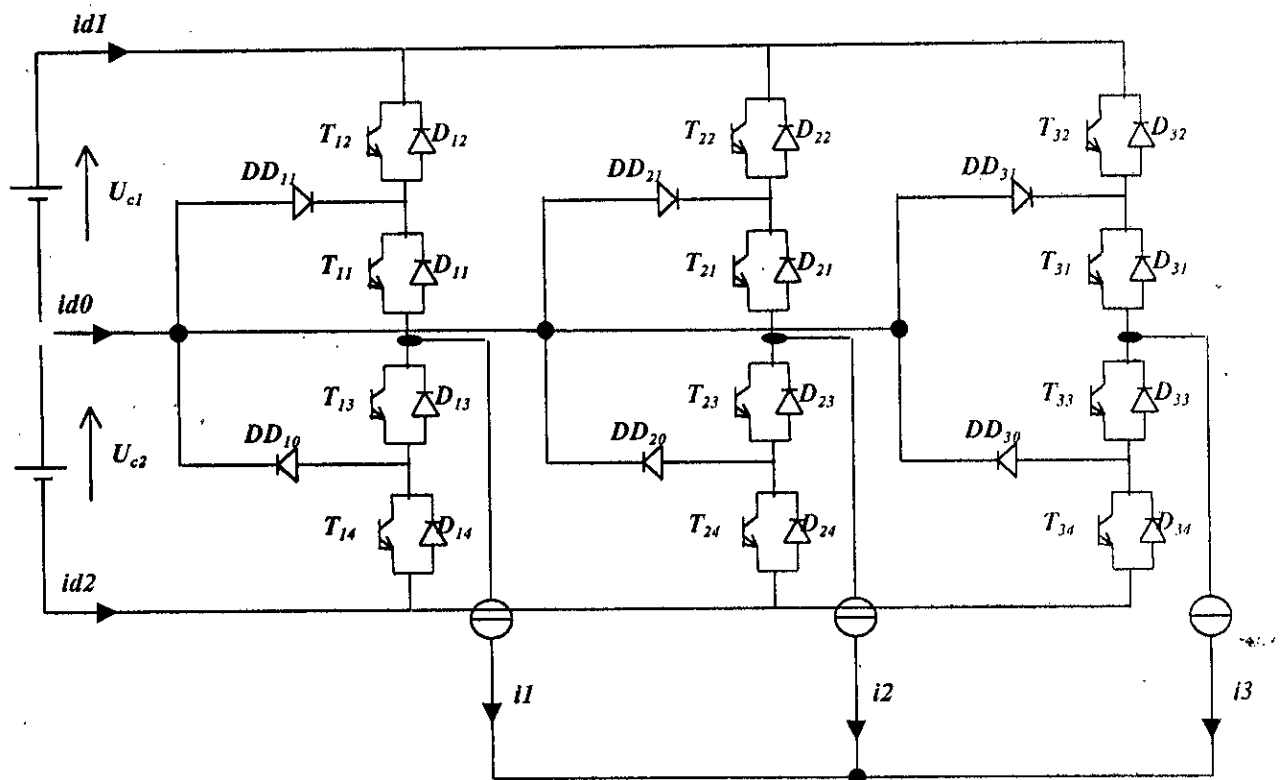


Fig.I.2. L'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

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

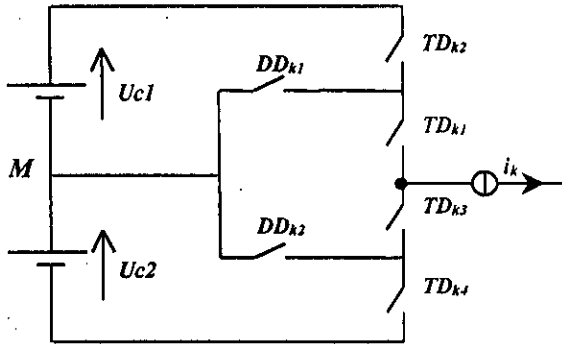
La symétrie des onduleurs à trois niveaux permet leur modélisation par bras. Ainsi, on commencera par définir un modèle global d'un bras sans a priori sur la commande. On montrera ensuite comment déduire celui d'un onduleur complet.

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

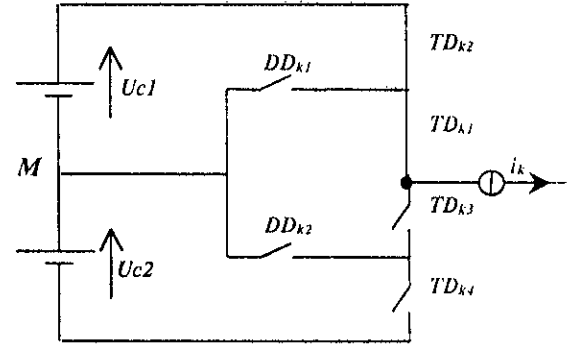
Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont données dans le tableau (I.1).

<i>La configuration</i>	<i>La grandeur électrique qui la caractérise</i>
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	$V_k=0$

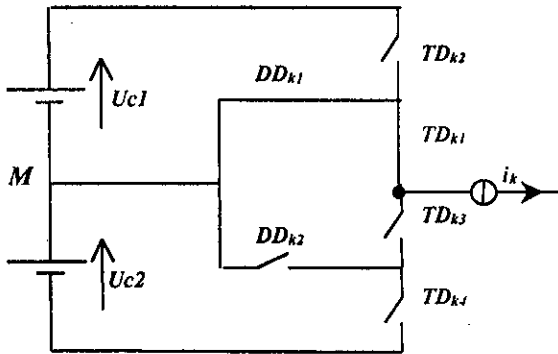
Tableau.I.1. Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible d'un bras k d'onduleur triphasé à trois niveaux.



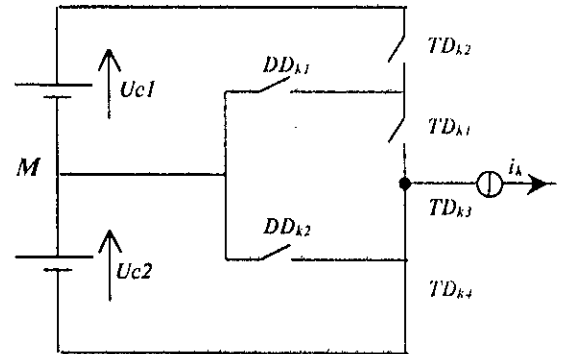
La configuration dE_0



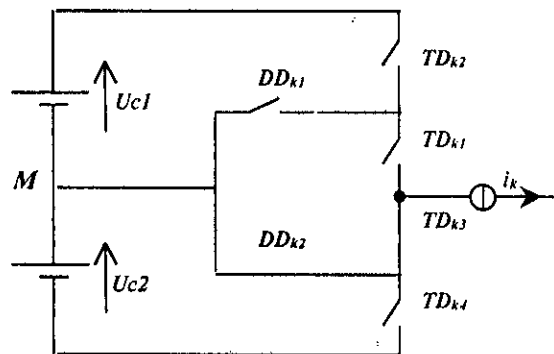
La configuration dE_1



La configuration dE_2



La configuration dE_3



La configuration dE_4

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

I.2. MODELISATION DES ONDULEURS TRIPHASES A 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 (I.4).

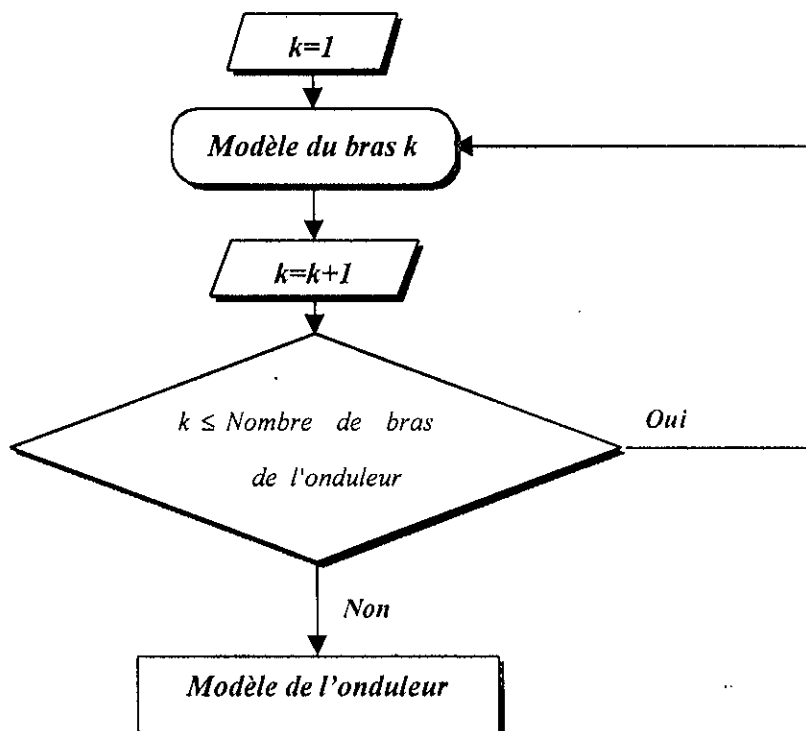


Fig.4. Algorithme de détermination du modèle global d'un onduleur à partir de celui de ses bras.

I.3. MODELE DE COMMANDE DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX

I.3.1 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 :

$$\begin{cases} B_{k1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k3}} \end{cases} \quad (I.1)$$

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

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

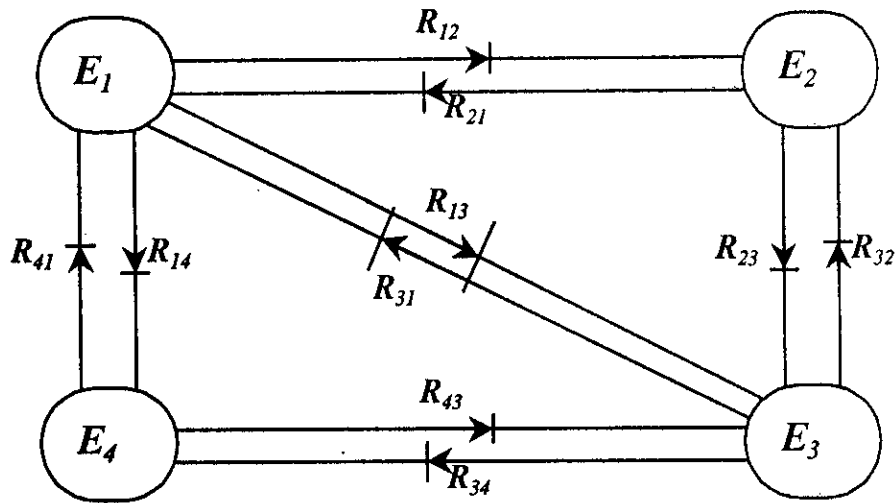


Fig.I.5. Modèle d'un bras d'onduleur triphasé à trois niveaux en mode commandable

I.3.2 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.

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{14} \\ F_{12} = 1 - F_{13} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{21} = 1 - F_{24} \\ F_{22} = 1 - F_{23} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{31} = 1 - F_{34} \\ F_{32} = 1 - F_{33} \end{cases} \quad (1.2)$$

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).

k = numéro du bras.

F_{km}^b $m=0$ le demi bras du bas, (la paire T_{k3}, T_{k4})
 $m=1$ le demi bras du haut, (la paire T_{k1}, T_{k2})

d'où

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

I.3.3 Fonction de commutation

La fonction de commutation F_C est liée à une cellule de commutation à n interrupteurs. Dans une telle cellule, chaque interrupteur introduit sa fonction de connexion F_i définie par :

$$F_i = \frac{1}{n} \left\{ 1 + F_C \left[t - (i-1) \frac{T}{n} \right] \right\} \quad (1.3)$$

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

I.3.4 Modèle de connaissance

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

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} \right\} \quad (1.4)$$

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

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (1.5)$$

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 (I.6) ci-dessous :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i_{d2} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{cases} \quad (1.6)$$

Cette relation (I.6) 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 passent 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(I.2) et en appliquant la loi des nœuds, on aura :

$$i_{d0} = i_1 + i_2 + i_3 - i_{d1} - i_{d2} \quad (I.7)$$

On définit les relations de conversion simples comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Avec :

$$N(t) = \begin{bmatrix} \left(\frac{2F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b}{3} \right) & \left(\frac{2F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b}{3} \right) & 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{-F_{11}^b + 2F_{21}^b - F_{31}^b}{3} \right) & \left(\frac{-F_{10}^b + 2F_{20}^b - F_{30}^b}{3} \right) & 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{-F_{11}^b - F_{21}^b + 2F_{31}^b}{3} \right) & \left(\frac{-F_{10}^b - F_{20}^b + 2F_{30}^b}{3} \right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

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

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

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

Avec :

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

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.

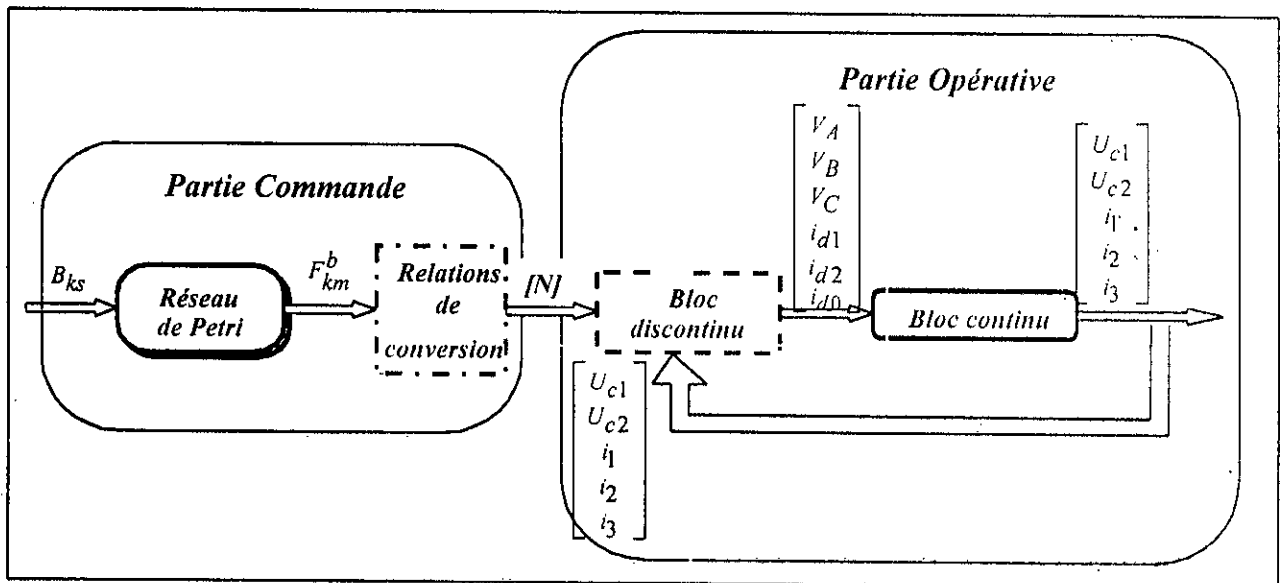


Fig.I.6. Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux

I.3.5 Fonction génératrice et modèle de commande

Le modèle de connaissance global présenté à la figure (I.6) est bien adapté à la simulation, et donc à la validation des stratégies de commande.

Pour la synthèse des algorithmes de commande, il est indispensable de transformer ce modèle de connaissance pour obtenir des relations biunivoques entre les différentes grandeurs mises en jeu. Pour se faire et pour un fonctionnement de l'onduleur en mode commandable, on introduit la notion de fonction génératrice.

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

$$F_{ig} = \frac{1}{T} \int_{k.T}^{(k+1).T} F_i(\tau) d\tau \quad (1.12)$$

et la fonction génératrice de commutation F_{cg} est définie comme suit :

$$F_{cg}(t) = \frac{1}{T} \int_{k.T}^{(k+1).T} F_c(\tau) d\tau \quad (1.13)$$

De la même manière on définit les matrices de conversion simple et composée comme suit :

$$N_g(t) = \frac{1}{T} \int_{k.T}^{(k+1).T} N(\tau) d\tau \quad (1.14)$$

$$M_g(t) = \frac{1}{T} \int_{k.T}^{(k+1).T} M(\tau) d\tau \quad (1.15)$$

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

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N_g(t)] \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

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

$$\mathbf{[N_g(t)]} = \begin{bmatrix} \left(\frac{2.F_{11g}^b - F_{21g}^b - F_{31g}^b}{3} \right) & \left(\frac{2.F_{10g}^b - F_{20g}^b - F_{30g}^b}{3} \right) & 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{-F_{11g}^b + 2.F_{21g}^b - F_{31g}^b}{3} \right) & \left(\frac{-F_{10g}^b + 2.F_{20g}^b - F_{30g}^b}{3} \right) & 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{-F_{11g}^b - F_{21g}^b + 2.F_{31g}^b}{3} \right) & \left(\frac{-F_{10g}^b - F_{20g}^b + 2.F_{30g}^b}{3} \right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11g}^b & F_{21g}^b & F_{31g}^b \\ 0 & 0 & F_{10g}^b & F_{20g}^b & F_{30g}^b \\ 0 & 0 & (1-F_{11g}^b - F_{10g}^b) & (1-F_{21g}^b - F_{20g}^b) & (1-F_{31g}^b - F_{30g}^b) \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

Et de même :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = \mathbf{[M_g(t)]} \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

Avec :

$$\mathbf{[M_g(t)]} = \begin{bmatrix} \left(F_{11g}^b - F_{21g}^b \right) & -\left(F_{10g}^b - F_{20g}^b \right) & 0 & 0 & 0 \\ \left(F_{21g}^b - F_{31g}^b \right) & -\left(F_{20g}^b - F_{30g}^b \right) & 0 & 0 & 0 \\ \left(F_{31g}^b - F_{11g}^b \right) & -\left(F_{30g}^b - F_{10g}^b \right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11g}^b & F_{21g}^b & F_{31g}^b \\ 0 & 0 & F_{10g}^b & F_{20g}^b & F_{30g}^b \\ 0 & 0 & (1-F_{11g}^b - F_{10g}^b) & (1-F_{21g}^b - F_{20g}^b) & (1-F_{31g}^b - F_{30g}^b) \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

Où $\mathbf{[M_g(t)]}$ 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 toute continues.

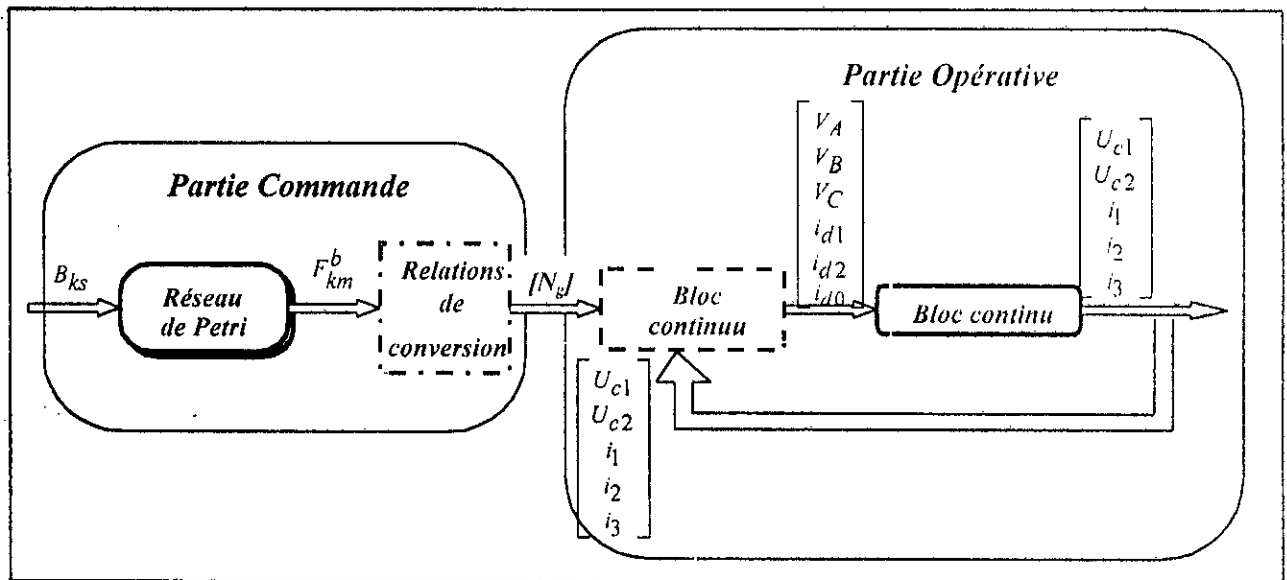


Fig.I.7. Modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux

I.4. STRATEGIE DE COMMANDE

Après avoir étudié l'onduleur triphasé à trois niveaux et élaboré son modèle de connaissance et celui de commande, on va s'intéresser à la stratégie de commande qu'on va utiliser dans les chapitres suivants et qui sera la commande triangulo-sinusoidal dont on présentera deux algorithmes qui sont :

- Commande triangulo-sinusoidal a échantillonnage naturel à une seule porteuse
- Commande triangulo-sinusoidal a échantillonnage naturel à deux porteuses

I.4.1. Commande triangulo-sinusoidal 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 qui 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 qui 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 de la figure (I.8) présente le principe de cette stratégie.

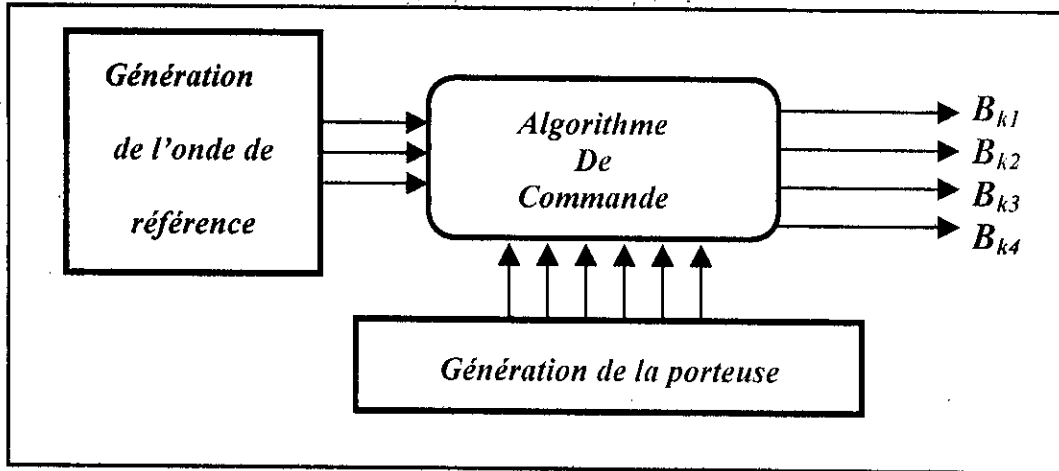


Figure I.8. Principe de la stratégie de commande triangulo-sinusoïdale

L'algorithme de cette commande se résume comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{ll} (|V_{refk}| \leq U_p) & \Rightarrow B_{k1}=1, B_{k2}=0; \\ (|V_{refk}| > U_p) \ \& \ (V_{refk} > 0) & \Rightarrow B_{k1}=1, B_{k2}=1; \\ (|V_{refk}| > U_p) \ \& \ (V_{refk} < 0) & \Rightarrow B_{k1}=0, B_{k2}=0; \end{array} \right. \quad (I.20)$$

Les tensions de référence triphasées équilibrées sont définies comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ref1} = V_m \sin(\omega t - \varphi) \\ V_{ref2} = V_m \sin(\omega t - \varphi - 2\pi/3) \\ V_{ref3} = V_m \sin(\omega t - \varphi - 4\pi/3) \end{array} \right. \quad (I.21)$$

I.4.2. Commande triangulo-sinusoïdale 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} :**

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{refk} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = U_c = E/2; \\ V_{refk} < U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = 0; \end{array} \right. \text{ et } \left\{ \begin{array}{l} V_{refk} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{k0} = 0; \\ V_{refk} < U_{p2} \Rightarrow V_{k0} = -U_c = -E/2; \end{array} \right. \quad (1.22)$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{k2} = U_{c1} = E/2 \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1; \\ V_{k2} = -U_{c2} = -E/2 \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0; \\ V_{k2} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0; \end{array} \right. \text{ avec } V_{k2} = V_{k1} + V_{k0}. \quad (1.23)$$

* *
*
* *

Chapitre II

Principe Du Filtrage Actif

INTRODUCTION

Les convertisseurs statiques de puissance alimentés par un réseau alternatif tel que les redresseurs, les onduleurs, les gradateurs, les cyclo-convertisseurs, en monophasé ou en triphasé, branchés en étoile ou en triangle ont en communs 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 active, 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 la stratégie de commande MLI de ce convertisseur.

Le présent chapitre sera consacré à l'étude du filtrage actif parallèle en utilisant l'onduleur triphasé à trois niveaux, cette étude comporte trois parties. premièrement on traitera le cas de la compensation des courants harmoniques sans tenir compte de la compensations d'énergie réactive ni de l'asservissement des tensions d'entrée puis on s'intéressera à la compensations d'énergie réactive et finalement à l'asservissement des tensions d'entrée de l'onduleur.

II.1 FILTRAGE ACTIF PARALLELE DES COURANTS HARMONIQUES

Le principe du filtrage actif 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 ce faire, 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 le réseau sinusoïdal.

Dans cette étude, on a utilisé deux charges non linéaires différentes : redresseur triphasé à diodes et redresseur triphasé a thyristors

La figure (II.1) peut facilement expliquer le fonctionnement du filtre pour un courant de charge i_c imposé. Le courant harmonique i_h que doit fournir le filtre doit être égal a la différence entre le courant d'entrée i_c de la charge polluante et le courant sinusoïdal i_s fourni par la source (lois des nœuds)

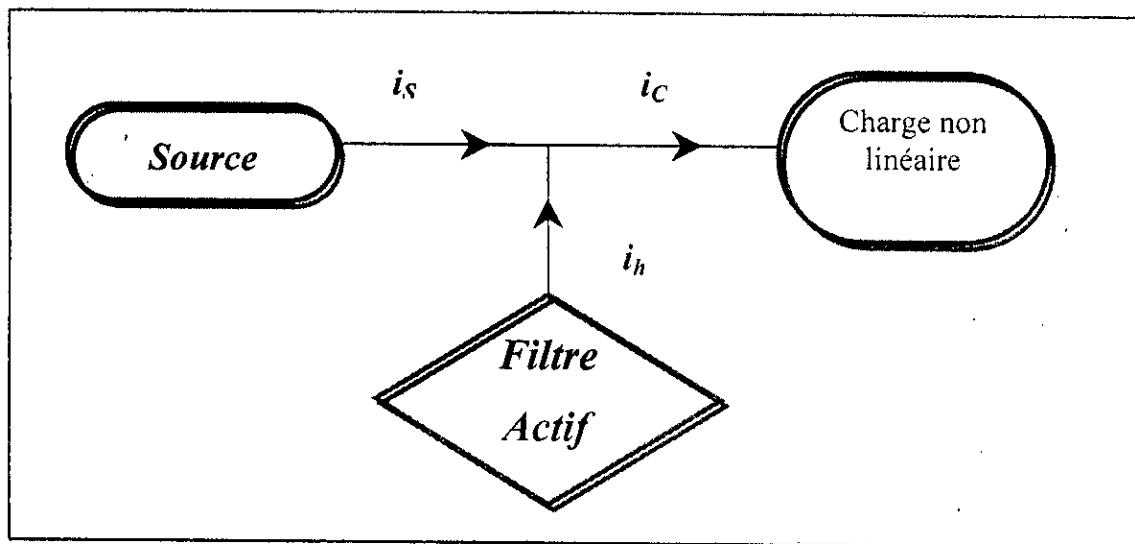


Fig. II.1. Principe du filtrage actif

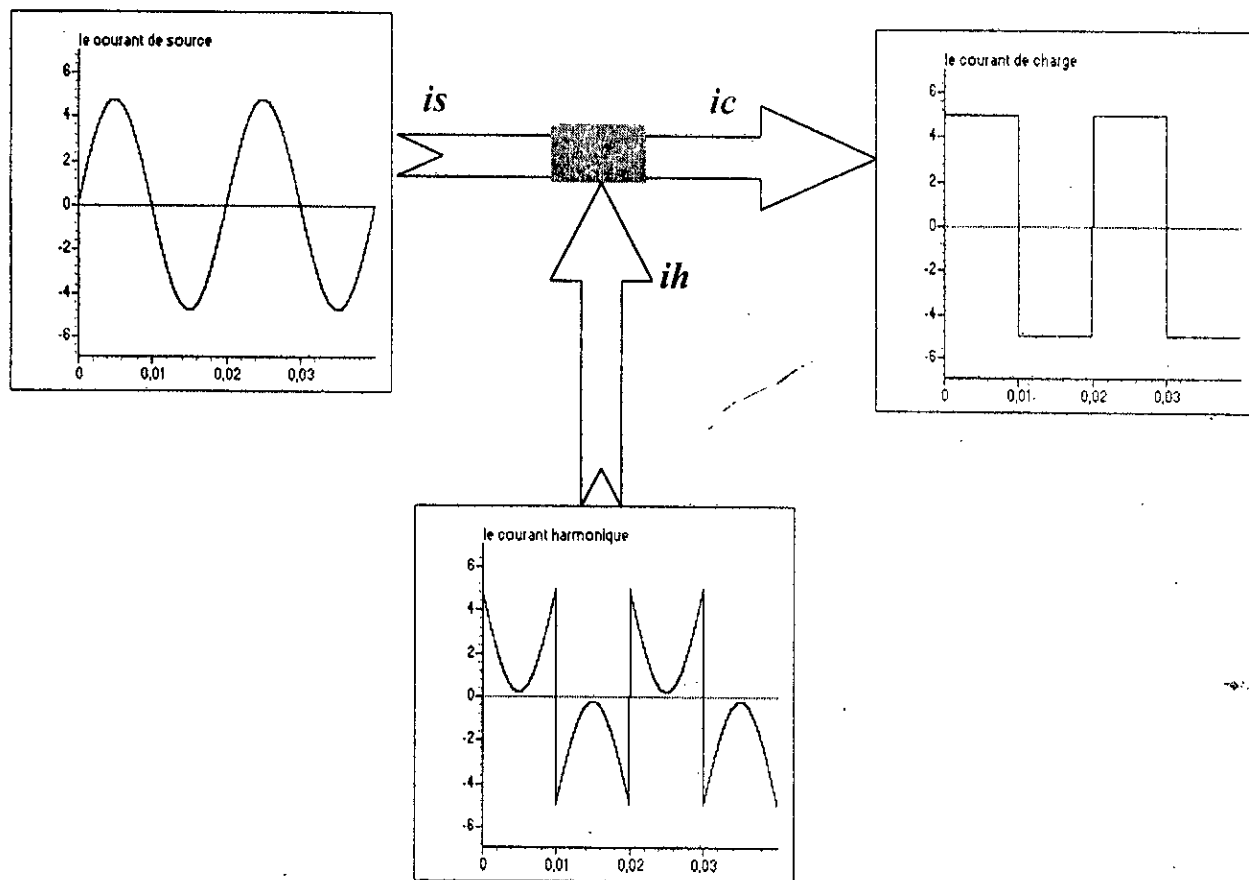


Fig.II.2. Les courants i_c , i_h et i_s dans le cas d'un courant de charge rectangulaire.

II.1.1 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 i_h , 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.

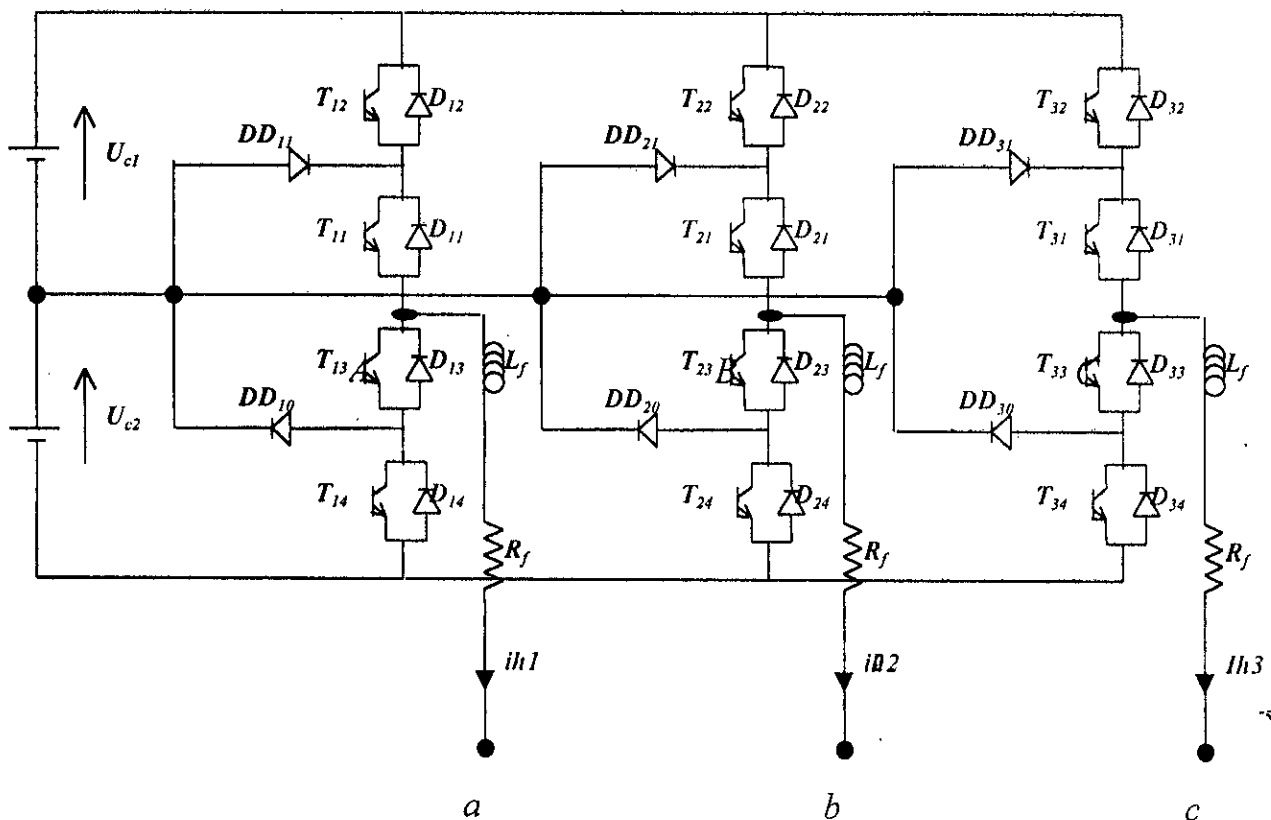


Fig.II.3. La structure du filtre actif

II.1.2 Application du filtre actif à la charge non linéaire

II.1.2.1 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 courants basses fréquences (5^{ème}, 7^{ème},) 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.1.2.2 Modélisation du pont redresseur triphasé à diodes

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

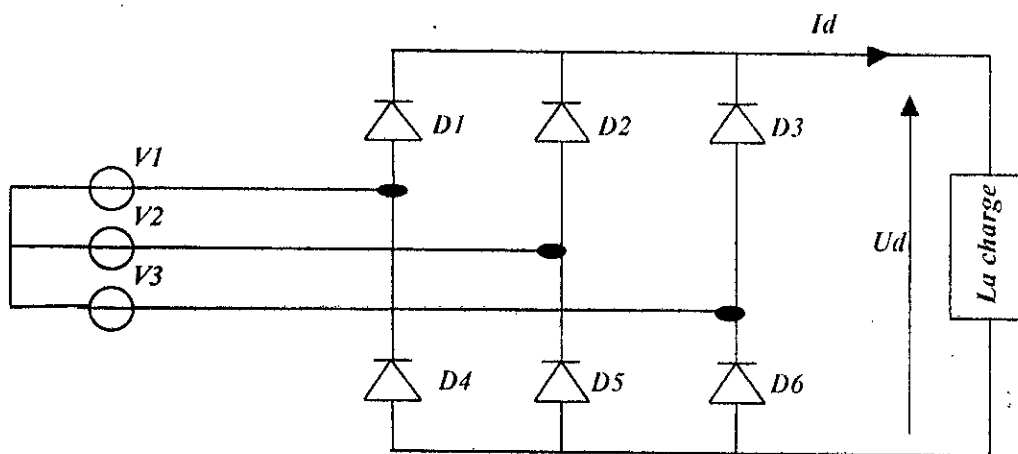


Fig.II.4. Le pont redresseur triphasé à diodes

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

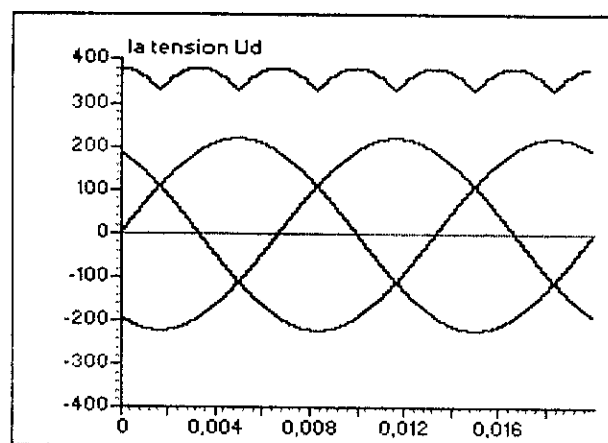


Fig.II.5. La tension redressée U_d

Sa valeur moyenne est :

$$U_{d\text{moy}} = \frac{6}{\pi} \sqrt{2} V \sin\left(\frac{\pi}{3}\right)$$

$$U_{d\text{moy}} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V$$
(II.1)

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). Ou T est la période du signal.

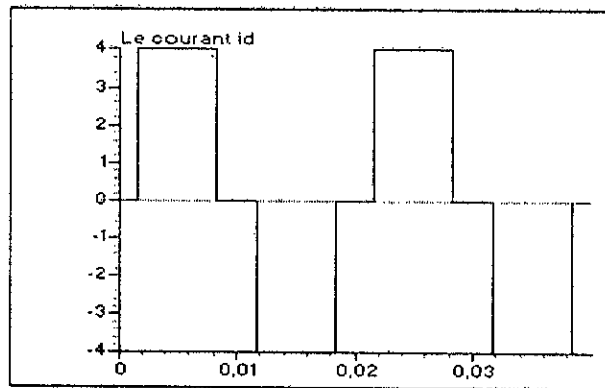


Fig.II.6. Le courant de charge i_d

II.1.2.3 Modélisation du pont redresseur triphasé à thyristors

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

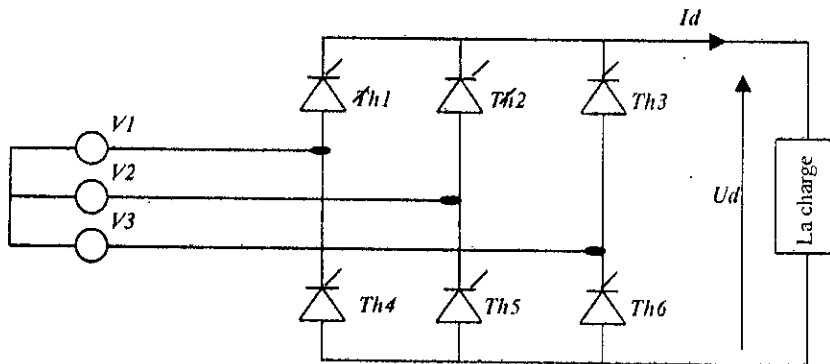


Fig.II.7. Le pont triphasé à thyristors.

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), la valeur moyenne de la tension de sortie est :

$$U_{d moy} = \frac{6}{\pi} \sqrt{2} V \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \quad (II.2)$$

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

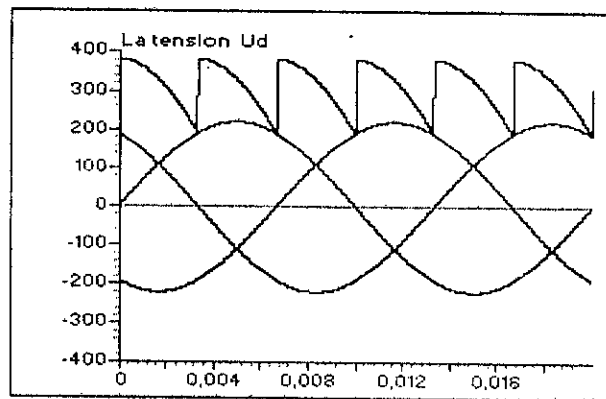


Fig.II.8. La tension redressée Ud.

II.1.3 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 dans la charge.

Dans ce mémoire, 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.1.3.1 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 triphasé diaphasé :

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

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 de l'équation (III.3).

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

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.

La fonction de transfert de ce filtre est tel que :

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

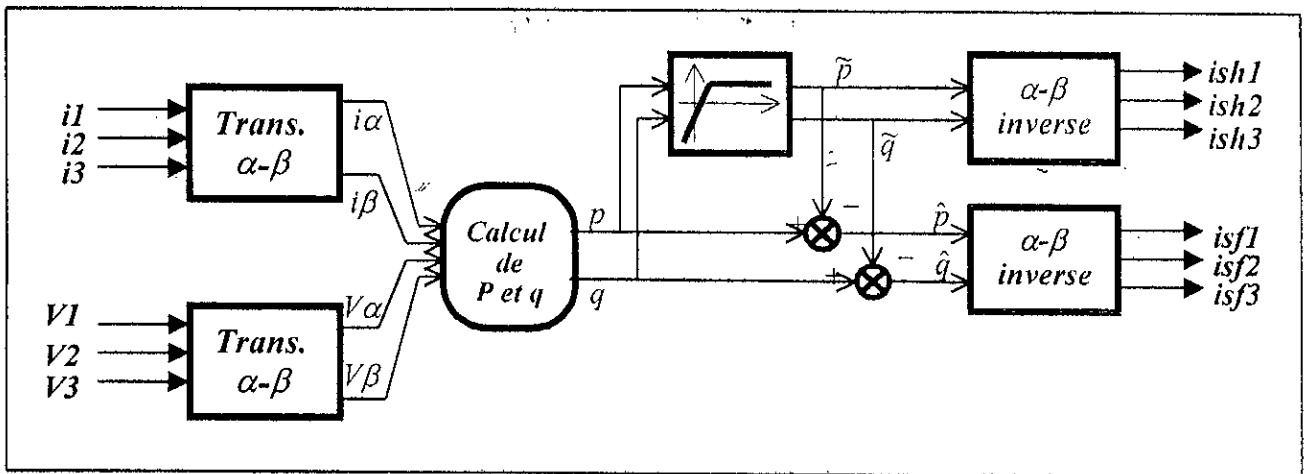


Fig.II.9. Le diagramme fonctionnel de la méthode d'identification directe des courants harmoniques

II.1.3.2. Application de la méthode directe au filtrage actif parallèle

On présente le diagramme fonctionnel par phase de la commande de filtre actif figure (II.10). Le courant harmonique de référence déterminé par la méthode directe est comparé au courant harmonique réel généré par le filtre actif.

L'écart entre ces deux courants nous permet d'obtenir la commande nécessaire au correcteur qui nous fournira avec l'aide de la stratégie de commande triangulo-sinusoidale la commande des interrupteurs.

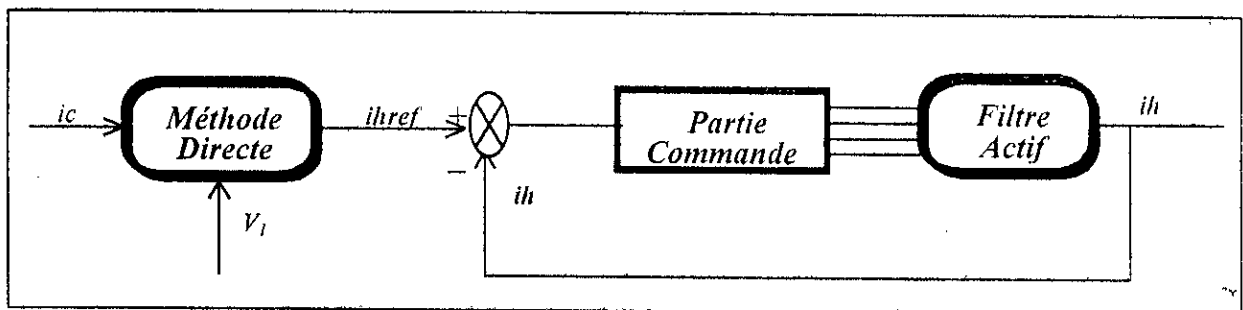


Fig.II.10. L'emplacement de la méthode directe dans la commande du filtre actif

Dans cette partie nous avons vu comment utiliser le filtre actif afin d'éliminer les harmoniques sans tenir compte de l'énergie réactive, ce sera le sujet de la partie qui va suivre.

II.2 FILTRAGE ACTIF AVEC COMPENSATION DE L'ENERGIE REACTIVE

Pour leur fiabilité et leur grande robustesse face au surcharge les redresseurs a thyristors sont abondamment utilisés en forte puissance ($p > 500 \text{ kW}$). 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 (FLIKER) [F.Richadeau 95].

Dans ce paragraphe, nous allons voir comment, grâce à un onduleur triphasé à trois niveaux utilisé en filtrage actif, il est possible de supprimer la compensation de puissance réactive.

II.2.1 Principe du filtrage actif avec compensation de l'énergie réactive

La compensation de l'énergie réactive consiste à rendre le déphasage entre le courant et la tension du resau 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} , nous allons utiliser la transformation α - β .

Il est à noter cependant que ce même courant I_{s_max} peut être déterminer aussi par une autre méthode basée sur l'utilisation d'un filtre passe - bas, suivi par un redresseur monophasé et un filtre passe - bas intermédiaire [Y.Abdelli 99].

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 à 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 :

$$i_f = i_{ff} + i_{fh} = i_c - i_s \quad (\text{II.7})$$

II.2.2. Détermination de la valeur de I_{s-max}

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

II.2.2.1. Principe de la méthode

On fait passer le courant de charge i_C par la transformation α - β , autrement dit, trouver les deux composantes i_α et i_β .

Après avoir trouvé ces deux composantes, on fait passer chacune par un filtre passe-bas pour avoir ses composantes fondamentales (Figure. II.2.1). 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.

II.2.2.2. Expression du courant de charge dans le repère α - β

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

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (II.8)$$

II.2.2.3. Mise en œuvre de deux filtres passe bas pour l'extraction du courant de source de référence

La composante fondamentale des courants i_α et i_β , peut être tiré en faisant passer chacun par un filtre passe-bas (Fig.II.2.1)

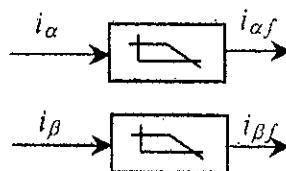


Fig.II.11. Les deux filtres passe-bas.

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 :

$$F(p) = \frac{1}{(1 + \tau p)^2} \quad \text{avec} \quad 1/\tau = 2\pi f_c \quad (\text{II.9})$$

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

$$I_{max} = \sqrt{i_{\alpha f}^2 + i_{\beta f}^2} \quad (\text{II.10})$$

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

$$i_{s_ref} = I_{max} \sin(\omega t + \varphi) \quad (\text{II.11})$$

La phase φ 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.

$$i_{s_ref} = I_{max} \sin(\omega t) \quad (\text{II.12})$$

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 :

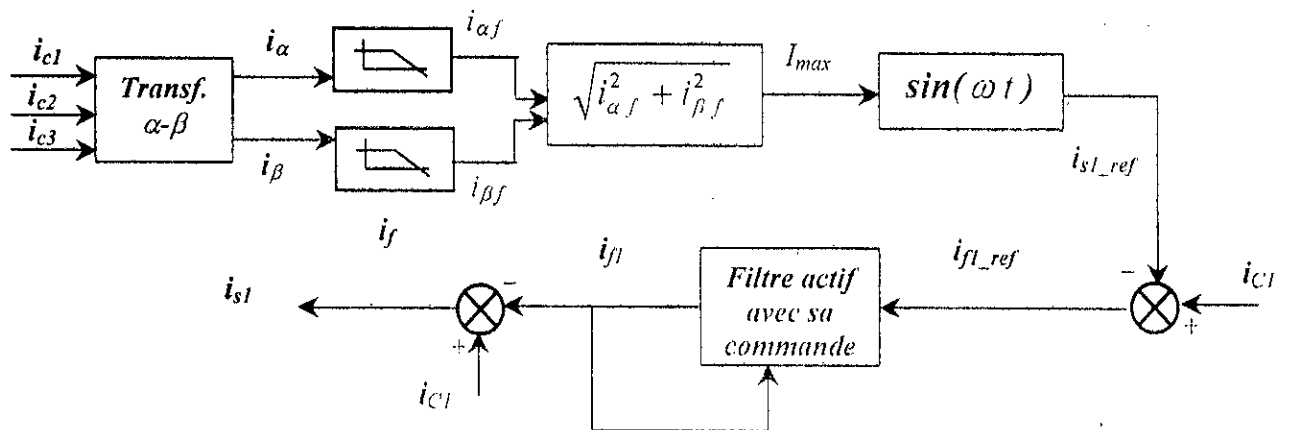
$$i_{f_ref} = i_C - i_{s_ref} \quad (\text{II.13})$$

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.

II.2.2.4. Application de cette méthode sur une charge non linéaire

La figure (II.2.2), présente l'algorithme général du filtrage harmonique avec compensation d'énergie réactive en utilisant la transformation α - β . Le courant de source de référence déterminé par cette méthode est soustrait du courant de charge pour déterminer le courant filtre de référence. Ce dernier est comparé au courant réel généré par le filtre pour déterminer la commande des interrupteurs du filtre actif.

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 la stratégie de commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.



FigII.12. Algorithme général de la méthode.

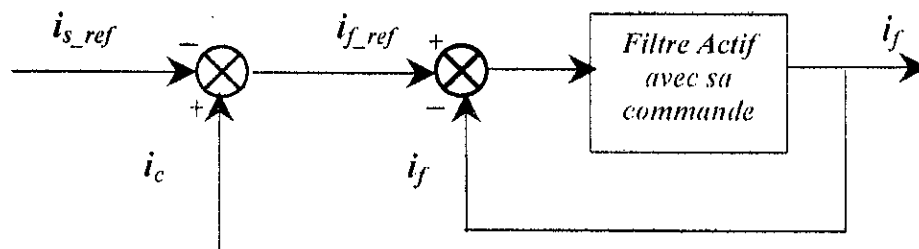


Fig.II.13. Schéma de la commande du filtre actif

II.3. ASSERVISSEMENT DES TENSIONS D'ENTREE DU FILTRE ACTIF PARALLELE A TROIS NIVEAUX

Dans les paragraphes précédents, nous avons supposé 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, en réalité et 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 de bien suivre leurs références. Ainsi, le fonctionnement du filtre actif est perturbé, et ses performances dégradées.

Le fonctionnement du filtre est très affecté par cette instabilité vu que la commande triangulo-sinusoidale utilise les tensions U_{c1} et U_{c2} pour la génération des porteuses U_{p1} et U_{p2} .

Pour résoudre ce problème, on utilise trois solutions :

1. Utilisation de capacités $C1$ et $C2$ de valeurs importantes, et la régulation des tensions U_{c1} et U_{c2} par l'onduleur lui-même
2. Utilisation d'une batterie et l'équilibrage de ces deux tensions en utilisant un circuit appelé pont de Clamping.
3. L'asservissement de ces tensions par l'onduleur lui-même avec équilibrage par le circuit de Clamping.

II.3.1 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 coté continu de l'onduleur triphasé à trois niveaux peut être modélisé par le pont présenté ci-dessous (figure II.14). La tension U_c et le courant I_{red} sont données par le système (II.14).

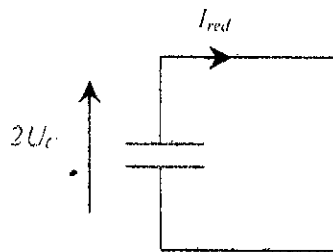


Fig.II.14. Le pont d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

tel que :

$$U_c = \frac{U_{c1} + U_{c2}}{2} \quad \text{avec} \quad I_{red} = \frac{i_{d1} - i_{d2}}{2} \quad (II.14)$$

II.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 (II.3.2) exprime les puissances d'entrée P_e et de sortie P_s de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

$$\begin{cases} P_e = (U_{C1} i_{d1} - U_{C2} i_{d2}) = 2 U_C I_{red} \\ P_s = V_{A'} i_{f1} + V_{B'} i_{f2} + V_{C'} i_{f3} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

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 :

$$P_e = P_s = 2 U_C I_{red} \quad (\text{II.16})$$

La puissance instantanée de la charge polluante est donnée par :

$$P_{charge} = V_A i_{C1} + V_b i_{C2} + V_C i_{C3} \quad (\text{II.17})$$

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 :

$$\begin{aligned} P_{réseau} &= V_{rés1} i_{rés1} + V_{rés2} i_{rés2} + V_{rés3} i_{rés3} \\ &= 3 V_{rés_eff} I_{rés_eff} \cos \varphi_{rés} \end{aligned} \quad (\text{II.18})$$

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

$$P_{réseau} = P_{charge} + P_e \quad (\text{II.19})$$

d'où :

$$I_{rés_eff} = \frac{P_e + P_{charge}}{3 V_{rés_eff}} \quad (\text{II.20})$$

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 par 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.

II.3.1.2 Dimensionnement du régulateur de tension

Le modèle équivalent de la boucle de tension est présenté à la figure (II.15). La fonction de transfert de la boucle fermée est donnée par l'équation ci-dessous :

$$\frac{U_C}{U_{C_ref}} = \frac{k_{pv} k_{iv} T_v z}{C z^2 + (k_{pv} T_v + k_{pv} k_{iv} T_v) z + C - k_{pv} T_v} \quad (II.21)$$

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 ω_{nv} telle que $\omega_{nv} \cdot T_v = 1$ et un amortissement ξ unitaire [Berkouk 95].

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

$$FTBF = \frac{\omega_{nv}}{\sqrt{1-\xi^2}} \frac{z e^{-\xi \omega_{nv} T_v} \sin(\omega_{nv} T_v \sqrt{1-\xi^2})}{z^2 - 2 z e^{-\xi \omega_{nv} T_v} \cos(\omega_{nv} T_v \sqrt{1-\xi^2}) + e^{-2\xi \omega_{nv} T_v}} \quad (II.22)$$

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

$$FTBF = \frac{1}{T_v} \frac{z e^{-1}}{z^2 - 2 z e^{-1} + e^{-2}} \quad (II.23)$$

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

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

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(II.16).

II.3.1.3. Compensation de l'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 II.3.3) 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 (II.17).

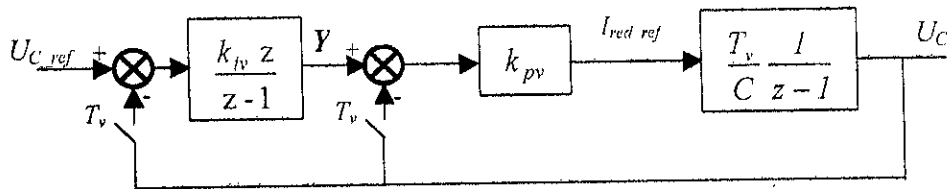


Fig.II.15. Modèle équivalent de la boucle de tension.

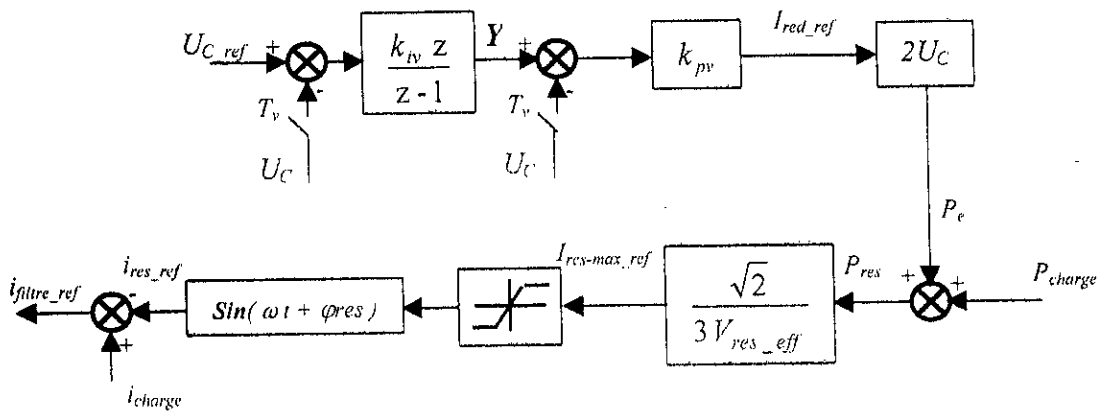


Fig.II.16. Algorithme d'asservissement de la tension U_C et compensation des courants harmoniques.

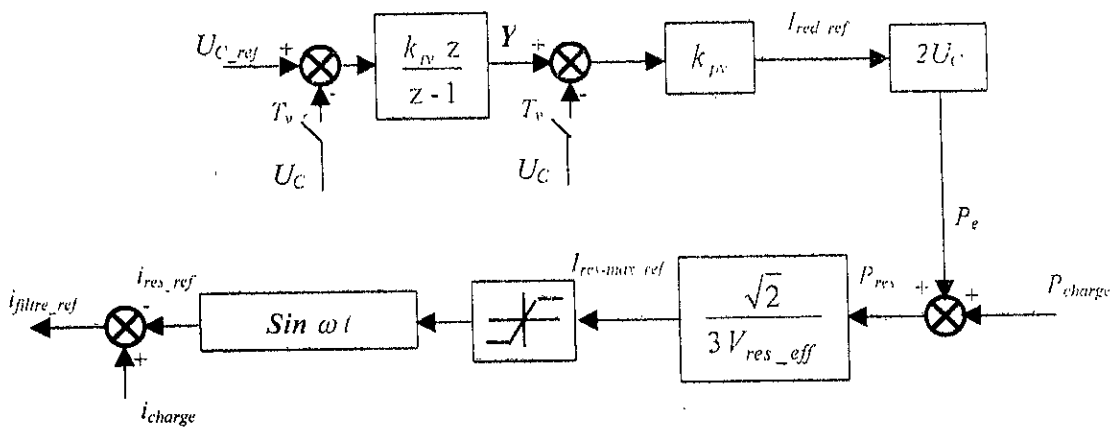


Fig.II.17. Algorithme global réalisant l'asservissement de la tension U_C , l'élimination des courants harmoniques et la compensation d'énergie réactive.

II.3.2 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. II.18). 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 elles ($U_{C1} - U_{C2}$) n'est pas nul, et augmente au fur et à mesure que le système fonctionne (figure.II.3.6). Pour résoudre ce problème de déséquilibre entre U_{C1} et U_{C2} , on propose d'utiliser un circuit appelé circuit de Clamping (figure.II.20) 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(II.21).

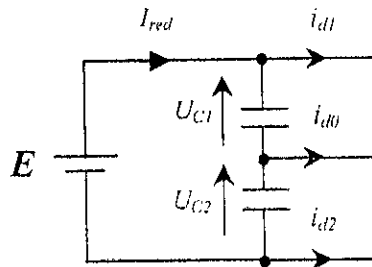


Fig.II.18. l'entrée de l'onduleur à trois niveaux alimenté par une batterie.

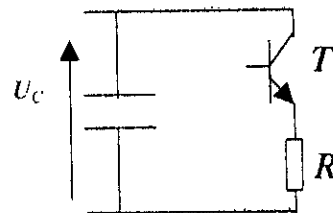


Fig.II.19. Circuit de Clamping.

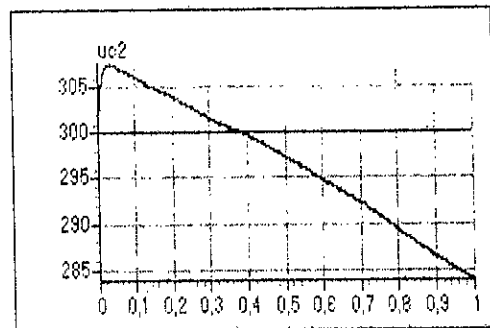
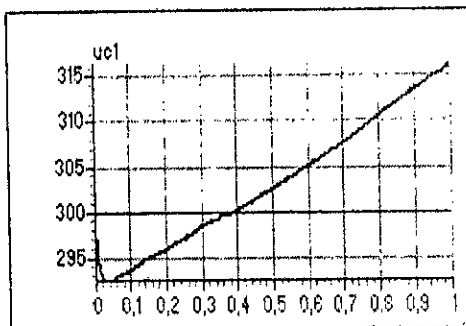


Fig.II.20. les tensions U_{C1} et U_{C2} sans équilibrage.

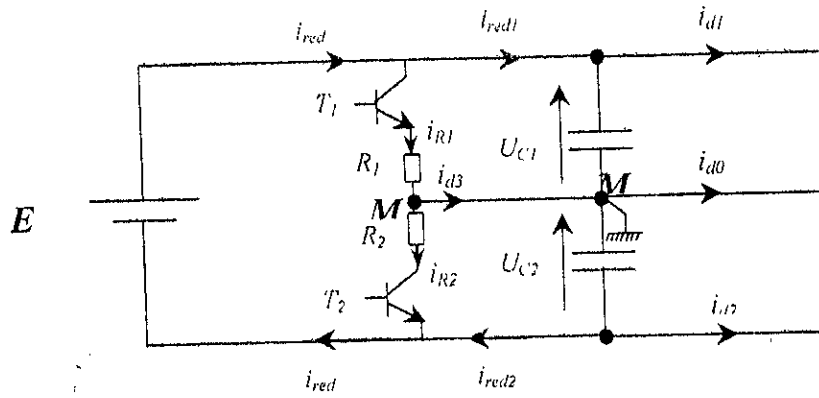


Fig.II.21. Modèle de l'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux avec pont d'équilibrage.

Les équations décrivant ce modèle sont données par la suite :

$$\begin{cases} C \frac{dU_{C1}}{dt} = i_{red1} - i_{d1} \\ C \frac{dU_{C2}}{dt} = i_{red2} + i_{d2} \end{cases} \quad \text{avec} \quad U_{C2} = E - U_{C1} \quad (II.24)$$

$$\Rightarrow 2C \frac{dU_{C1}}{dt} = (i_{red1} - i_{red2}) - (i_{d1} - i_{d2}) \quad (II.25)$$

Sachant que :

$$\begin{cases} i_{red1} = i_{red} - i_{R1} \\ i_{red2} = i_{red} - i_{R2} \end{cases} \Rightarrow i_{red1} - i_{red2} = i_{R2} - i_{R1} \quad (II.26)$$

$$\Rightarrow 2C \frac{dU_{C1}}{dt} = (i_{R2} - i_{R1}) - (i_{d1} - i_{d2}) \quad (II.27)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \frac{dU_{C1}}{dt} = \frac{1}{2C} [(i_{R2} - i_{R1}) - (i_{d1} - i_{d2})] \\ U_{C2} = E - U_{C1} \end{cases} \quad (II.28)$$

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

$$\begin{cases} \text{Si } (U_{C1} - U_{C2} > 0) \text{ alors } (T_1 \text{ est fermé}) \text{ si non } (T_1 \text{ est ouvert}) \\ \text{Si } (U_{C1} - U_{C2} < 0) \text{ alors } (T_2 \text{ est fermé}) \text{ si non } (T_2 \text{ est ouvert}) \end{cases} \quad (II.29)$$

et par conséquent :

$$\begin{cases} \text{si } (T_1 \text{ est fermé}) \text{ alors } i_{R1} = \frac{U_{C1}}{R_1} & \text{si non } i_{R1} = 0 \\ \text{si } (T_2 \text{ est fermé}) \text{ alors } i_{R2} = \frac{U_{C2}}{R_2} & \text{si non } i_{R2} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

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 est faite selon l'algorithme présenté à la figure(II.22).

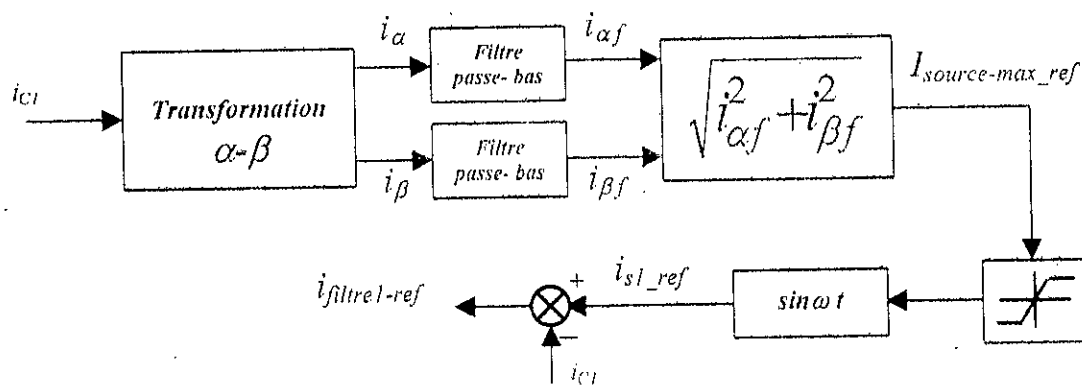


Fig.II.22. Algorithme de compensation d'énergie réactive et des courants harmoniques.

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 :

$$R_1=R_2=15 \Omega$$

II.3.3. 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 (II.3.6).

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(II.23).

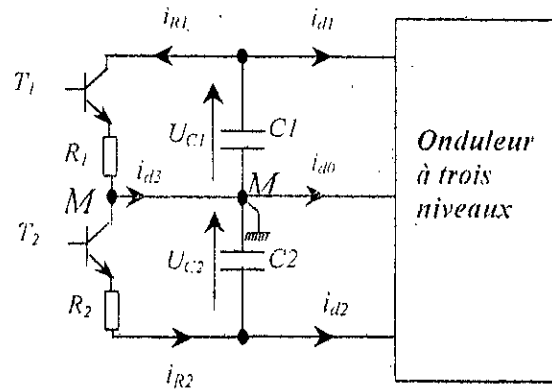


Fig.II.23. modèle d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

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

$$\begin{cases} C1 \frac{dU_{C1}}{dt} = -(i_{R1} + i_{d1}) \\ C2 \frac{dU_{C2}}{dt} = -(i_{d2} - i_{R2}) \end{cases} \quad (II.31)$$

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

$$\begin{cases} \text{Si } (U_{C1} - U_{C2} > 0) \text{ alors } (T_1 \text{ est fermé}) \text{ si non } (T_1 \text{ est ouvert}) \\ \text{Si } (U_{C1} - U_{C2} < 0) \text{ alors } (T_2 \text{ est fermé}) \text{ si non } (T_2 \text{ est ouvert}) \end{cases} \quad (II.32)$$

et par conséquent :

$$\begin{cases} \text{si } (T_1 \text{ est fermé}) \text{ alors } i_{R1} = \frac{U_{C1}}{R_1} \text{ si non } i_{R1} = 0 \\ \text{si } (T_2 \text{ est fermé}) \text{ alors } i_{R2} = \frac{U_{C2}}{R_2} \text{ si non } i_{R2} = 0 \end{cases} \quad (II.33)$$

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 ($R1 = R2 = 15 \Omega$).

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 II.17).

CONCLUSION

Dans ce chapitre on a montré le principe du filtrage actif sans compensation de l'énergie réactive où on a utilisé la méthode d'identification directe pour la détermination du courant de référence du filtre dans un premier lieu, en supposant une alimentation idéale du filtre c'est à dire avoir les deux tensions d'entrée équilibrées et constantes.

Après on a introduit la compensation d'énergie réactive où on a utilisé la transformation triphasée – diaphasée pour déterminer le courant référence du filtre permettant l'élimination d'harmoniques ainsi qu'une compensation totale de l'énergie réactive, donc un facteur de puissance unitaire côté réseau, tout en gardant la supposition de l'alimentation idéale.

En dernier lieu et en ayant deux tensions d'entrée déséquilibrées et instables, on a proposé trois algorithmes réalisant le filtrage des courants harmoniques avec compensation d'énergie réactive et asservissement des tensions d'entrée de l'onduleur :

- 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.

Tous ces algorithmes ont été faits en utilisant comme charge un redresseur à diodes et un autre à thyristors alimentant une charge RL.

* *
*

Chapitre III

Commande Non Linéaire

Par

Mode De Glissement

INTRODUCTION

Le contrôle par mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier pour les systèmes à structure variable. Ce type de contrôle a été introduit d'abord par Utkin. puis, ces travaux ont été repris, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour des applications, et ceci à partir des travaux théoriques du mathématicien A.F.Filipov [Filipov 79]

Le réglage par mode de glissement est une technique qui consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers une surface désirée "surface de glissement" et de le faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée au tour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre. Il est caractérisé par la discontinuité de la commande au passage par la surface de commutation.

Le contrôle par le mode de glissement possède des avantages incontestables telle que la robustesse vis-à-vis de la variation des paramètres. Cependant, l'utilisation de cette méthode de commande a été longtemps limitée par les oscillations causées par le phénomène de Chattering qui nécessite une forte sollicitation de l'organe de commande.

Ce n'est qu'à partir des années quatre-vingts que cette technique de commande est devenue attractive, étant considérée comme une des approches les plus simples pour le contrôle des systèmes ayant un modèle imprécis (imprécision due aux problèmes de modélisation, de simplification et de réduction d'ordre du modèle) [Slotine 84] [Utkin 93]

III.1. RAPPELS SUR LES MODES DE GLISSEMENT [Utkin 93] [Gayed 96]

Surface de glissement

Il a été convenu dans la littérature que le terme « surface de glissement » représente la fonction de commutation. On retrouve aussi la notion de surface de commutation qui n'est rien d'autre que la surface désirée sur laquelle le système doit évoluer.

Mode de convergence

C'est le comportement avec lequel une variable à réguler converge à partir d'un état initial vers la surface de commutation : $S = \{x(t) / S(x, t) = 0\}$.

Régime ou mode de glissement

C'est le mouvement (comportement) du système le long de la surface de commutation. La dynamique dans ce mode dépend du choix de la surface de glissement. Il apparaît quand la commutation ramène l'état x sur une surface de commutation et s'efforce de l'y maintenir. C'est le phénomène de zigzag autour de la surface de commutation.

Régime permanent

Ce régime est considéré afin d'étudier la réponse du système autour de son point d'équilibre. Il caractérise la qualité et la performance de la commande.

III.2. CONCEPTION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT

La commande par mode de glissement est appliquée à des systèmes décrits par les équations suivantes:

$$\dot{x} = \begin{cases} F^+(x, u^+) & \text{si } S(x, t) > 0 \\ F^-(x, u^-) & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Les champs de vecteurs "F⁺" et "F⁻" sont bien définis avec u⁺ et u⁻ représentent les bornes extrémales de la commande.

La conception de la commande par mode de glissement nécessite le passage par trois étapes:

- Le choix d'une surface de glissement.
- Conditions de convergence
- Le calcul de la commande

III.2.1. Choix d'une surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme, en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivant :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = f(X, t) + g(X, t)U(t) \\ Y = C^t X, \quad Y \in R^m \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Pour un vecteur Y de dimension «m», il faut choisir «m» surfaces de glissement. concernant la forme de la surface, deux possibilités se présentent ; soit dans le plan de phase soit dans l'espace d'état.

Dans ce dernier cas, la méthode est dite « loi de commutation par contre réaction d'état » [Buhler 86]. Celle ci utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation.

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, de telle sorte que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase [Geyed 96] (i.e. convergence de la variable d'état vers sa valeur désirée).

Ainsi, la surface S(X) représente le comportement dynamique désiré du système. J. J. Slotine [Slotine 91] propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.3})$$

avec :

$e(x)$: l'écart de la variable à régler ; $e(x) = x_{ref} - x$;

λ_x : une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré ;

r : degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

pour $r = 1$, $S(x) = e(x)$;

pour $r = 2$, $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$;

pour $r = 3$, $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$.

$S(x) = 0$ est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$

La difficulté revient donc à avoir une poursuite de trajectoire dont l'objectif est de faire tendre $S(x)$ vers zéro. Ce qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence, cette linéarisation (Fig.III.1) a pour but de forcer l'écart (référence - sortie) à avoir la dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre "r".

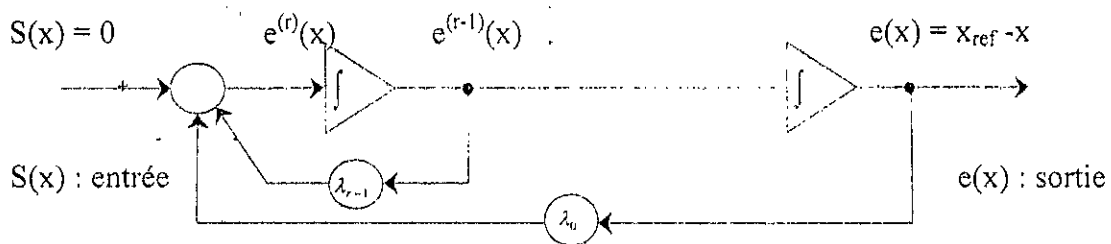


Fig.III.1. Linéarisation exacte de l'écart

III.2.2. Conditions de convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système.

III.2.2.1. Fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence. Elle est proposée par Utkin. Elle s'exprime sous la forme :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \tag{III.4}$$

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(x)$ et sa dérivée les valeurs justes à gauche et à droite de la droite de commutation.

III.2.2.2. Fonction de Lyapunov

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commande qui fera décroître cette fonction (i.e. $\dot{V}(x) < 0$). Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires.

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.5})$$

et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (\text{III.6})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.7})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux cotés (Fig.III.2). Cette condition suppose un régime glissant idéal.

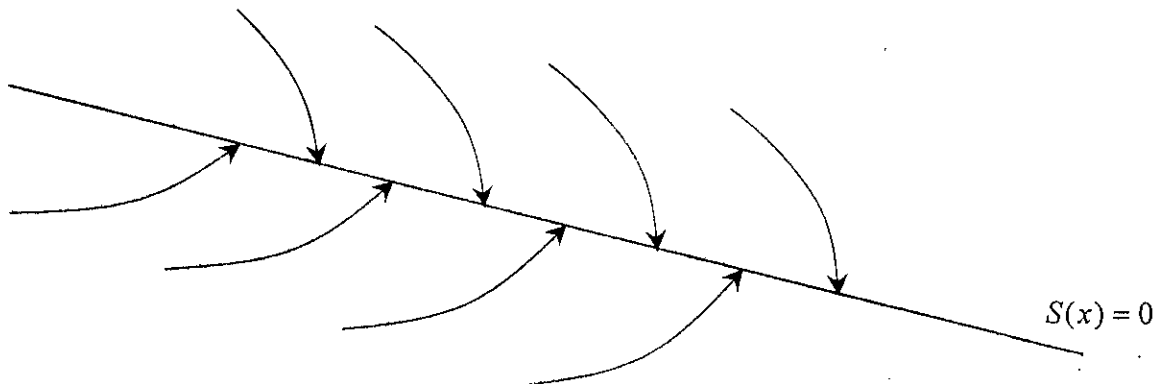


Fig.III.2. : Trajectoire de l'état vers la surface de glissement.

III.2.3. Le calcul de la commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre U_{Max} et U_{Min} instantanément (fréquence infinie), et ceci en fonction du signe de la surface de glissement (Fig.III.3).

Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées « *brouement* » ou « *Chattering* » apparaissent dans le mode de glissement.

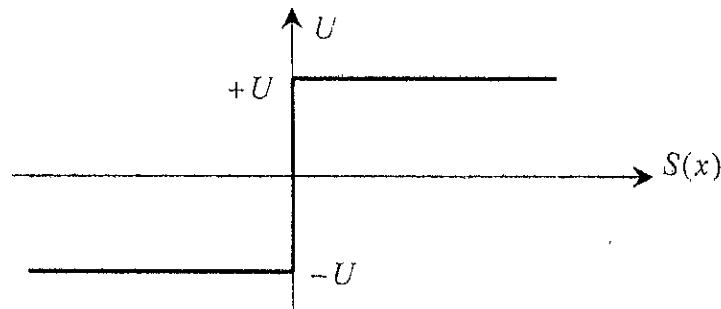


Fig.III.3. : Commande appliquée aux systèmes à structure variable.

III.2.3.1. Définition des grandeurs de commande

Comme il a été vu précédemment, la surface de glissement se détermine en fonction de la nature du système et des performances désirées et ceci indépendamment de la commande, l'obtention du régime glissant suppose aussi que la commande est discontinue.

Mais rien ne nous empêche de rajouter une partie continue et ceci pour diminuer l'amplitude de la discontinuité.

Par conséquent, la structure d'un contrôleur comporte deux parties; une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieures.

Nous posons donc :

$$U(t) = U_{eq}(t) + U_N \quad (\text{III.8})$$

$U_{eq}(t)$ correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin. Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple.

Elle est calculée sachant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par :

$$\dot{S}(x) = 0 \quad (\text{III.9})$$

La commande équivalente représente la valeur moyenne modulée grandeur continue que prend la commande lors de la commutation rapide entre U_{Max} et U_{Min} (Fig.III.4).

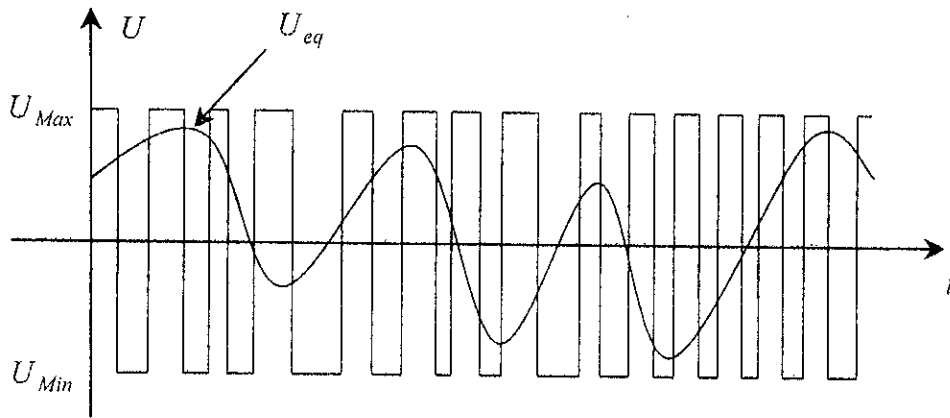


Fig.III.4. : la valeur continue U_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre U_{Max} et U_{Min} .

La commande U_N est déterminée pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et satisfaire la condition de convergence :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0$$

En d'autre terme, elle définit le comportement dynamique du système durant le mode de convergence.

III.2.3.2. Expression analytique de la commande

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.10).

$$\dot{X}(t) = f(X,t) + g(X,t)U(t) \tag{III.10}$$

Le vecteur U est composé de deux grandeurs U_{eq} et, soit :

$$U(t) = U_{eq}(t) + U_N \tag{III.11}$$

Nous avons :

$$\dot{S}(X) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial X} \frac{\partial X}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial X} \{f(X,t) + g(x,t)U_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial X} \{g(x,t)U_N\} \tag{III.12}$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (parce que la surface est égale à zéro). Ainsi, nous obtenons :

$$U_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial S}{\partial X} f(x,t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial X} f(X,t) \right\}, \quad U_N = 0 \tag{III.13}$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme U_{eq} par sa valeur (III.13) dans l'équation (III.12), nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(X) = \frac{\partial S}{\partial X} \{g(x,t)U_N\} \quad (\text{III.14})$$

Le problème revient à trouver U_N tel que :

$$S(X)\dot{S}(X) = S(X)\frac{\partial S}{\partial X} \{g(x,t)U_N\} < 0 \quad (\text{III.15})$$

La solution la plus simple est de choisir U_N sous la forme de relais (Fig.III.5). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$U_N = K \cdot \text{sign}(S(X)) \quad (\text{III.16})$$

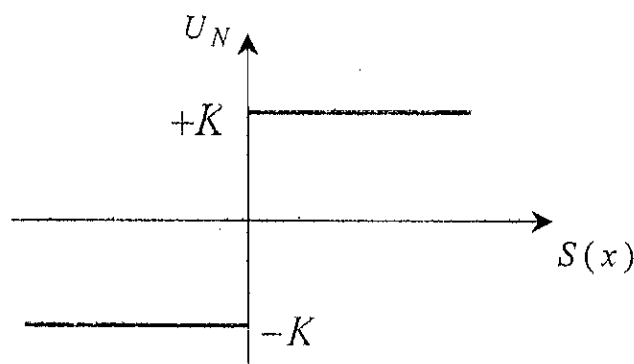


Fig.III.5. : Définition de la commande « sign ».

En remplaçant l'expression (IV.16) dans (IV.15), on obtient :

$$S(X)\dot{S}(X) = \frac{\partial S}{\partial X} g(x,t)K|S(X)| < 0 \quad (\text{III.17})$$

Où le facteur $\frac{\partial S}{\partial X} g(x,t)$ est toujours négatif pour la classe de système que nous considérons.

Le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (III.17). Le choix de ce gain influe beaucoup vu que s'il était très petit le temps de réponse serait très long et, s'il est choisi assez grand, nous aurions de fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande.

Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de *Chattering*), ou même détériorer l'organe de commande.

III.2.4. Elimination du phénomène de *Chattering*

Le phénomène de *Chattering* est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées. Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence.

Ces composantes peuvent détériorer le système en excitant les modes élevés dont on n'a pas tenu compte lors de la modélisation ou encore endommager les actionneurs par des sollicitations trop fréquentes.

Le broutement (phénomène de *Chattering*) peut être réduit en remplaçant la fonction « *sign* » par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences [Gayed 96], [Slotine 91]. On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation (Fig.III.6) :

$$\begin{cases} Sat(S) = 1 & \text{si } S > \mu \\ Sat(S) = -1 & \text{si } S < -\mu \\ Sat(S) = \frac{S}{\mu} & \text{si } |S| < \mu \end{cases} \quad (III.18)$$

avec μ un paramètre petit et positif.

On peut aussi remplacer la fonction « *sign* » par une fonction de classe C^1 . On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction (Fig.III.7) ; soit :

$$Smooth(S) = \frac{S}{|S| + \mu} \quad (III.19)$$

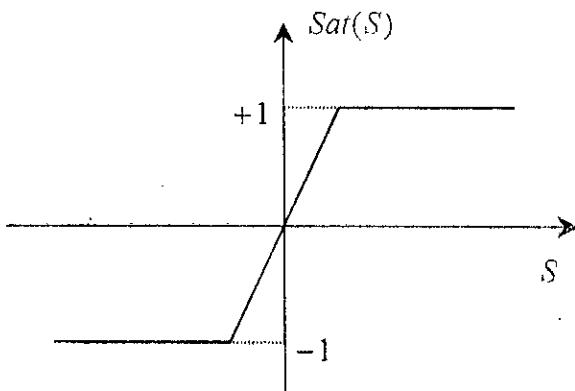


Fig.III.6 : Fonction « Sat »

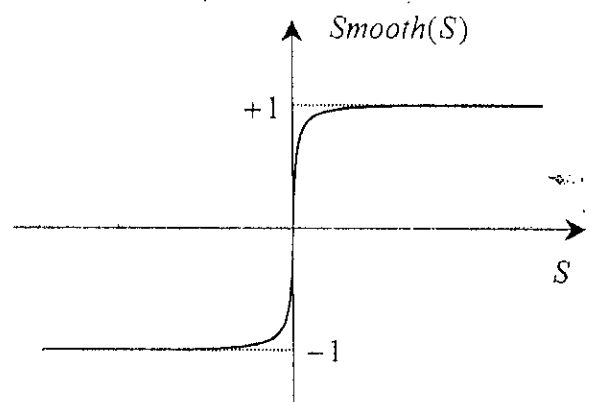


Fig.III.7. : Fonction « Smooth ».

III.3. DIMENSIONNEMENT DES REGULATEURS DE COURANT

A partir des équations modélisant le filtre actif on a :

$$V_A - V_a = R_f \cdot I_f + L_f \cdot \frac{dI_f}{dt} = N_g \cdot U_c \quad (\text{III.20})$$

La grandeur à réguler est le courant de sortie du filtre actif.

$$\text{Pour cela on a choisi la surface de glissement comme suit : } S = I_{ref} - I_f \quad (\text{III.21})$$

$$\text{Et sa dérivée : } \dot{S} = \frac{\Delta I_{f,ref}}{\Delta t} - \dot{I}_f \quad (\text{III.22})$$

Avec I_{ref} le courant de référence.

Remarque : la valeur de I_{ref} diffère suivant de l'utilisation du filtre actif parallèle (élimination d'harmonique, compensation d'énergie réactive, asservissement des tensions d'entrée).

Détermination de la commande :

La condition $S \cdot \dot{S} < 0$ assure l'attractivité de la trajectoire vers la surface de glissement

$$\text{Pour ce faire, il suffit de choisir } \dot{S} = -k_1 \cdot \text{sign}(S) - k_2 \cdot S \quad (\text{III.23})$$

Avec k_1, k_2 des constantes positives.

Des équations (III.20) et (III.23) on a :

$$N_g = \frac{1}{U_c} \cdot \left(L_f \cdot \frac{\Delta I_{f,ref}}{\Delta t} + V_a + R_f \cdot I_f + L_f \cdot (k_1 \cdot \text{sign}S + k_2 \cdot S) \right) = N_{g,Attr} + N_{g,eq}$$

On constate que la commande est constituée de deux parties :

la première est attractive, dépendante de la surface et assure la convergence de la trajectoire vers cette dernière et s'annule quand celle-ci est atteinte, et d'une deuxième partie équivalente s'activant sur la surface et qui permet la convergence vers le point d'équilibre sur cette surface.

III.3.1. Filtrage actif parallèle

A partir des courants harmoniques de références déterminées par la comparaison entre les courants de charge et leurs fondamentaux. On obtient les surfaces du régulateur glissant précédemment défini donc les commandes nécessaires à la commande triangulo-sinusoïdale.

Cette commande permet au filtre actif de générer les composantes harmoniques des courants de charge. Leurs composantes sinusoïdales étant générées par la source.

La figure (III.7) explique facilement cet asservissement.

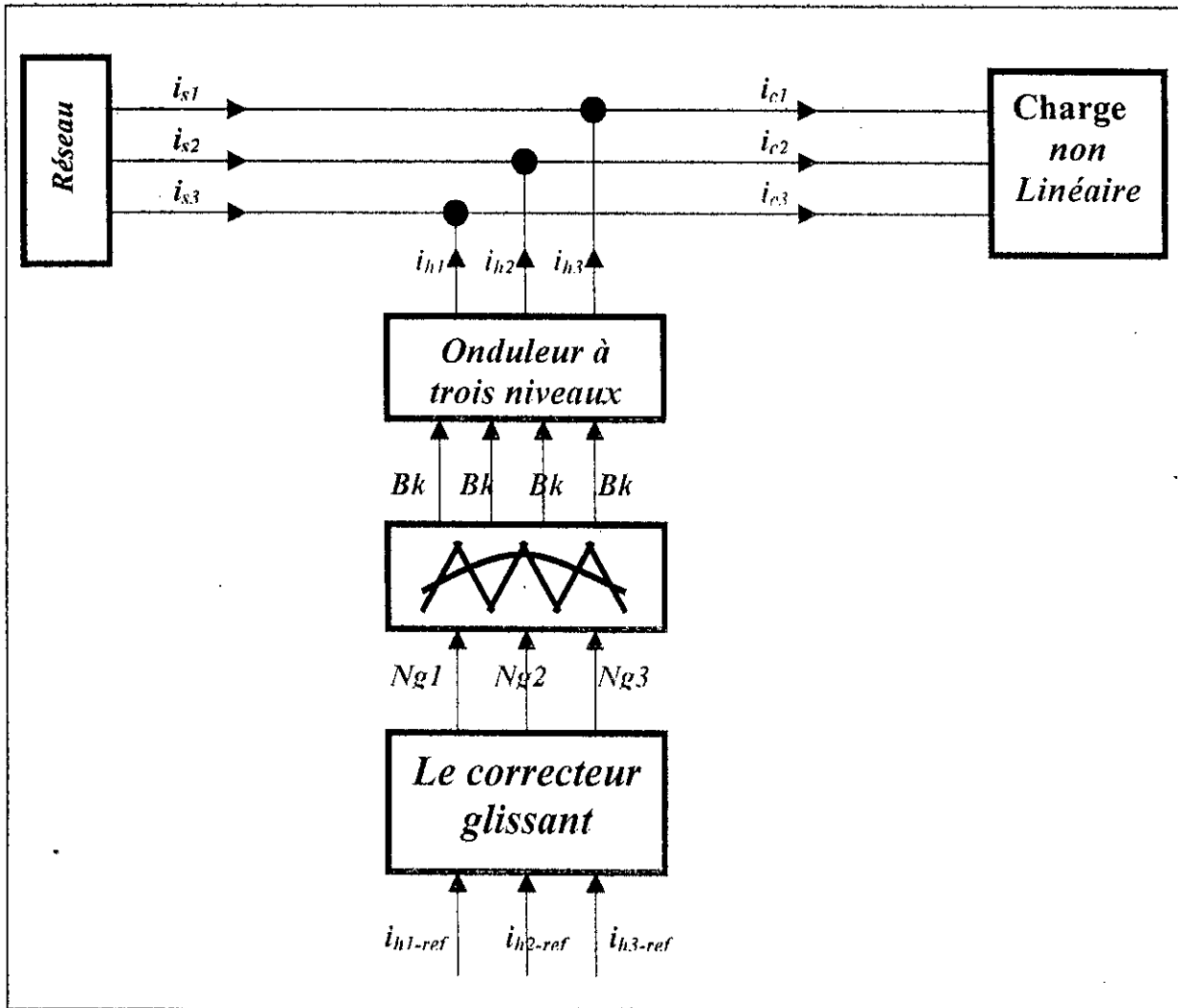


Fig.III.7. Asservissement des courants du filtre actif parallèle commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale.

Cet algorithme de commande est appliqué sur deux charges non linéaires, le pont redresseur à diode et le redresseur à thyristors, pour deux angles d'amorçage $\pi/3$ et $\pi/6$. pour la stratégie de commande on utilise la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses.

III.3.2. Filtrage actif parallèle avec compensation de l'énergie réactive

Dans la partie précédente on a vu comment éliminer les harmoniques sans parler de la compensation de l'énergie réactive. Dans ce paragraphe on propose d'éliminer les harmoniques et de compenser l'énergie réactive introduite par la 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 obtenir le courant filtre de référence. Ce dernier est comparé au courant réel généré par le filtre pour déterminer les surfaces du régulateur glissant puis les commande nécessaires à la commande triangulo-sinusoidale.

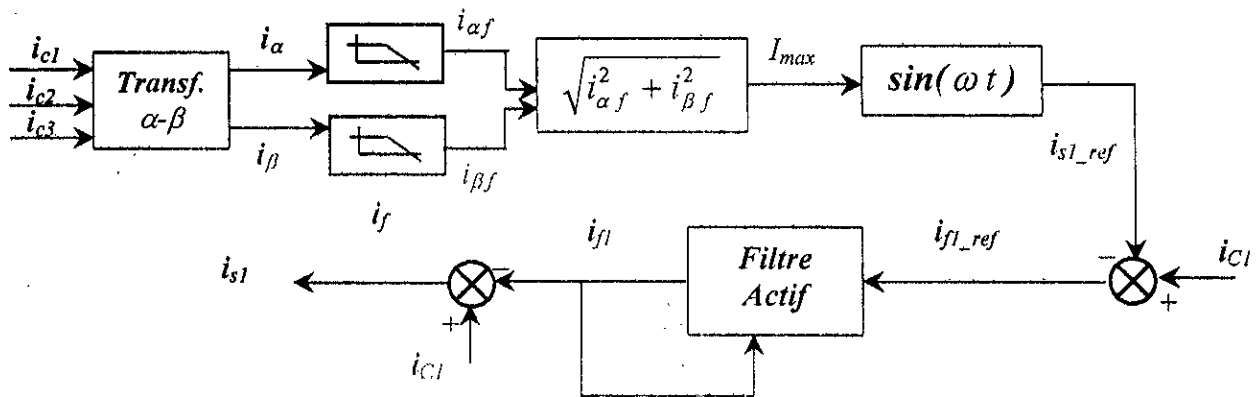


Fig.III.8. Algorithme général de la commande.

Cet algorithme de commande est appliqué sur une charge non linéaire, tel qu'un pont redresseur à thyristors, pour deux angles d'amorçage $\pi/3$ et $\pi/6$. Pour la stratégie de commande on utilise la commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.

III.3.3. Asservissement des tensions d'entrée U_{C1} et U_{C2} de l'onduleur triphasé à trois niveaux

Dans les parties précédentes, nous avons étudié la compensation des courants harmoniques et de l'énergie réactive demandée par la charge, afin d'avoir un facteur de puissance unitaire coté réseau.

Ces études ont été faites en considérant les tensions d'entrée 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 parallèle. Ainsi les performances obtenues précédemment se voient dégradées.

Dans ce paragraphe on se propose :

- 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} .

Pour se 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 trois méthodes(algorithmes) permettant de réaliser cet objectif.

III.3.3.1. 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 modèle équivalent de la boucle de tension est présenté à la figure (III.8)

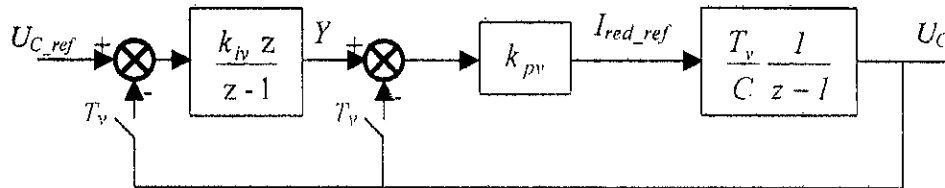


Fig.III.9. Modèle équivalent de la boucle de tension.

Pour l'élimination des harmoniques et la compensation 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 , le courant obtenu représente la référence du courant généré le filtre actif.

Ainsi, l'algorithme global déterminant le courant de référence du filtre actif devient comme le montre la figure (III.10).

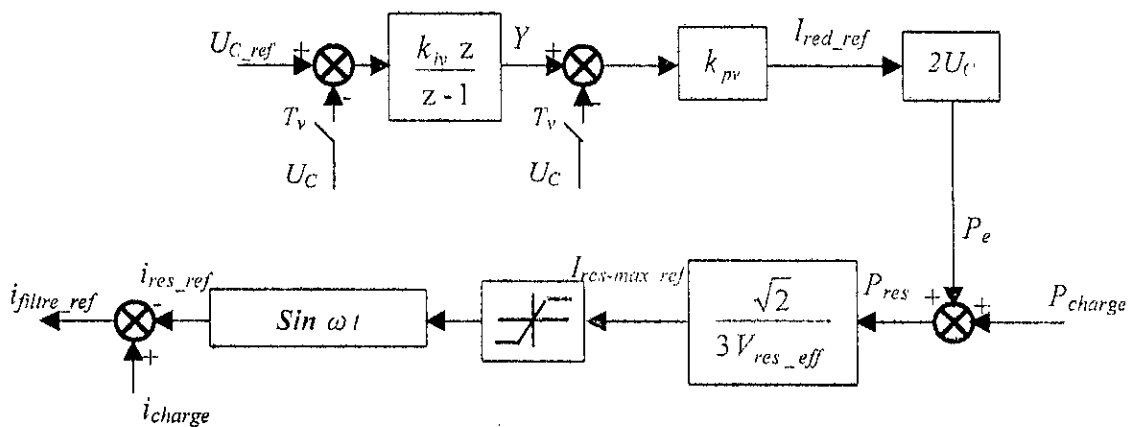


Fig.III.10. Algorithme global réalisant : l'asservissement de la tension U_C , l'élimination des courants harmoniques et la compensation d'énergie.

Cet algorithme de commande est appliqué sur deux charges non linéaires, le pont redresseur à diode et le redresseur à thyristors, pour deux angles d'amorçage $\pi/3$ et $\pi/6$ pour la stratégie de commande on utilise la commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.

III.3.3.2. 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, mais comme les tensions U_{C1} et U_{C2} demeurent déséquilibrées, on se propose d'utiliser un circuit appelé circuit de Clamping 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 (III.11).

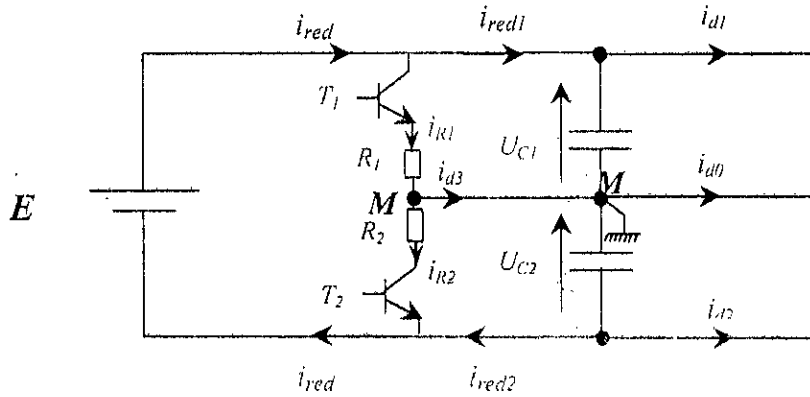


Fig.III.11. Modèle de l'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux avec pont d'équilibrage.

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 (III.12).

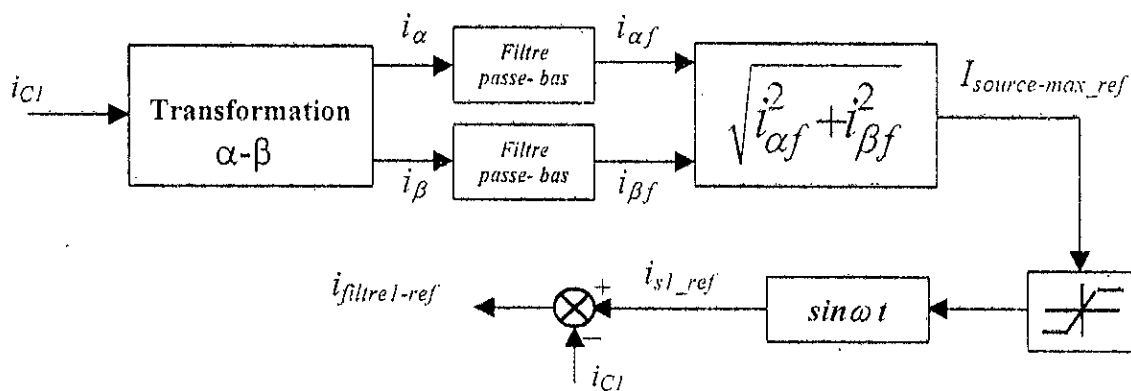


Fig.III.12. Algorithme de compensation d'énergie réactive et des courants harmoniques.

Les deux filtres passe-bas utilisés dans cet algorithme sont les mêmes que ceux utilisés dans l'algorithme de la figure (III.8).

Les résistances R_1 et R_2 sont choisies afin d'avoir des courants i_{R1} et i_{R2} proches des courants 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 :

$$R_1=R_2=15 \Omega$$

Cet algorithme de commande est appliqué sur deux charges non linéaires, le pont redresseur à diode et le redresseur à thyristors, pour deux angles d'amorçage $\pi/3$ et $\pi/6$. pour la stratégie de commande on utilise la commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.

III.3.3.3. 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. Tandis qu'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 dans la méthode (2).

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 (III.13).

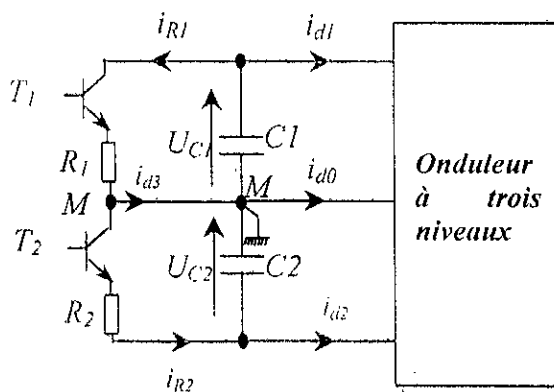


Fig.III.13. Modèle d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

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 III.10).

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 stratégie de commande, on utilise la commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.

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

III.4. SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS

Filtrage actif

La stratégie de commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses appliquée 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 qui suivent leurs références, l'écart entre ces deux courants est plus conséquent lors des fortes variation du courant de référence.

Les figures (III.14. , IV.15. , IV.16.) montrent respectivement les formes des courants simulés pour la stratégie de commande triangulo-sinusoïdale, dans le cas d'un redresseur à diode puis d'un redresseur à thyristor pour 2 angles d'amorçage différents $\pi/6$ et $\pi/3$.

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

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.

On remarque aussi le phénomène de Chattering dans les différents courant et la tension de référence ces oscillations sont provoqués par une commutation rapide de la commande, mais ce phénomène n'est pas très prononcé. Ceci, grâce aux fonctions Sat et Smooth.

Filtrage actif avec compensation d'énergie réactive

La figures(IV.17.) montre les formes des courants de référence $i_{\text{filtre1-ref}}$ et $i_{\text{harmonique1-ref}}$ 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 la stratégies de commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.

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.

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.

On a remarqué que le courant de source 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 remarque aussi le phénomène de Chattering dans les différents ces oscillations sont provoqués par une commutation rapide de la commande, mais ce phénomène n'est pas très prononcé. Ceci, grâce aux fonctions Sat et Smooth.

Asservissement des tensions par la méthode (1)

Les figures(IV.18. ,..., IV.21.) 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} , $i_{filtre1_ref}$ et $i_{source1_ref}$ et les courants réels i_{h1} , $i_{filtre1}$ et $i_{source1}$. L'onduleur est commandé par la stratégie de commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses avec ($m=48$). Les deux charges non linéaires utilisées sont : redresseur à diodes et un autre à thyristors ($\alpha=\pi/6$).

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 $i_{filtre1}$ et $i_{source1}$ suivent bien leurs références 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 sinusoidal et en phase avec la tension $V_{source1}$, d'où la compensation d'énergie réactive du réseau.

On remarque aussi le phénomène de Chattering dans les différents courant simulés, ces oscillations sont provoqués par une commutation rapide de la commande, mais ce phénomène n'est pas très prononcé. Ceci, grâce aux fonctions Sat et Smooth.

Asservissement des tensions par la méthode (2)

Les figures (IV.22. , ... , IV.25.) montrent les tensions U_{C1} et U_{C2} , le courant i_{d0} et les courants de références i_{h1_ref} , $i_{filtre1}$, i_{s1_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 la stratégie de commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses($m=48$). Les charges non linéaire utilisée sont : un pont redresseur à diodes et un autre à thyristors ($\alpha=\pi/6$). 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 (inférieure à 0.02V).

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 aussi le phénomène de Chattering dans les différents courant simulés, ces oscillations sont provoqués par une commutation rapide de la commande, mais ce phénomène n'est pas très prononcé. Ceci, grâce aux fonctions Sat et Smooth.

Asservissement des tensions par la méthode (3)

Les simulations ont été faites pour La stratégies de commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses, les deux types de charge non linéaire : redresseur à diodes et un autre à thyristors ($\alpha=\pi/6$).

Les figures (IV.26. , ... , IV.29.) 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_f , 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.

On remarque aussi le phénomène de Chattering dans les différents courant simulés, ces oscillations sont provoqués par une commutation rapide de la commande, mais ce phénomène n'est pas très prononcé. Ceci, grâce aux fonctions Sat et Smooth.

CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté le principe de réglage par mode glissant, puis nous l'avons appliqué pour la commande du filtre actif parallèle.

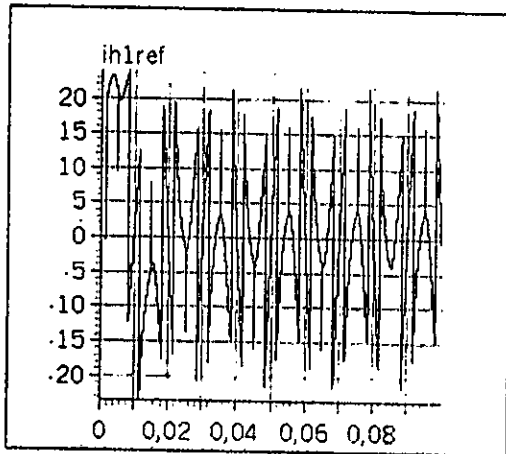
Dans un premier temps nous avons vu comment éliminer les harmoniques sans prendre en considération l'énergie réactive ni l'asservissement des tension d'entrée de l'onduleur, puis nous avons compensé l'énergie réactive tout en éliminant les harmoniques pour enfin asservir les tensions d'entrée, pour cela on a proposé trois solutions :

- Asservissement des tensions par l'onduleur lui même ;
- Utilisation d'une batterie d'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.

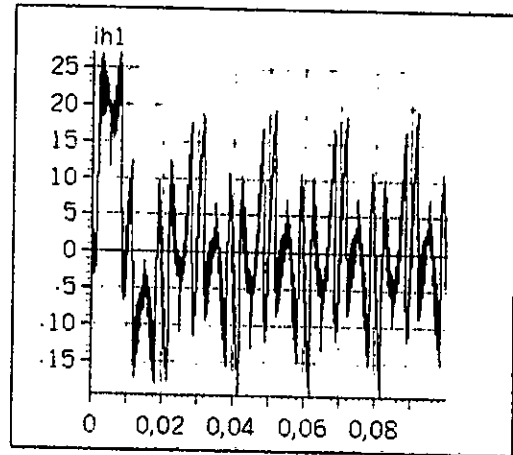
On remarque que les deux dernières méthodes sont les plus performantes, d'où l'importance du pont de Clamping.

* *

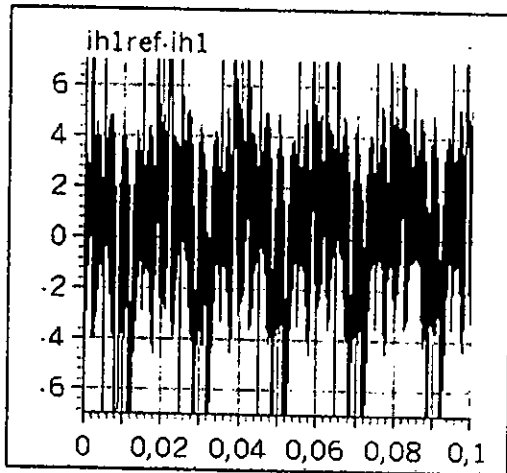
*



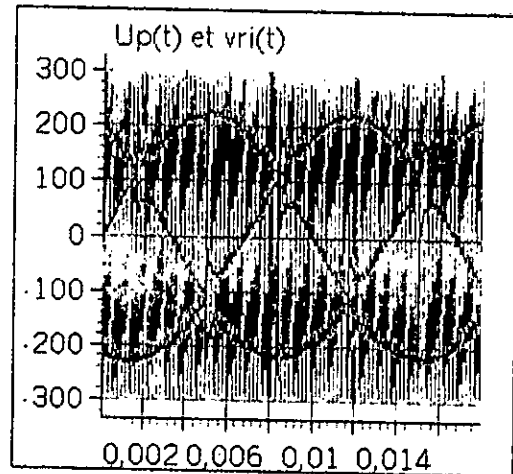
Le courant harmonique de référence $ih1ref(A)$



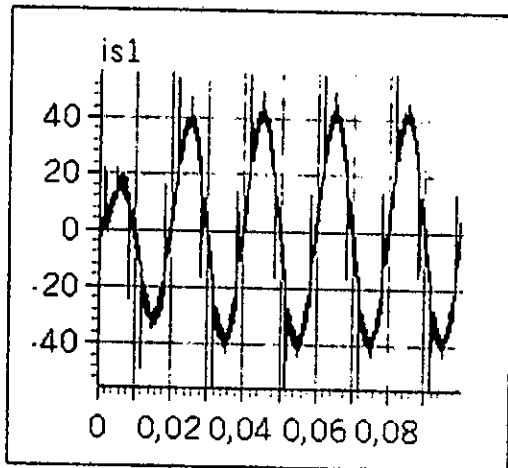
Le courant harmonique réel $ih1ref(A)$



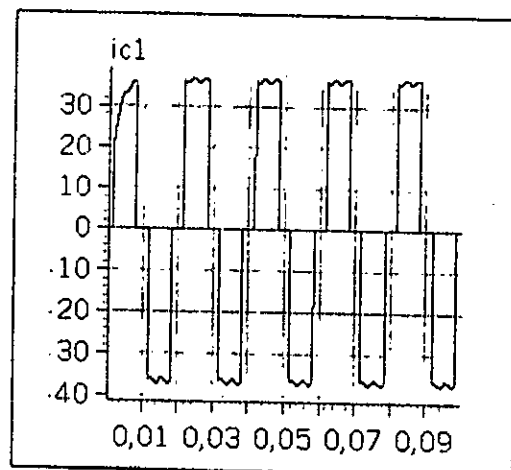
L'erreur entre le courant réel et sa référence



Les deux porteuses bipolaires et les tensions de référence

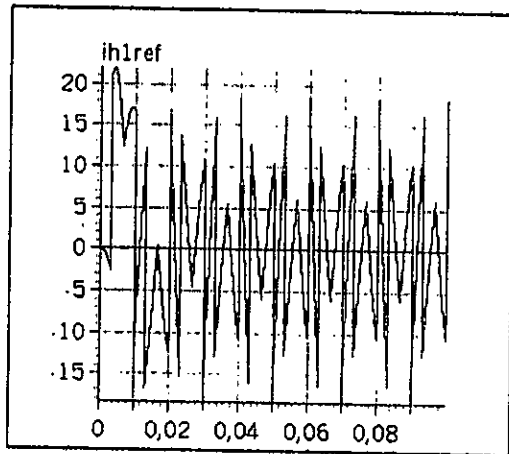


Le courant de source $is1(A)$

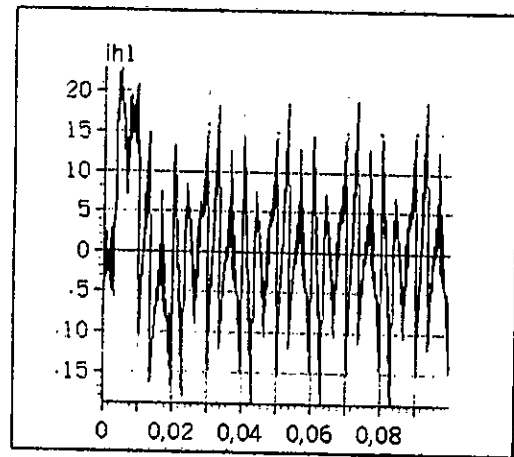


Le courant de charge $ic1(A)$

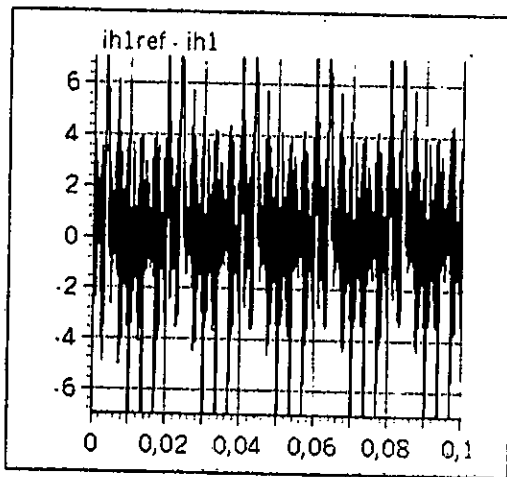
Fig.III.14. Les grandeurs simulées pour la commande par triangulo-sawtooth à deux porteuses ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à diode (Filtrage actif).



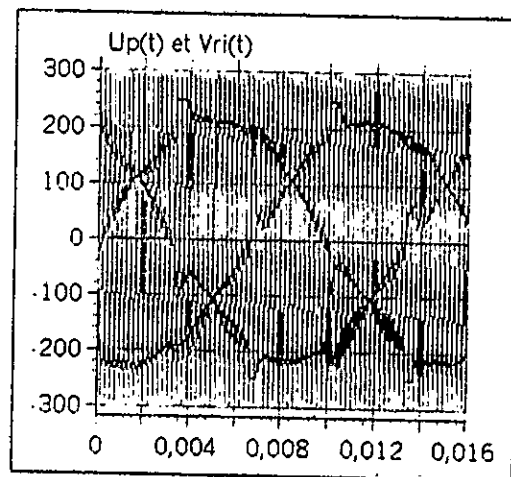
Le courant harmonique de référence
 $ih1ref(A)$



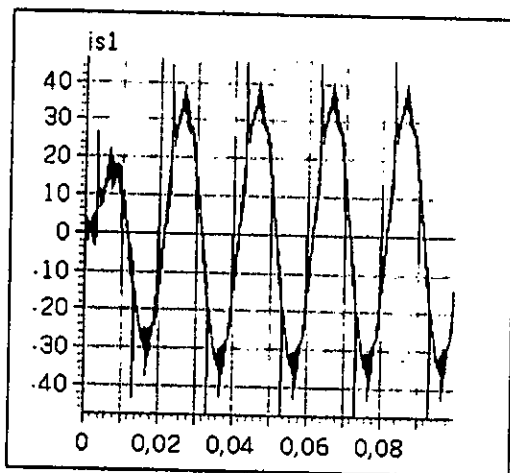
Le courant harmonique réel
 $ih1ref(A)$



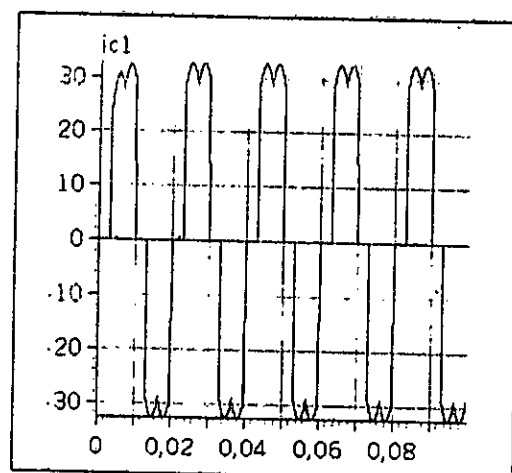
L'erreur entre le courant réel et sa
référence



Les deux porteuses bipolaires et les
tensions de référence

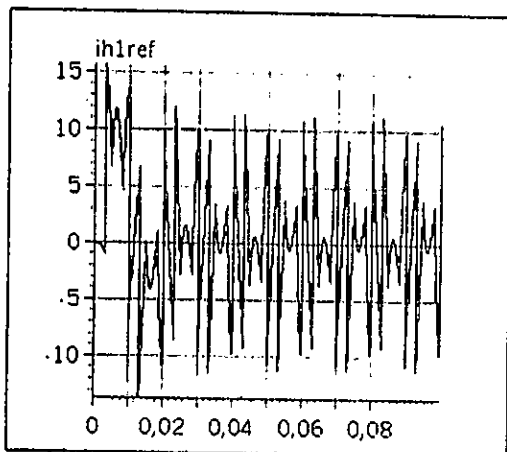


Le courant de source $is1(A)$

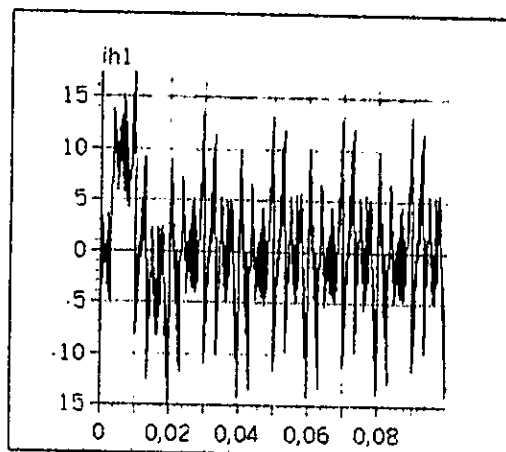


Le courant de charge $ic1(A)$

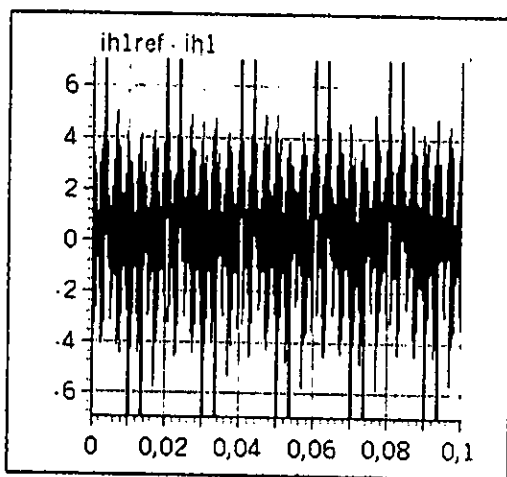
Fig.III.15. Les grandeurs simulées pour la commande par triangulo-sinusoidale à deux porteuses ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristor ($\alpha = \pi/3$) (Filtrage actif).



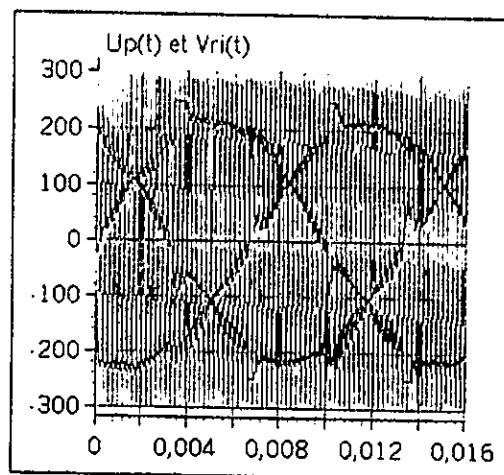
Le courant harmonique de référence $ih1ref(A)$



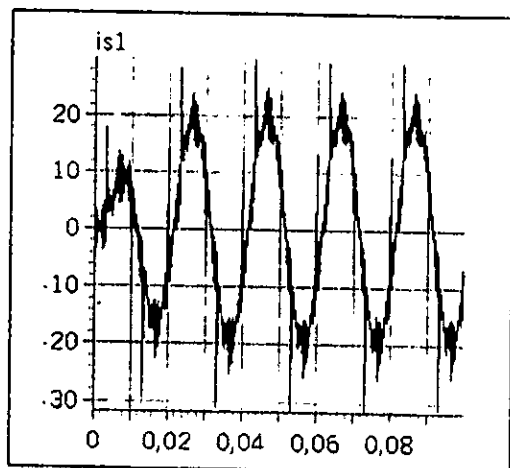
Le courant harmonique réel $ih1ref(A)$



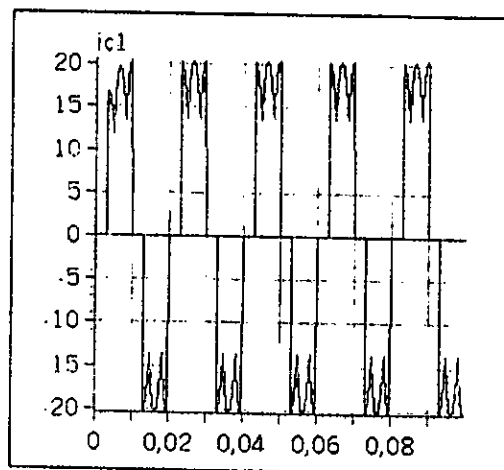
L'erreur entre le courant réel et sa référence



Les deux porteuses bipolaires et les tensions de référence

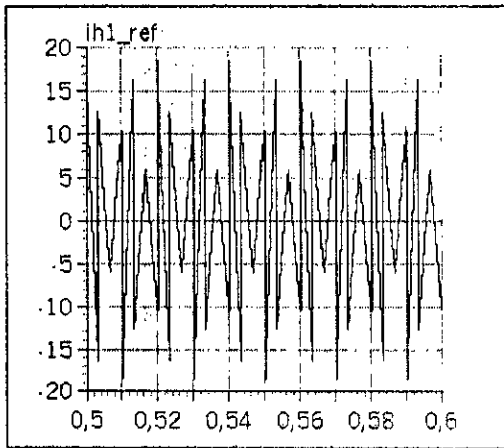


Le courant de source $is1(A)$

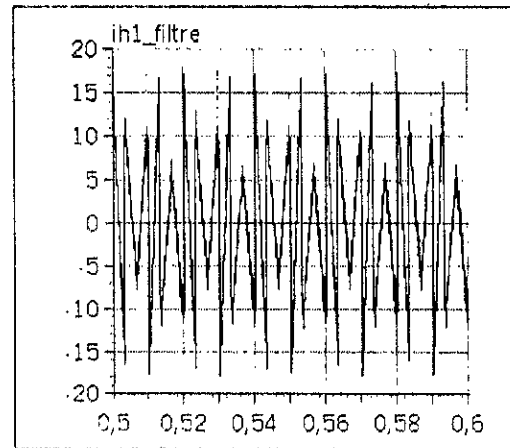


Le courant de charge $ic1(A)$

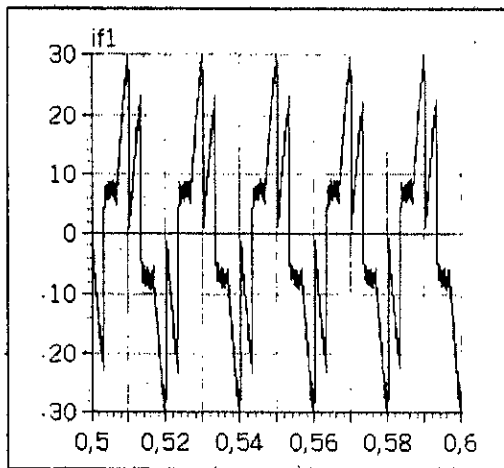
Fig.III.16. Les grandeurs simulées pour la commande par triangule sinusoidal à deux porteuses ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristor ($\alpha = \pi/6$) (Filtrage actif).



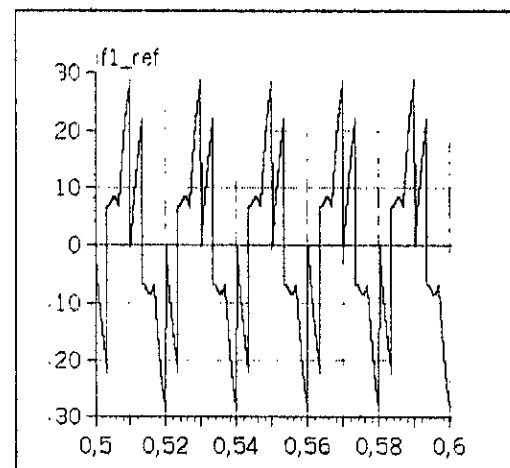
Le courant harmonique de référence $i_{h1ref}(A)$



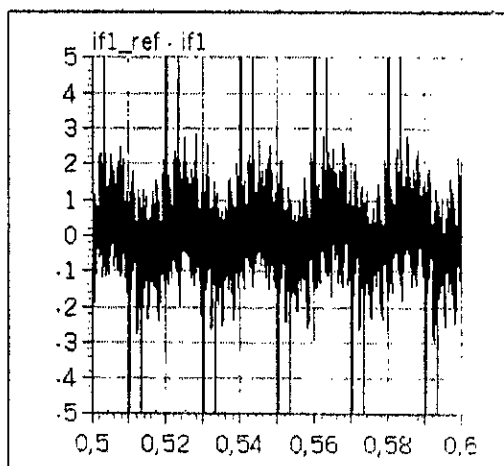
Le courant harmonique réel $i_{h1}(A)$



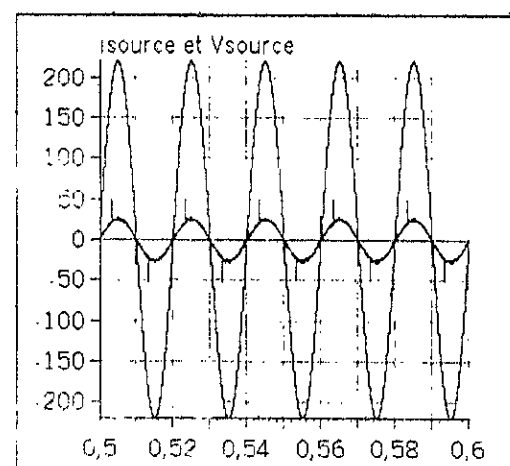
Le courant du filtre réel $i_{f1}(A)$



Le courant de référence $i_{f_ref1}(A)$

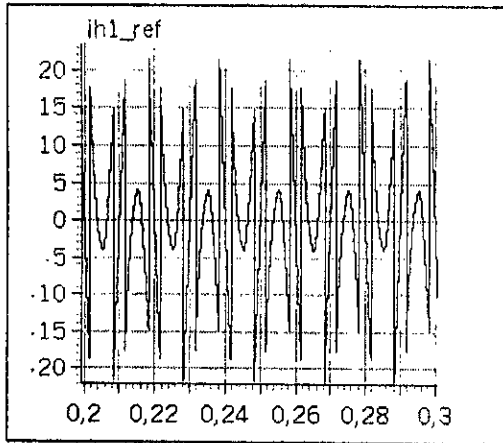


L'erreur entre le courant du filtre et sa référence $s1(A)$

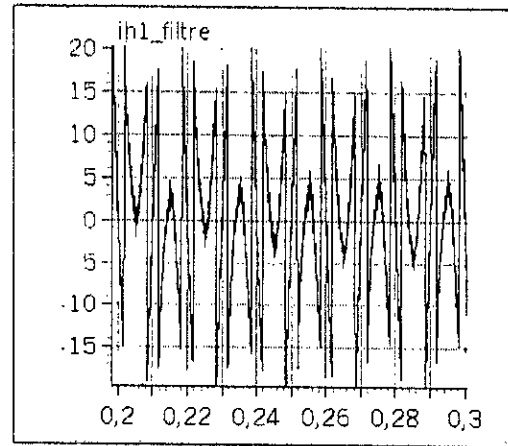


Le courant et la tension du réseau

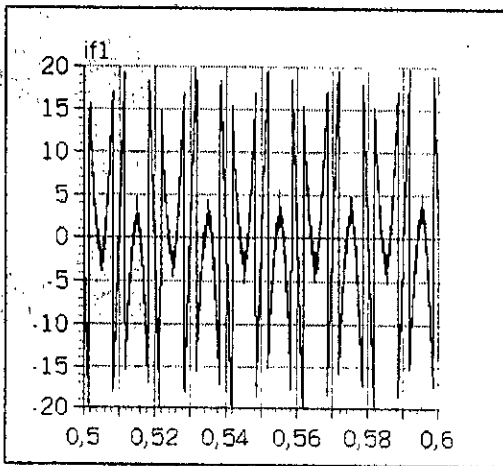
Fig.III.17. Les grandeurs simulées pour la commande par triangulo-sinusoïdale à deux porteuses ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristor ($\alpha = \pi/6$) (compensation d'énergie réactive).



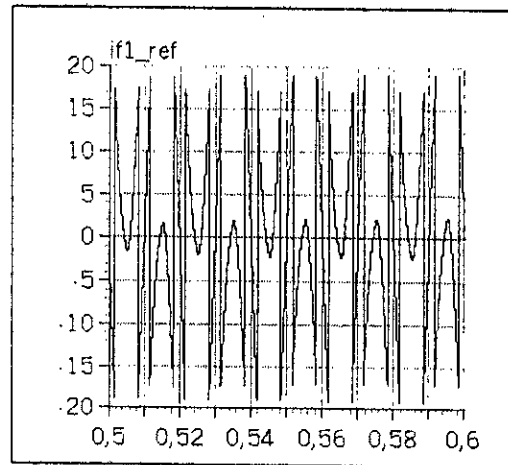
Le courant harmonique de référence $ih1_{ref}(A)$



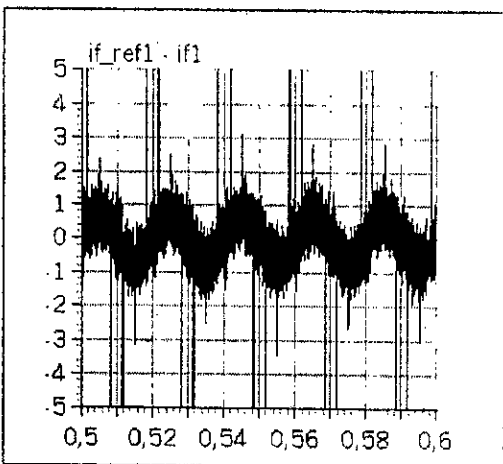
Le courant harmonique réel $ih1(A)$



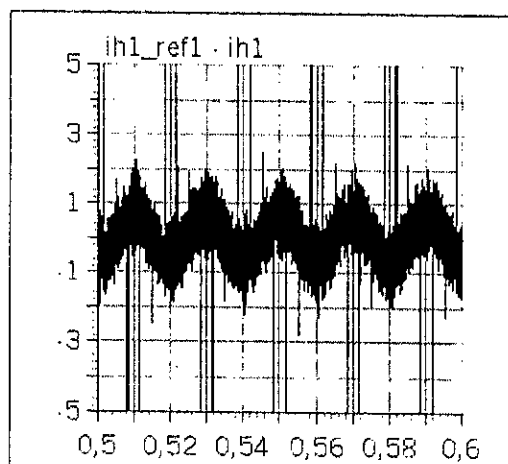
Le courant du filtre réel $if1(A)$



Le courant de référence $if_{ref1}(A)$

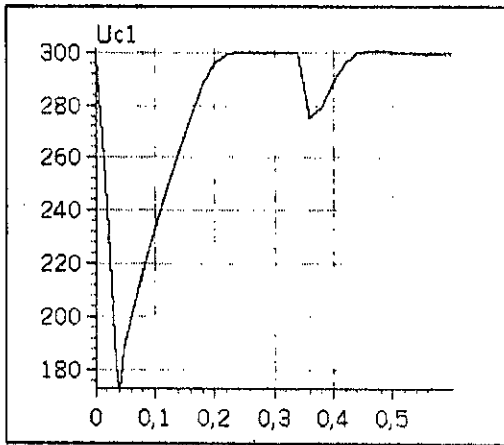


L'erreur entre le courant du filtre et sa référence $s1(A)$

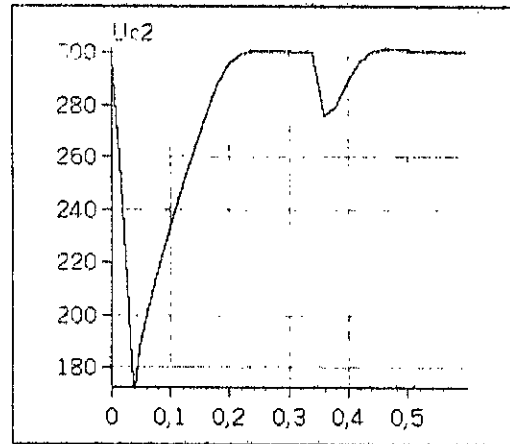


L'erreur entre le courant harmonique du filtre et sa référence $s1(A)$

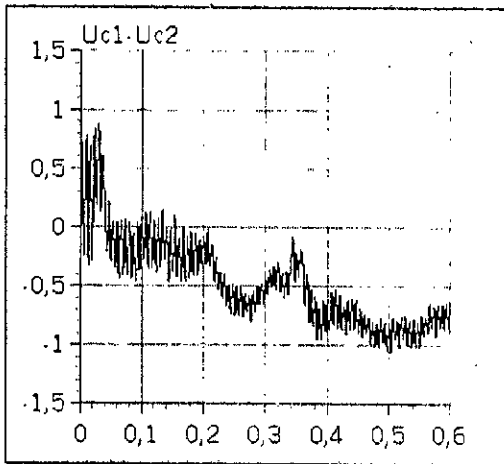
Fig.III.18. Les grandeurs simulées pour la commande par triangulo-sinusoidale à deux portées ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à diode (asservissement des tensions d'entrée méthode 1).



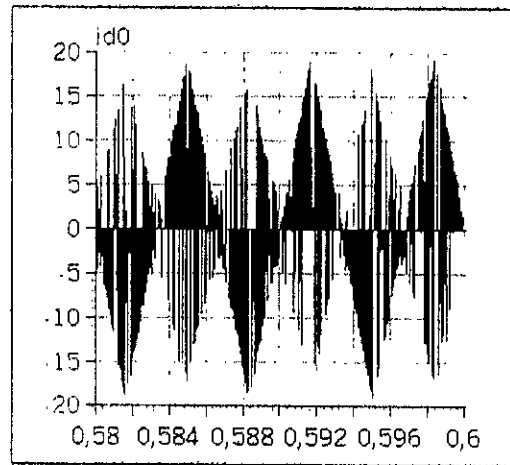
La tension d'entrée $U_{c1}(V)$



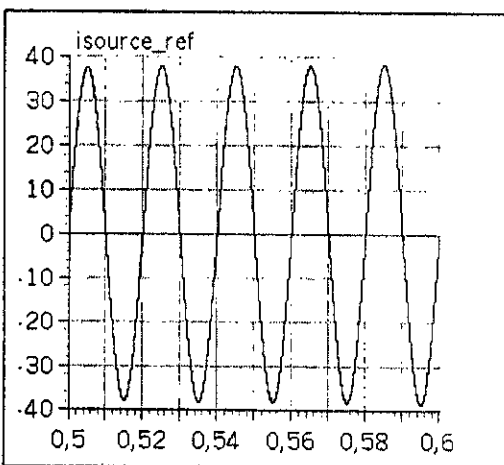
La tension d'entrée $U_{c2}(V)$



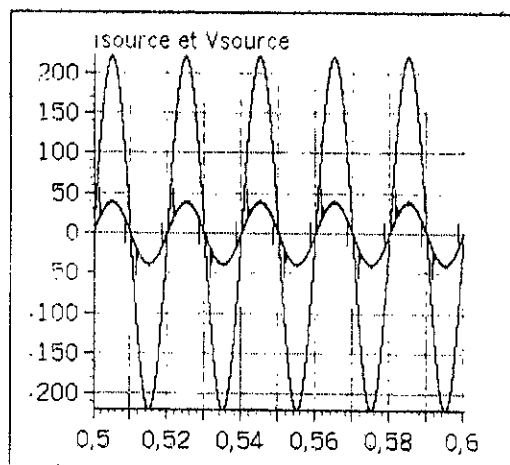
La différence $U_{c1} - U_{c2}$



Le courant $i_{d0}(A)$

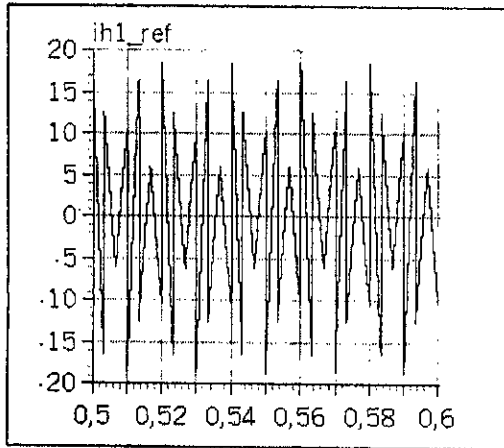


Le courant de référence du réseau
 $i_{source_ref}(A)$

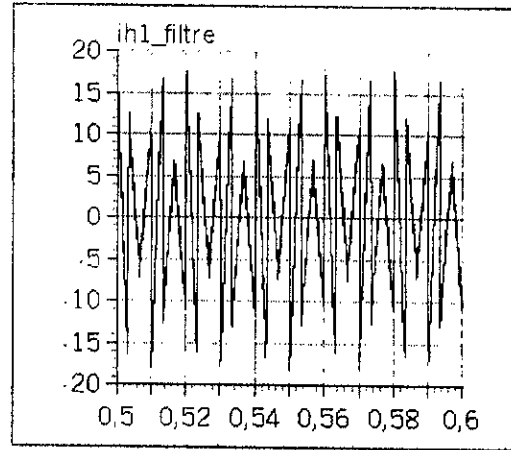


Le courant et la tension du réseau

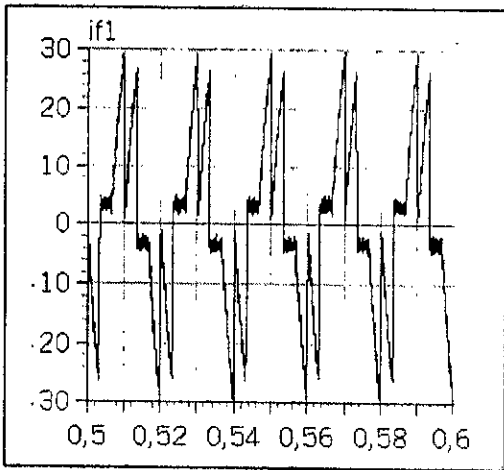
Fig.III.19. Les grandeurs simulées pour la commande par triangulo-sinusoïdale à deux porteuses ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à diode (asservissement des tensions d'entrée méthode1).



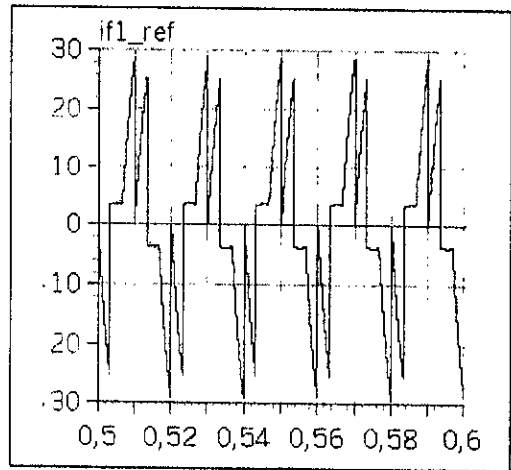
Le courant harmonique de référence $ih1_{ref}(A)$



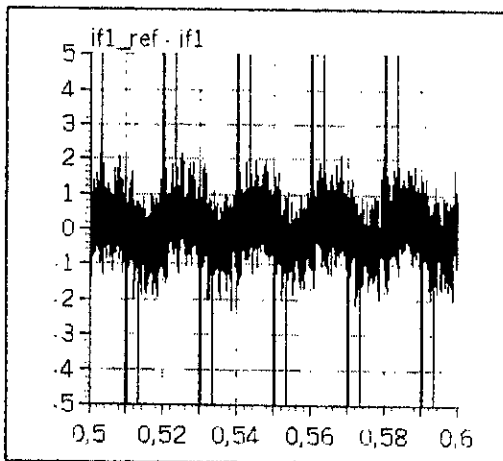
Le courant harmonique réel $ih1(A)$



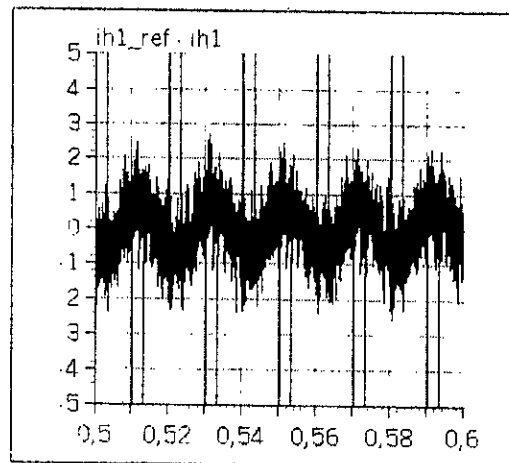
Le courant du filtre réel $if1(A)$



Le courant de référence $if_{ref1}(A)$

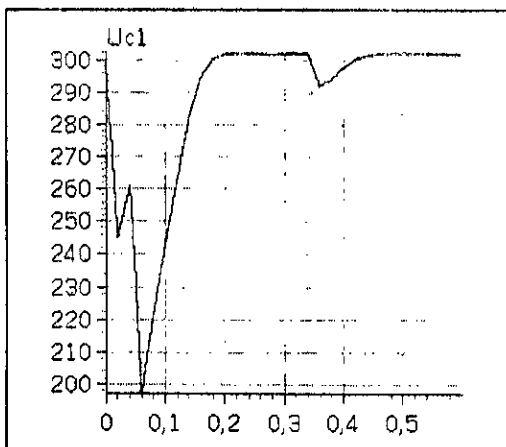


L'erreur entre le courant du filtre et sa référence $sl(A)$

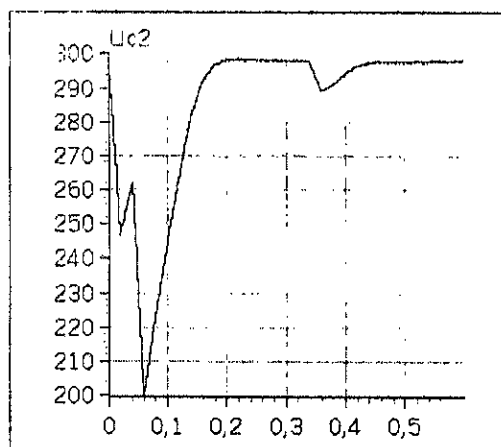


L'erreur entre le courant harmonique du filtre et sa référence $sl(A)$

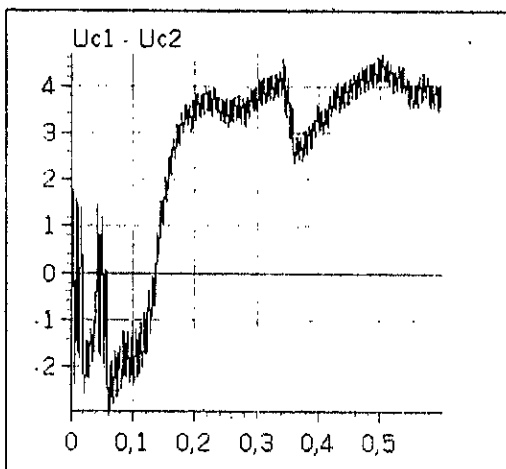
Fig.III.20. Les grandeurs simulées pour la commande par triangulo-sinusoidale à deux porteurs ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristor ($\alpha=\pi/6$) (asservissement ... méthode 1).



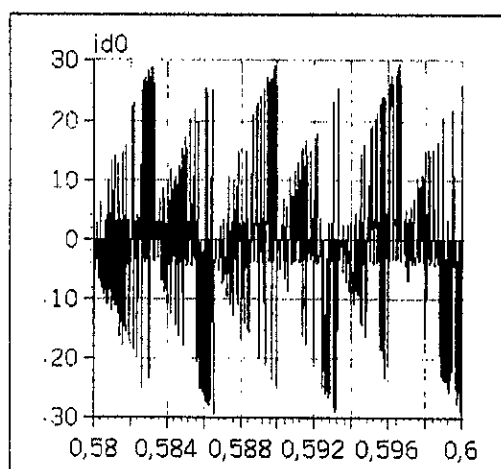
La tension d'entrée $U_{c1}(V)$



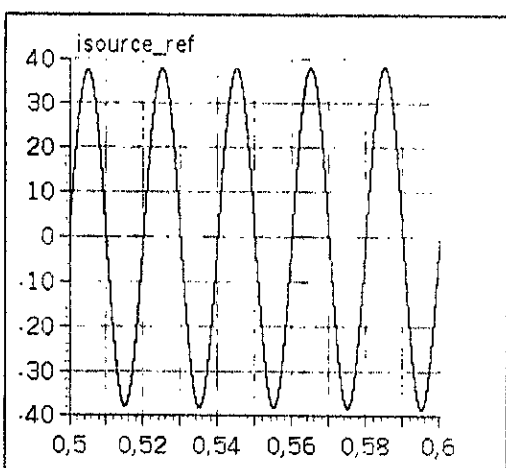
La tension d'entrée $U_{c2}(V)$



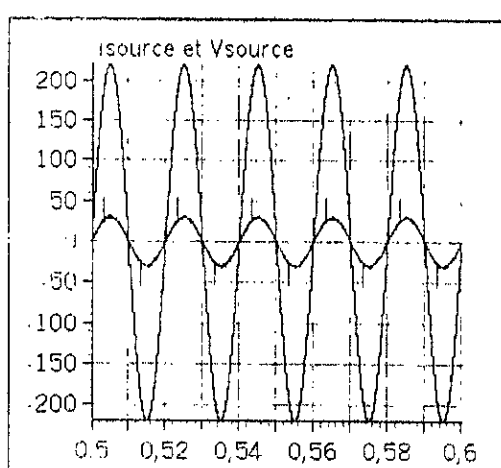
La différence $U_{c1} - U_{c2}$



Le courant $i_{d0}(A)$

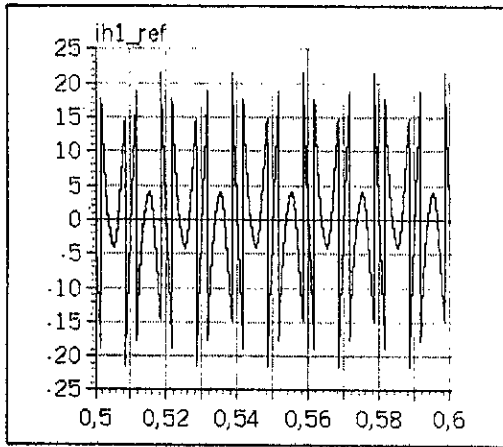


Le courant de référence du réseau
 $i_{source_ref}(A)$

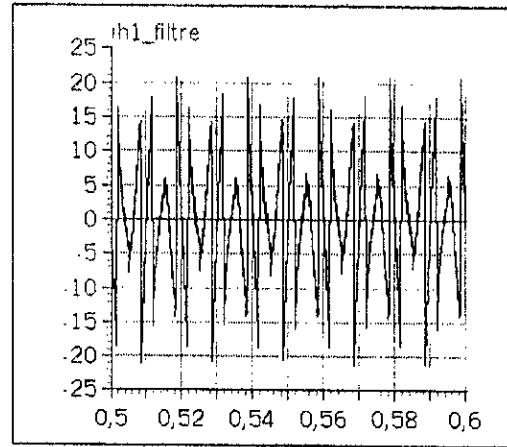


Le courant et la tension du réseau

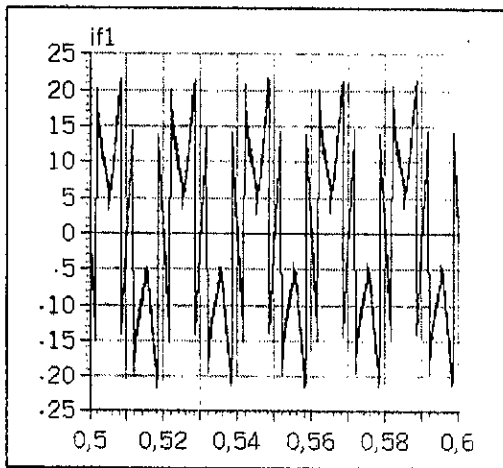
Fig.III.21. Les grandeurs simulées pour la commande par triangulo-sinusoïdale à deux porteuses ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristor ($\alpha=\pi/6$) (asservissement ... méthode 1).



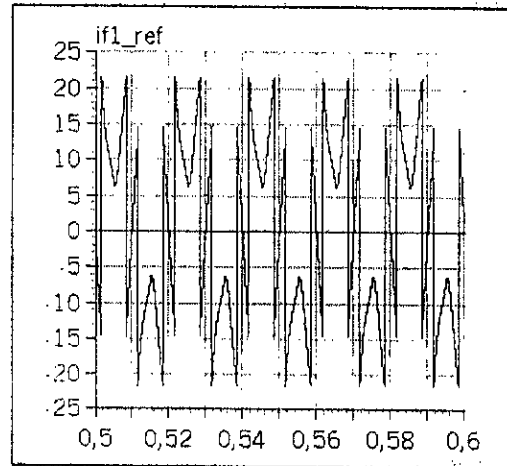
Le courant harmonique de référence $ih1_{ref}(A)$



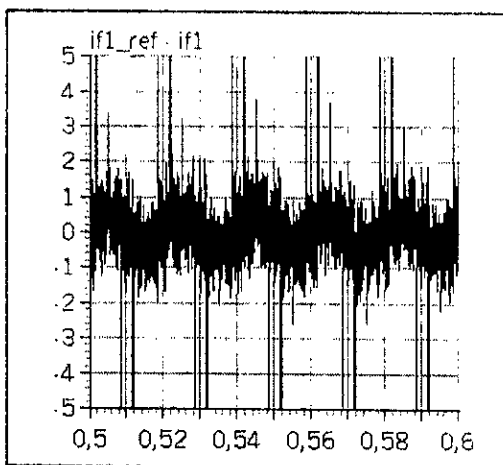
Le courant harmonique réel $ih1(A)$



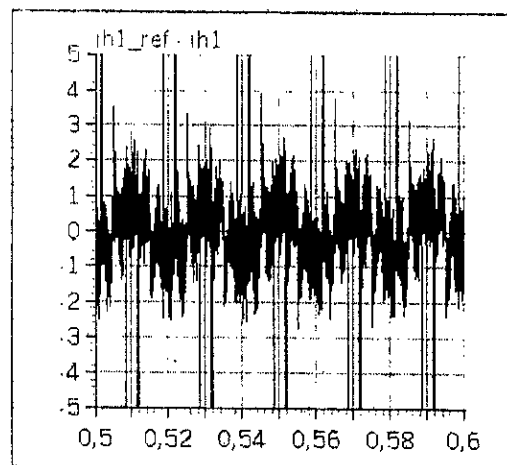
Le courant du filtre réel $if1(A)$



Le courant de référence $if_ref1(A)$

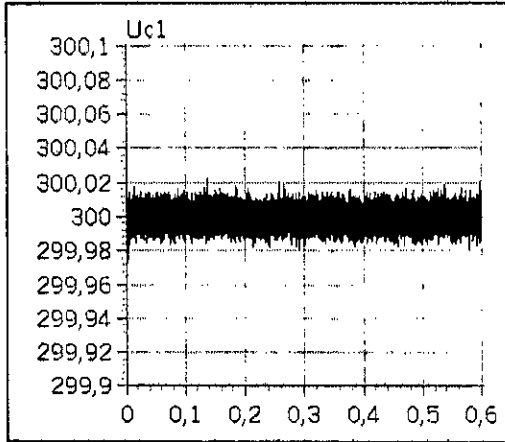


L'erreur entre le courant du filtre et sa référence $s1(A)$

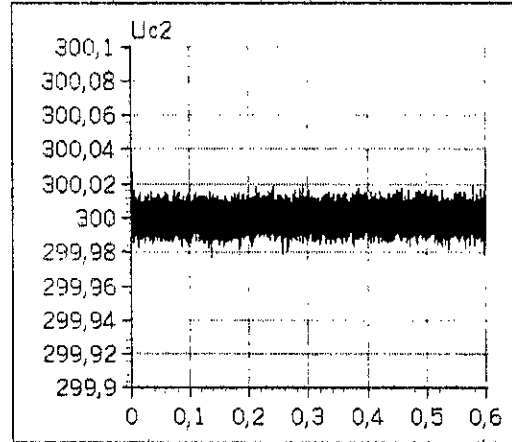


L'erreur entre le courant harmonique du filtre et sa référence $s1(A)$

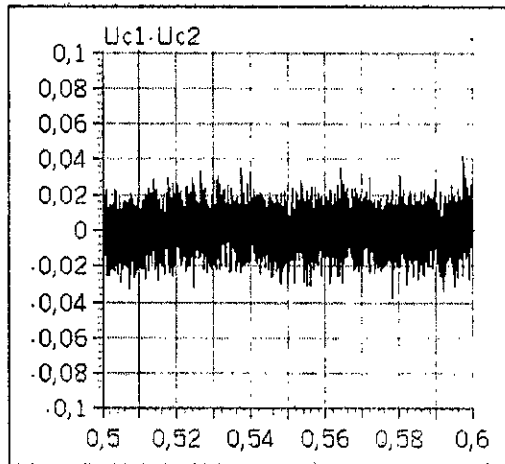
Fig.III.22. Les grandeurs simulées pour la commande par triangulo-sinusoidale à deux porteuses ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à diode (Asservissement des tension d'entrée méthode2).



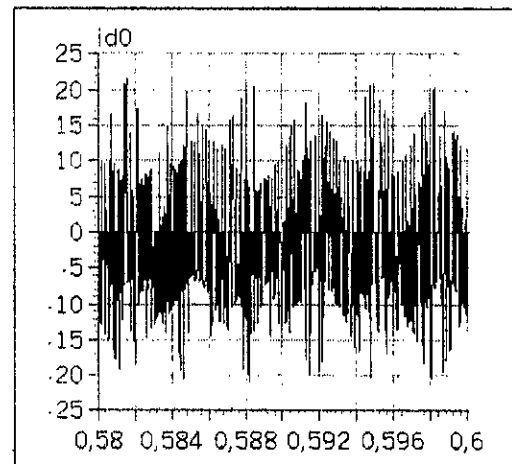
La tension d'entrée $U_{c1}(V)$



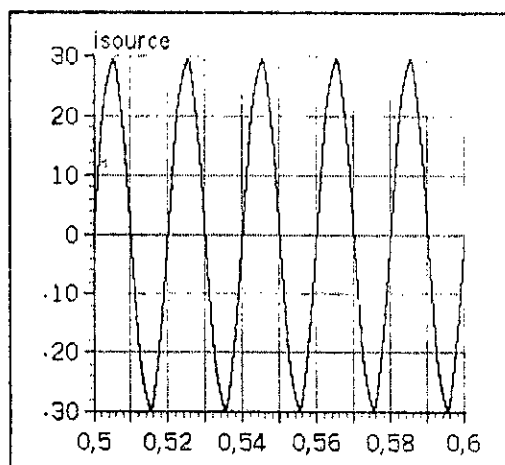
La tension d'entrée $U_{c2}(V)$



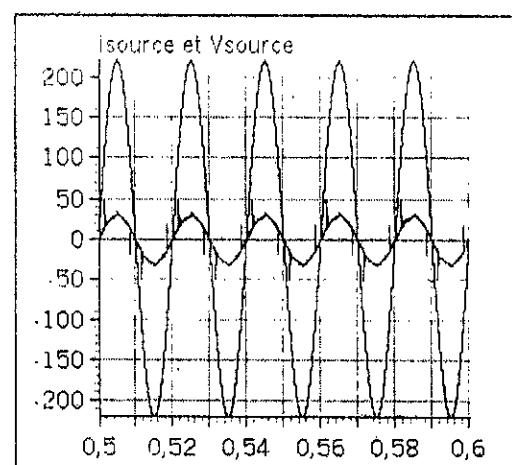
La différence $U_{c1} - U_{c2}$



Le courant $i_{d0}(A)$

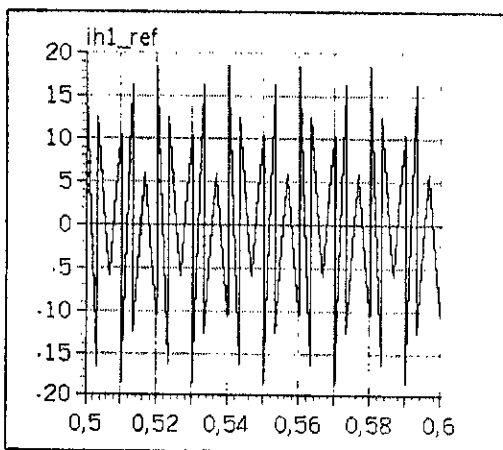


Le courant de référence du réseau
 $I_{source_ref}(A)$

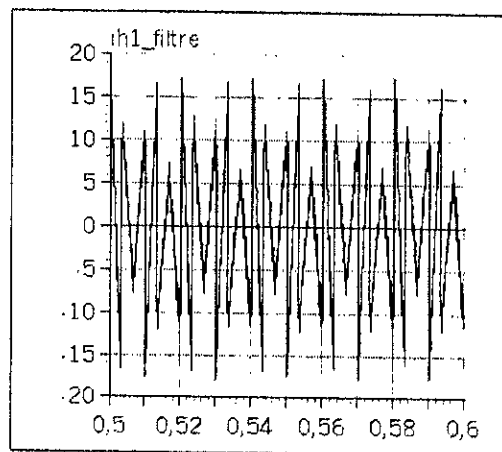


Le courant et la tension du réseau

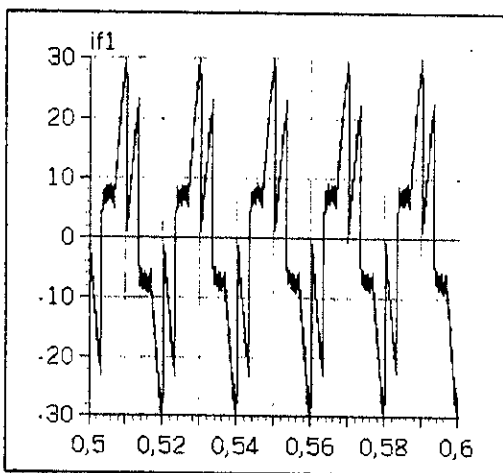
Fig.III.23. Les grandeurs simulées pour la commande par triangulo-sinusoïdale à deux porteuses ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à diode (Asservissement des tension d'entrée méthode2).



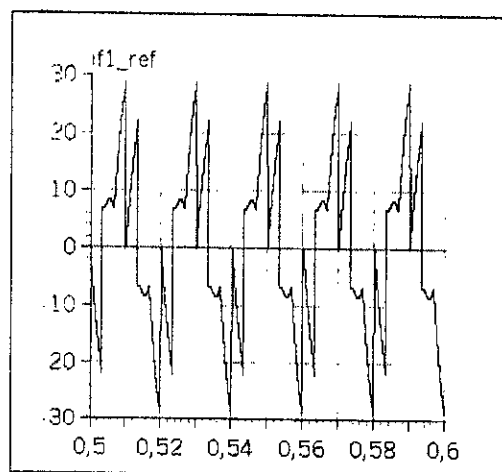
Le courant harmonique de référence $ih1_{ref}(A)$



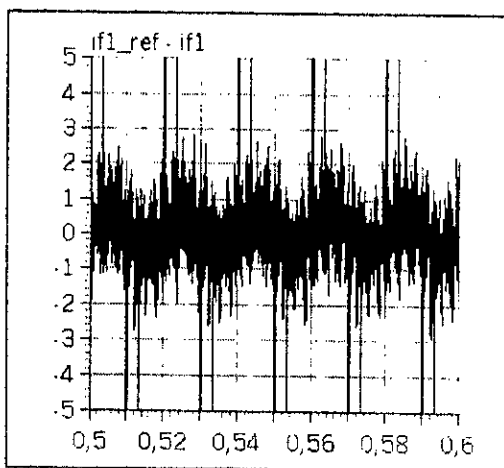
Le courant harmonique réel $ih1(A)$



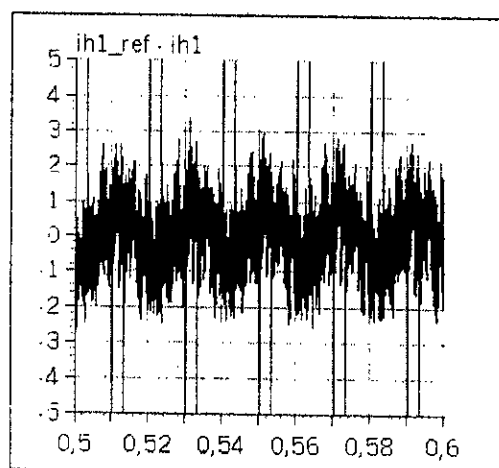
Le courant du filtre réel $if1(A)$



Le courant de référence $if_{ref}(A)$

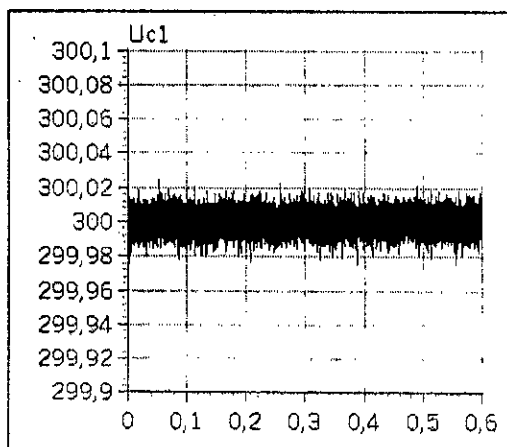


L'erreur entre le courant du filtre et sa référence $s1(A)$

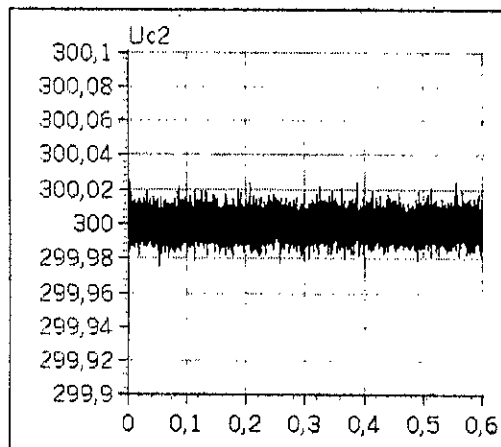


L'erreur entre le courant harmonique du filtre et sa référence $s1(A)$

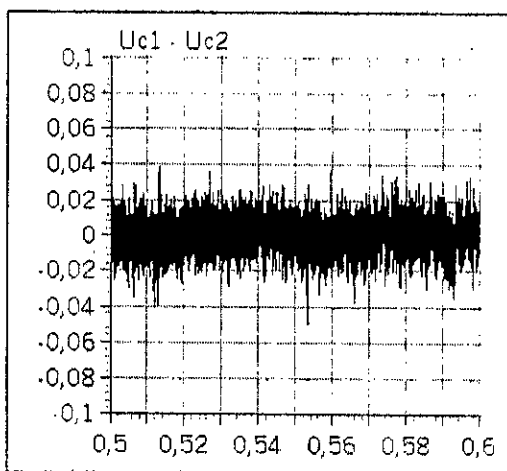
Fig.III.24. Les grandeurs simulées, pour la commande au triangle-sinusoidale à deux portées ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristor ($\alpha = \pi/6$) (Asservissement ... méthode2).



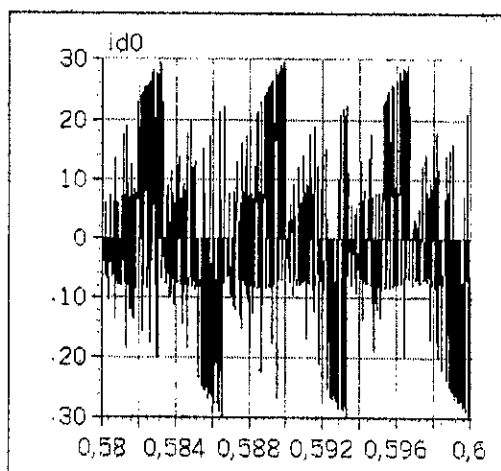
La tension d'entrée U_{c1} (V)



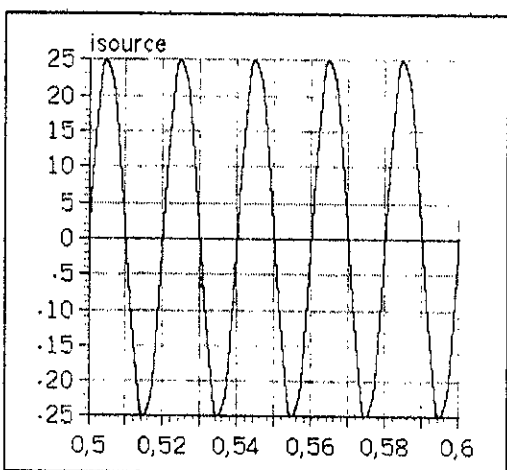
La tension d'entrée U_{c2} (V)



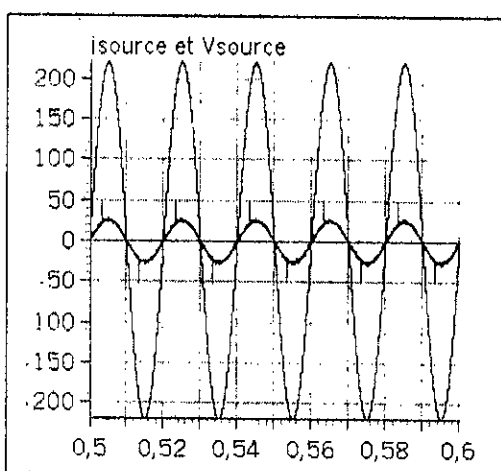
La différence $U_{c1} - U_{c2}$



Le courant i_{d0} (A)

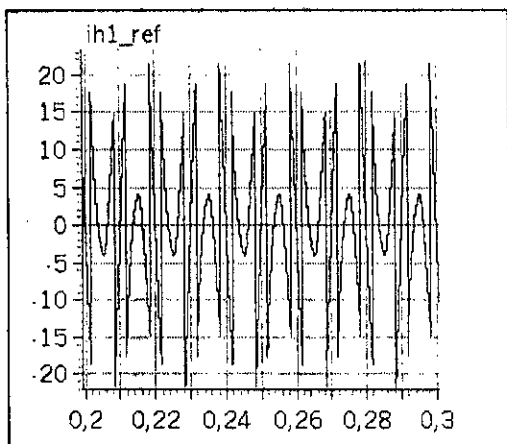


Le courant de référence du réseau
 i_{source_ref} (A)

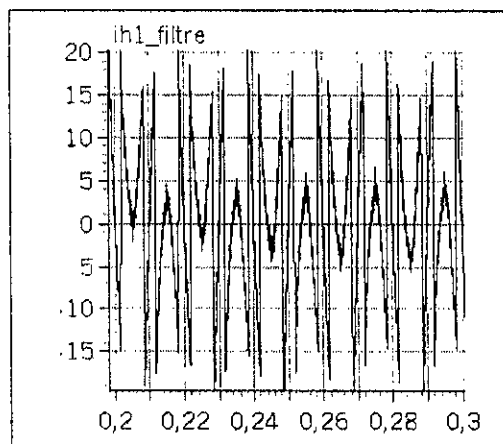


Le courant et la tension du réseau

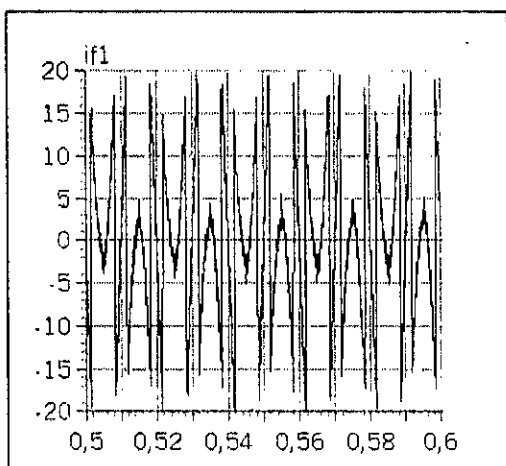
Fig.III.25. Les grandeurs simulées pour la commande par triangulo-sinusoïdale à deux porteuses ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristor ($\alpha=\pi/6$) (Asservissement ... méthode2).



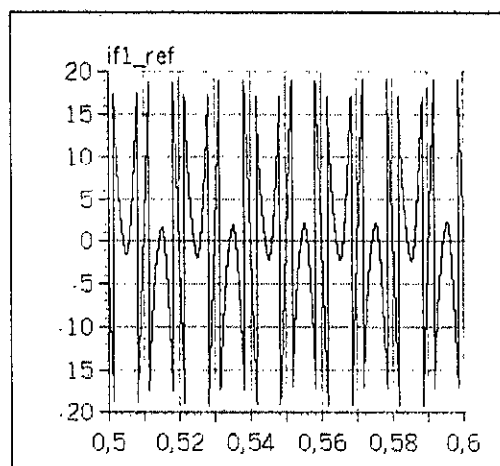
Le courant harmonique de référence $i_{h1ref}(A)$



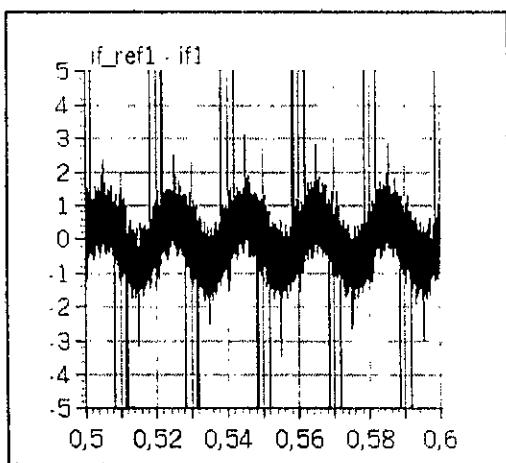
Le courant harmonique réel $i_{h1}(A)$



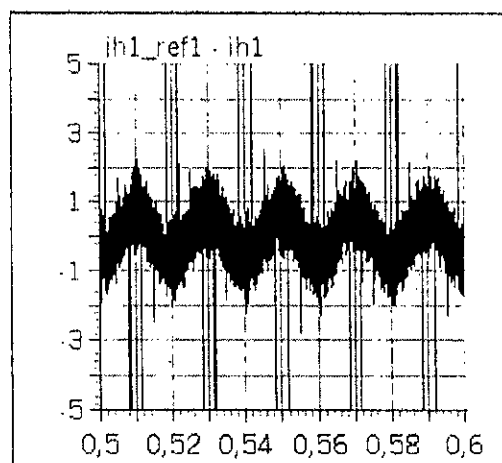
Le courant du filtre réel $i_{f1}(A)$



Le courant de référence $i_{f1ref}(A)$

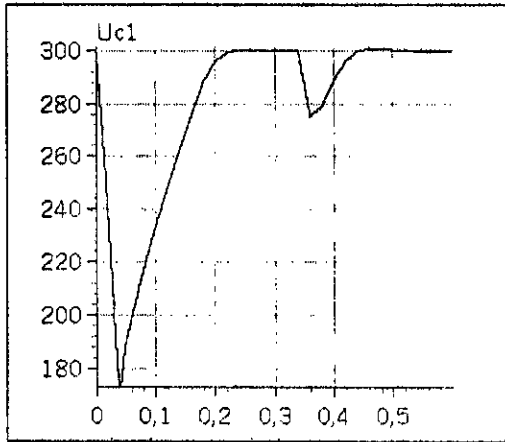


L'erreur entre le courant du filtre et sa référence $s1(A)$

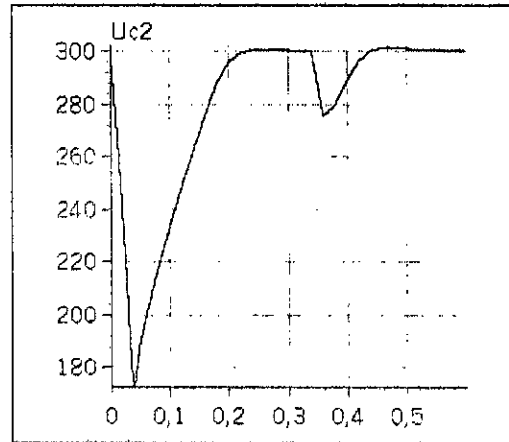


L'erreur entre le courant harmonique du filtre et sa référence $s1(A)$

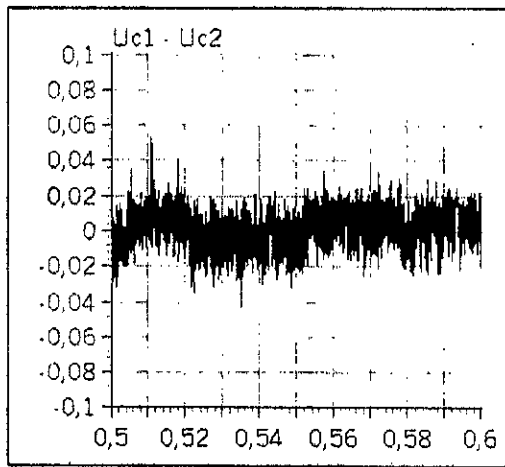
Fig.III.26. Les grandeurs simulées pour la commande par triangulo-sinusoidale à deux portées (m=48) dans le cas d'un redresseur à diode (Asservissement des tensions d'entrée méthode3).



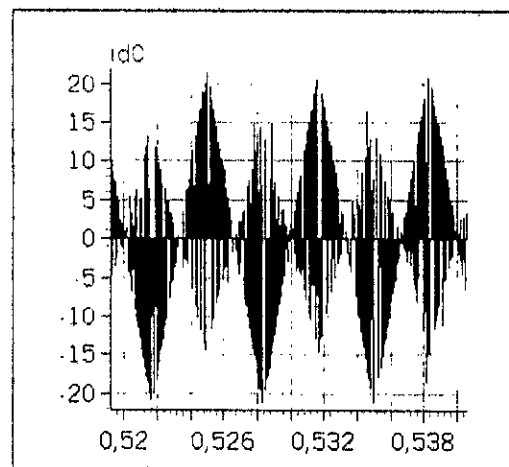
La tension d'entrée $U_{c1}(V)$



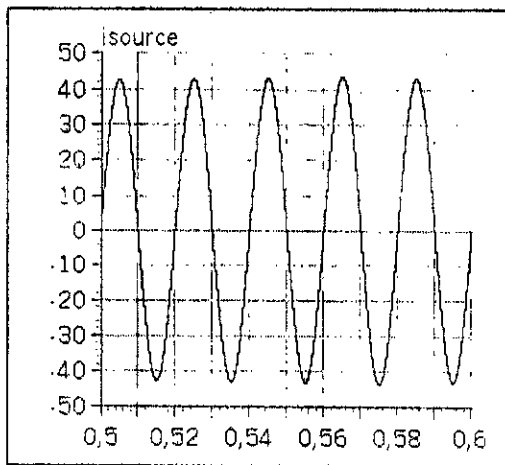
La tension d'entrée $U_{c2}(V)$



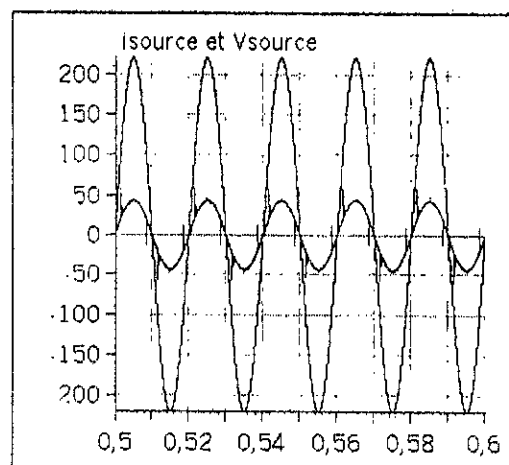
La différence $U_{c1} - U_{c2}$



Le courant $i_{d0}(A)$

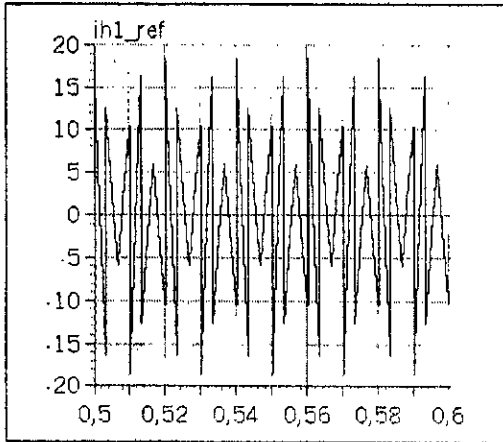


Le courant de référence du réseau
 $i_{source_ref}(A)$

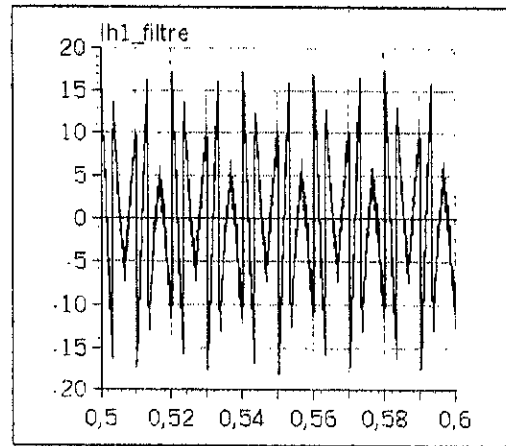


Le courant et la tension du réseau

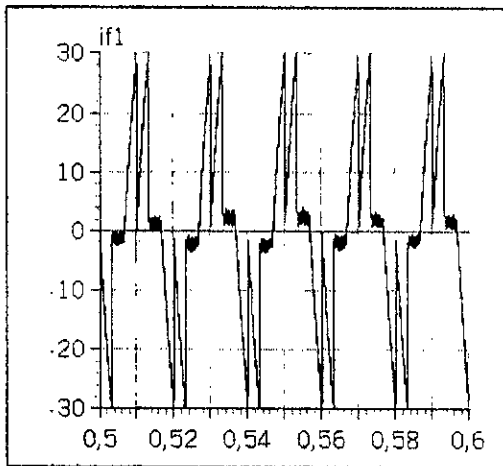
Fig.III.27. Les grandeurs simulées pour la commande par triangulo-sinusoidale à deux porteuses ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à diode (Asservissement des tensions d'entrée méthode3).



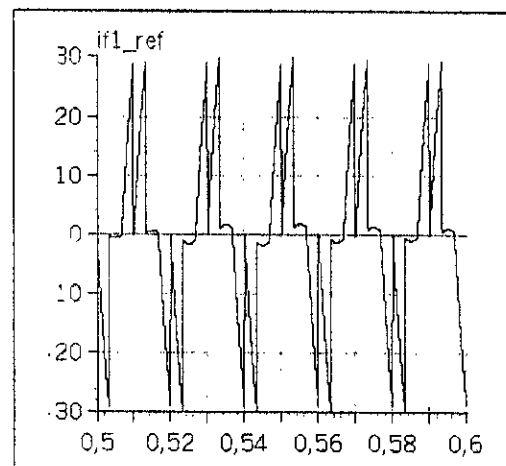
Le courant harmonique de référence $ih1_{ref}(A)$



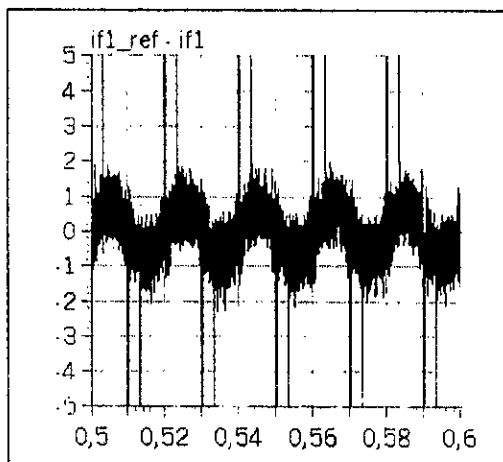
Le courant harmonique réel $ih1(A)$



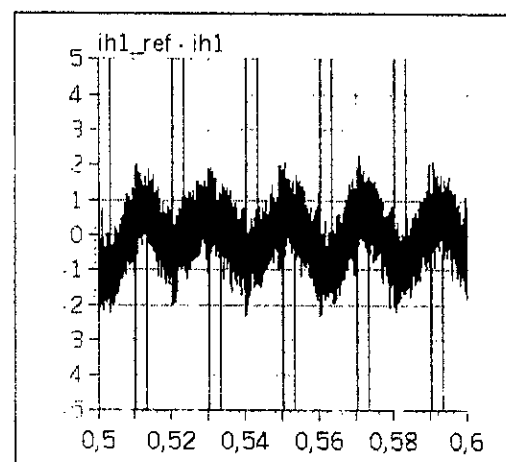
Le courant du filtre réel $if1(A)$



Le courant de référence $if1_{ref}(A)$

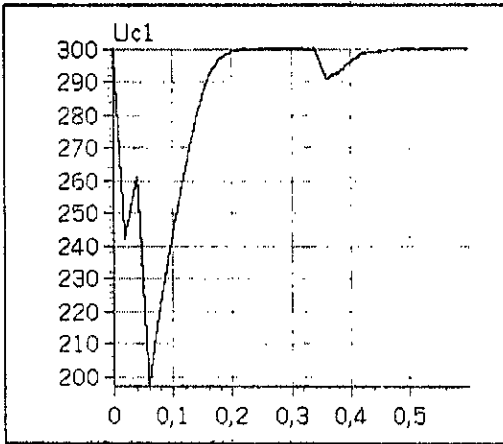


L'erreur entre le courant du filtre et sa référence $s1(A)$

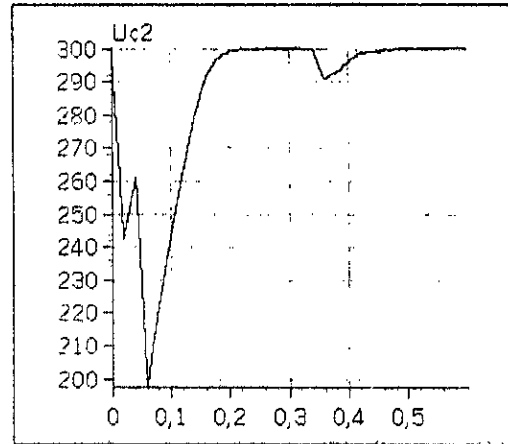


L'erreur entre le courant harmonique du filtre et sa référence $s1(A)$

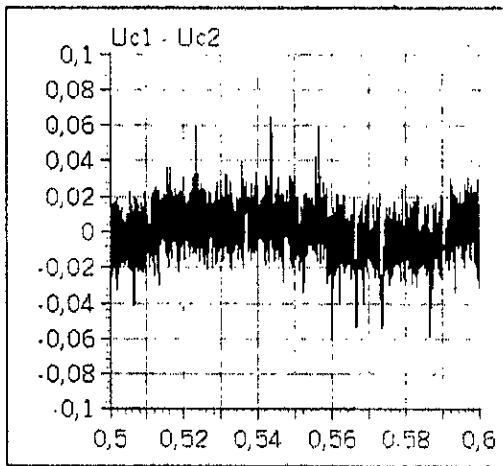
Fig.III.28. Les grandeurs simulées pour la commande par triangulo- sinusoidale à deux portées ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristor ($\alpha = \pi/6$) (Asservissement ... méthodes).



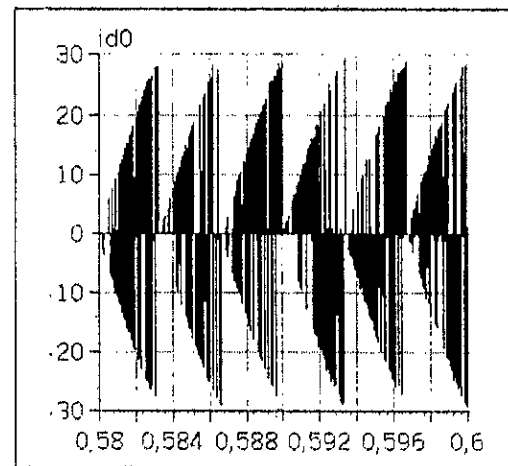
La tension d'entrée $U_{c1}(V)$



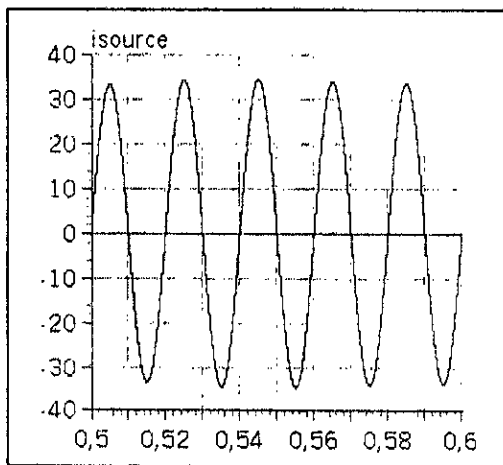
La tension d'entrée $U_{c2}(V)$



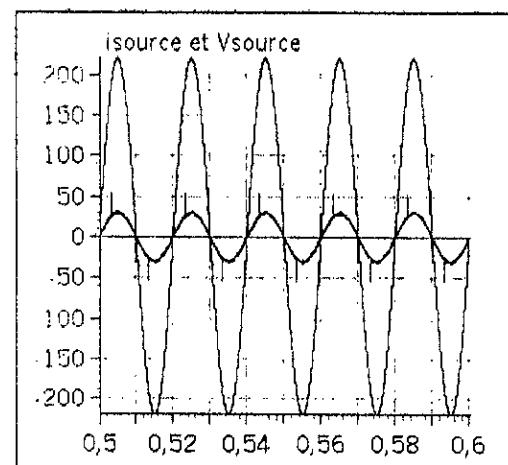
La différence $U_{c1} - U_{c2}$



Le courant $i_{d0}(A)$



Le courant de référence du réseau
 $i_{source_ref}(A)$



Le courant et la tension du réseau

Fig.III.29. Les grandeurs simulées pour la commande par triangulo-sinusoïdale à deux porteuses ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristor ($\alpha=\pi/6$) (Asservissement ... méthode3).

Chapitre IV

Réglage Non Linéaire

Par

La Théorie De Lyapunov

INTRODUCTION

Il est vrai que le souci des ingénieurs et des chercheurs a toujours été leur quête d'augmenter et d'améliorer les performances des différents systèmes du point de vue robustesse, capacité, coût et surtout stabilité.

Ceci les poussa à se pencher de plus en plus vers de nouvelles méthodes d'analyse plus aptes à décrire les systèmes réels dans toutes leurs plages de fonctionnement et non pas restreindre l'analyse des systèmes qui sont pratiquement tous non linéaire en l'étude dans un voisinage autour du point d'équilibre.

Dès lors l'analyse linéaire et la linéarisation des systèmes étaient des outils qui ne répondent plus à ces besoins. Un grand pas a été franchi en ce sens grâce à un brillant chercheur russe : Alexandr Mikhailovich LYAPUNOV notamment avec la publication de son livre " le problème général de la stabilité du mouvement" en 1892 qui apporta à la communauté scientifique un outil d'analyse non linéaire se basant sur la notion de la dissipation de l'énergie du système au cours du temps.

Nous essayerons dans ce chapitre de donner des définitions et des interprétations de la méthode de LYAPUNOV qui, initialement introduite comme outil d'analyse, se révèle très utile en automatique où une multitude de commandes se basent pour la détermination de la loi de commande sur la fonction de LYAPUNOV dont la dérivée possède certaines propriétés qui garantissent un saut de la trajectoire et sa convergence vers un point d'équilibre.

Commençons d'abord par donner quelques définitions de la stabilité

IV.1. POINT D'EQUILIBRE

Définition 1 :

Dans l'espace d'état $x \in \mathcal{R}^n$, soit
Avec : x : vecteur d'état f : champ du vecteur d'état.

$$x \text{ est un point d'équilibre} \Leftrightarrow f(\bar{x}, t) = 0, \forall t. \quad (\text{IV.1})$$

IV.2. NOTION DE STABILITE [Slotine 91]

Définition 2 : Le point d'équilibre $\bar{x} = 0$ est dit stable si pour

$$\forall R > 0, \exists r > 0 \text{ tel que si } \|x(0)\| < r \text{ alors } \|x(t)\| < R \quad \forall t \geq 0 \quad (\text{IV.2})$$

Sinon il est dit instable.

IV.3. STABILITE ET STABILITE ASYMPTOTIQUE AU SENS DE LYAPUNOV

Un système est dit stable si, soumis à une perturbation, cette dernière le déplace légèrement de son point d'équilibre. Si en plus il revient au point d'équilibre on parlera de stabilité asymptotique. Soit le système suivant $\dot{x} = f(x, t)$ $x = f(x, t)$ avec $f(0, t) = a$

Définition 3 :

L'origine du système est stable au sens de Lyapunov si :

$$\forall t_0, \forall \epsilon, \exists \eta \text{ tel que } \|x(t_0)\| < \eta \Rightarrow \|x(t)\| < \epsilon \quad \forall t > t_0 \quad \text{(IV.3)}$$

I.e. qu'une faible perturbation sur les conditions initiales implique une faible perturbation sur la trajectoire du système. Si en plus de la condition (IV.3) on satisfait la condition suivante

$$\exists R \text{ tel que } \|x(t_0)\| < R \Rightarrow \|x(t)\| \rightarrow 0 \text{ lorsque } t \rightarrow \infty \quad \text{(IV.4)}$$

Alors l'origine du système est asymptotiquement stable.

Remarque: la notion de stabilité est une notion relative à certaines classes d'entrée (on ne peut pas dire que le système est stable quelle que soit la grandeur appliquée à son entrée).

IV.4. PREMIERE METHODE INDIRECTE (OU DE LINEARISATION) DE LYAPUNOV

On parlera dans cette méthode de la stabilité locale autour du point d'équilibre. Soit le système $\dot{x}=f(x,u)$ avec $f(0,0) = 0$

Le développement de Taylor autour du point d'équilibre donne

$$\dot{x}=f(0,0) + \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x=u=0} .x + \left. \frac{\partial f}{\partial u} \right|_{x=u=0} .u + F(x,u) \quad \text{(IV.5)}$$

avec $F(x,u)$ contient les termes d'ordre élevé en x et u et $\|F(x,u)\| \rightarrow 0$

On a $f(0,0)=0$ et soit :

$$A = \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x=u=0} \text{ matrice Jacobiennne de } f \text{ de dimension } (nxn)$$

$$B = \left. \frac{\partial f}{\partial u} \right|_{x=u=0} \text{ Matrice Jacobiennne de } f \text{ par rapport à } u \text{ de dimension } (nxm).$$

Avec n : ordre du système et m : nombre d'entrée.

La linéarisation de ce système donne

$$\dot{x}=A.x + B.u \quad \text{(IV.6)}$$

- Si $u = u(x)$ avec $u(0) = 0$ on obtient en linéarisant, un système libre en boucle fermée avec $x = 0$ comme point d'équilibre.

$$\left. \frac{\partial u}{\partial x} \right|_{x=u=0} \cdot x = G \cdot x \Rightarrow \dot{x} = f(x, u(x)) = (A + B \cdot G) \cdot x \quad (\text{IV.7})$$

- si $u = 0 \Rightarrow \dot{x} = f(x) = A \cdot x \quad (\text{IV.8})$

D'où on a approximé le système originalement non linéaire autour du point d'équilibre.

Théorème (Lyapunov's linearization method) :

- Si le système linéarisé est asymptotiquement stable \Rightarrow le système non linéaire original est localement asymptotiquement stable.
- Si le système linéarisé est stable \Rightarrow on ne peut rien dire sur la stabilité du système non linéaire original.
- Si le système linéarisé est instable \Rightarrow le système non linéaire original est instable.

IV.5. DEUXIEME METHODE DE LYAPUNOV (METHODE DIRECTE)

Philosophie

Si l'énergie totale d'un système décroît continuellement, alors le système doit éventuellement tendre vers un point d'équilibre.

L'idée est de construire une fonction qui soit l'image de l'énergie du système puis de vérifier certaines propriétés sur cette fonction dite fonction candidate de Lyapunov.

L'avantage de cette méthode est qu'elle permet d'analyser la stabilité d'un système non linéaire sans avoir à résoudre les équations différentielles qui le décrivent.

IV.6. FONCTION DE LYAPUNOV

Définition : Pour un système non linéaire autonome $\dot{x} = f(x, t)$ avec un point d'équilibre \bar{x} . La fonction V dite fonction de Lyapunov ($V(x) \in \mathbb{R}$) définie sur une région Ω contenant \bar{x} doit satisfaire les conditions suivantes :

1. V et \dot{V} (dérivée partielle par rapport au temps) doivent être continues en tout point de Ω .
2. $V(x)$ définie positive et $V(0) = 0$ i.e. que dans Ω , V a un seul minimum et c'est au point d'équilibre \bar{x} .
3. $\dot{V}(x) < 0, \forall x \neq 0$, i.e. que dans Ω , et le long de n'importe quelle trajectoire de x (dans \mathbb{R}) V n'est jamais croissante.

Si ces conditions sont vérifiées, alors le système est asymptotiquement stable.

IV.7. LES FONCTIONS DE LYAPUNOV STANDARDS (CAS DES SYSTEMES LINEAIRES POSITIFS)

Le système est dit positif si ses variables d'état x prennent des valeurs non négatives.

Théorème de Frobenius-Perron [Luenberger]

Si un système est donné sous la forme précédente et si tous les éléments de A sont non négatifs, alors il existe une valeur propre de Frobenius λ_0 la plus grande en valeur absolue, qui est simple et réelle, à cette dernière est associée un vecteur propre f_0 qui est positif.

On prend pour un tel système comme fonction de Lyapunov

$$V(x) = f_0^T \cdot x \quad (\text{IV.9})$$

IV.7.1. Fonction de Lyapunov de type intégrale [Luenberger]

$$\dot{x} = f(x(t)) \quad (\text{IV.10})$$

Cette méthode est applicable dans le cas des systèmes scalaires (f est scalaire). La fonction de Lyapunov est la suivante :

$$V(x) = - \int_0^x f(\sigma) \cdot d\sigma \quad (\text{IV.11})$$

Les conditions sur cette fonction sont:

- $f(x)$ continue
- $x \cdot f(x) < 0$ pour $x \neq 0$ (i.e. $x \cdot \dot{x} < 0$)
- $\int_0^{\infty} f(x) \cdot dx \rightarrow \infty$, $\int_{-\infty}^0 f(x) \cdot dx \rightarrow \infty$

IV.7.2. Fonction de Lyapunov quadratique

$$\dot{x} = f(x(t)).$$

$$V(x) = x^T \cdot P \cdot x \quad (\text{IV.12})$$

Avec P : matrice carrée symétrique définie positive de dimension $(n \times n)$.

D'où il suffit de vérifier la condition $\dot{V}(x) < 0$. (Car les autres conditions sont déjà vérifiées).

Et pour certains systèmes, on peut combiner ces différentes fonctions de Lyapunov.

IV.8. CONSTRUCTION DE LA FONCTION DE LYAPUNOV

Prenons le cas des fonctions de Lyapunov quadratique.

$V(x)$ définie positive \Leftrightarrow matrice carrée symétrique définie positive

$$V(x) = x^T \cdot P \cdot x$$

Application au système linéaire :

$$\dot{x} = A \cdot x \quad (IV.13)$$

$$V(x) = x^T \cdot P \cdot x \Rightarrow \dot{V}(x) = \dot{x}^T \cdot P \cdot x + x^T \cdot P \cdot \dot{x} = x^T \cdot (A^T \cdot P + P \cdot A) \cdot x \quad (IV.14)$$

$$V(x) \text{ définie négative, soit : } \dot{V}(x) = -x^T \cdot Q \cdot x \quad (IV.15)$$

l'équation de Lyapunov qui caractérise un système linéaire est la suivante :

$$A^T \cdot P + P \cdot A = -Q \quad (IV.16)$$

On choisit Q définie positive et on calcule P .

Si P ainsi obtenue est définie positive alors le système est asymptotiquement stable.

N.B. : l'équation de Lyapunov est une condition suffisante pour la stabilité asymptotique et elle est nécessaire pour les systèmes linéaires.

IV.9. DIMENSIONNEMENT DES REGULATEURS DE COURANT

A partir des équations modélisant le filtre actif on a :

$$V_A - V_n = R_f \cdot I_f + L_f \cdot \frac{dI_f}{dt} = N_B \cdot U_c \quad (IV.17)$$

La grandeur à réguler est le courant de sortie du filtre actif,

$$\text{Soit la variable : } Z = I_{ref} - I_f \quad (IV.18)$$

Avec I_{ref} le courant de référence.

Soit la fonction quadratique de Lyapunov suivante :

$$V(Z) = \frac{1}{2} \cdot Z^2 \Rightarrow \dot{V}(Z) = Z \cdot \dot{Z} = (I_{ref} - I_f) \cdot \left(\frac{\Delta I_{ref}}{\Delta t} - \dot{I}_f \right) \quad (IV.19)$$

$$\text{On pose } \dot{Z} = -\alpha \cdot Z \text{ on a alors : } \dot{V}(Z) = -\alpha \cdot Z^2 < 0 \quad (IV.20)$$

D'où la commande choisie vérifie les conditions nécessaires sur la fonction de Lyapunov. Donc le système est asymptotiquement stable.

Des équations (IV.17) et (IV.19) on a :

$$N_B = \frac{1}{U_c} \cdot \left(L_f \cdot \frac{\Delta I_{ref}}{\Delta t} + V_n + R_f \cdot I_f + \alpha \cdot L_f \cdot (I_{ref} - I_f) \right) \quad (IV.21)$$

IV.9.1. Filtrage actif parallèle

A partir des courants harmoniques de références déterminées par la comparaison entre les courants de charge et leurs fondamentaux. On obtient les surfaces du régulateur glissant précédemment défini donc les commandes nécessaires à la commande triangulo-sinusoïdale.

Cette commande permet au filtre actif de générer les composantes harmoniques des courants de charge. Leurs composantes sinusoïdales étant générées par la source.

L'algorithme de commande reste le même que celui de la figure (III.7). Cet algorithme de commande est appliqué sur deux charges non linéaires, le pont redresseur à diode et le redresseur à thyristors, pour deux angles d'amorçage $\pi/3$ et $\pi/6$. pour la stratégie de commande on utilise la commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses..

IV.9.2. Filtrage actif parallèle avec compensation de l'énergie réactive

Dans la partie précédente on a vu comment éliminer les harmoniques sans parler de la compensation de l'énergie réactive. Dans ce paragraphe on propose d'éliminer les harmoniques et de compenser l'énergie réactive introduite par la charge non linéaire.

L'algorithme de commande reste le même que celui de la figure (III.8), sauf que la commande du régulateur glissant est remplacée par la commande définie dans l'équation (IV.21).

Cet algorithme de commande est appliqué sur une charge non linéaire, tel qu'un pont redresseur à thyristors, pour deux angles d'amorçage $\pi/3$ et $\pi/6$. pour la stratégie de commande on utilise la commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.

IV.9.3. Asservissement des tensions d'entrée U_{C1} et U_{C2} de l'onduleur triphasé à trois niveaux :

Dans les parties précédentes. nous avons étudié la compensation des courants harmoniques et de l'énergie réactive demandée par la charge, afin d'avoir un facteur de puissance unitaire coté réseau.

Ces études ont été faites en considérant les tensions d'entrée 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 parallèle. Ainsi les performances obtenues précédemment se voient dégradées.

Dans ce paragraphe on se propose :

- 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}

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 trois méthodes (algorithmes) permettant de réaliser cet objectif.

IV.9.3.1. 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 modèle équivalent de la boucle de tension est le même que celui présenté à la figure (III.8)

Pour l'élimination des harmoniques et la compensation 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 , le courant obtenu représente la référence du courant généré le filtre actif

l'algorithme global déterminant le courant de référence du filtre actif est le même que celui de la figure (III.10).

Cet algorithme de commande est appliqué sur deux charges non linéaires, le pont redresseur à diode et le redresseur à thyristors, pour deux angles d'amorçage $\pi/3$ et $\pi/6$. pour la stratégie de commande on utilise la commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.

IV.9.3.2. 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, mais comme les tensions U_{C1} et U_{C2} demeurent déséquilibrées, on se propose d'utiliser un circuit appelé circuit de Clamping 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 (III.11).

Dans cette méthode, la compensation d'énergie réactive et des courants harmoniques de la charge polluante sont faites selon le même algorithme que celui présenté à la figure (III.12).

Les deux filtres passe-bas utilisés dans cet algorithme sont les mêmes que ceux utilisés dans l'algorithme de la figure (III.8).

Les deux résistances R_1 et R_2 ont les mêmes valeurs que dans le chapitre III ($R1=R2=15\Omega$).

Cet algorithme de commande est appliqué sur deux charges non linéaires, le pont redresseur à diode et le redresseur à thyristors, pour deux angles d'amorçage $\pi/3$ et $\pi/6$. pour la stratégie de commande on utilise la commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.

IV.9.3.3. 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. Tandis qu'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 dans la méthode (2).

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(III.13).

L'algorithme, de la compensation d'énergie réactive et des courants harmoniques ainsi que l'asservissement des tensions, reste le même que celui utilisé dans la première méthode (figure III.10).

Cet algorithme de commande est appliqué sur deux charges non linéaires, le pont redresseur à diode et le redresseur à thyristors, pour deux angles d'amorçage $\pi/3$ et $\pi/6$. pour la stratégie de commande on utilise la commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.

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

IV.10. SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS

Filtrage actif

La stratégie de commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses appliquée 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 qui suivent leurs références, l'écart entre ces deux courants est plus conséquent lors des fortes variation du courant de référence.

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

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 (IV.1 , IV.2. , IV.3.) montrent respectivement les formes des courants simulés pour la stratégie de commande triangulo-sinusoïdale, dans le cas d'un redresseur à diode puis d'un redresseur à thyristor pour 2 angles d'amorçage différents $\pi/6$ et $\pi/3$

Filtrage actif avec compensation d'énergie réactive

La figure (IV.4.) montre les formes des courants de référence $i_{\text{filtre1-ref}}$ et $i_{\text{harmonique1-ref}}$ 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 la stratégie de commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.

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.

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.

On a remarqué que le courant de source 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.

Asservissement des tensions par la méthode (1)

Les figures (IV.5., 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} , $i_{\text{filtre1-ref}}$ et $i_{\text{source1-ref}}$ et les courants réels i_{h1} , i_{filtre1} et i_{source1} . L'onduleur est commandé par la stratégie de commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses avec ($m=48$). Les deux charges non linéaires utilisées sont : redresseur à diodes et un autre à thyristors ($\alpha=\pi/6$).

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_{filtre1} et i_{source1} suivent bien leurs références 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.

Asservissement des tensions par la méthode (2)

Les figures (IV.9. , ... , IV.12.) montrent les tensions U_{C1} et U_{C2} , le courant i_{d0} et les courants de références i_{h1-ref} , i_{filtre1} , i_{s1-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 la stratégie de commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses ($m=48$). Les charges non linéaire utilisée sont : un pont redresseur à diodes et un autre à thyristors ($\alpha=\pi/6$), 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 (inférieure à 0.02V).

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 V_1 (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.

Asservissement des tensions par la méthode (3)

Les simulations ont été faites pour la stratégie de commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses, les deux types de charge non linéaire : redresseur à diodes et un autre à thyristors ($\alpha=\pi/6$).

Les figures (IV.13. , ... , IV.16.) montrent bien les performances de cette méthode qui apparaissent 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_1 , 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.

CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté le principe de réglage par la théorie de Lyapunov, puis nous l'avons appliqué pour la commande du filtre actif parallèle.

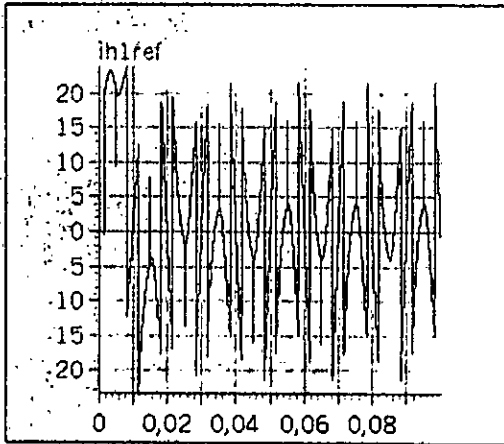
Dans un premier temps nous avons vu comment éliminer les harmoniques sans prendre en considération l'énergie réactive ni l'asservissement des tension d'entrée de l'onduleur, puis nous avons compensé l'énergie réactive tout en éliminant les harmoniques pour enfin asservir les tensions d'entrée, pour cela on a proposé trois solutions :

- Asservissement des tensions par l'onduleur lui même ;
- Utilisation d'une batterie d'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.

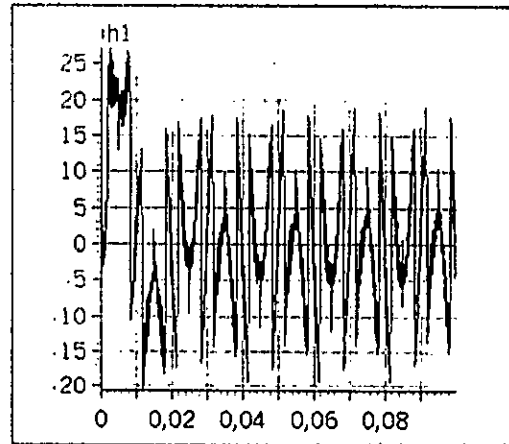
On remarque que les deux dernières méthodes sont les plus performantes, d'où l'importance du pont de Clamping.

* *

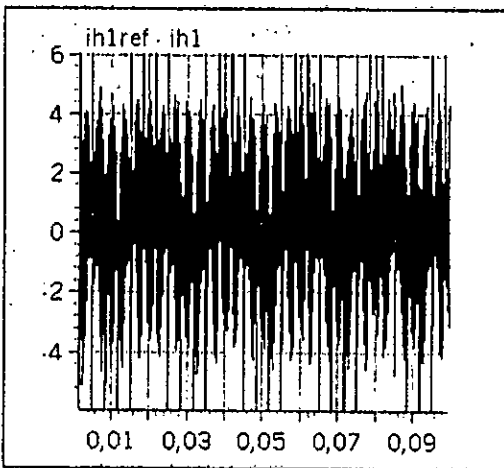
*



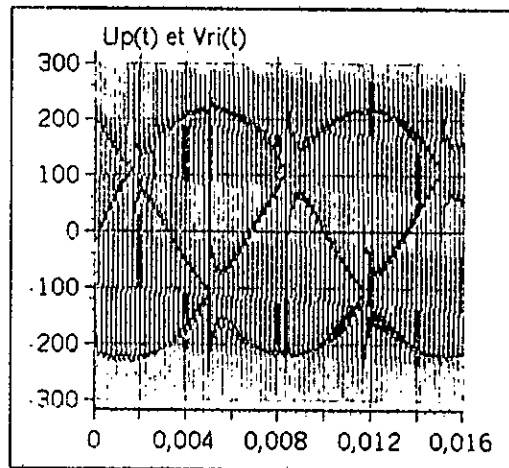
Le courant harmonique de référence $ih1ref(A)$



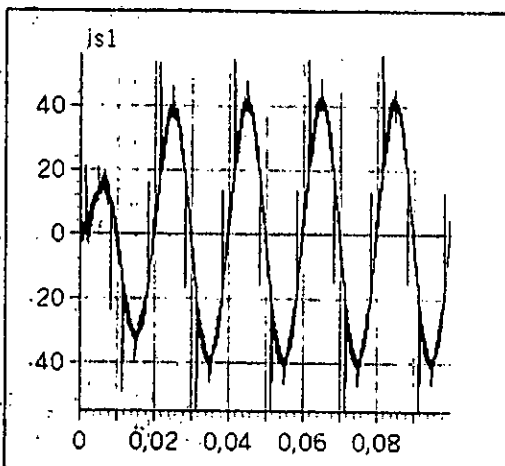
Le courant harmonique réel $ih1ref(A)$



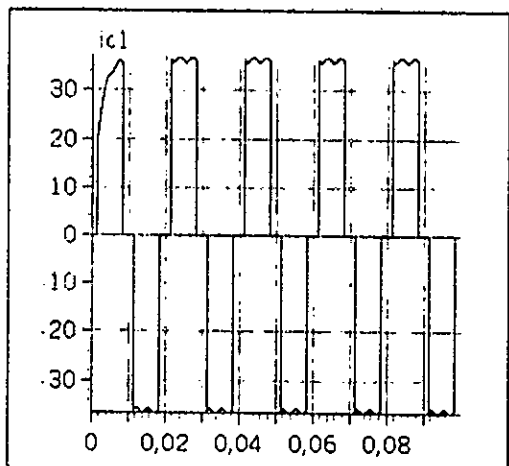
L'erreur entre le courant réel et sa référence



Les deux porteuses bipolaires et les tensions de référence

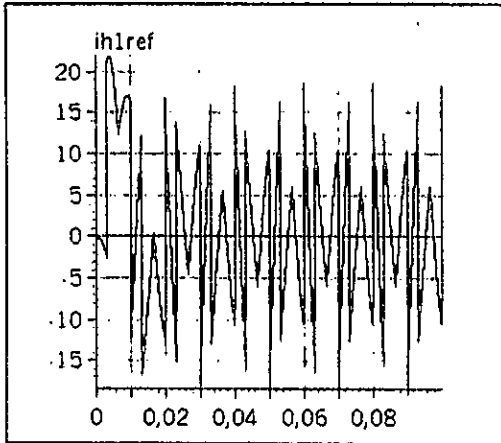


Le courant de source $is1(A)$

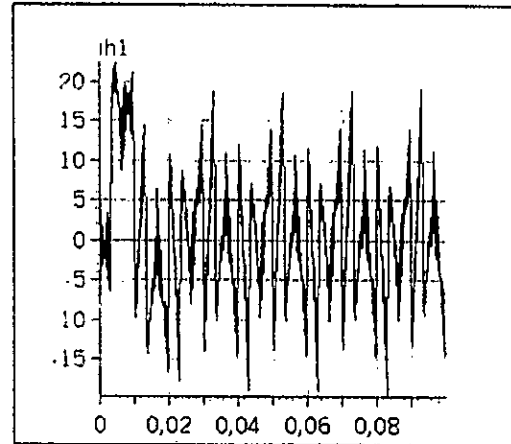


Le courant de charge $ic1(A)$

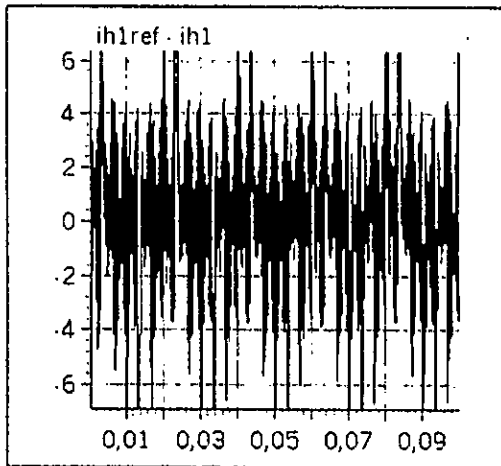
Fig.IV.1. Les grandeurs simulées pour la commande par triangulo-sinusoïdale à deux porteuses ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à diode (filtrage actif).



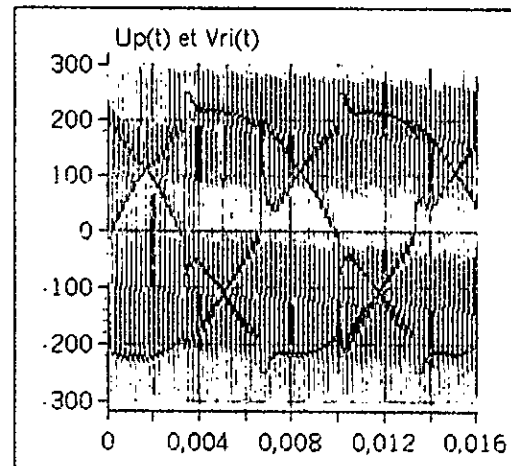
Le courant harmonique de référence $ih1ref(A)$



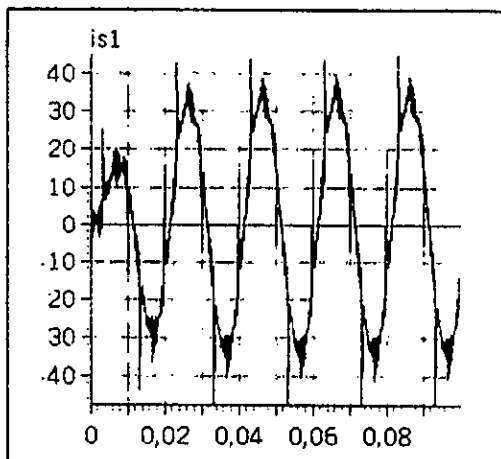
Le courant harmonique réel $ih1ref(A)$



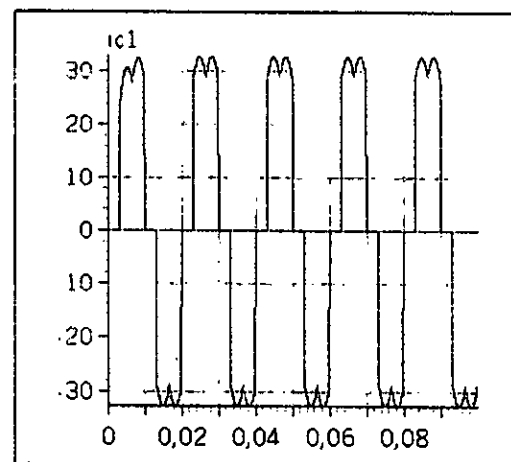
L'erreur entre le courant réel et sa référence



Les deux portuses bipolaires et les tensions de référence

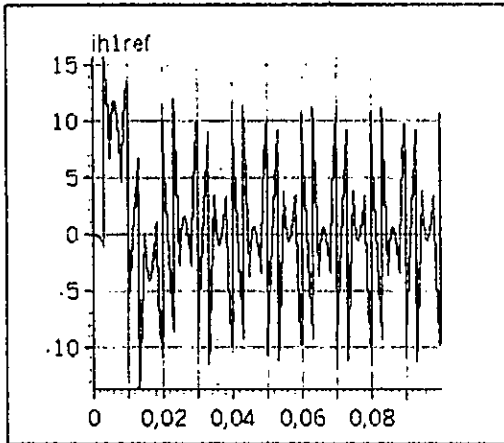


Le courant de source $is1(A)$

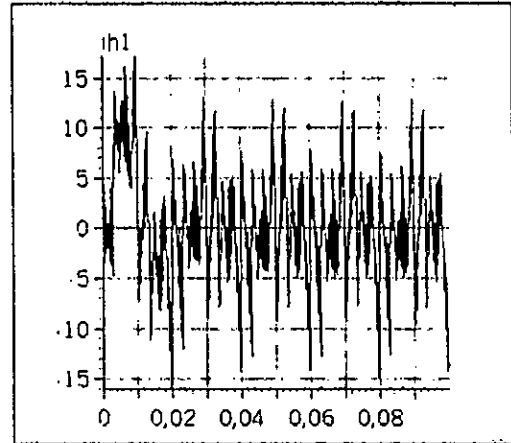


Le courant de charge $ic1(A)$

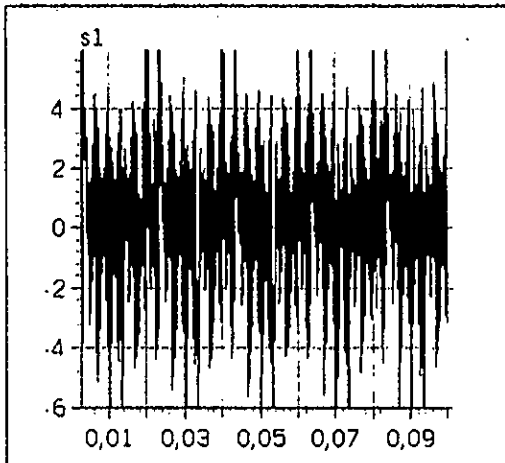
Fig.IV.2. Les grandeurs simulées pour la commande par triangulo-sinusoïdale à deux portuses ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristor ($\alpha = \pi/3$) (Piltrage actif).



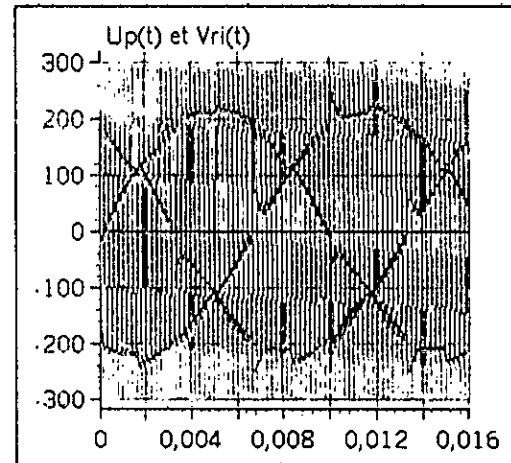
Le courant harmonique de référence $ih1ref(A)$



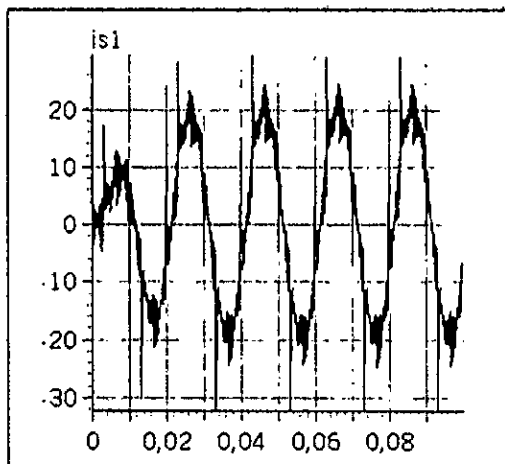
Le courant harmonique réel $ih1ref(A)$



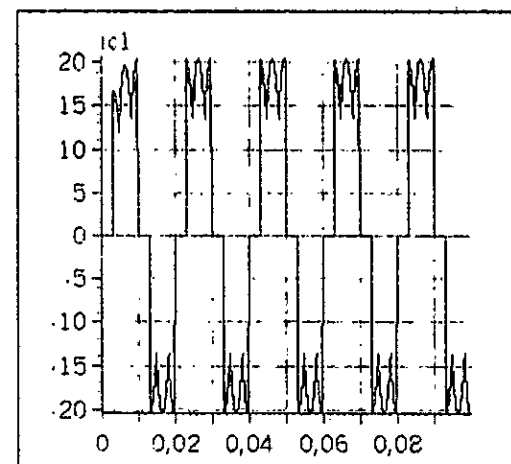
L'erreur entre le courant réel et sa référence



Les deux porteuses bipolaires et les tensions de référence

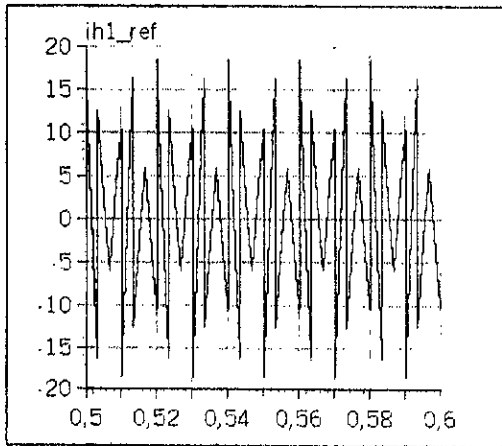


Le courant de source $is1(A)$

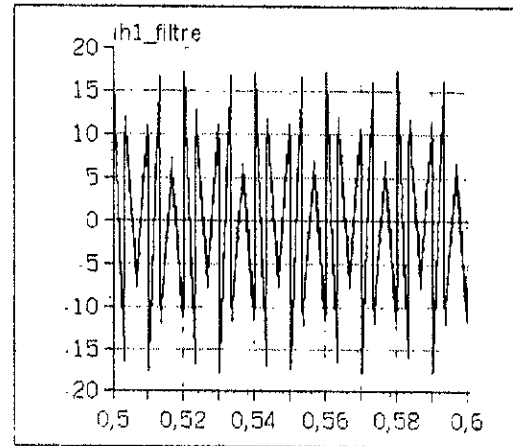


Le courant de charge $ic1(A)$

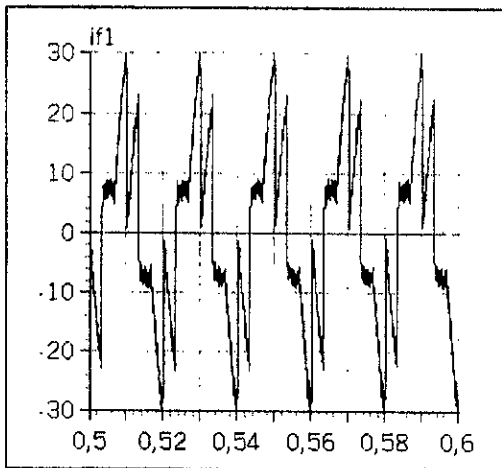
Fig.IV.3. Les grandeurs simulées pour la commande par triangulo-sinusoïdale à deux porteuses ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristor ($\alpha = \pi/6$) (Filtrage actif).



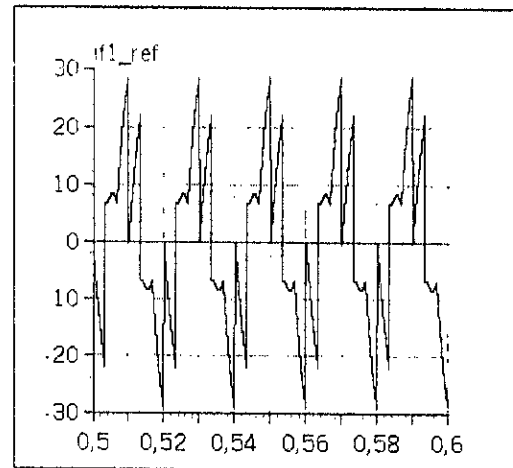
Le courant harmonique de référence $ih1_{ref}(A)$



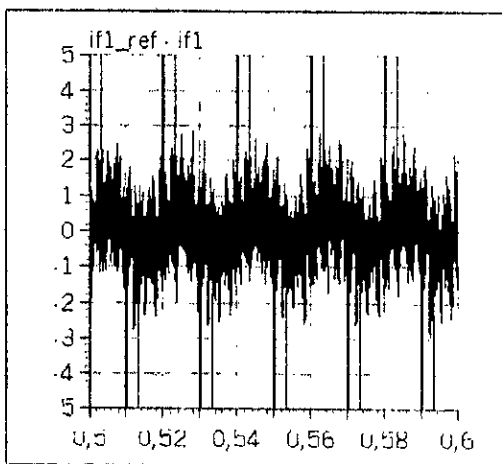
Le courant harmonique réel $ih1(A)$



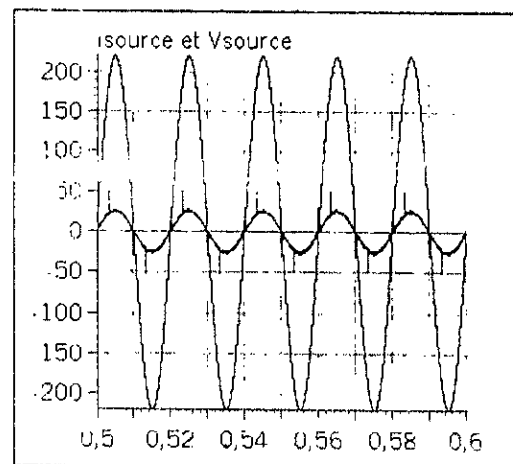
Le courant du filtre réel $if1(A)$



Le courant de référence $if_{ref1}(A)$

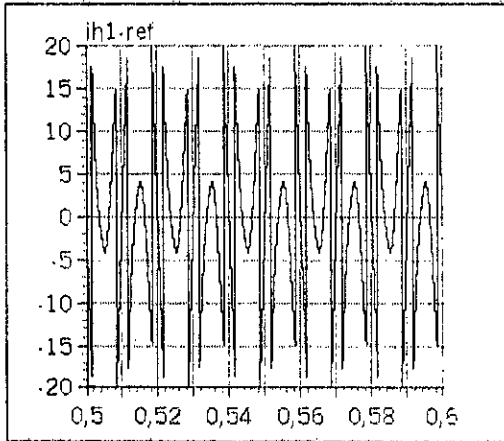


L'erreur entre le courant du filtre et sa référence $s1(A)$

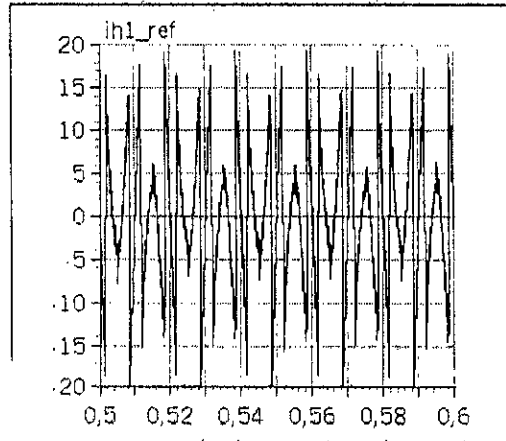


Le courant et la tension du réseau

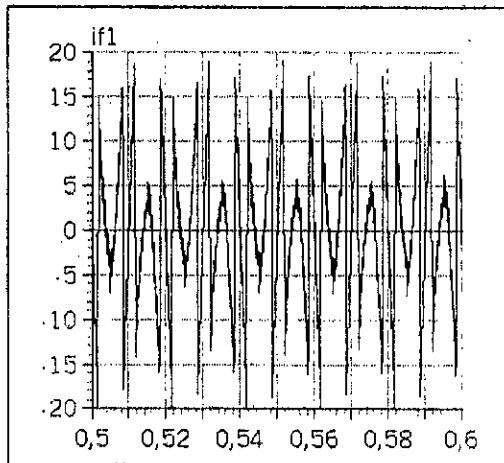
Fig.IV 4. Les grandeurs simulées pour le cas de $\alpha = 120^\circ$ (la tension d'alimentation est égale à 220V) ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristor ($\alpha = \pi/6$) (compensation d'énergie réactive).



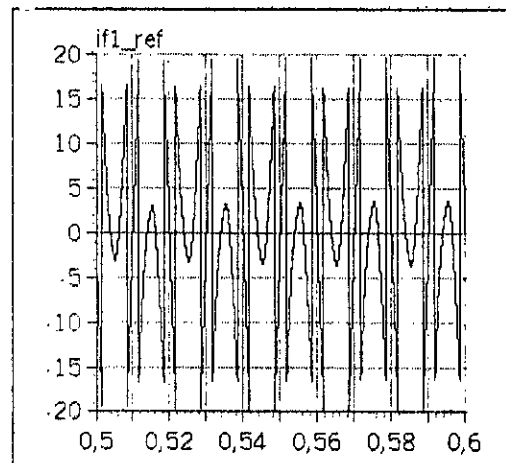
Le courant harmonique de référence $ih1_{ref}(A)$



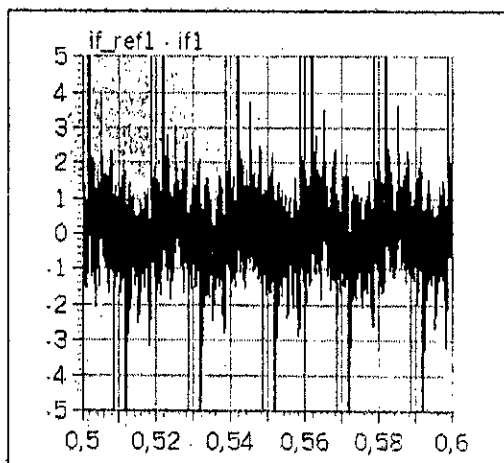
Le courant harmonique réel $ih1(A)$



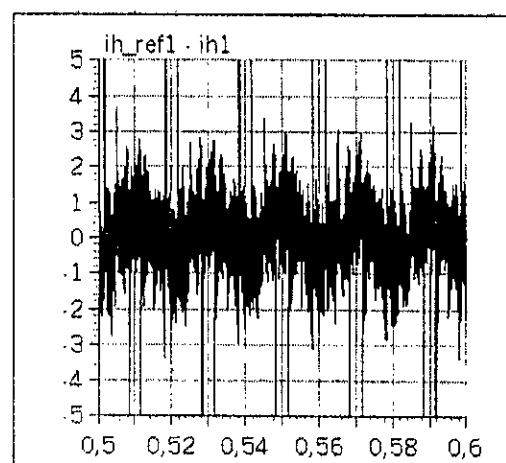
Le courant du filtre réel $if1(A)$



Le courant de référence $if1_{ref}(A)$

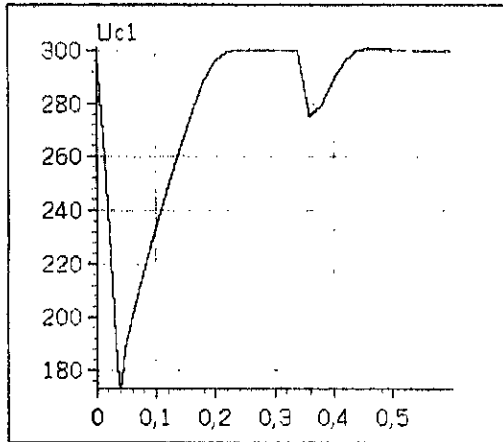


L'erreur entre le courant du filtre et sa référence $if1(A)$

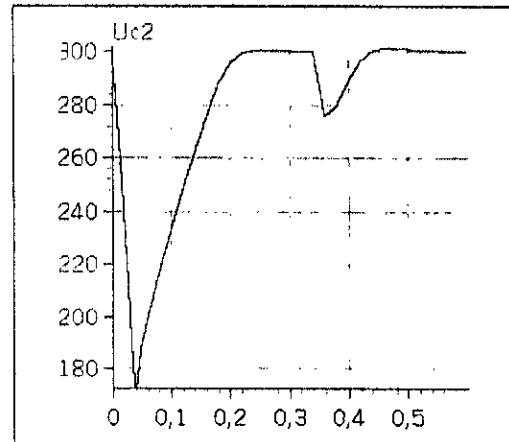


L'erreur entre le courant harmonique du filtre et sa référence $ih1(A)$

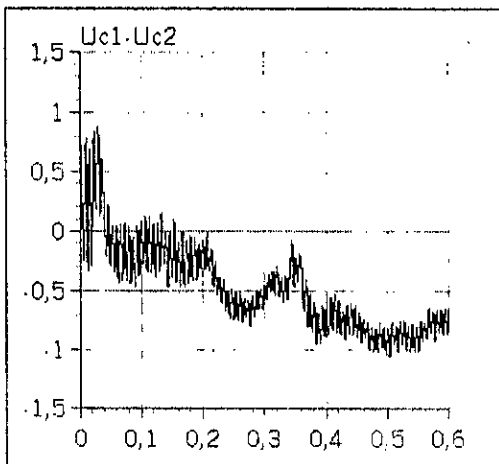
Fig.IV.5. Les grandeurs simulées pour la commande par triangulo-sinusoïdale à deux porteuses ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à diode (asservissement des tensions d'entrée méthode 1).



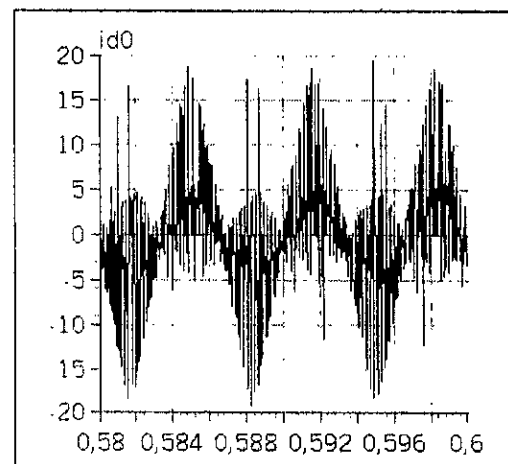
La tension d'entrée U_{c1} (V)



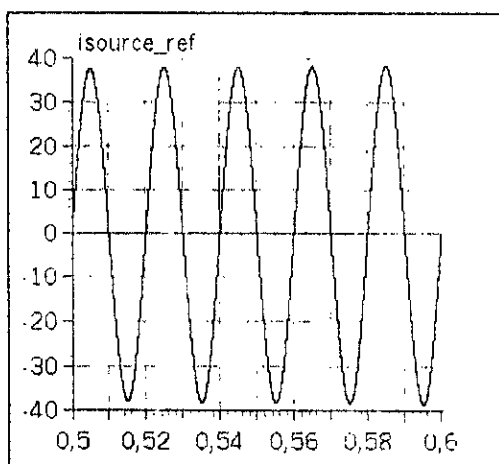
La tension d'entrée U_{c2} (V)



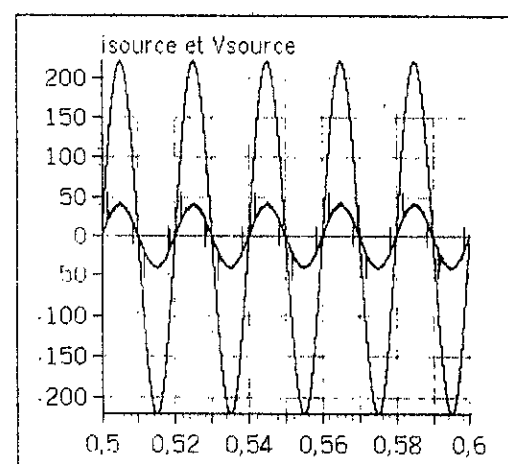
La différence $U_{c1} - U_{c2}$



Le courant i_{d0} (A)

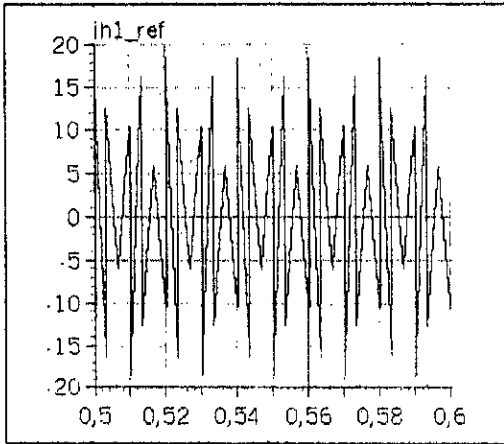


Le courant de référence du réseau
 i_{source_ref} (A)

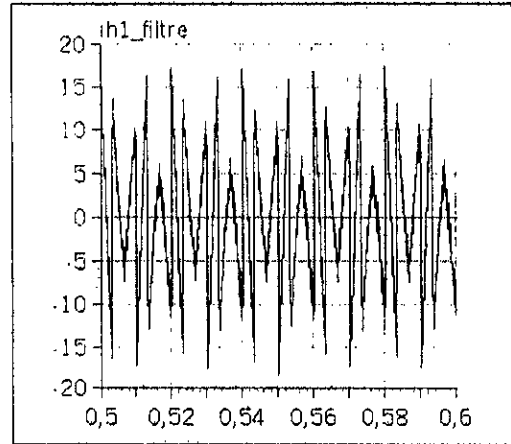


Le courant et la tension du réseau

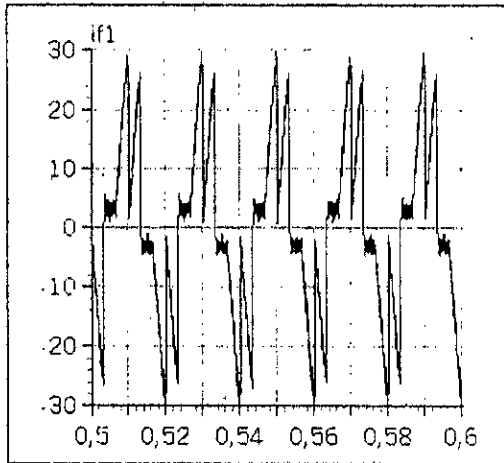
Fig.IV.6. Les grandeurs simulées pour le commande par triangule-sinusoidal a deux portances ($m=48$) dans le cas d'un redresseur a diode (asservissement des tensions d'entrée méthode I).



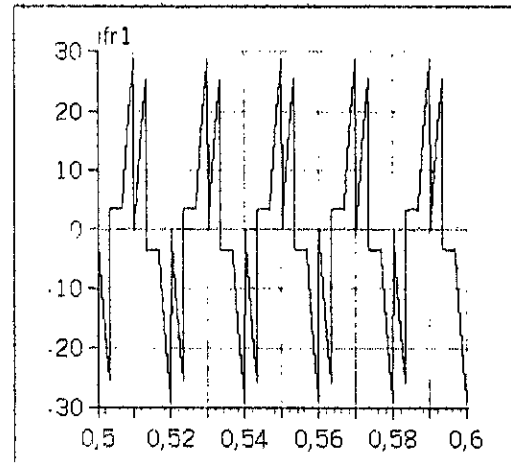
Le courant harmonique de référence $ih1_{ref}(A)$



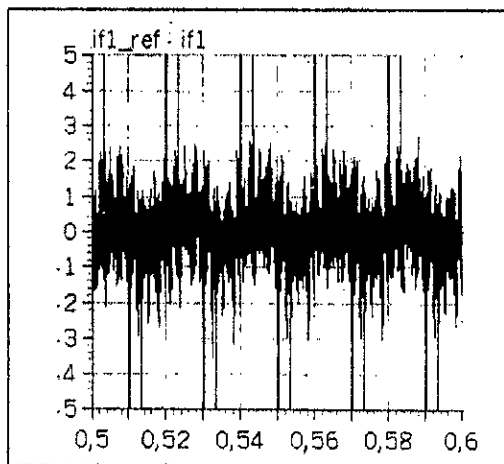
Le courant harmonique réel $ih1(A)$



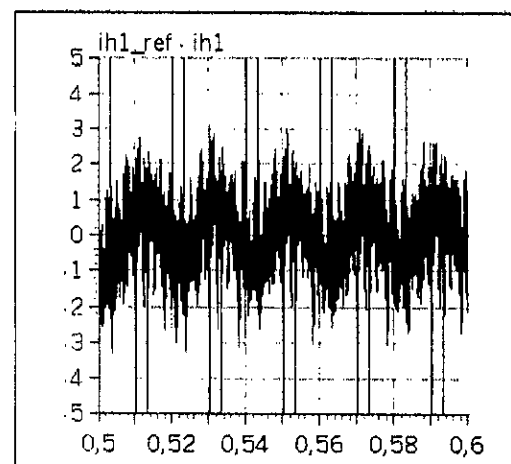
Le courant du filtre réel $if1(A)$



Le courant de référence $if1_{ref}(A)$

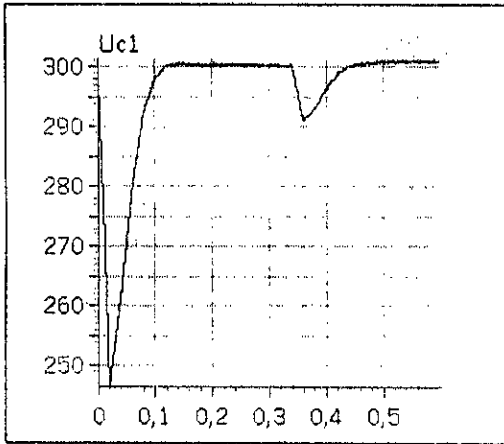


L'erreur entre le courant du filtre et sa référence $s1(A)$

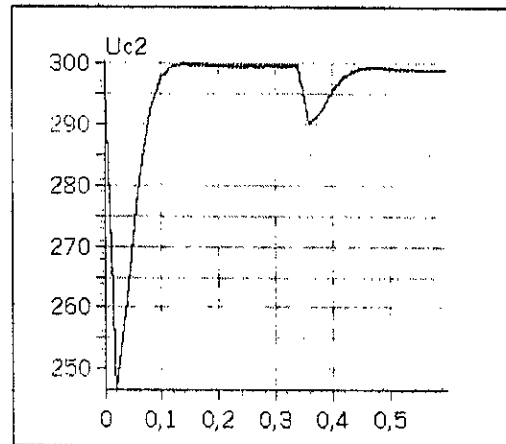


L'erreur entre le courant harmonique du filtre et sa référence $s1(A)$

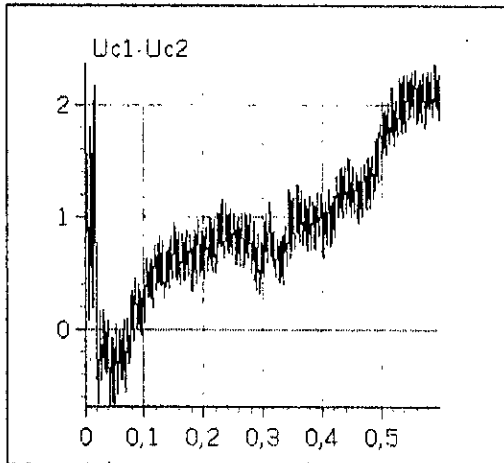
Fig.IV.7. Les grandeurs simulées pour la commande par triangulo-sinusoïdale à deux porteuses ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristor ($\alpha = \pi/6$) (asservissement ... méthode 1).



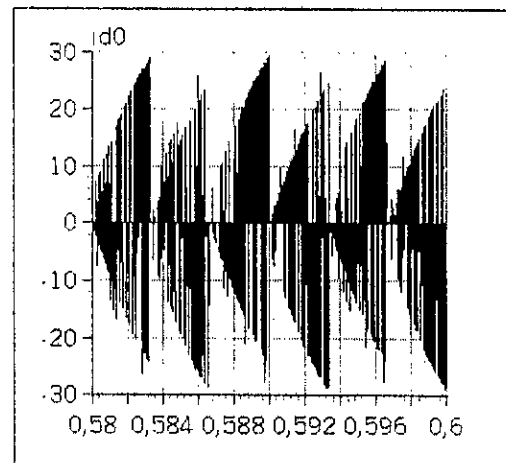
La tension d'entrée Uc1(V)



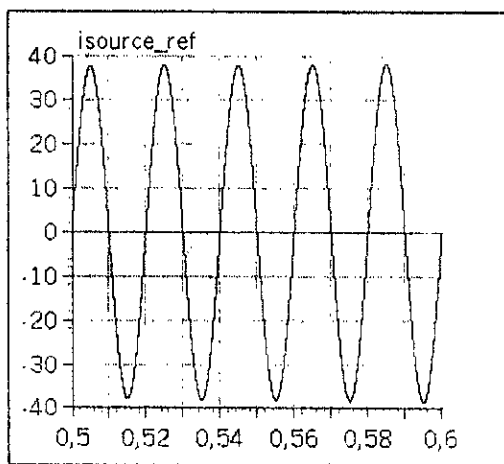
La tension d'entrée Uc2(V)



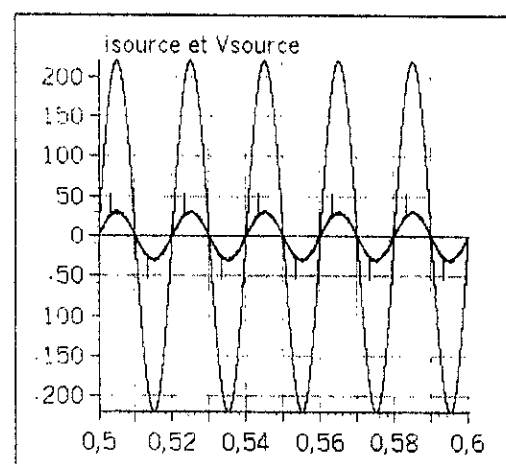
La différence Uc1 - Uc2



Le courant i_{d0} (A)

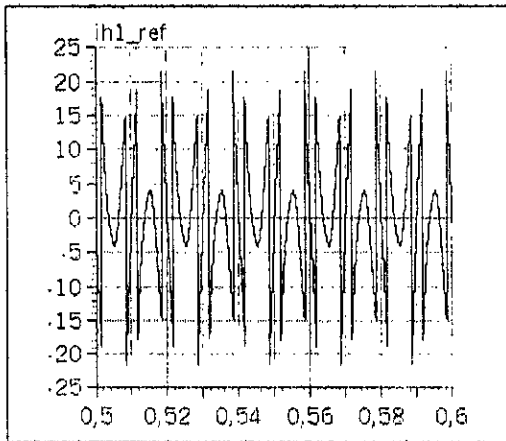


Le courant de référence du réseau
 i_{source_ref} (A)

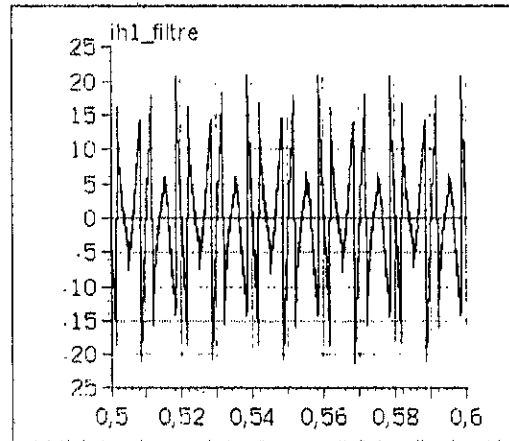


Le courant et la tension du réseau

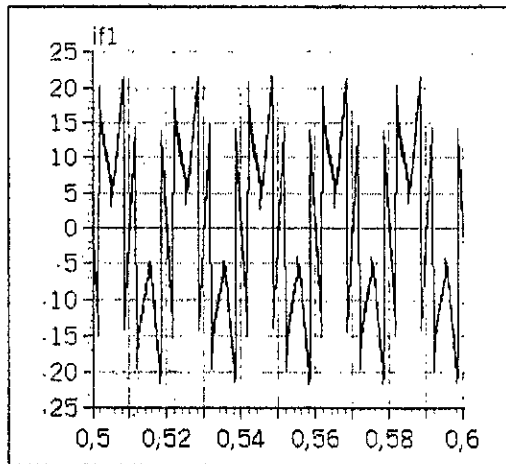
Fig.IV.8. Les grandeurs simulées pour la commande par triangulo-sinusoidale à deux portées ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristor ($\alpha=\pi/6$) (asservissement ... méthode 1).



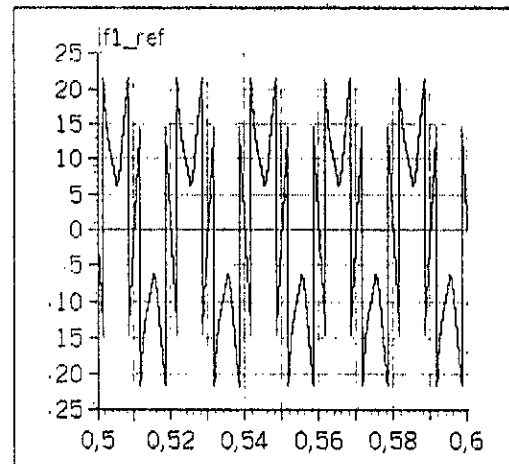
Le courant harmonique de référence $ih1_{ref}(A)$



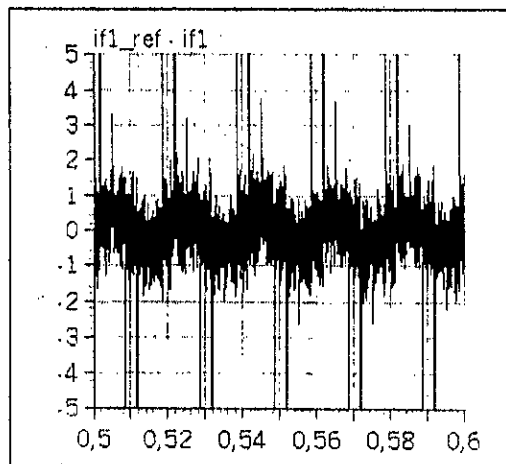
Le courant harmonique réel $ih1(A)$



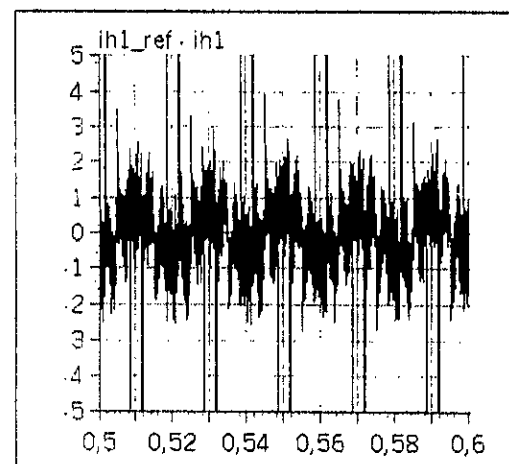
Le courant du filtre réel $if1(A)$



Le courant de référence $if_{ref1}(A)$

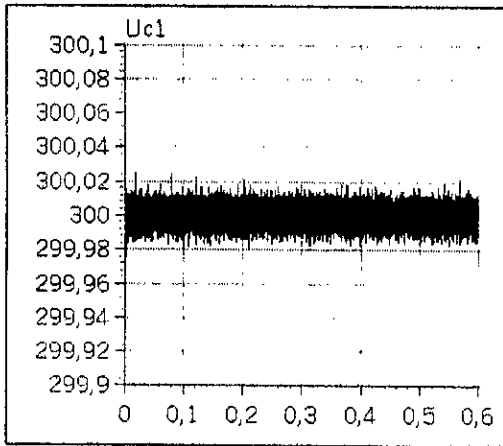


L'erreur entre le courant du filtre et sa référence $s1(A)$

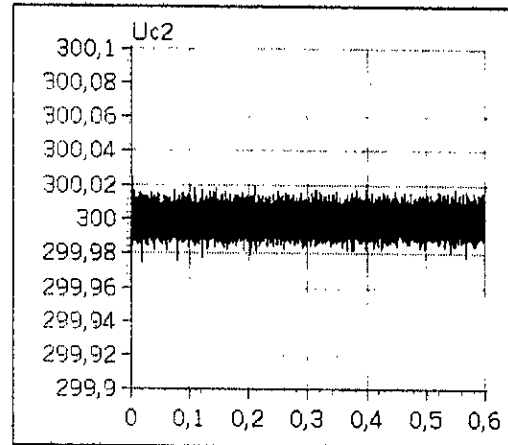


L'erreur entre le courant harmonique du filtre et sa référence $s1(A)$

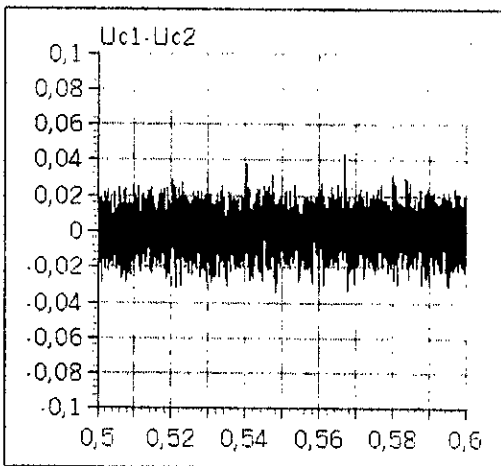
Fig.IV.9. Les grandeurs simulées pour la commande par triangulo-sinusoïdale à deux porteuses ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à diode (Asservissement des tension d'entrée méthode2).



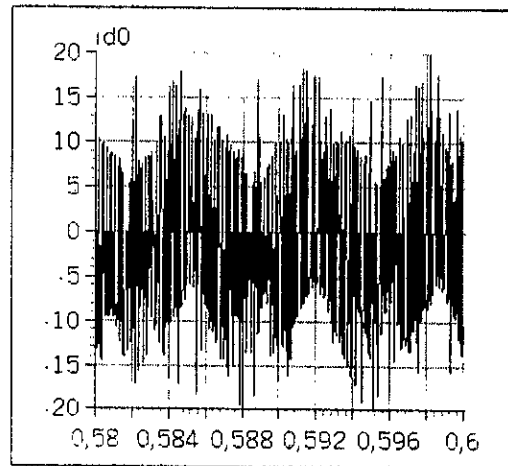
La tension d'entrée $U_{c1}(V)$



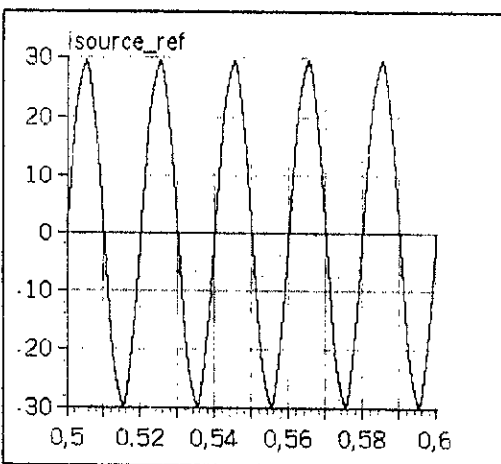
La tension d'entrée $U_{c2}(V)$



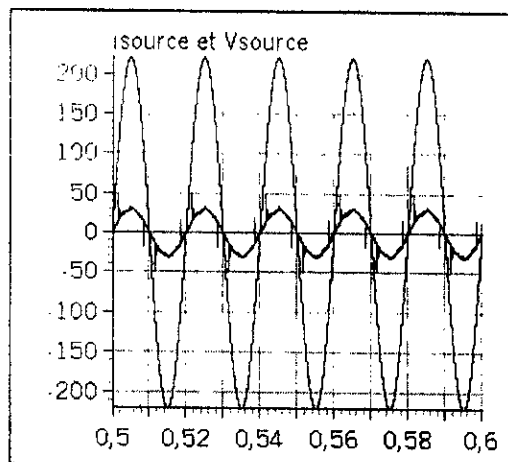
La différence $U_{c1} - U_{c2}$



Le courant $i_{d0}(A)$

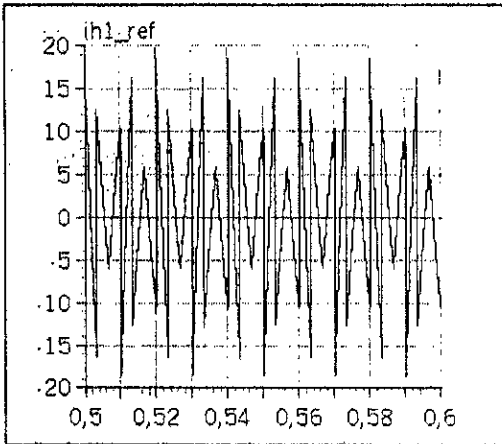


Le courant de référence du réseau
 $i_{source_ref}(A)$

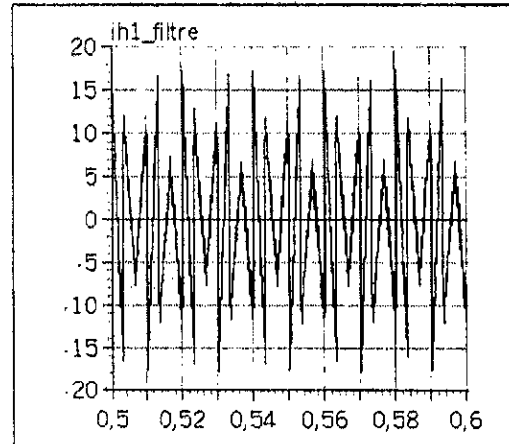


Le courant et la tension du réseau

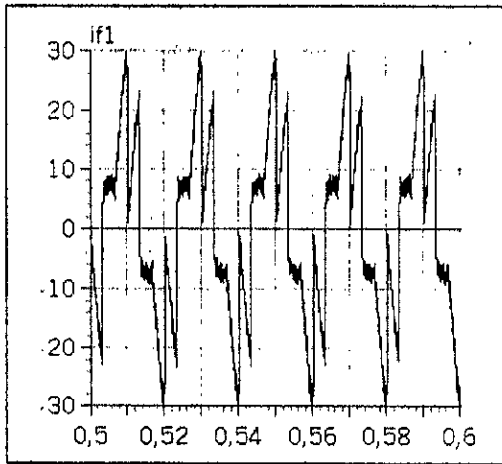
Fig.IV.10. Les grandeurs simulées pour la commande par triangle-cinusoïdale à deux portances ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à diode (Asservissement des tension d'entrée méthode2).



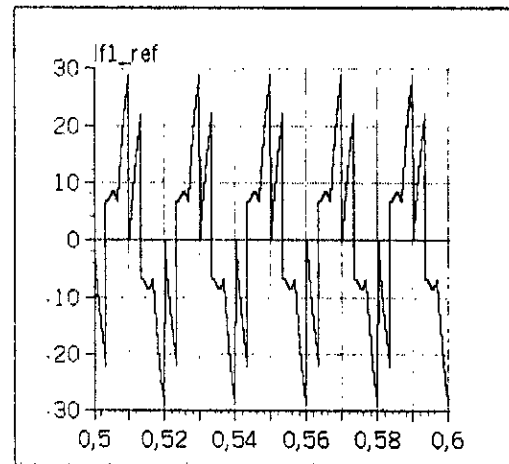
Le courant harmonique de référence $i_{h1ref}(A)$



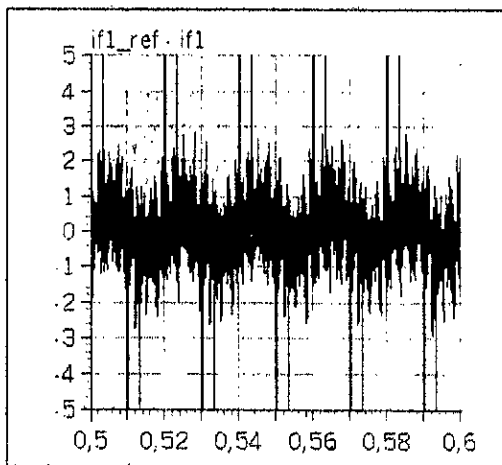
Le courant harmonique réel $i_{h1}(A)$



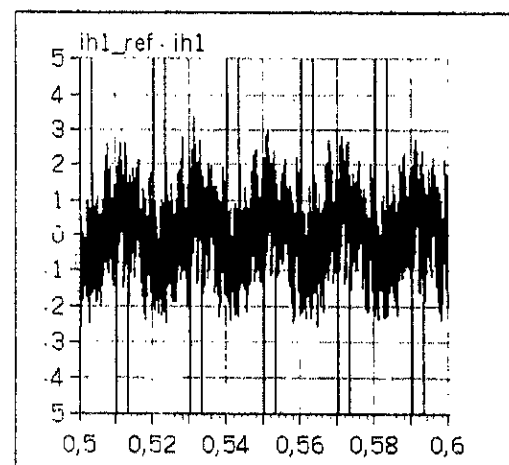
Le courant du filtre réel $i_f(A)$



Le courant de référence $i_{f_ref}(A)$

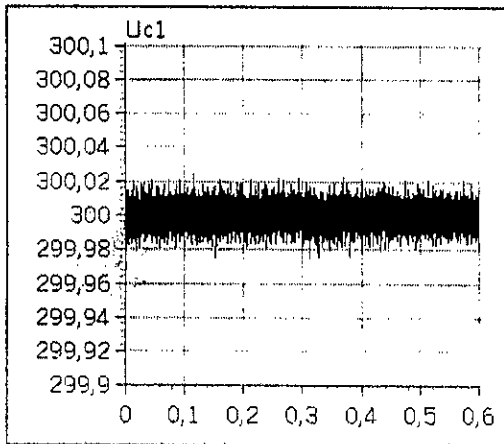


L'erreur entre le courant du filtre et sa référence $s_1(A)$

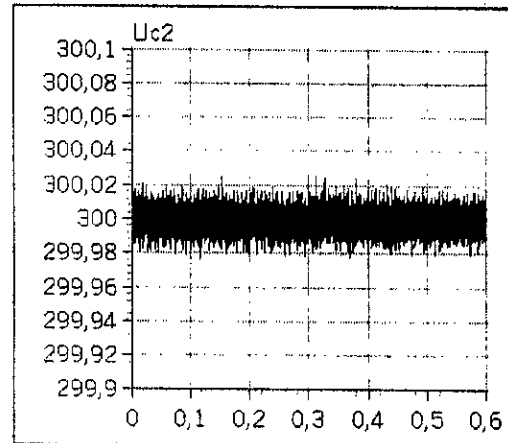


L'erreur entre le courant harmonique du filtre et sa référence $s_1(A)$

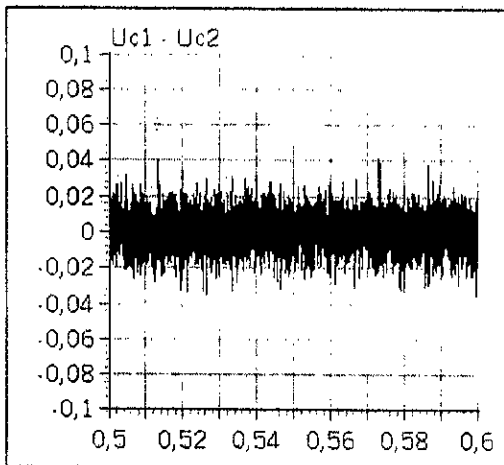
Fig.IV.11. Les grandeurs simulées pour la commande par triangulo-sinusoïdale à deux porteuses ($n=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristor ($\alpha=\pi/6$) (Asservissement ... méthode2).



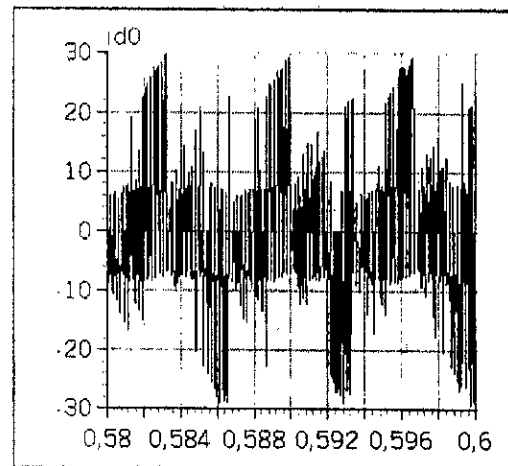
La tension d'entrée $U_{c1}(V)$



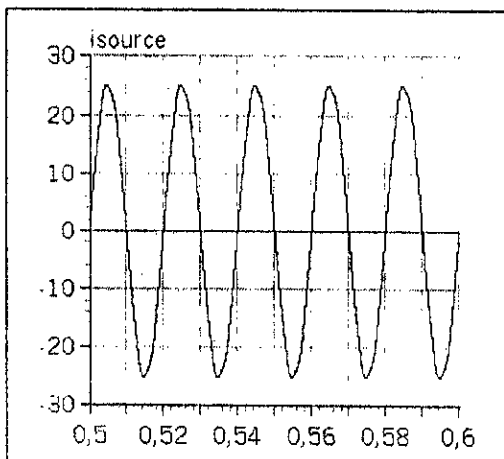
La tension d'entrée $U_{c2}(V)$



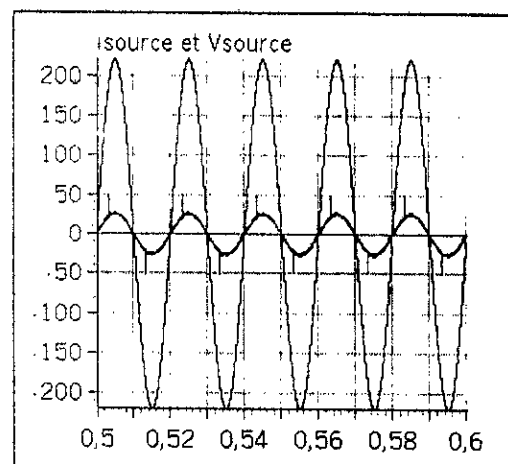
La différence $U_{c1} - U_{c2}$



Le courant $i_{d0}(A)$

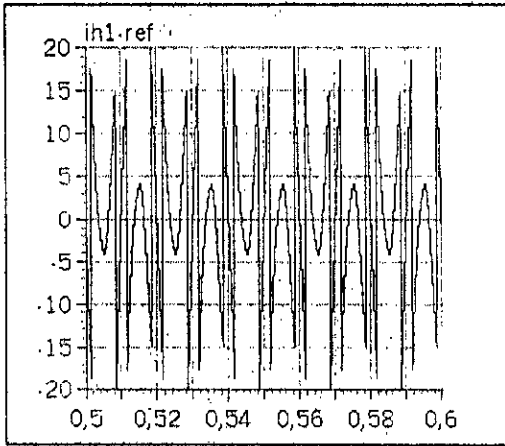


Le courant de référence du réseau
 $I_{source_ref}(A)$

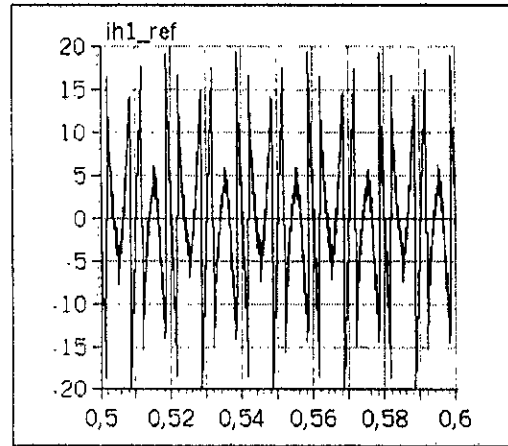


Le courant et la tension du réseau

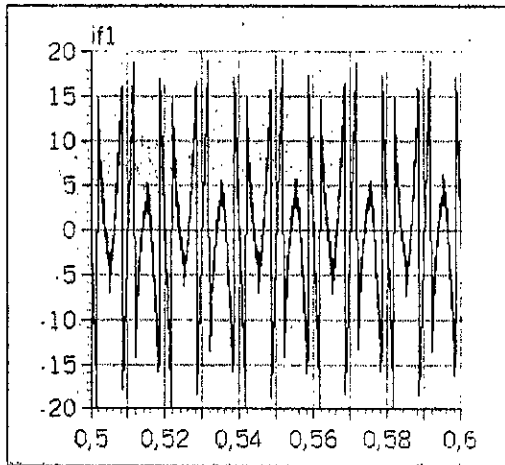
Fig.IV.12. Les grandeurs simulées pour la commande par triangulo-sinusoidale à deux porteuses ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristor ($\alpha=\pi/6$) (Asservissement ... méthode2).



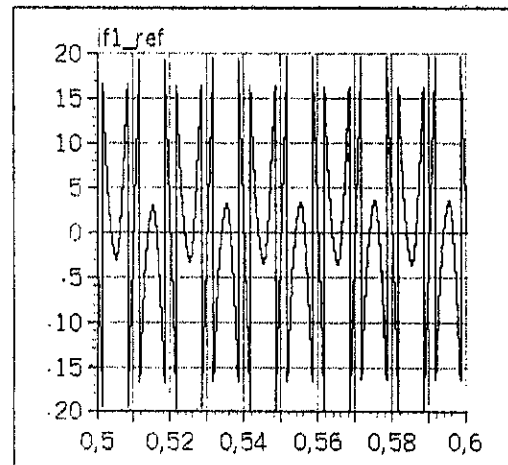
Le courant harmonique de référence $ih1_{ref}(A)$



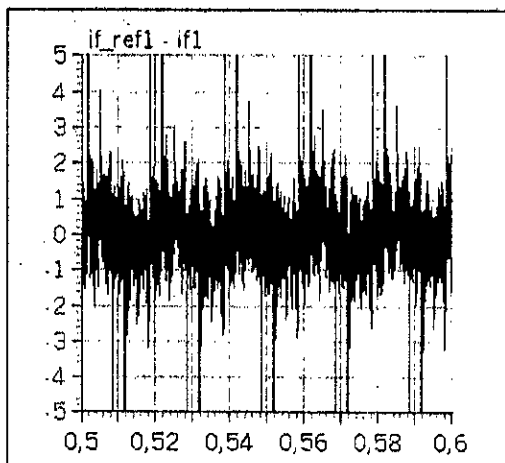
Le courant harmonique réel $ih1(A)$



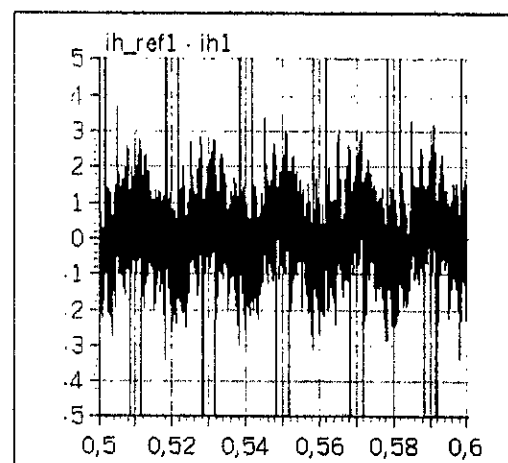
Le courant du filtre réel $if1(A)$



Le courant de référence $if1_{ref}(A)$

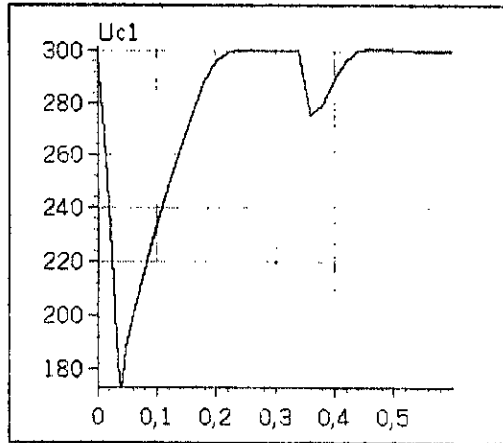


L'erreur entre le courant du filtre et sa référence $s1(A)$

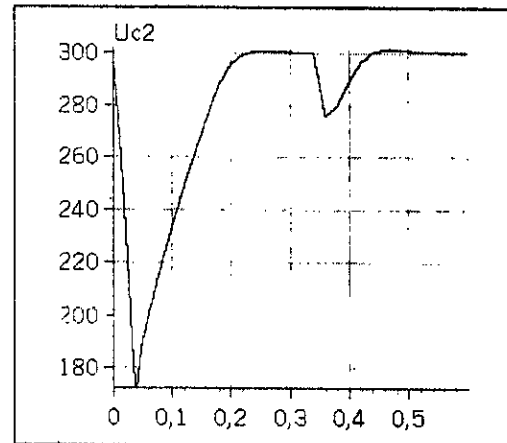


L'erreur entre le courant harmonique du filtre et sa référence $s1(A)$

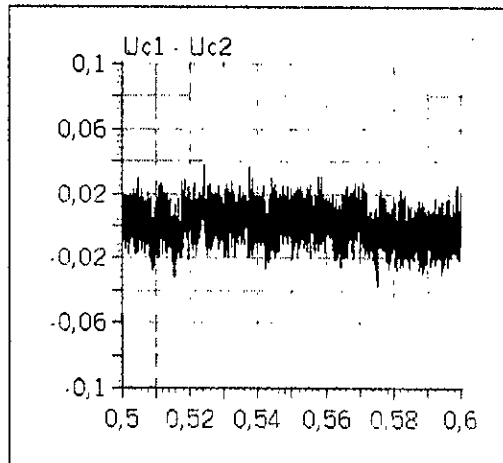
Fig.IV.13. Les grandeurs simulées pour la commande par triangulo-sinusoidale à deux porteuses ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à diode (Asservissement des tensions d'entrée méthode3).



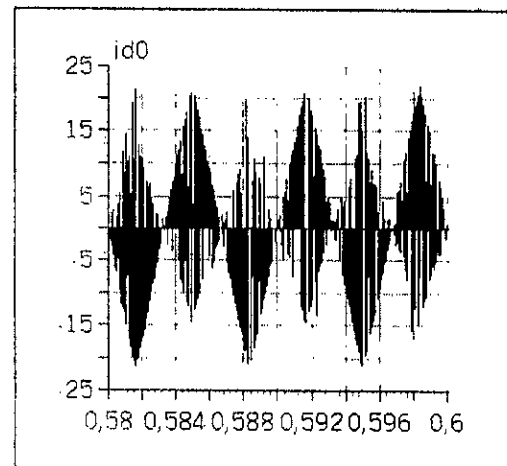
La tension d'entrée $U_{c1}(V)$



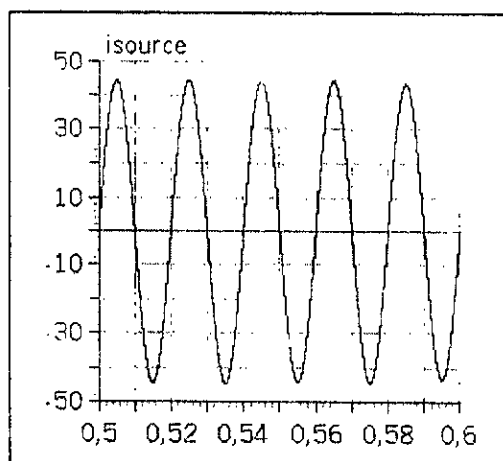
La tension d'entrée $U_{c2}(V)$



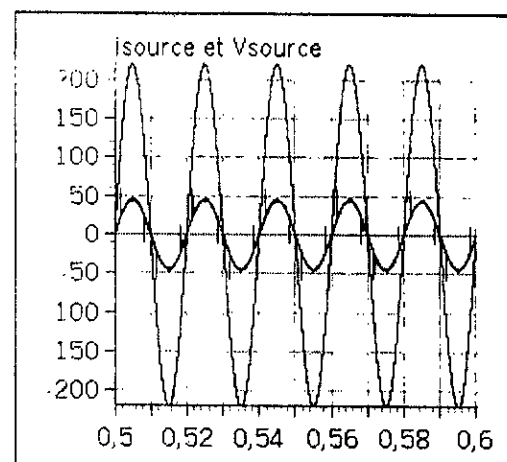
La différence $U_{c1} - U_{c2}$



Le courant $i_{d0}(A)$

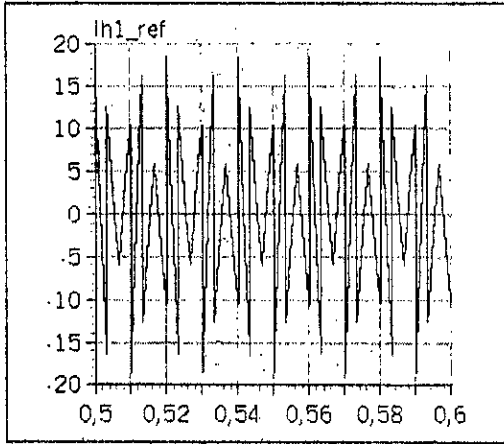


Le courant de référence du réseau
 $i_{source_ref}(A)$

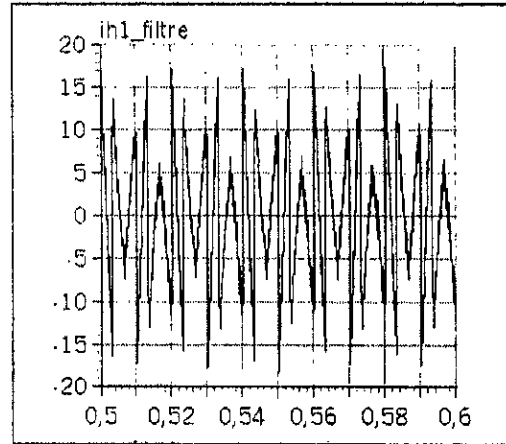


Le courant et la tension du réseau

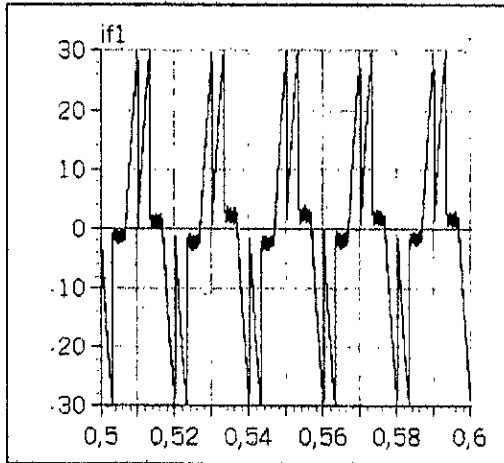
Fig.IV.14. Les grandeurs simulées pour la commande par triangulation insidiale à deux porteuses ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à diode (Asservissement des tensions d'entrée méthode3).



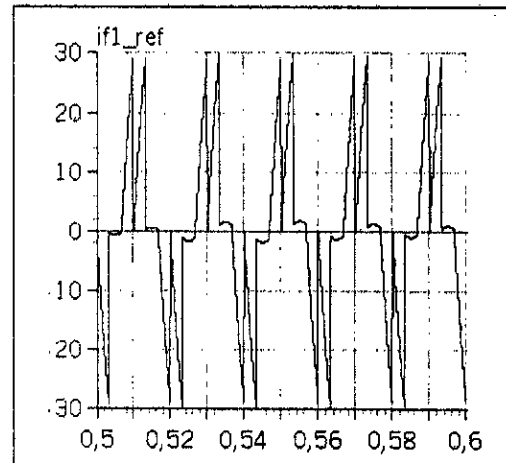
Le courant harmonique de référence $ih1_{ref}(A)$



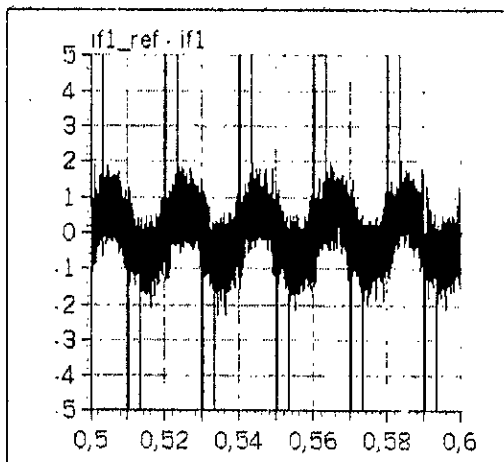
Le courant harmonique réel $ih1(A)$



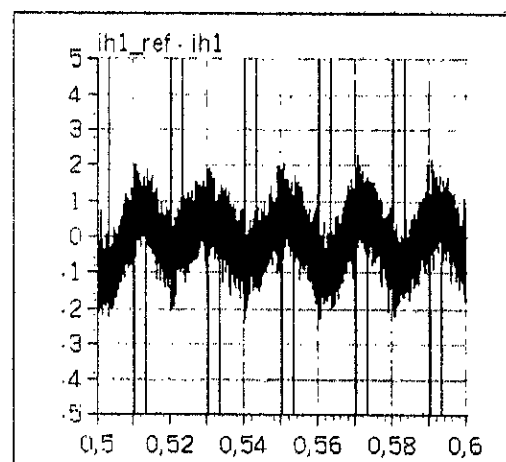
Le courant du filtre réel $if1(A)$



Le courant de référence $if1_{ref}(A)$

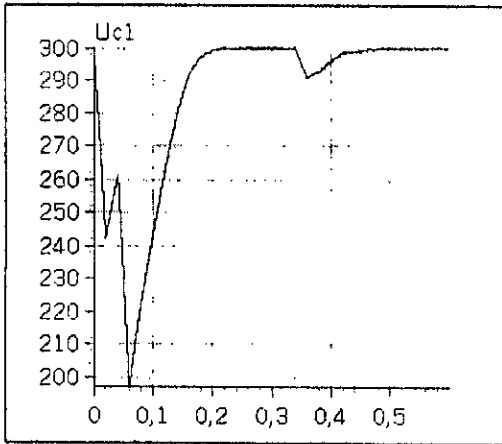


L'erreur entre le courant du filtre et sa référence $s1(A)$

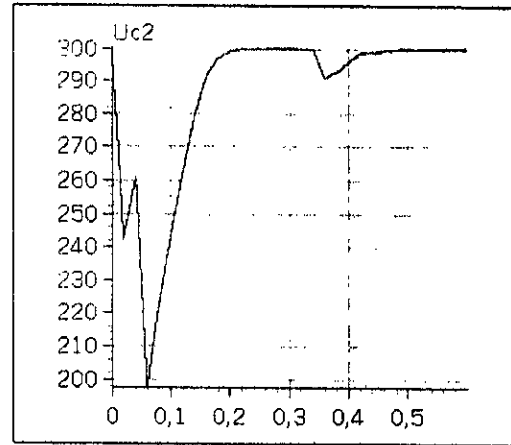


L'erreur entre le courant harmonique du filtre et sa référence $s1(A)$

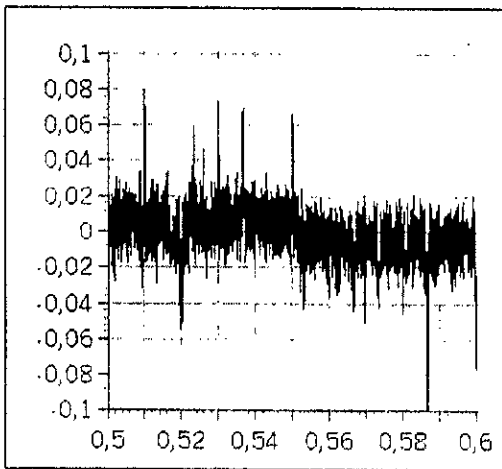
Fig.IV.15. Les grandeurs simulées pour la commande par triangulo-sinusoidale à deux porteuses ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristor ($\alpha = \pi/6$) (Asservissement ... méthode3).



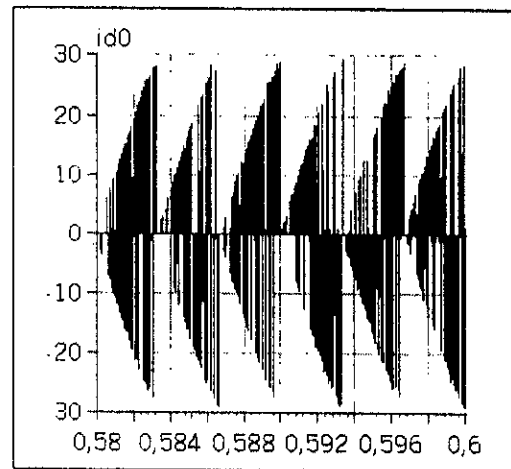
La tension d'entrée Uc1(V)



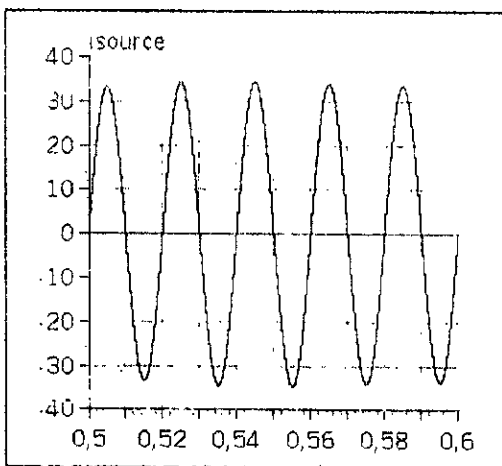
La tension d'entrée Uc2(V)



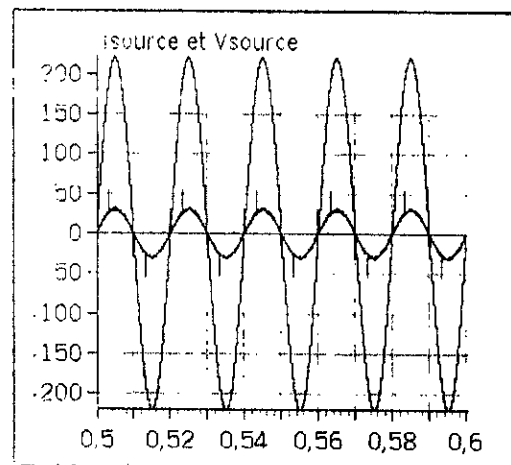
La différence Uc1 - Uc2



Le courant id0(A)



Le courant de référence du réseau
isource_ref(A)



Le courant et la tension du réseau

Fig.IV.16. Les grandeurs simulées pour la commande en régime établi d'un thyristor à deux portées ($m=48$) dans le cas d'un redresseur à thyristor ($\alpha=\pi/6$) (Asservissement ..., methode3).

Chapitre V

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

INTRODUCTION

Dans les chapitres précédents, nous avons vu différents algorithmes pour commander le filtre actif à trois niveaux afin d'éliminer les harmoniques avec compensation d'énergie réactive et asservissement des tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux constituant le filtre. Pour tester les performances de ces algorithmes nous avons utilisé des charges statiques (redresseurs à diodes ou à thyristors) alimentant une charge R,L.

Dans ce dernier chapitre, nous allons tester 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 et machine asynchrone triphasée.

Ainsi, nous allons appliquer 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 les chapitres précédents.

V.1. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

V.1.1. Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone est faite en admettant que :

- L'additivité du flux ;
- La constance des inductances propres ;
- Les inductances mutuelles entre enroulements statoriques et rotoriques varient selon une loi sinusoïdale en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques.

Ceux-ci n'étant possibles que moyennant certaines hypothèses.

On citera :

- L'entrefer constant ;
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques est négligée ;
- Le circuit magnétique est non saturé.

V.1.2. Conventions

La machine est représentée par trois phases statoriques A_s, B_s, C_s et trois phases rotoriques a_r, b_r, c_r .

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

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

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

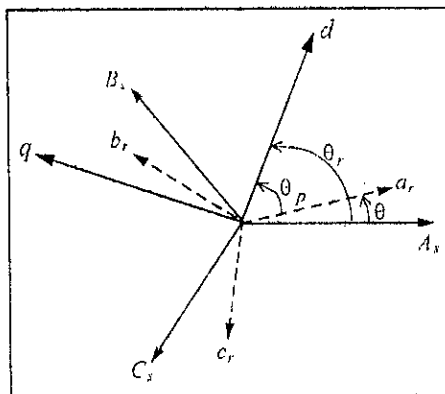


Fig.V.1. Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique

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

V.1.3.1. Equations électriques de la MAS

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, la machine est alors représentée par les équations des phases statoriques et rotoriques suivantes :

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

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 :

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

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

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

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

V.1.3.2. Equation mécanique

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

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

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

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

La résolution analytique dans ce repère est très difficile car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de θ (angle de rotation électrique de la machine).

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

Des transformations orthogonales sont utilisées pour la modélisation mathématique du système. Elles sont introduites pour la simplification des équations. Parmi ces transformations on cite celle de PARK.

La transformation de PARK fait projeter les enroulements d'axes a, b et c sur deux axes fictifs d et q en quadrature. On obtient une machine diphasée équivalente à la machine triphasée (Fig.V.2).

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.

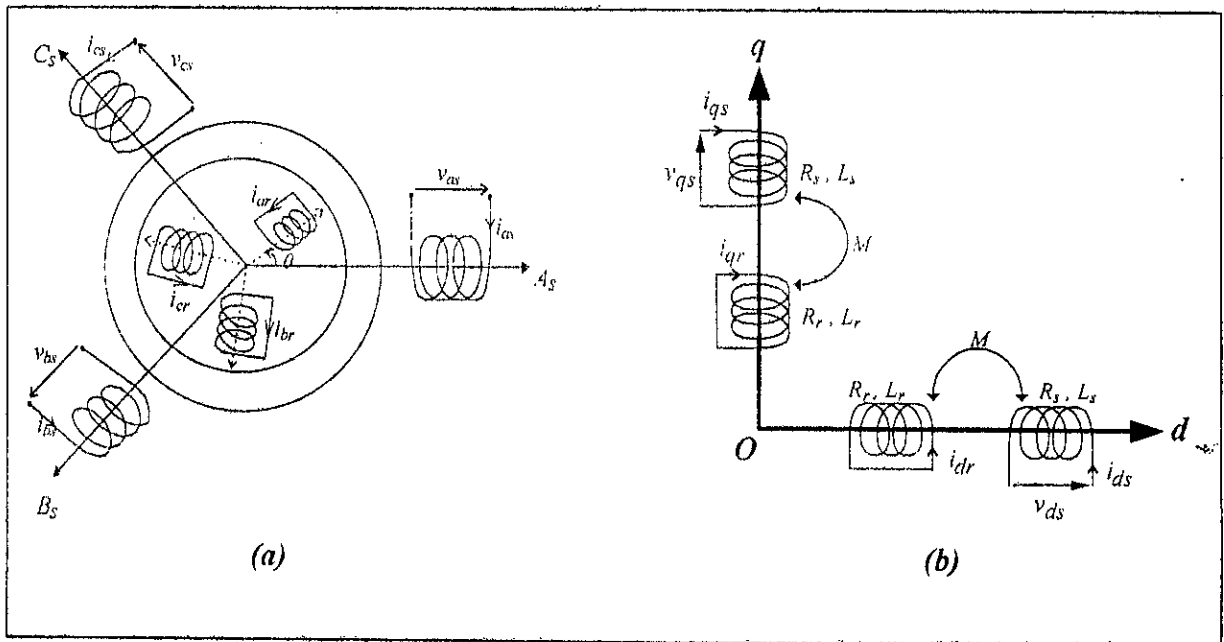


Fig.V.2. Représentation de la MAS dans l'espace électrique(a) et dans le repère de PARK (b)

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 :

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

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

avec :

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

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

Les équations de la machine asynchrone diphasée peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse qu'on peut attribuer au repère (d-q).

1) Référentiel lié au stator

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

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

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 : $\omega_p = \omega_s$ (ω_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 :

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

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

avec :

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

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

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

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

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

Vu la nécessité de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone sous forme d'équations d'état, et en manipulant les équations des flux ainsi que les équations électriques, on aboutit à la forme d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX + DU \end{cases} \quad (\text{V.16})$$

avec : X, Y, U, respectivement le vecteur d'état, le vecteur de sortie et le vecteur d'entrée.

Après un calcul matriciel, on aboutit au système suivant :

$$\dot{X} = AX + BU \tag{V.17}$$

avec :

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

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

V.2. LA CASCADE UN REDRESSEUR DE TENSION TRIPHASE - ONDULEUR TRIPHASE A TROIS NIVEAUX - MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

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 premier est connecté au réseau 220V-50Hz.

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

Le filtre intermédiaire de la cascade a la structure donnée sur la figure(V.4).

Le modèle de ce filtre est défini par le système suivant :

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

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 $C_1 = C_2 = 20 \text{ mF}$.

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, on voit bien la variation au moment où le couple résistant rentre en action ($C_r = 10 \text{ N.m}$ 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.

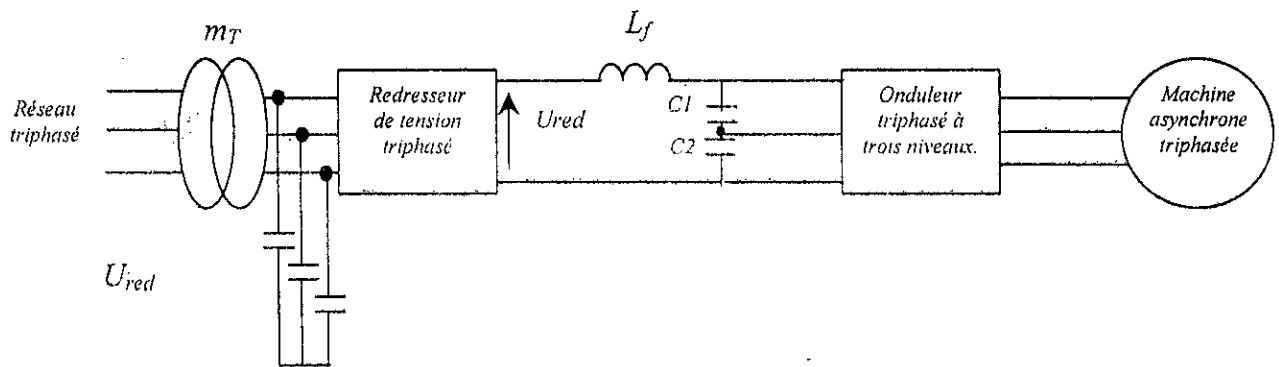


Fig.V.3. La cascade un redresseur de tension triphasé- onduleur triphasé à trois niveaux- machine asynchrone triphasée ($L_f = 50 \text{ mH}$, $C_1 = C_2 = 20 \text{ mF}$).

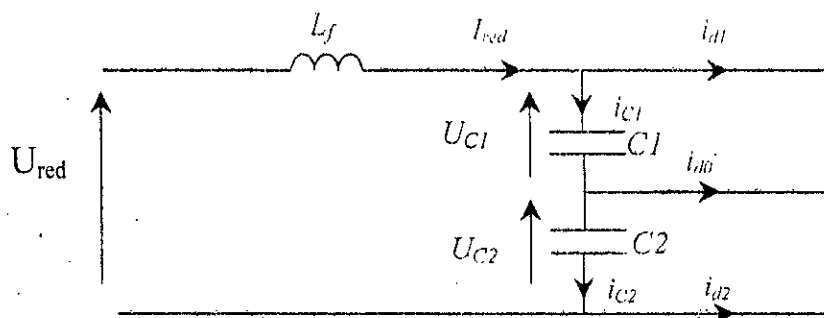


Fig.V.4. Filtre intermédiaire de la cascade.

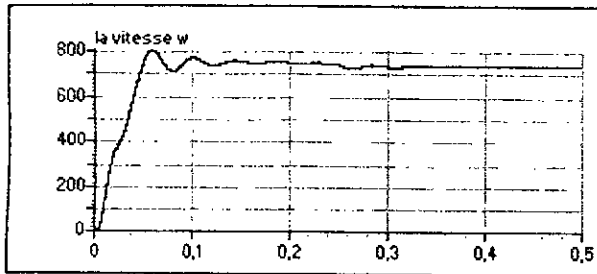


Fig. V.5.a. La vitesse de la machine.

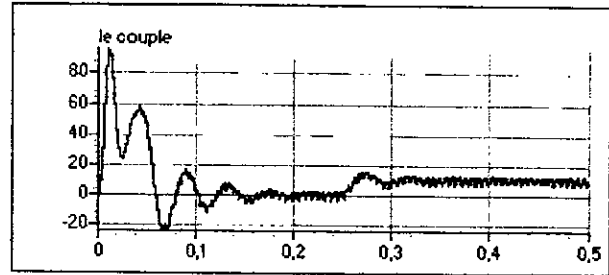


Fig. V.5.b. Le couple électromagnétique.

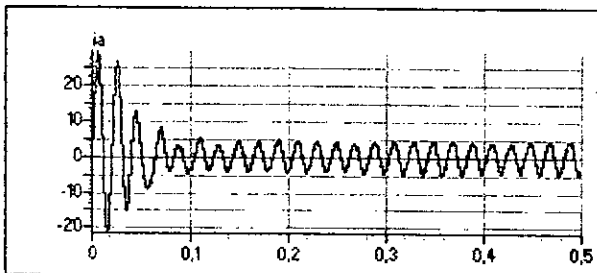


Fig. V.5.c. Le courant d'une phase de la machine.

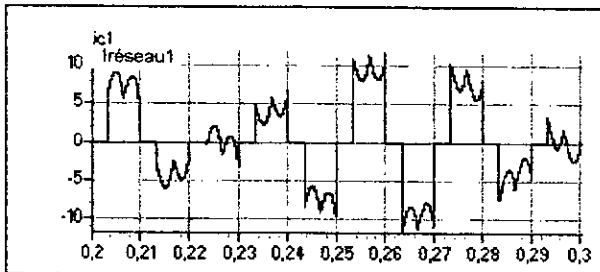
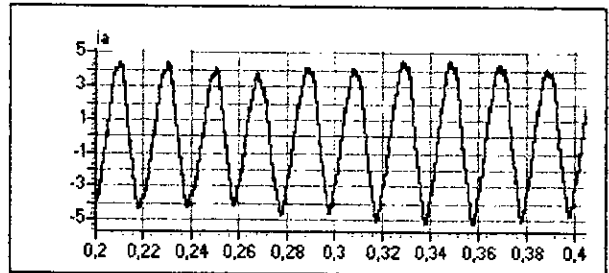


Fig. V.5.d. Le courant de la phase une du réseau.

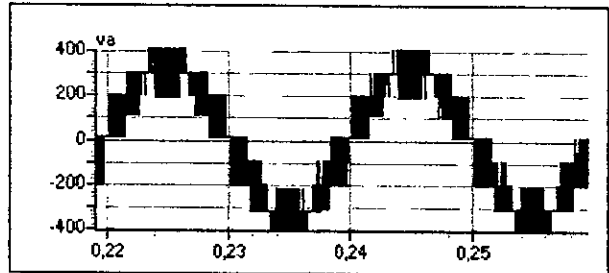


Fig. V.5.e. La tension de l'onduleur triphasé par rapport au neutre de la machine.

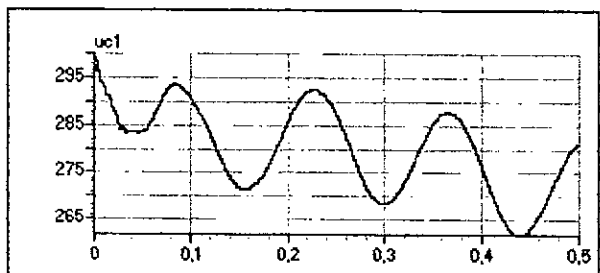


Fig. V.5.f. La tension U_{C1} d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

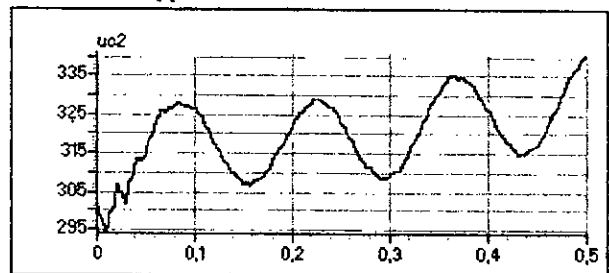


Fig. V.5.g. La tension U_{C2} d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

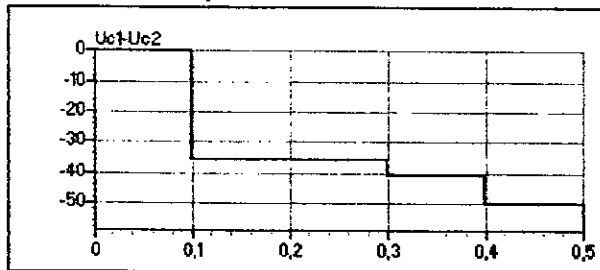


Fig. V.5.h. La différence $U_{C1}-U_{C2}$

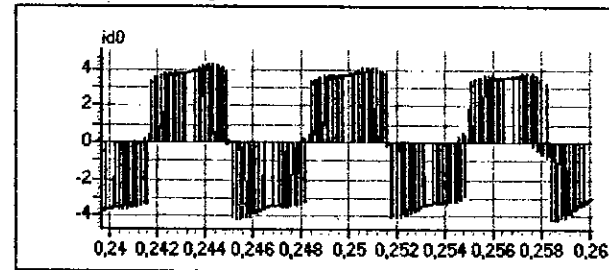


Fig. V.5.i. Le courant d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

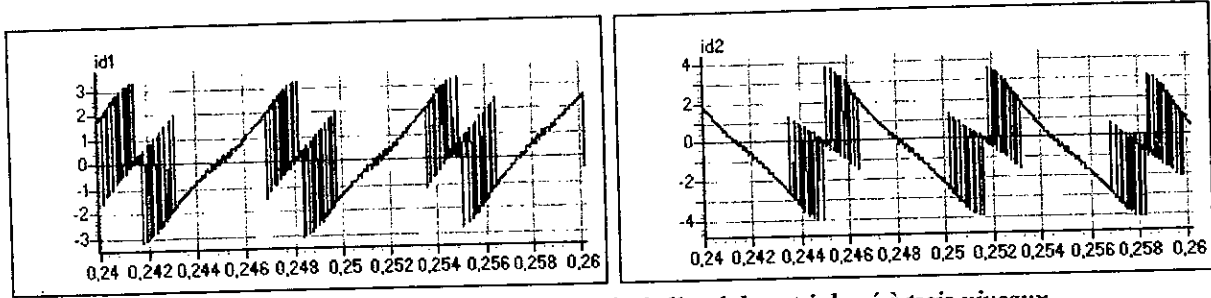


Fig.V.5.j. Les courants i_{d1} et i_{d2} d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

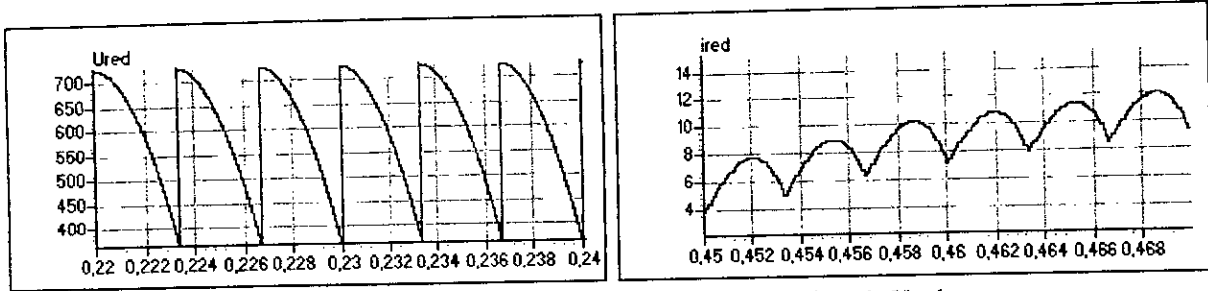


Fig.V.5.k. Le courant redressé i_{red} et la tension redressée U_{red} .

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).

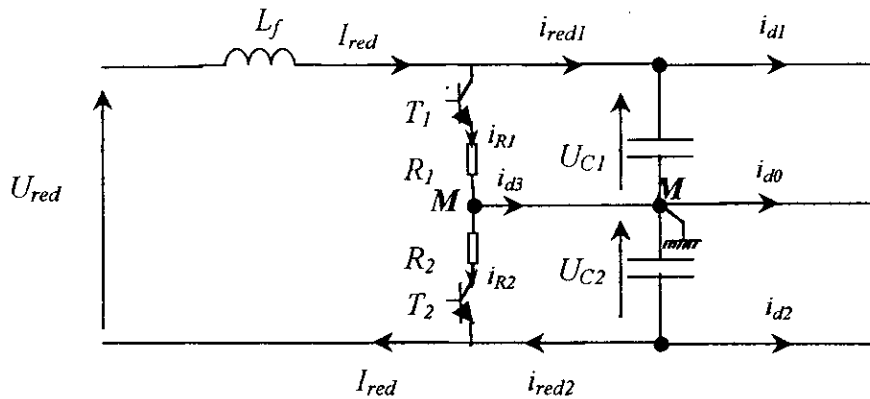


Fig.V.6. Modèle d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux avec le pont de *Clamping*.

Les transistors T_1 et T_2 sont commandés par l'algorithme donné dans le deuxième chapitre.

Les simulations avec le pont de *Clamping* sont présentées sur les figures (V.7.*).

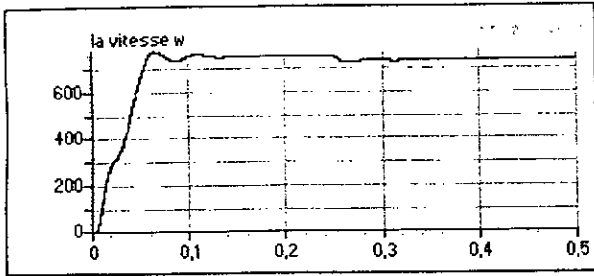


Fig.V.7.a. La vitesse de la machine.

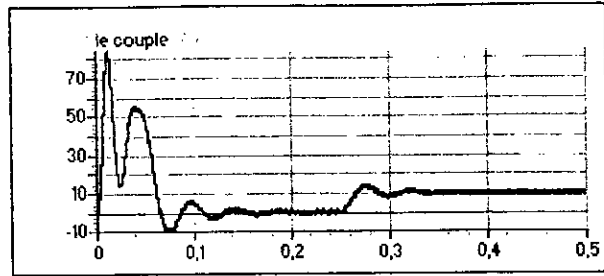


Fig.V.7.b. Le couple électromagnétique.

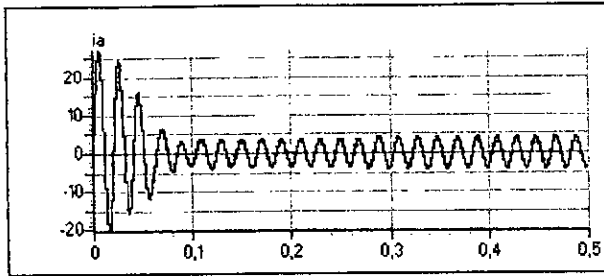


Fig.V.7.c. Le courant d'une phase de la machine.

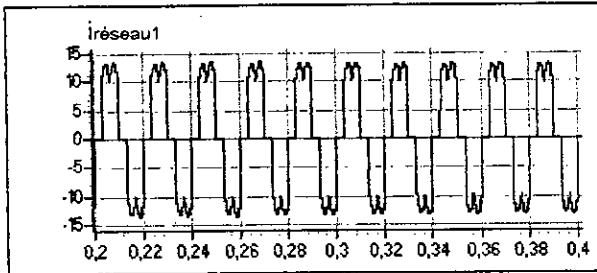
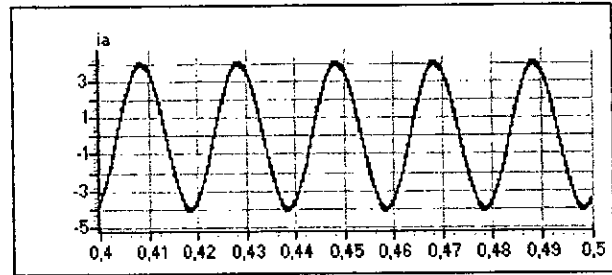


Fig.V.5.d. Le courant de la phase une du réseau.

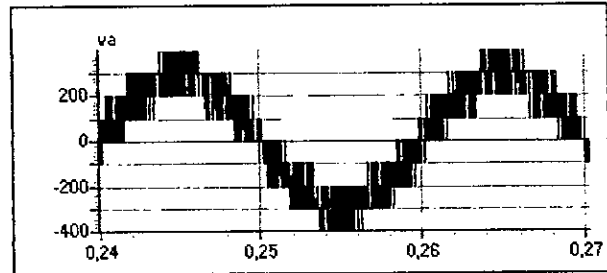


Fig.V.5.e. La tension de l'onduleur triphasé par rapport au neutre de la machine.

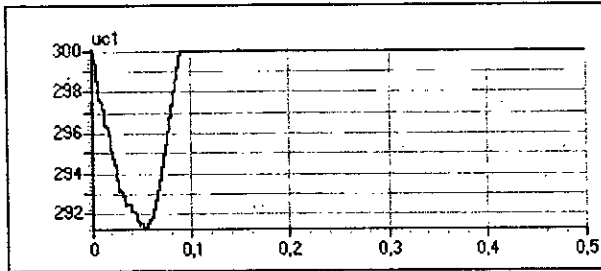


Fig.V.7.f. La tension U_{C1} d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

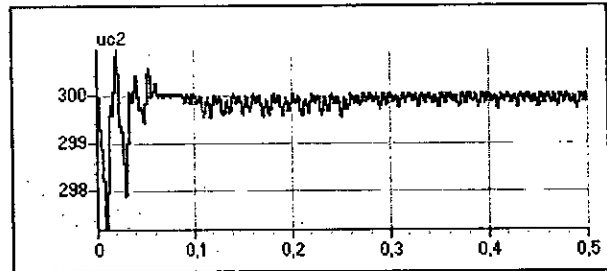


Fig.V.7.g. La tension U_{C2} d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

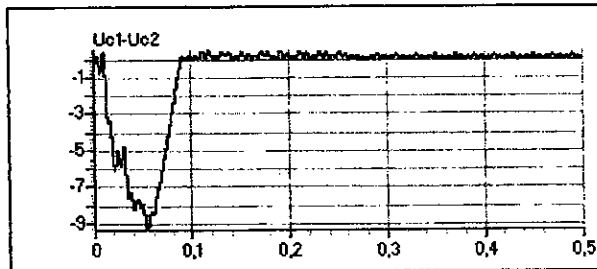


Fig.V.7.h. La différence $U_{C1}-U_{C2}$

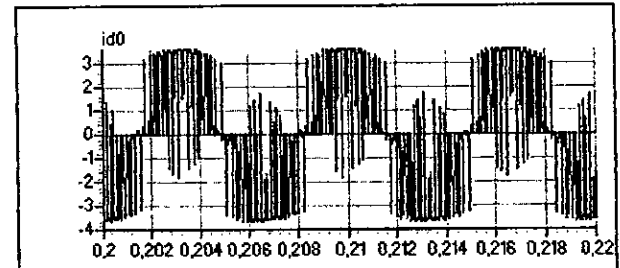


Fig.V.7.i. Le courant d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

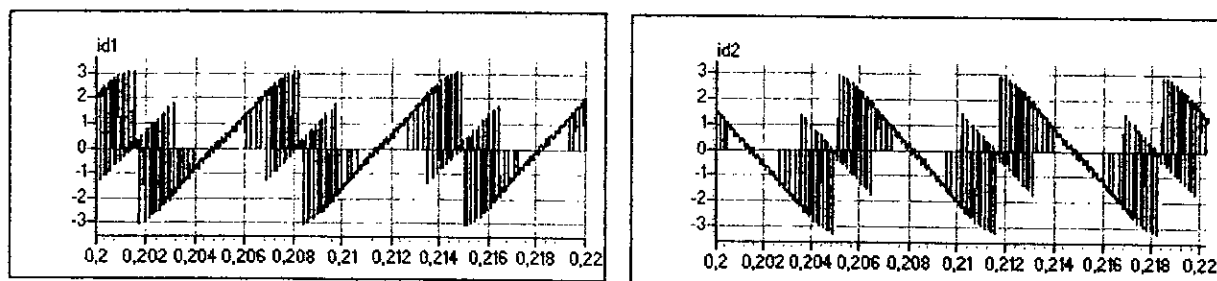


Fig.V.7.j. Les courants i_{d1} et i_{d2} d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

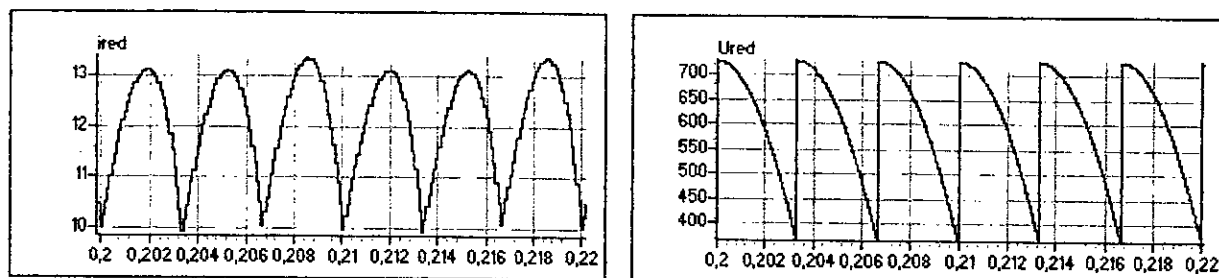


Fig.V.7.k. Le courant redressé I_{red} et la tension redressée U_{red} .

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 i_{d0} 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 PARALLELE AVEC COMPENSATION DE L'ENERGIE REACTIVE 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 la stratégie de 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 deux méthodes suivantes :

- 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 deux méthodes ont été développées dans le chapitre II.

V.4. INTERPRETATIONS ET RESULTATS DE SIMULATION

Les figures (V.8.a , V.8.b. , V.8.c. , V.8.d) montrent les formes des grandeurs simulées du système. Ces simulations sont réalisées pour la stratégie de commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses avec une régulation par mode glissant et par Lyapunov. Les deux méthodes les plus performantes 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 troisième 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*.

CONCLUSION

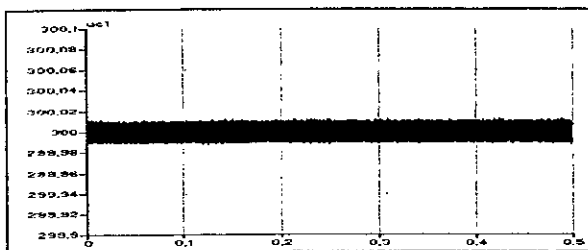
Dans ce chapitre V, on a étudié les performances des algorithmes, présentés dans ce mémoire, de commande du filtre actif parallèle appliqué sur une charge dynamique polluante. Ainsi, on a présenté la cascade suivante : un redresseur de tension triphasé à thyristors ($\alpha=\pi/6$)- onduleur triphasé à trois niveaux - machine asynchrone triphasée.

On a montré en particulier :

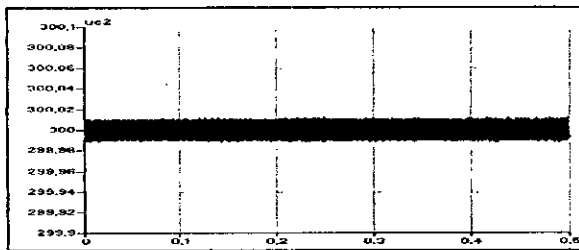
- L'efficacité du pont de *Clamping* pour l'équilibrage des tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux de la cascade.
- Les performances du filtre actif parallèle même pour les charges dynamiques polluantes.

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.

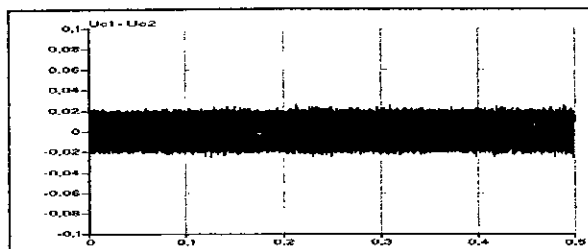




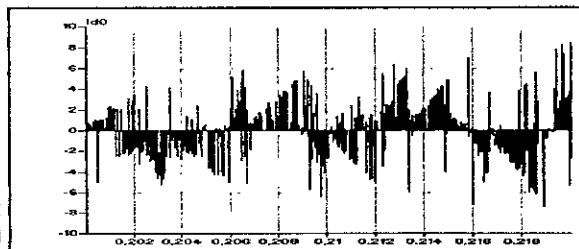
La tension d'entrée U_{C1} du filtre.



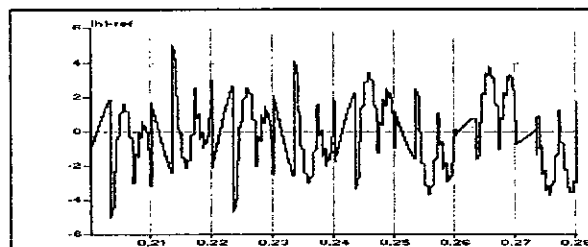
La tension d'entrée U_{C2} du filtre.



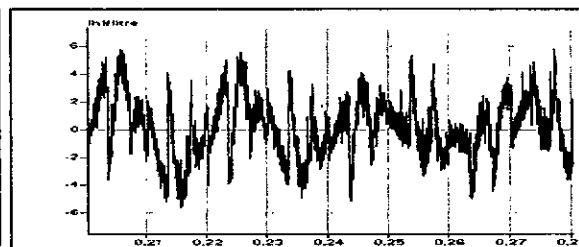
La différence $U_{C1} - U_{C2}$.



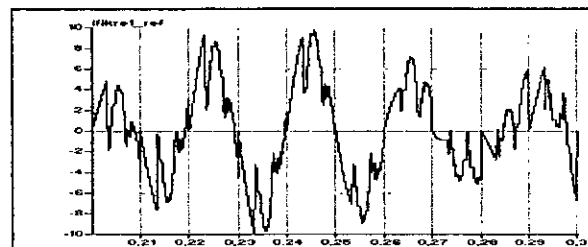
Le courant d'entrée i_{d0} du filtre.



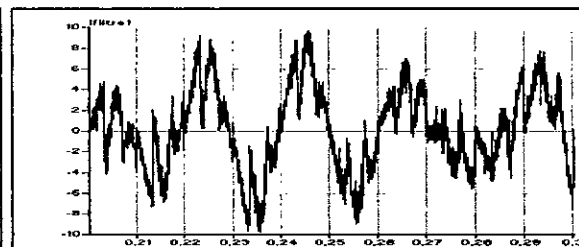
Le courant harmonique de référence.



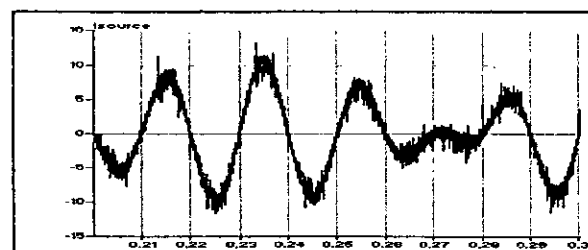
Le courant harmonique réel.



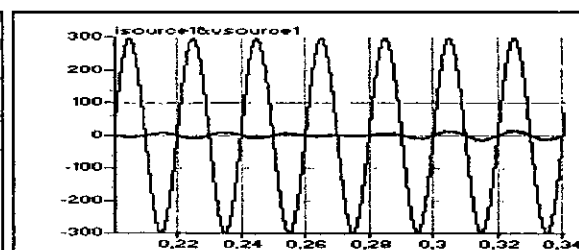
Le courant de référence du filtre.



Le courant réel du filtre.

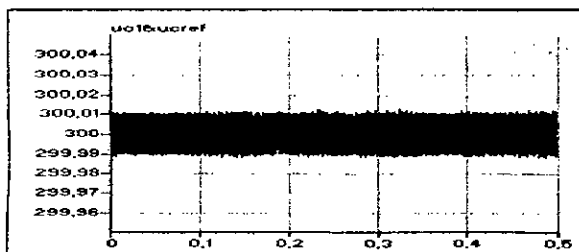


Le courant réel de la source.

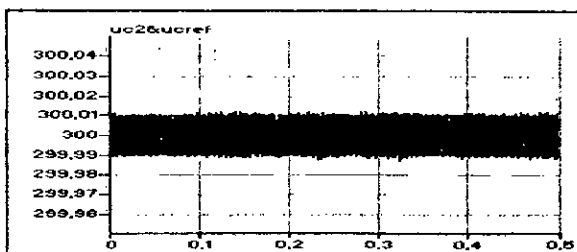


Le courant et la tension de la phase 1 de la source.

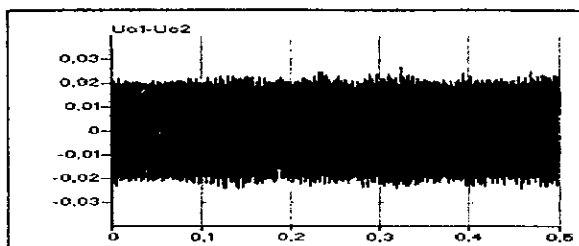
Fig.V.8.a. Les grandeurs simulées pour la commande triangulo sinusoïdale à du filtre actif dans le cas de la cascade (Méthode (2)) (réglage par mode glissant).



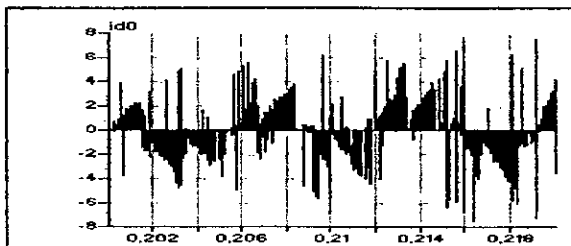
La tension d'entrée U_{C1} du filtre.



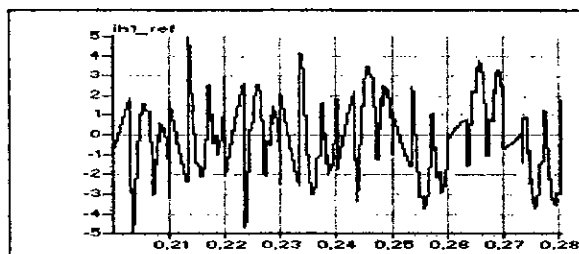
La tension d'entrée U_{C2} du filtre.



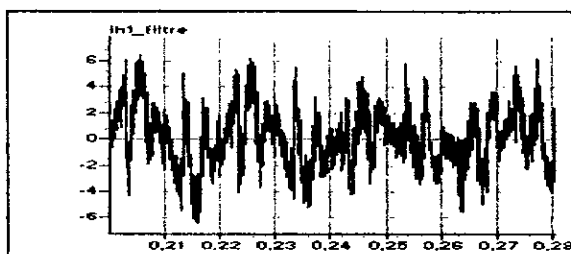
La différence $U_{C1} - U_{C2}$.



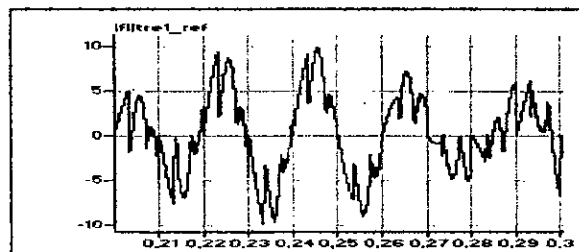
Le courant d'entrée i_{d0} du filtre.



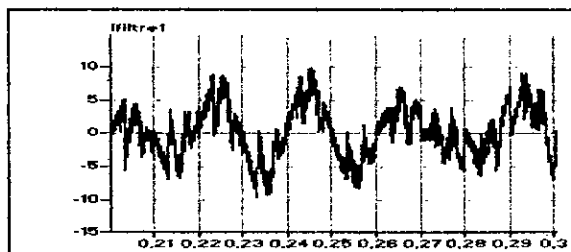
Le courant harmonique de référence.



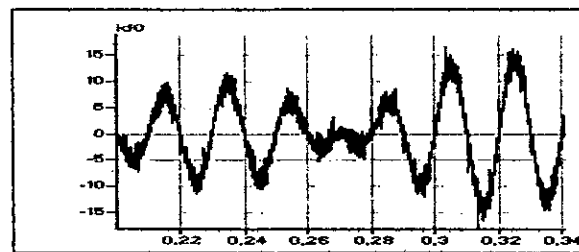
Le courant harmonique réel.



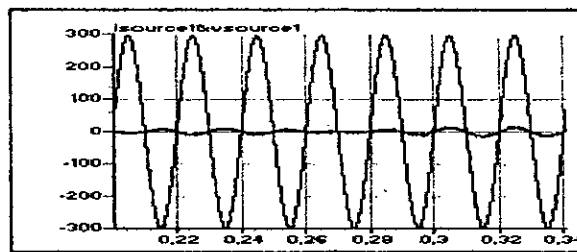
Le courant de référence du filtre.



Le courant réel du filtre.

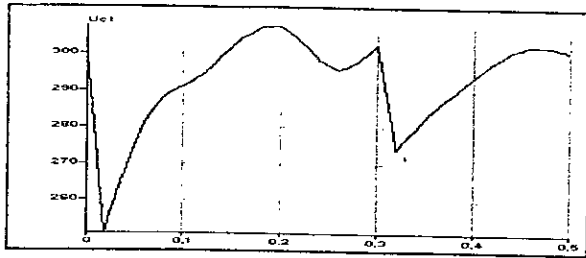


Le courant réel de la source.

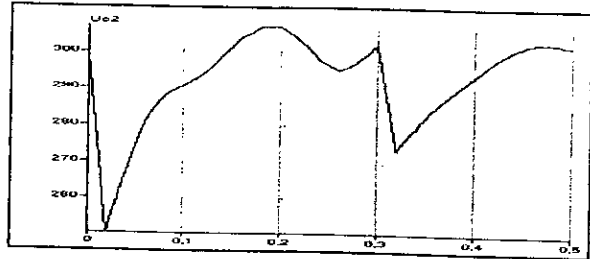


Le courant et la tension de la phase 1 de la source.

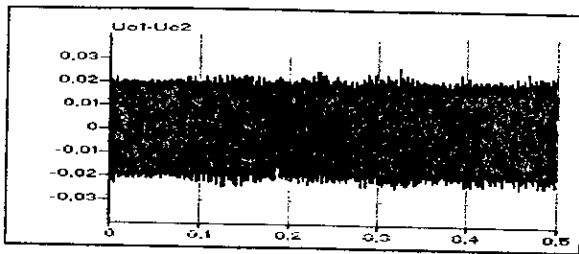
Fig. V.8.b. Les grandeurs simulées pour la commande triangulo sinusoïdale à du filtre actif dans le cas de la cascade (Méthode (2)) (réglage par la théorie de Lyapunov).



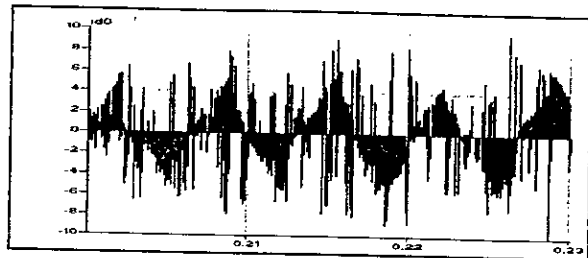
La tension d'entrée U_{C1} du filtre.



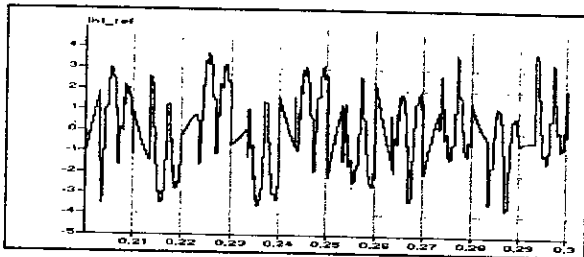
La tension d'entrée U_{C2} du filtre.



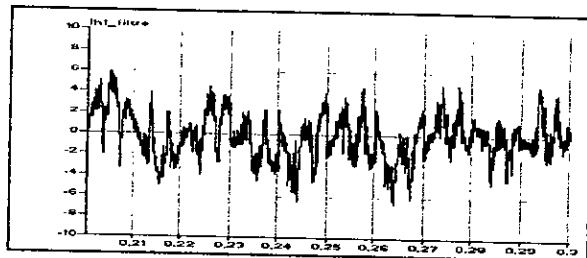
La différence $U_{C1} - U_{C2}$.



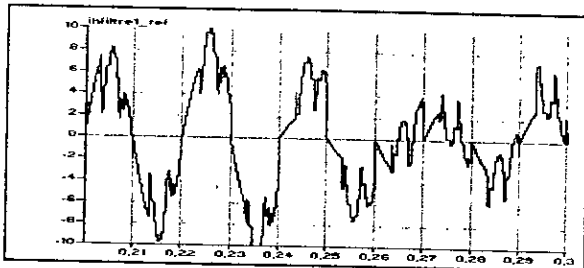
Le courant d'entrée i_{d0} du filtre.



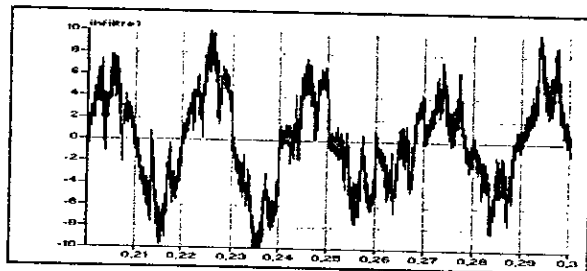
Le courant harmonique de référence.



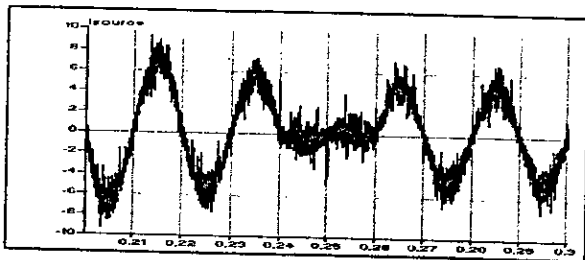
Le courant harmonique réel.



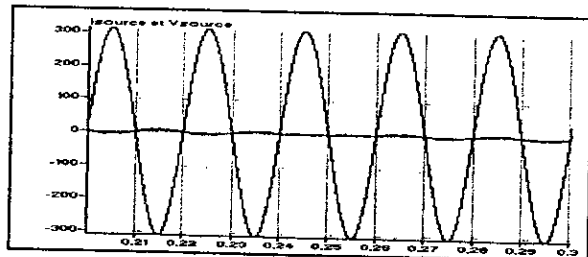
Le courant de référence du filtre.



Le courant réel du filtre.

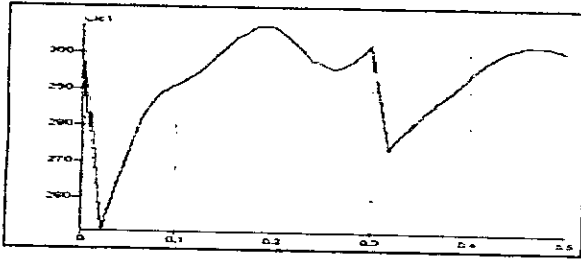


Le courant réel de la source.

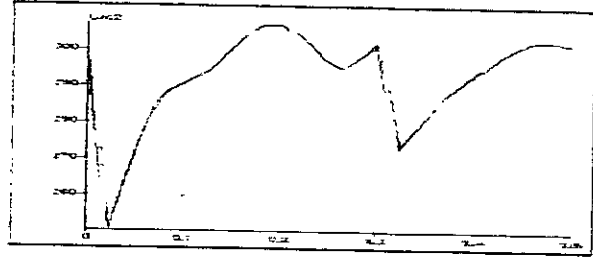


Le courant et la tension de la phase 1 de la source.

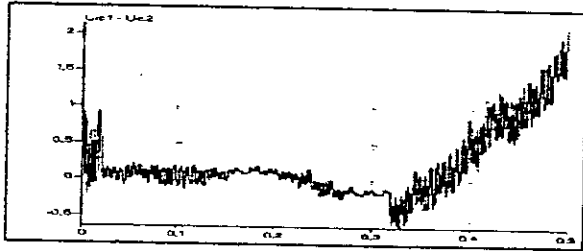
Fig. V.8.c. Les grandeurs simulées pour la commande triangulo sinusoïdale à du filtre actif dans le cas de la cascade (Méthode (3)) (réglage par mode glissant).



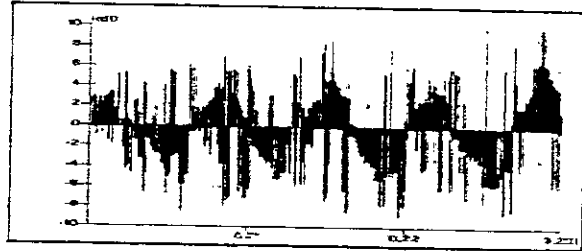
La tension d'entrée U_{C1} du filtre.



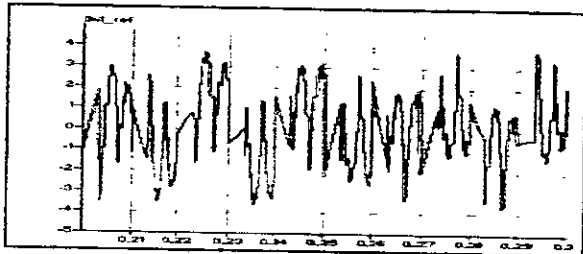
La tension d'entrée U_{C2} du filtre.



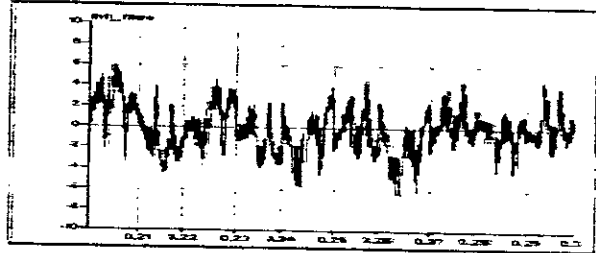
La différence $U_{C1} - U_{C2}$.



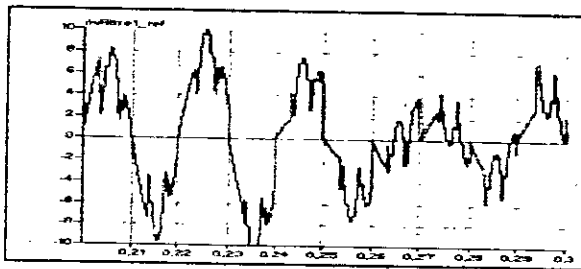
Le courant d'entrée i_D du filtre.



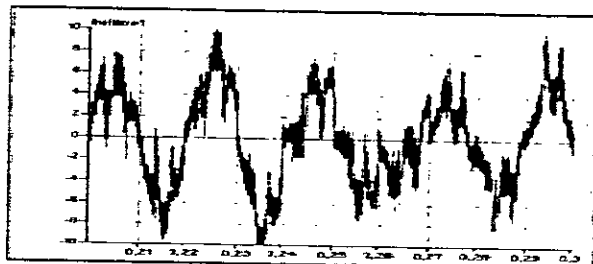
Le courant harmonique de référence.



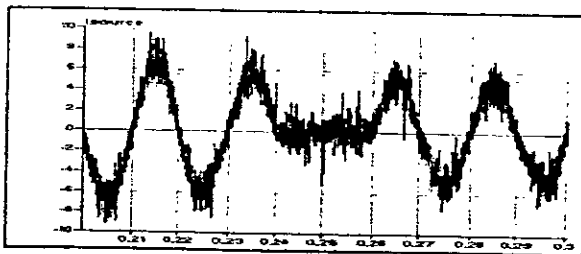
Le courant harmonique réel.



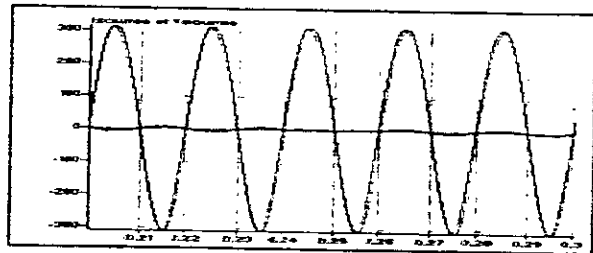
Le courant de référence du filtre.



Le courant réel du filtre.



Le courant réel de la source.



Le courant et la tension de la phase i de la source.

Fig. V.8.d. Les grandeurs simulées pour la commande triangulo sinusoïdale à du filtre actif dans le cas de la cascade (Méthode (3)) (réglage par Lyapunov).

*Conclusion
Générale*

CONCLUSION GENERALE

La consommation de l'énergie électrique est très réponde en courant continu, pour cela les redresseurs sont les plus utilisés.

Mais le besoin croissant induit automatiquement une multiplication de ces équipements, qui, à leurs tours provoquent des perturbations, de plus en plus présentes sur le réseau. Cependant, la pollution des réseaux est d'autant plus importante que le nombre de ces convertisseurs est élevé.

Ces convertisseurs provoquent une dégradation du facteur de puissance du réseau et génèrent des courants très riches en harmoniques.

Une des solutions les plus efficaces pour corriger ces inconvénients est l'utilisation d'un onduleur triphasé ayant pour but, de dépolluer le réseau et de compenser l'énergie réactive, ce qui nous permet d'avoir un réseau plus stable avec un facteur de puissance unitaire.

Dans cette étude, nous avons appliqué des algorithmes de commande non linéaires sur l'onduleur triphasé. Nous avons présenté le modèle de connaissance et celui de commande de cet onduleur, qui nous sert de filtre actif, dans le premier chapitre.

Dans le deuxième chapitre, nous avons évoqué les principes du filtrage parallèle sans et avec compensation d'énergie réactive, ainsi que l'asservissement des tensions d'entrée de l'onduleur.

Dans le troisième chapitre, nous avons appliqué la commande par modes de glissement pour réguler les courants, et nous avons testé les performances de ce filtre a dépolluer le réseau, dans le cas d'une charge constitué d'un redresseur à diodes et un autre à thyristors débitant sur une charge RL, ce qui nous a donné des résultats satisfaisants.

Dans le quatrième chapitre, nous avons appliqué une autre commande non linéaire, qui est la méthode directe de Lyapunov, sur ce filtre en gardant la charge utilisée précédemment et qui nous a donné de très bons résultats

Dans le dernier chapitre, nous avons appliqué les algorithmes du filtrage et de la compensation d'énergie ainsi que l'asservissement des tensions d'entrée, dans le cas des deux commandes vues précédemment. sur une charge dynamique très polluante constituée d'une cascade redresseur de tension triphasé à thyristors – onduleur triphasé à trois niveaux – machine asynchrone triphasé. Ce qui nous a donné des résultats très encourageants.

Comme perspectives, on propose :

- L'application de nouvelles méthodes de réglage de la différence ($U_{c1}-U_{c2}$) avec pont de Clamping telles que la commande par logique floue, la commande adaptative,
- L'application d'autres commandes non linéaires pour la régulation des courants du filtre.
- Etude du filtrage série utilisant l'onduleur 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 filters 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 à 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.

[Y.Abdelli 99]

Y.Abdelli, M.I.Krouma « Filtrage Actif parallèle à trois niveaux principe, réglage et stabilisation » E.N.P. , P.F.E. , juin 99.

[Becherif 99]

M.B. Becherif, A.Henni « Commande linéaire et Non linéaire des tensions d'entrée d'un onduleur triphasé à trois niveaux » E.N.P. , P.F.E. , juin 99.

[Belazzoug 97]

M.Belazzoug, K.Sebaa ,E.M.Berkouk : « Commandes des redresseurs multiniveaux 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.

[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.

[Filipov 79]

A. F. Filipov « Differential equations with second members discontinuous on intersecting surface », Differential'nye Uravneiyya, Vol 15, N° 10, pp. 1814-1832, 1979

[Slotine 84]

JJ. Slotine « sliding controller design for non-linear systems », Int. J. Contr, Vol. 43, N° 2, 1984, pp. 421-434

[Utkin 77] V .I Utkin « variable structure systems with sliding modes », IEEE Trans Automat. Contr. , Vol Ac-22 pp. 212-222, 1977.

[Slotine 91] JJ. Slotine, W. Li, « applied nonlinear control », Englewood Cliffs, Nj : Prentice hall, 1991.

[khalil 96] S. Khalil, « Non linear control systems », Printice hall, 1996

[Buhler 86] H. Bühler, réglage par mode de glissement » presses polytech. Rommandes, 1986

[Gayed 96] A. Gayed, « commande vectorielle par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents », Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 1996.

[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.

[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

[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.

[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**.

[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**.

مُلخَص

في هذا العمل نقوم بدراسة و ضبط مُمَوَّج بثلاث مُستويات يُستعمل كمرشّح. خوارزميات التحكم المقترحة تسمح للشبكة بالحصول على تيار جيني على التوافق مع التوتير كما تسمح للمرشّح بإبقاء توتري المدخل متوازنين و مُستقرين. **كلمات مفتاحية :**

ترشيح نشيط - تعويض الطاقة الإرتكاسية - ضبط توترات المدخل - نموذج منزلق - ليابونوف - حلقة التيار - حلقة التوتير.

Résumé

Ce travail décrit la conception et la commande d'onduleur à trois niveaux utilisé autant que filtre.

Les algorithmes d'asservissements proposés permettent au réseau d'avoir un courant sinusoïdal en phase avec sa tension et au filtre de garder ces deux tensions d'entrée équilibrées et stables.

Mots clés :

Filtrage actif - Compensation d'énergie réactive - Asservissement des tensions d'entrée - Modes glissants - Lyapunov - Boucle de courants - Boucle de tensions.

Abstract

This work describes the conception and the control of a three level converter used as filter.

Control algorithms proposed allow network current to be sinusoidal with unit power factor from network side then guards filter input voltage equilibrated and stable.

Keywords :

Active filtering - Reactive power compensation - Voltage enslave - Sliding modes - Lyapunov - Current loop - Voltage loop.