

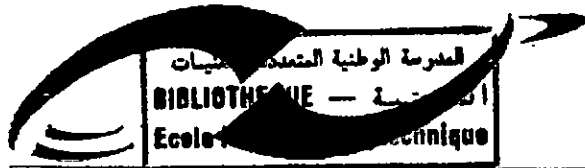
4/98

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

الدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
École Nationale Polytechnique

الدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
École Nationale Polytechnique
D.E.R de Génie Électrique et Informatique
Département d'Électrotechnique



الدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
École Nationale Polytechnique

Projet de fin d'études
Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état
en Électrotechnique

Thème

Onduleur à Trois Niveaux
utilisé en
Filtrage Actif Parallèle

Étudié par :

AMEURI Raouf Moundhir
LAROUCI Chérif

Proposé et dirigé par :

Dr: E.M.BERKOUK

Promotion : juin 98

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



RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
École Nationale Polytechnique
Ecole Nationale Polytechnique

D.E.R de Génie Électrique et Informatique
Département d'Électrotechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Projet de fin d'études
Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état
en Électrotechnique

Thème

Onduleur à Trois Niveaux
utilisé en
Filtrage Actif Parallèle

Étudié par :

AMEURI Raouf Moundhir
LAROUCI Chérif

Proposé et dirigé par :

Dr: E.M.BERKOUK

Promotion : juin 98

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

REMERCIEMENTS



A travers ce mémoire, nous adressons nos sincères remerciements à Monsieur Le *Dr BERKOUK EL Madjid* notre promoteur, pour son aide et ses conseils précieux tout au long de ce travail.

Nous remercions également tout le personnel : enseignants, étudiants et travailleurs de *l'école nationale polytechnique* et en particulier ceux du département *Génie Électrique* pour leur grande disponibilité.

Nous tenons aussi à remercier tout ce qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce mémoire et à leur tête nos chères familles.

Ragouf et chérif

Je tiens à remercier infiniment mon binôme et ses chers parents et frères qui m'ont considéré comme un membre de leur merveilleuse famille. Que Dieu la protège.

chérif

Dédicaces



A ma mère, à ma mère, à ma mère.

A mon père.

A mes frères et sœurs.

A mon binôme.

A toute ma grande famille.

A mes amis d'Alger et d'Ain-Bessem.

A tous ceux qui me sont chers.

A mon pays l'Algérie.

et à toi.

Je dédie ce modeste travail.

Chérif

Dédicaces

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

A ma Mère.

A ma Mère.

A ma Mère.

A mon Père.

A toute ma famille.

A mon binôme.

A tous mes Amis.

et à Toi.

Je dédie ce travail.

Raouf

Sommaire



Introduction Générale.....	2
Chapitre I : Modèle de connaissance et de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux	
Introduction.....	6
I.1 Modélisation du fonctionnement des onduleurs triphasés à trois niveaux.....	6
I.1.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux.....	6
I.1.2 Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....	8
I.1.2.1 Différentes configuration d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....	9
I.1.2.2 Réseau de Petri d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....	11
I.2 Modélisation des onduleurs triphasés à trois niveaux.....	12
I.3 Modèle de connaissance.....	13
I.3.1 Fonction de connexion.....	13
I.3.2 Fonction de commutation.....	14
I.3.3 La fonction génératrice.....	14
I.3.4 Commandabilité des convertisseurs statiques.....	14
I.4 Fonction génératrice et modèle de commande.....	21
Conclusion.....	24
Chapitre II : Stratégies de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux	
Introduction.....	26
II.1 Commande par hystérésis en courant - algorithme 1.....	26
II.1.1 Principe.....	26
II.1.2 Simulation et interprétation des résultats.....	28
II.2 Commande par hystérésis en courant - algorithme 2.....	29
II.2.1 Simulation et interprétation des résultats.....	29
II.2.2 Comparaison entre les deux algorithmes.....	31
II.3 Commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel à une seule porteuse.....	32
II.3.1 Simulation et interprétation des résultats.....	33
II.4 Commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel à deux porteuses.....	38
II.4.1 Simulation et interprétation des résultats.....	39
Conclusion.....	44
Chapitre III : Filtrage actif parallèle	
Introduction.....	46
III.1 Influence des harmoniques sur le réseau.....	46
III.1.1 Déformation de la tension du réseau.....	46
III.1.2 Réglementation des perturbations.....	48
III.1.3 Influence des harmoniques sur le facteur de puissance.....	48
III.2 Principe du filtrage actif parallèle.....	50
III.3 Structure du filtre actif triphasé à trois niveaux.....	52

III.4	Commande du filtre actif triphasé à trois niveaux.....	53
III.4.1	<i>Compensation des courants harmoniques sans compensation d'énergie réactive</i>	53
III.4.2	<i>Compensation des courants harmoniques avec compensation d'énergie réactive</i>	53
III.5	Asservissement des courants du filtre actif triphasé à trois niveaux.....	54
III.5.1	<i>Partie processus</i>	55
III.5.2	<i>Partie commande</i>	55
III.5.2.1	Commande éloignée.....	55
III.5.2.2	Commande rapprochée.....	55
III.6	Dimensionnement du correcteur PI.....	56
III.7	Les stratégies de commande.....	57
III.7.1	<i>Commande par hystérésis en courant</i>	57
III.7.1.1	Commande par hystérésis en courant - algorithme 1.....	57
III.7.1.2	Commande par hystérésis en courant - algorithme 2.....	58
III.7.1.3	Résultats de simulation.....	58
III.7.2	<i>La commande triangulo-sinusoidale</i>	58
III.7.2.1	Commande triangulo-sinusoidale à une porteuse.....	59
III.7.2.2	Commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses.....	59
III.7.2.3	Résultats de simulation.....	59
	Conclusion.....	67

Chapitre IV : Application du filtrage actif à la charge non linéaire

	Introduction.....	69
IV.1	Modélisation des redresseurs triphasés.....	69
IV.1.1	<i>Modélisation du pont redresseur triphasé à diodes</i>	69
IV.1.2	<i>Modélisation du pont redresseur triphasé à thyristors</i>	72
IV.2	Identification des courants harmoniques de référence.....	73
IV.2.1	<i>Détermination des courants harmoniques de référence en utilisant un filtre passif passe-bas</i>	73
IV.2.2	<i>Dimensionnement du filtre passif passe-bas</i>	74
IV.3	Résultats de simulation.....	75
IV.3.1	<i>Résultats de simulation par la stratégie de commande à hystérésis</i>	75
IV.3.2	<i>Résultats de simulation par la stratégie de commande triangulo-sinusoidale</i>	76
	Conclusion.....	91

Chapitre V : Application de la méthode directe d'identification au filtrage actif

	Introduction.....	93
V.1	Principe de la méthode directe.....	93
V.2	Validation de la méthode directe.....	98
V.3	Application de la méthode directe au filtrage actif parallèle.....	101
V.4	Résultats de simulation.....	102
V.4.1	Résultats de simulation de la stratégie de commande à hystérésis.....	102
V.4.2	<i>Résultats de simulation de la stratégie de commande triangulo-sinusoidale</i>	103
	Conclusion.....	116

Conclusion générale.....	118
Annexe1	121
Annexe2.....	124
Bibliographie.....	126

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction générale

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

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

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

L'électronique de puissance a apporté une plus grande souplesse d'emploi et des économies d'énergie. Son usage connaît depuis quelques années un grand développement. Ce développement est d'autant plus remarquable que les puissances des convertisseurs progressent elles aussi. Ces accroissements peuvent poser de sérieux problèmes aux distributeurs d'énergie électrique qui voient ces convertisseurs comme des sources polluantes.

Les perturbations provoquées par ces convertisseurs sont bien connues : il s'agit d'une dégradation du facteur de puissance et d'une absorption de courants alternatifs non sinusoïdaux riches en harmoniques. Les incidences sont nombreuses et de conséquences néfastes sur le réseau, car ces perturbations sont 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.

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

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

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

Sur le plan normatif, la norme CEI 1000-3-2 définit les niveaux des courants harmoniques à ne pas dépasser pour les récepteurs de faible puissance. De fait de leur puissance importante, les produits industriels ont été presque exclus du champ d'application

de cette norme. De plus en plus, la notion de qualité suffisante commence à être admise et appliquée par la réalisation de solutions locales au niveau des récepteurs concernés.

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

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

L'objet de ce mémoire est l'utilisation d'un onduleur triphasé à trois niveaux pour le filtrage actif parallèle des courants harmoniques, et la présentation d'une solution efficace à la pollution des réseaux produite par les charges non linéaires.

Ce mémoire comporte cinq chapitres.

Le premier est consacré à la modélisation de l'onduleur triphasé à trois niveaux. On présentera son modèle de connaissance et son modèle de commande. On montrera que les résultats obtenus sont l'extrapolation de ceux de l'onduleur triphasé à deux niveaux et que l'onduleur triphasé à trois niveaux peut être considéré comme la mise en série de deux onduleurs triphasés à deux niveaux.

Le deuxième chapitre porte sur la synthèse des différentes stratégies de commande de ce convertisseur. On étudiera en particulier, deux algorithmes à hystérésis et deux autres associés à la commande triangulo-sinusoidale (à une et deux porteuses). Ces stratégies sont suffisantes pour la commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux fonctionnant en filtre actif dans les chapitres III, IV et V. Pour chaque stratégie, on présentera son principe de commande et ses caractéristiques de réglage.

Dans le troisième chapitre, on entamera l'étude du filtrage actif parallèle utilisant un onduleur triphasé à trois niveaux. Ce type de filtre apporte une solution plus performante et plus souple qui vise à supprimer les inconvénients des filtres passifs, dont l'inconvénient majeur est l'absence d'évolution avec les conditions du réseau. Il permet le développement d'une puissance apparente plus élevée. Ce chapitre sera consacré en premier lieu à l'étude de l'influence des harmoniques sur la déformation de la tension du réseau et la dégradation de facteur de puissance. Par la suite, on expliquera le principe du filtrage actif parallèle. A la fin de ce chapitre, on validera ce principe pour un courant de charge et son fondamental imposé, afin de tester le bon fonctionnement du filtre actif.

Dans le chapitre quatre, on appliquera le filtrage actif pour la dépollution du réseau électrique des courants harmoniques introduits par deux charges non linéaires : le pont redresseur à diodes et le pont redresseur à thyristors. On montrera que la méthode utilisée pour l'extraction du fondamental de courant de charge mène à une allure modifiée des courants harmoniques de référence.

Dans le dernier chapitre, on présentera l'étude analytique et l'élaboration d'une nouvelle méthode d'identification des courants harmoniques basée sur les puissances actives et réactives instantanées. On montrera que cette méthode corrige le problème de décalage entre le courant harmonique de référence réel et le courant harmonique de référence déterminé par cette méthode.

Cette nouvelle méthode apporte une bonne amélioration au fonctionnement des filtres actifs qui trouvent leurs applications dans les différents domaines industriels.

Chapitre I

Modèle de connaissance et de commande de l'onduleur à trois niveaux

Introduction

Les études faites sur l'onduleur, 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 94]. Il est donc possible d'extrapoler les notions utilisées dans l'élaboration des modèles de commande et de connaissance de l'onduleur à deux niveaux à l'onduleur trois niveaux.

Ces études ont montré également les améliorations apportées par les convertisseurs à trois niveaux et en particulier l'onduleur triphasé à trois niveaux sur la qualité du signal de sortie ainsi que sur le taux d'harmonique injecté au réseau [Ben Romdhane 95].

Dans ce chapitre on étudiera l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux. En premier lieu, on présentera son modèle de fonctionnement en utilisant le réseau de Petri correspondant.

En deuxième lieu, on développera le modèle de commande et le modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux. On définira en particulier les notions des fonctions de connexion, de commutation, de conversion et la fonction génératrice.

1.1 Modélisation du fonctionnement des onduleurs triphasés à trois niveaux

Afin d'élaborer un modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux et réduire le nombre de places du réseau de Petri correspondant, on représente chaque paire transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel, et on procède par bras (grâce à la symétrie de l'onduleur triphasé à trois niveaux).

1.1.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux

Il existe plusieurs structures de l'onduleur à trois niveaux analogues à celles de l'onduleur à deux niveaux (monophasé, diphasé, triphasé)[Berkouk 95.1].

La structure que nous allons étudier est celle d'un bras d'onduleur à trois niveaux représentée à la figure (I.1).

Notre étude sera basée sur un onduleur triphasé à trois niveaux alimenté par une source de tension à point milieu supposée idéale (Fig.I.2).

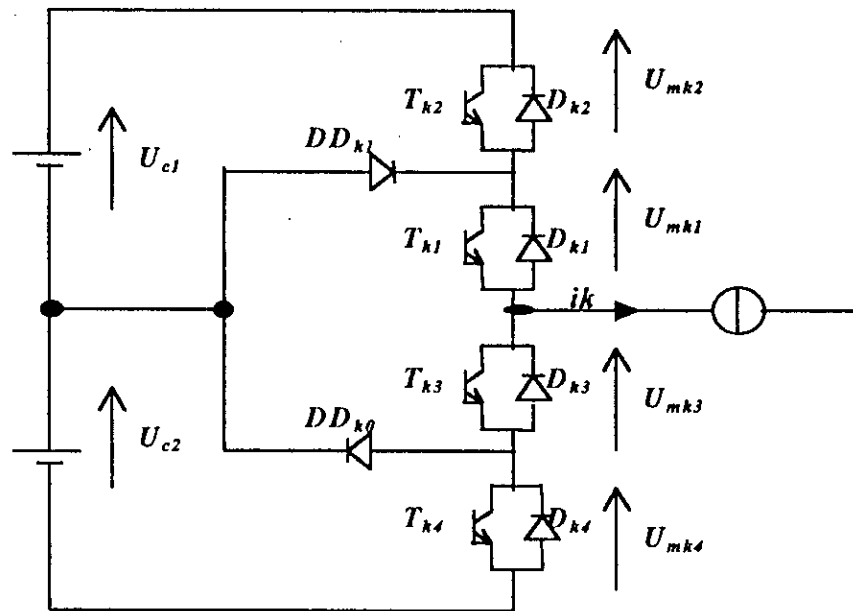


Fig.I.1. Structure d'un bras d'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

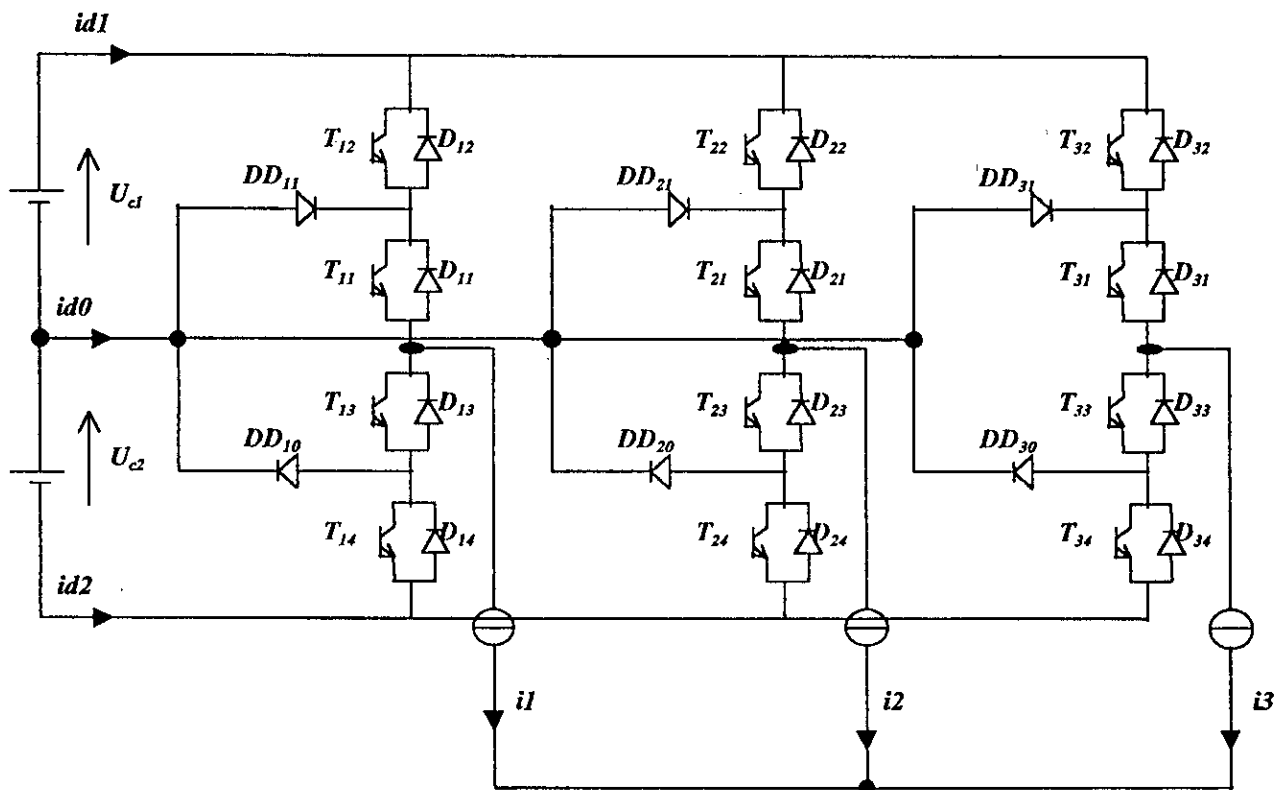


Fig.I.2. L'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

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

La structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux étudiée, présentant un nombre d'interrupteurs supérieur comparé à l'onduleur triphasé à deux niveaux, offre par ce fait un large choix au niveau des configurations fonctionnelles. Ce choix s'accompagne par une complexité dans l'énumération des différentes configurations, et surtout à définir un modèle global les décrivant sans à priori sur la commande [Berkouk 94].

En basant l'étude sur la description d'un bras, avec les différentes configurations possibles, par le biais d'un réseau de Petri correspondant, on peut retrouver facilement par symétrie le modèle global d'un onduleur triphasé à trois niveaux à partir de celui d'un bras.

Dans toute cette étude, nous appellerons interrupteur bidirectionnel, l'interrupteur constitué d'un semi-conducteur bicommandable (T_{ks}) et d'une diode en antiparallèle (D_{ks}) (Fig.I.3).

Cela permet la réduction du nombre de places du réseau de Petri décrivant le fonctionnement d'un bras d'onduleur et par suite de l'onduleur complet.

Remarques :

- On utilise souvent le mot onduleur à trois niveaux au lieu de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux.
- Les tensions U_{c1} et U_{c2} sont deux tensions continues égales dans le cas idéal.
- On utilise le mot transistor mais on sous-entend en réalité tout semi-conducteur totalement commandable.

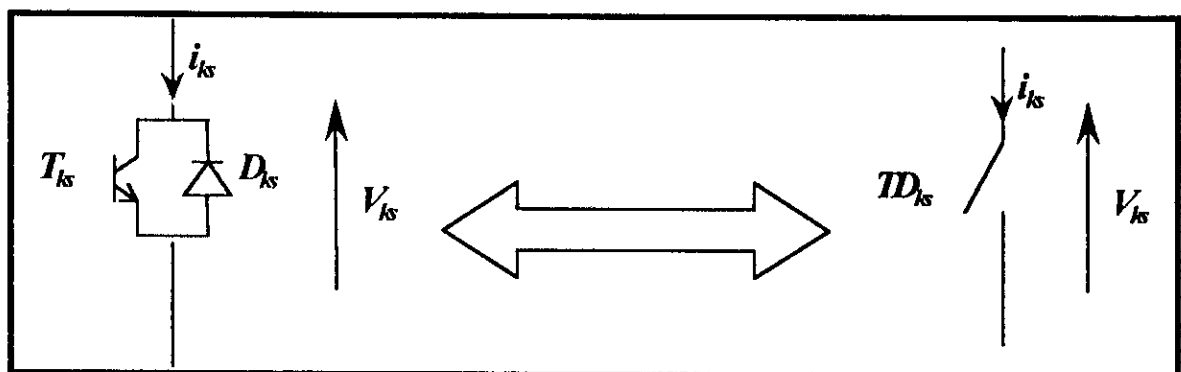


Fig.I.3. Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire Transistor-Diode

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

L'analyse d'un bras d'onduleur à trois niveaux montre cinq configurations possibles. Les différentes configurations possibles sont représentées par la figure (I.4)

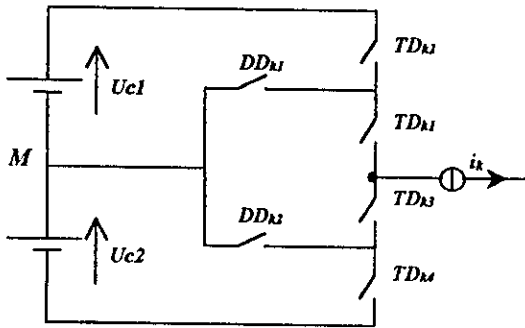
Le tableau (I.1) ci-dessous donne les grandeurs électriques caractérisant chaque configuration.

Remarques :

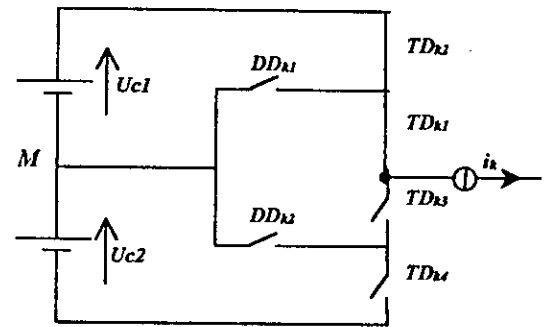
- On veut dire par configuration possible, une configuration physiquement réalisable.
- V_k est le potentiel du nœud k du bras k .
- Le point M est l'origine des potentiels.
- Pour la configuration E_0 , le potentiel V_k dépend de la charge de l'onduleur.

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

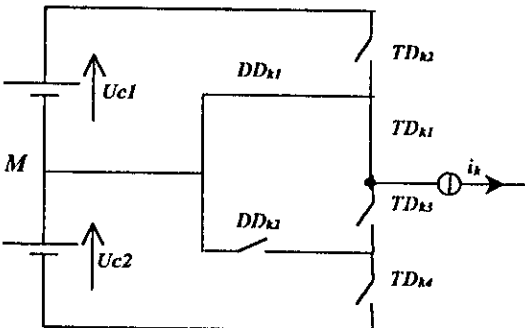
Tableau .I.1. Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible d'un bras k d'onduleur triphasé à trois niveaux.



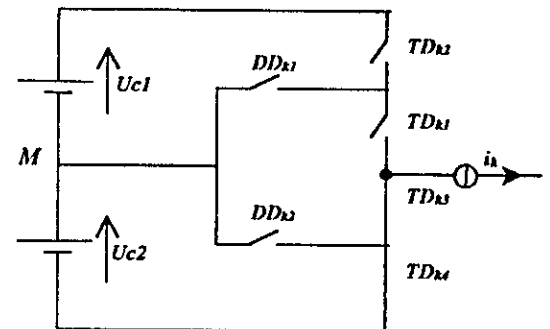
La configuration E0



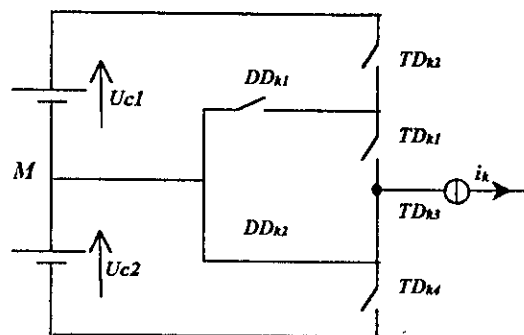
La configuration E1



La configuration E2



La configuration E3



La configuration E4

Fig.I.4 Les cinq configurations possibles d'un bras d'onduleur triphasé à trois niveaux

1.1.2.2 Réseau de Petri d'un bras d'onduleur à trois niveaux

Après avoir déterminé les configurations possibles d'un bras d'onduleur à trois niveaux, on peut déterminer le réseau de Petri correspondant à son fonctionnement décrivant les différentes transitions possibles.

Le réseau de Petri associé au fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux est présenté à la figure (I.5).

L'analyse des conditions de transition entre les différentes configurations déterminées précédemment donnent les réceptivités du réseau de Petri de fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux [Berkouk 95.1] [Berkouk 95.2].

La variable R_{mn} représente la réceptivité de transition de la configuration E_m à la configuration E_n . Ces différentes réceptivités sont données ci dessous :

$$R_{01} = [B_{k1} \& (U_{mk1} > 0) \& B_{k2} \& (U_{mk2} > 0)] + [(U_{mk1} < 0) \& (U_{mk2} < 0)]$$

$$R_{02} = [(U_{mk1} > 0) \& B_{k1}] \& [\overline{B_{k2}} + (U_{mk2} < 0)]$$

$$R_{03} = [(U_{mk3} > 0 \& B_{k3} \& (U_{mk4} > 0) \& B_{k4}] + [(U_{mk3} < 0) \& (U_{mk4} < 0)]$$

$$R_{04} = (U_{mk3} > 0) \& B_{k3} \& [\overline{B_{k4}} + (U_{mk4} < 0)]$$

$$R_{10} = (i_{k1} = 0)$$

$$R_{12} = \overline{B_{k2}} \& B_{k1} \& (i_k > 0)$$

$$R_{13} = [\overline{B_{k1}} \& (i_k > 0)] + [B_{k3} \& B_{k4} \& (i_k < 0)]$$

$$R_{14} = \overline{B_{k4}} \& B_{k3} \& (i_k < 0)$$

$$R_{20} = (i_k > 0 \downarrow) \& \overline{B_{k3}} \& [\overline{B_{k2}} + \overline{B_{k1}}].$$

$$R_{21} = B_{k1} \& B_{k2} \& (i_k > 0)$$

$$R_{23} = \overline{B_{k1}} \& (i_k > 0)$$

$$R_{30} = (i_k = 0)$$

$$R_{31} = [\overline{B_{k3}} \& (i_k < 0)] + [B_{k1} \& B_{k2} \& (i_k > 0)]$$

$$R_{32} = [B_{k1} \& \overline{B_{k2}} \& (i_k > 0)]$$

$$R_{34} = [B_{k3} \& \overline{B_{k4}} \& (i_k < 0)]$$

$$R_{40} = (i_k = 0 \uparrow) \& \overline{B_{k1}} \& [\overline{B_{k3}} + \overline{B_{k4}}]$$

$$R_{41} = \overline{B_{k3}} \& (i_k < 0)$$

$$R_{43} = B_{k3} \& B_{k4} \& (i_k < 0)$$

Remarque :

Les réceptivités R_{24} et R_{42} n'existent pas car pour que le courant change de signe, il faut qu'il s'annule d'abord.

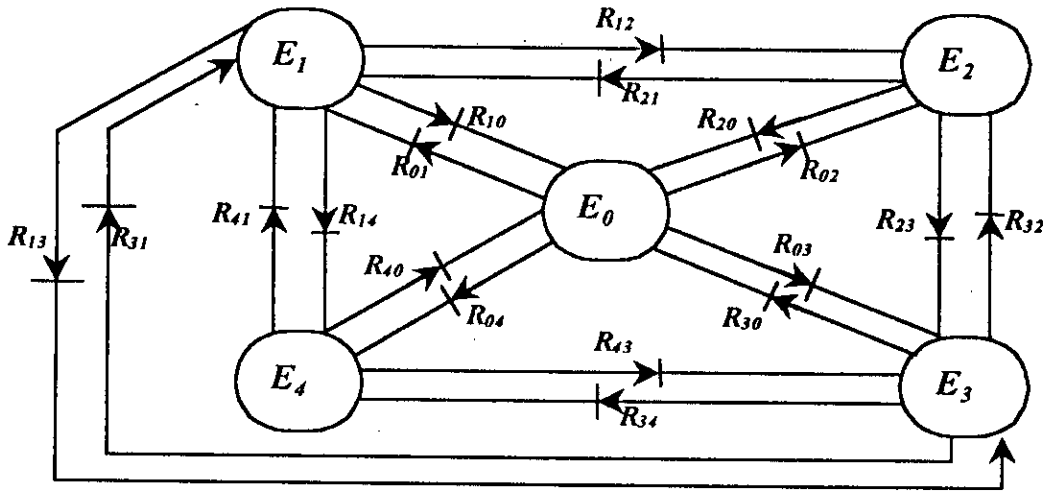


Fig.I.5. Réseau de Petri de fonctionnement d'un bras d'onduleur

I.2 Modélisation des onduleurs triphasés à trois niveaux :

Le modèle de l'onduleur triphasé à trois niveaux est déduit de celui de ses bras en utilisant selon l'algorithme de la figure(I.6).

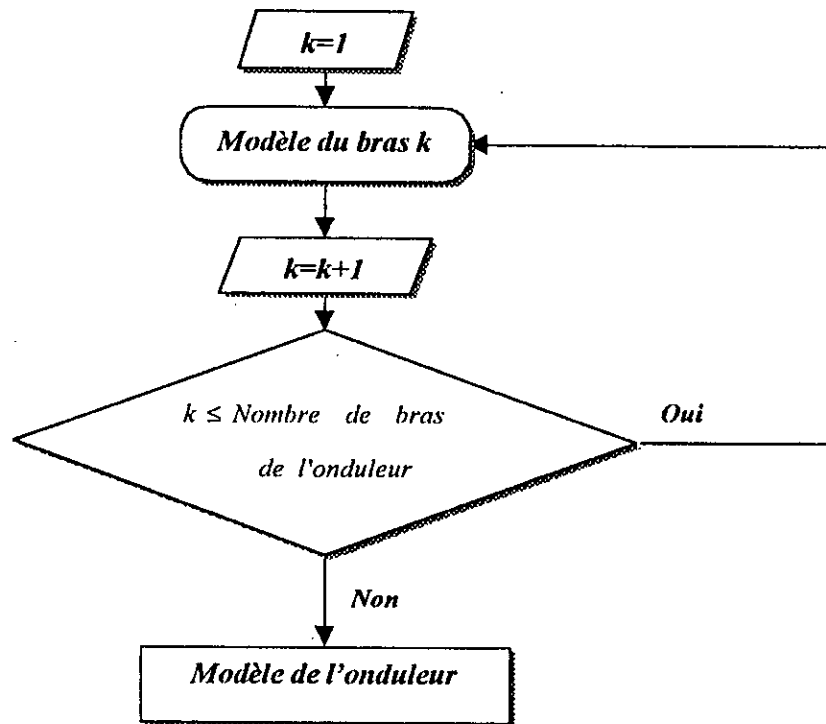


Fig.I.6. Algorithme de détermination du modèle global d'un onduleur à partir de ses bras.

On aura donc :

$(\text{Place-bras}[1] \neq E_0) \& (\text{Place-bras}[2] \neq E_0) \& (\text{Place-bras}[3] \neq E_0) \Rightarrow \text{modele}=3$
 $(\text{Place-bras}[1] = E_0) \& (\text{Place-bras}[2] \neq E_0) \& (\text{Place-bras}[3] \neq E_0) \Rightarrow \text{modele}=1, \text{bras-ouvert}=1.$

$(\text{Place-bras}[1] \neq E_0) \& (\text{Place-bras}[2] = E_0) \& (\text{Place-bras}[3] \neq E_0) \Rightarrow \text{modele}=1, \text{bras-ouvert}=2.$

$(\text{Place-bras}[1] \neq E_0) \& (\text{Place-bras}[2] \neq E_0) \& (\text{Place-bras}[3] = E_0) \Rightarrow \text{modele}=1, \text{bras-ouvert}=3.$

Pour les autres cas, on a $\text{modele}=0$ et $\text{bras-ouvert}=1, 2$ et 3 .

Remarques :

- Place-bras est un vecteur indiquant pour chaque bras la place validée de son réseau de Petri.
- Modele est une variable qui indique le type d'alimentation de la charge ($\text{modele}=0$: charge déconnectée, $\text{modele}=1$: alimentation monophasée, $\text{modele}=3$: alimentation triphasée).

1.3 Modèle de connaissance

Le modèle de connaissance est bien adapté à la simulation donc à la validation des différentes stratégies de commande. Il est différent du modèle de commande dans le sens où celui ci permet de générer des algorithmes de commande [Plateaux 94].

Pour passer du modèle de connaissance au modèle de commande, on utilise la notion fonction. [Berkouk 95.1].

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

1.3.1 fonction de connexion

La fonction de connexion est liée à chaque interrupteur d'un bras d'onduleur et décrit son état ouvert ou fermé. Elle vaut 1 si l'interrupteur est fermé, et 0 s'il est ouvert.

Du fait que l'onduleur triphasé à trois niveaux est équivalent à la mise en série de deux onduleurs à deux niveaux [Berkouk 94], on définit une fonction de connexion de demi-bras, notée I_{km}^b à partir des fonctions de connexion des interrupteurs (k désigne le bras, et m le demi-bras du haut ou du bas).

1.3.2 fonction de commutation

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

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

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

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

1.3.3 La fonction génératrice :

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

1.3.3.1 La fonction génératrice de connexion et de commutation :

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

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

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

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

1.3.4 Commandabilité des convertisseurs statiques

Un convertisseur est dit en mode commandable si les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe et par suite une conduction continue de ce convertisseur [Berkouk 95.1].

Pour l'onduleur à trois niveaux, cette condition de Commandabilité implique que les transitions entre les configurations ne dépendent plus des commandes internes (grandeurs électriques), mais uniquement des commandes des transistors (commande externe). Nous supposons par la suite que cette condition est toujours vérifiée.

La structure d'un bras de l'onduleur à trois niveaux est représentée par la figure (I.1) Pour un onduleur en mode commandable, on définit la commande complémentaire suivante :

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

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

Remarque:

On montre dans l'*annexe 1* que cette commande complémentaire choisie est la seule qui rend le système totalement commandable à trois niveaux.

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

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

En mode commandable, le réseau de Petri de l'onduleur se réduit à la figure (I.7) ci dessous.

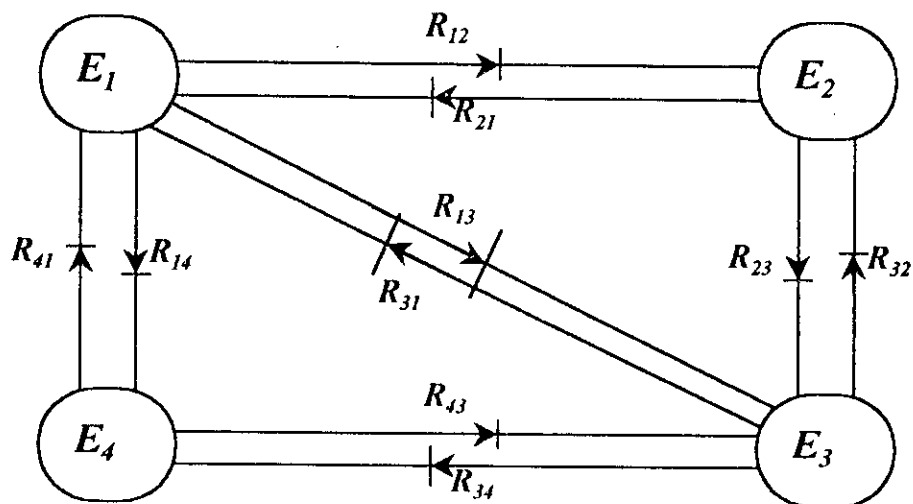


Fig.I.7. Modèle d'un bras d'onduleur triphasé à trois niveaux en mode commandable

Avec la commande complémentaire ainsi définie on distingue deux cellules de commutation type tripôles : cellule 1 (T_{k1}, T_{k4}) et cellule 2 formé par la paire (T_{k2}, T_{k3}).

A partir de la définition précédente, on déduit les relations entre les fonctions de commutation et les fonctions de connexion données par le système (I.6).

$$\begin{cases} F_{k1}(t) = \frac{1}{2} \left[1 + F_k^1(t) \right] \\ F_{k2}(t) = \frac{1}{2} \left[1 + F_k^2(t) \right] \end{cases} \quad \begin{cases} F_{k4}(t) = \frac{1}{2} \left[1 + F_k^1\left(t - \frac{T}{2}\right) \right] \\ F_{k3}(t) = \frac{1}{2} \left[1 + F_k^2\left(t - \frac{T}{2}\right) \right] \end{cases} \quad (\text{I.6})$$

Où T est la période de fonctionnement de la cellule.

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

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

$$\text{d'où} \quad \begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \\ F_{k0}^b = F_{k3} \cdot F_{k4} \end{cases} \quad (\text{I.7})$$

Le système d'équation (I.7) montre que la fonction de connexion du demi-bras F_{km}^b est égale à 1 dans le cas où les deux interrupteurs associés sont fermés simultanément, et nulle dans les autres cas.

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

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{14} \\ F_{12} = 1 - F_{13} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{21} = 1 - F_{24} \\ F_{22} = 1 - F_{23} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{31} = 1 - F_{34} \\ F_{32} = 1 - F_{33} \end{cases} \quad (\text{I.8})$$

Les tensions d'un bras de l'onduleur par rapport au point milieu M de la source d'entrée sont données par :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot U_{c1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot U_{c2} \\ V_{BM} = F_{21} \cdot F_{22} \cdot U_{c1} - F_{23} \cdot F_{24} \cdot U_{c2} \\ V_{CM} = F_{31} \cdot F_{32} \cdot U_{c1} - F_{33} \cdot F_{34} \cdot U_{c2} \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

En supposant que $U_{c1} = U_{c2} = U_c$, le système (I.9) devient:

$$\begin{cases} V_{AM} = (F_{11}.F_{12} - F_{13}.F_{14}).U_c \\ V_{BM} = (F_{21}.F_{22} - F_{23}.F_{24}).U_c \\ V_{CM} = (F_{31}.F_{32} - F_{33}.F_{34}).U_c \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi-bras définies dans le système (I.7), on aura :

$$\begin{cases} V_{AM} = (F_{11}^b - F_{10}^b).U_c \\ V_{BM} = (F_{21}^b - F_{20}^b).U_c \\ V_{CM} = (F_{31}^b - F_{30}^b).U_c \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

On constate que le système est analogue à celui de l'onduleur à deux niveaux en utilisant des fonctions de connexion des interrupteurs [Berkouk 94] [Berkouk 95.1].

On remarque que l'onduleur à trois niveaux est la mise en serie de deux onduleurs à deux niveaux. L'un représente le demi-bras du haut et l'autre le demi-bras du bas.

Les tensions composées en fonction des fonctions de connexion des interrupteurs sont données par le système (I.9) ci-dessous :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} = (F_{11}.F_{12} - F_{21}.F_{22}).U_{c1} - (F_{13}.F_{14} - F_{23}.F_{24}).U_{c2} \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} = (F_{21}.F_{22} - F_{31}.F_{32}).U_{c1} - (F_{23}.F_{24} - F_{33}.F_{34}).U_{c2} \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} = (F_{31}.F_{32} - F_{11}.F_{12}).U_{c1} - (F_{33}.F_{34} - F_{13}.F_{14}).U_{c2} \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

Si $U_{c1} = U_{c2} = U_c$, on aura alors :

$$\begin{cases} U_{AB} = [(F_{11}.F_{12} - F_{21}.F_{22}) - (F_{13}.F_{14} - F_{23}.F_{24})].U_c \\ U_{BC} = [(F_{21}.F_{22} - F_{31}.F_{32}) - (F_{23}.F_{24} - F_{33}.F_{34})].U_c \\ U_{CA} = [(F_{31}.F_{32} - F_{11}.F_{12}) - (F_{33}.F_{34} - F_{13}.F_{14})].U_c \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

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

$$\begin{pmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} \right\} \quad (\text{I.14})$$

Dans le cas où $U_{C1}=U_{C2}=U_c$ on a :

$$\begin{pmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} U_c \quad (I.15)$$

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

$$\begin{cases} V_A = (U_{AB} - U_{CA})/3 \\ V_B = (U_{BC} - U_{AB})/3 \\ V_C = (U_{CA} - U_{BC})/3 \end{cases} \quad (I.16)$$

On trouve alors :

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} U_c \quad (I.17)$$

Les courants d'entrée i_{d1} et i_{d2} en fonction des courants de charge i_1, i_2 et i_3 sont données par le système (I.18) ci-dessous :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot i_1 + F_{21} \cdot F_{22} \cdot i_2 + F_{31} \cdot F_{32} \cdot i_3 \\ i_{d2} = F_{13} \cdot F_{14} \cdot i_1 + F_{23} \cdot F_{24} \cdot i_2 + F_{33} \cdot F_{34} \cdot i_3 \end{cases} \quad (I.18)$$

En remplaçant par les fonctions de connexion des demi-bras on trouve :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b \cdot i_1 + F_{21}^b \cdot i_2 + F_{31}^b \cdot i_3 \\ i_{d2} = F_{10}^b \cdot i_1 + F_{20}^b \cdot i_2 + F_{30}^b \cdot i_3 \end{cases} \quad (I.19)$$

On remarque aussi que cette relation est analogue à celle de l'onduleur à deux niveaux en fonction des fonctions de connexion des interrupteurs de telle façon que le courant i_{d1} est équivalent au courant d'entrée de l'onduleur à deux niveaux du haut et i_{d2} à celui du bas.

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

$$i_{d0} = i_1 + i_2 + i_3 - i_{d1} - i_{d2} \quad (I.20)$$

En utilisant les relations (I.19) on trouve :

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

On prend comme vecteur des grandeurs d'états le vecteur $[U_{C1} \ U_{C2} \ i_1 \ i_2 \ i_3]^t$ et le vecteur des entrées internes $[V_A \ V_B \ V_C \ i_{d1} \ i_{d2} \ i_{d0}]^t$ ou bien $[U_{AB} \ U_{BC} \ U_{CA} \ i_{d1} \ i_{d2} \ i_{d0}]^t$.

On définit les relations de conversion simples comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

Avec :

$$N(t) = \begin{bmatrix} \left(\frac{2F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b}{3} \right) & \left(\frac{2F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b}{3} \right) & 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{-F_{11}^b + 2F_{21}^b - F_{31}^b}{3} \right) & \left(\frac{-F_{10}^b + 2F_{20}^b - F_{30}^b}{3} \right) & 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{-F_{11}^b - F_{21}^b + 2F_{31}^b}{3} \right) & \left(\frac{-F_{10}^b - F_{20}^b + 2F_{30}^b}{3} \right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1-F_{11}^b - F_{10}^b) & (1-F_{21}^b - F_{20}^b) & (1-F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

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

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

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \tag{I.24}$$

Avec :

$$M(t) = \begin{bmatrix} \begin{pmatrix} F_{11}^b - F_{21}^b \\ F_{21}^b - F_{31}^b \\ F_{31}^b - F_{11}^b \end{pmatrix} & -\begin{pmatrix} F_{10}^b - F_{20}^b \\ F_{20}^b - F_{30}^b \\ F_{30}^b - F_{10}^b \end{pmatrix} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1-F_{11}^b - F_{10}^b) & (1-F_{21}^b - F_{20}^b) & (1-F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \tag{I.25}$$

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

La figure (I.8) montre le modèle de connaissance global d'un onduleur triphasé à trois niveaux, associé à une charge triphasée.

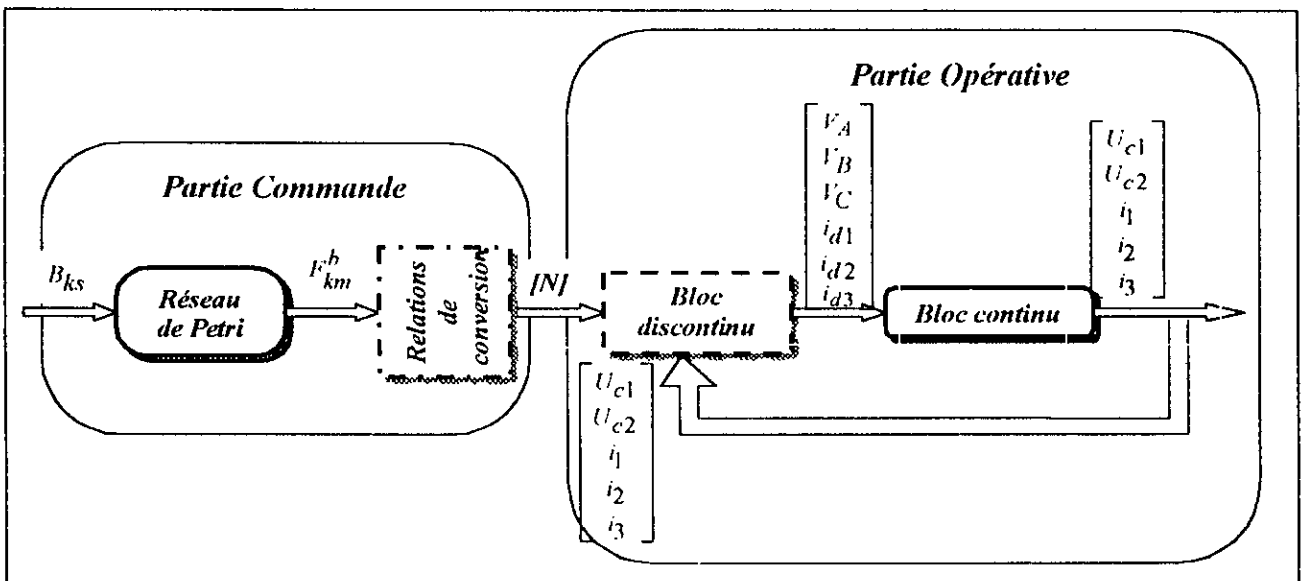


Fig.I.8. Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux

Il est composé de deux parties, partie commande et partie opérative :

- **La partie commande** : elle est représentée par le réseau de Petri correspondant au fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux en mode commandable. Cette partie génère la matrice de conversion.
- **La partie opérative** : Cette partie présente un bloc discontinu modélisant la fonction de conversion de l'onduleur, et un bloc continu correspondant au modèle d'état de la charge de l'onduleur et de sa source de tension d'entrée.

1.4 Fonction génératrice et modèle de commande

Pour passer du modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux au modèle de commande, on utilise les notions de fonctions génératrices de connexion et de commutation définies précédemment. On définit les matrices génératrices de conversion simple et composée comme suit :

$$N_g(t) = \frac{1}{T} \cdot \int_{kT}^{(1+k)T} N(\tau) \cdot d\tau \quad (1.26)$$

et

$$M_g(t) = \frac{1}{T} \cdot \int_{kT}^{(1+k)T} M(\tau) \cdot d\tau \quad (1.27)$$

Les fonctions génératrices permettent l'approximation du bloc discontinu du modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux par un bloc continu. Le modèle ainsi obtenu est un modèle au sens des valeurs moyennes de l'onduleur.

En utilisant ces fonctions génératrices de connexion, de commutation et de conversion, on aboutit au système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N_g(t)] \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

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

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

Et de même :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M_g(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

Avec :

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

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

Le modèle de commande global de l'onduleur triphasé à trois niveaux en mode commandable, où toutes les grandeurs sont continues, est représenté à la figure (I.9).

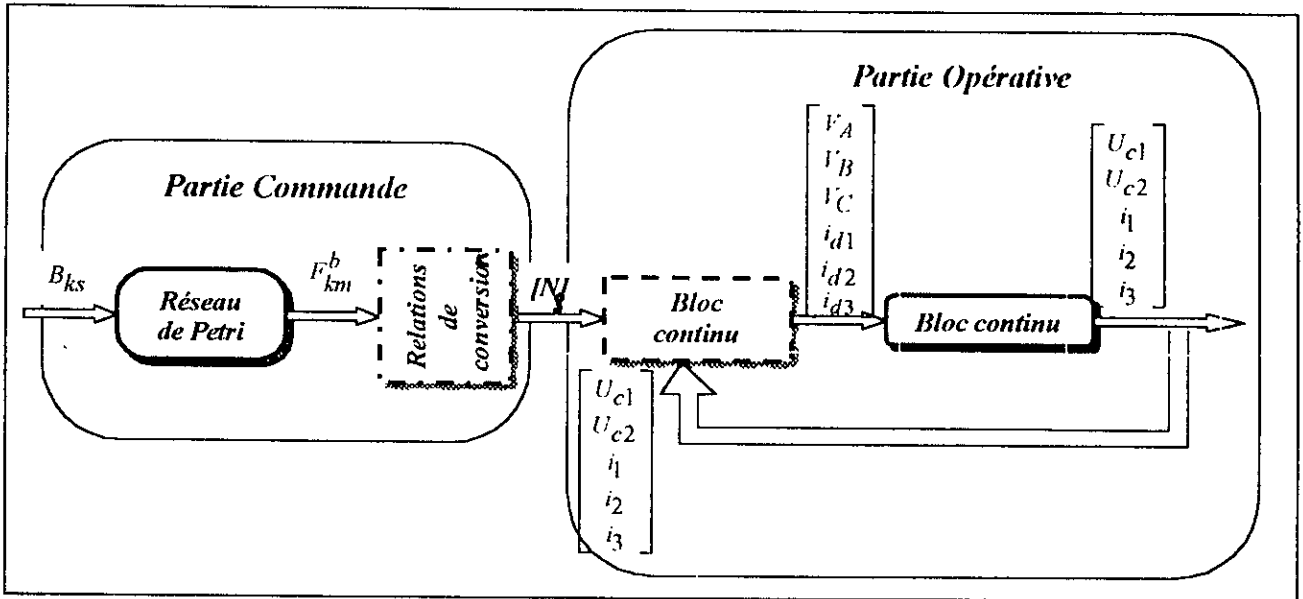


Fig.I.9. Modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux

Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté les différentes configurations d'un bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux en exposant le réseau de Petri correspondant à son fonctionnement en mode normale et en mode commandable. On a montré également le justificatif de choisir la commande complémentaire utilisée.

En vue de commander l'onduleur triphasé à trois niveaux dans le prochain chapitre en lui appliquant quelques stratégies de commande, on a élaboré le modèle de connaissance et de commande de cet onduleur. on a montré que le passage du premier au deuxième consiste à utiliser les notions de fonctions génératrices : de connexion, de commutation et de conversion, pour approximer le bloc discontinu du modèle de connaissance par un bloc continu.

L'utilisation des fonctions de connexion des demi-bras permet l'extrapolation des résultats trouvés pour l'onduleur triphasé à deux niveaux au trois niveaux, tout en considérant que l'onduleur triphasé à trois niveaux est la mise en série de deux onduleurs triphasés à deux niveaux.

Chapitre II

Stratégies de commande

Introduction

Les onduleurs triphasés à trois niveaux ont apporté une grande amélioration sur la qualité des tensions de sortie ainsi que sur le taux d'harmoniques injecté au réseau [Rabouch 95][Belazzoug 97]. Ces améliorations peuvent être plus intéressantes par l'insertion des stratégies de commande visant l'élimination de certains d'harmoniques et la diminution des perturbations introduites par de tels convertisseurs.

Au cours du chapitre précédent, on a étudié l'onduleur triphasé à trois niveaux et élaboré son modèle de connaissance et celui de commande.

Le présent chapitre s'intéresse aux stratégies de commande des onduleurs triphasés à trois niveaux.

Il nous importe ici de voir de quelle manière les signaux de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux sont élaborés pour générer une source de tension la plus sinusoïdale possible. Pour cela différentes stratégies ont été étudiées.

L'analyse des différentes stratégies sera basée sur la bande de réglage et le spectre d'harmonique des tensions ou des courants de sortie.

Parmi ces stratégies de commande, on étudiera en particulier dans ce chapitre :

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

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

Pour permettre aux courants générés par l'onduleur triphasé à trois niveaux de suivre mieux leurs références aux niveaux des variations brusques, on présentera dans les chapitres qui suivent, où les signaux de référence ne sont pas sinusoïdaux, la stratégie de commande par hystérésis en courant à bande variable.

II.1 Commande par hystérésis en courant - Algorithme 1

La stratégie de commande par hystérésis en courant est généralement utilisée dans le cas où on veut réaliser une commande de la charge en courant.

II.1.1 Principe

La commande par hystérésis consiste à comparer le courant de référence I_{ref} au courant réel et à partir de l'écart entre ces deux courants, on déduit la commande des interrupteurs de l'onduleur.

La figure (II.1) explique le principe de la stratégie de commande par hystérésis en courant.

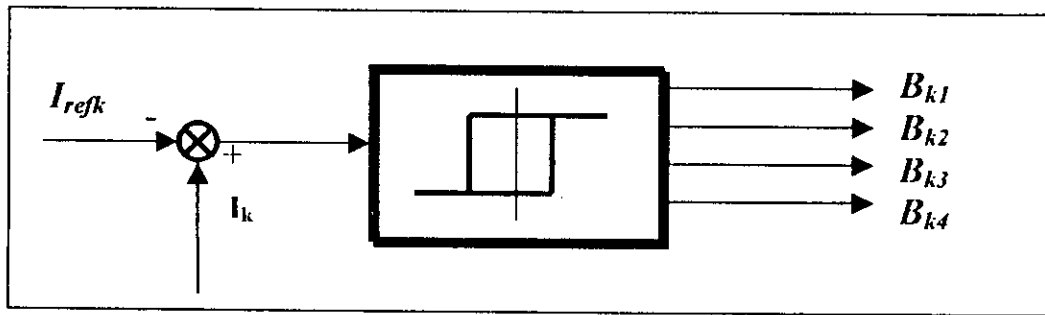


Figure II.1. Principe de la stratégie de commande par hystérésis en courant

Ce type de commande contrôle la puissance active et réactive fournies par le réseau.

Les performances de cette stratégie sont fortement liées à la largeur de la bande d'hystérésis Δi qui impose l'ondulation du courant.

On constate que le contrôle des courants par hystérésis est caractérisé par une fréquence de modulation variable. Cette variation sera d'autant plus élevée que la valeur d'hystérésis sera faible.

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

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

Les courants de référence pour l'onduleur triphasé à trois niveaux alimentant la charge triphasée sont donnés par le système (II.1) suivant :

$$\begin{cases} I_{ref1} = I_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi) \\ I_{ref2} = I_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi - 2 \cdot \pi / 3) \\ I_{ref3} = I_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi - 4 \cdot \pi / 3) \end{cases} \quad (II.1)$$

L'algorithme 1 de la commande par hystérésis en courant se résume pour un bras k de l'onduleur triphasé à trois niveaux par le système (II.2).

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

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

II.1.2 Simulation et interprétation des résultats

Les figures (II.1. *) présentent respectivement les résultats du comportement de l'association d'une charge RL , onduleur triphasé à trois niveaux commandé par le premier algorithme d'hystérésis en courant avec une bande $\Delta i = 0.1A$ et $\Delta i = 1A$.

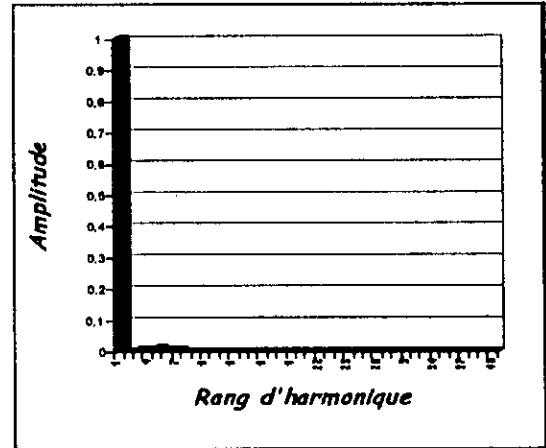
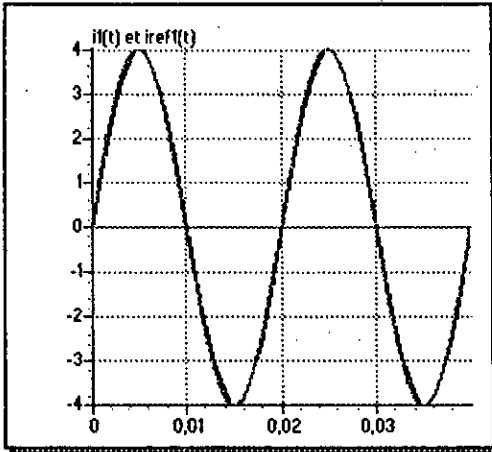


Figure.II.1.1.Courant de référence, courant réel et son spectre de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis 1 en courant pour $\Delta i = 0.1A$.

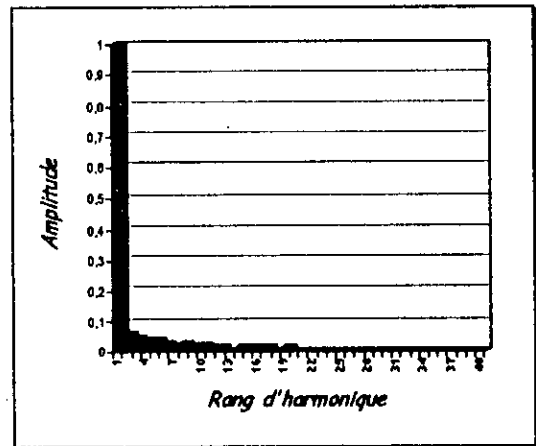
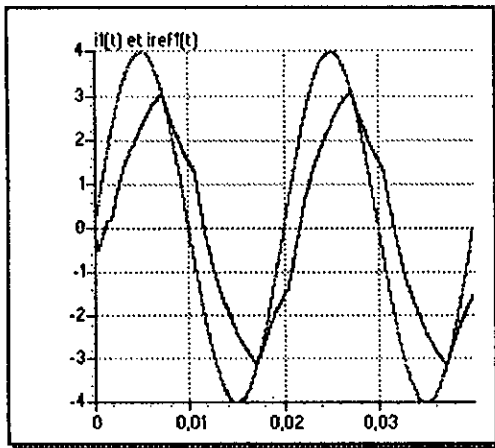


Figure.III.1.2.Courant de référence, courant réel et son spectre de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis 1 en courant pour $\Delta i = 1A$.

Les courants de charge suivent bien leurs références pour de petites valeurs de Δi , et plus Δi augmente plus l'erreur est plus importante.

On constate donc que les courants de charge suivent d'autant bien leurs références que la valeur Δi est faible, mais plus Δi est faible, plus les pertes par commutation des interrupteurs sont importantes, d'où la nécessité de trouver un compromis entre les pertes par commutation et la largeur d'hystérésis Δi .

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

II.2 Commande par hystérésis en courant - Algorithme 2

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

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

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

$$\begin{cases} \text{Si } (\varepsilon_k > \Delta i) \Rightarrow (V_{k \text{ New}} = V_{k \text{ Old}} - U_c) \ \& \ (V_{k \text{ New}} > (-U_c)) \\ \text{Si } (\varepsilon_k < \Delta i) \Rightarrow (V_{k \text{ New}} = V_{k \text{ Old}} + U_c) \ \& \ (V_{k \text{ New}} < U_c) \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

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

Les courants de référence sont toujours définis par le système (II.1).

II.2.1 Simulation et interprétation des résultats

Les figures (II.2.*) présentent les résultats du comportement de l'association onduleur triphasé à trois niveaux - charge RL triphasée. L'onduleur est commandé par le deuxième algorithme d'hystérésis pour les deux valeurs de Δi ($\Delta i = 0.1A$ et $\Delta i = 1A$).

Les courants réels suivent bien leurs références surtout pour les faibles valeurs de Δi .

L'analyse spectrale du courant de charge montre que les harmoniques de rang supérieur possèdent de très faibles amplitudes comparées à celle de la fondamentale.

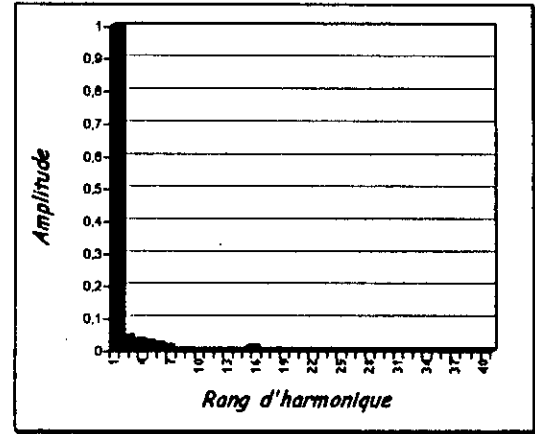
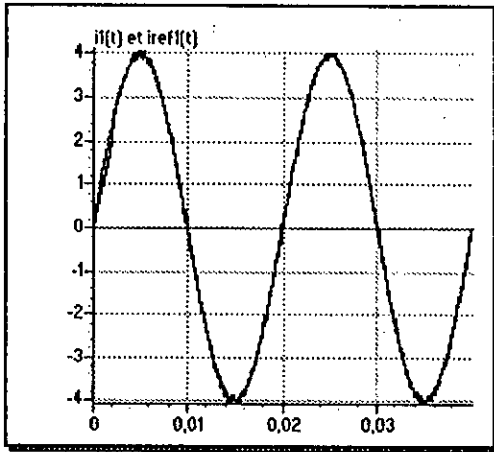


Figure II.2.1. Courant de référence, courant réel et son spectre de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis 2 pour $\Delta i = 0.1A$

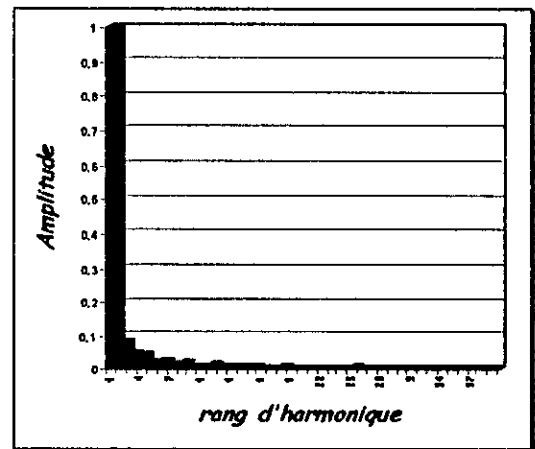
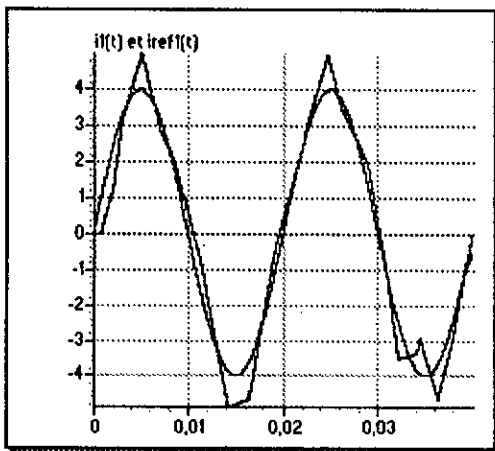


Figure II.2.2. Courant de référence, courant réel et son spectre de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis 2 pour $\Delta i = 1A$.

II.2.2 Comparaison entre les deux algorithmes d'hystérésis en courant :

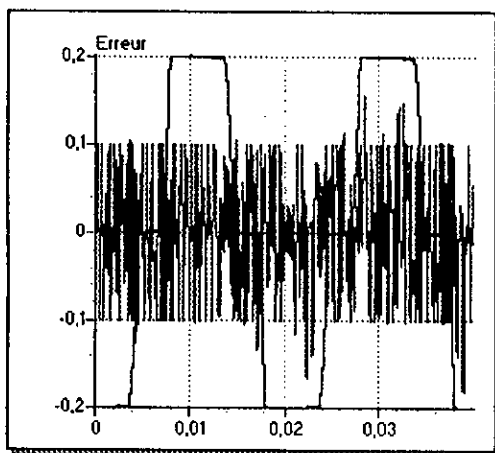
Les figures (II.2.*) présentent la superposition des deux erreurs ε_k pour les deux algorithmes d'hystérésis pour $\Delta i = 0.1A$ et $\Delta i = 1A$.

L'erreur pour le 1^{er} algorithme est comprise entre $-2\Delta i$ et $+2\Delta i$, tandis que pour le 2^{ème} algorithme, elle est comprise entre $-\Delta i$ et $+\Delta i$.

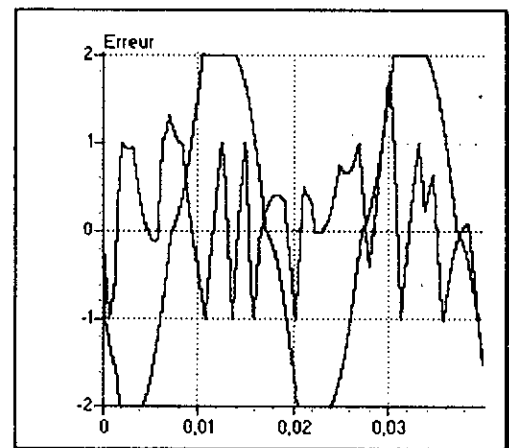
En comparant les spectres du courant obtenu pour chaque algorithme, on constate que les amplitudes des harmoniques dans le cas de l'algorithme 2 sont plus importantes que celles du premier algorithme pour de faibles valeurs de la bande d'hystérésis Δi , et l'inverse pour des valeurs élevées de Δi .

On constate que les courants générés par l'onduleur triphasé à trois niveaux suivent mieux leurs références pour le deuxième algorithme d'hystérésis que le premier pour des valeurs élevées de Δi .

On peut conclure donc qu'il est intéressant de choisir le deuxième algorithme d'hystérésis s'il est nécessaire d'élever la valeur de la bande d'hystérésis Δi . Dans le cas contraire on choisit la premier algorithme d'hystérésis en courant.



a) $\Delta i = 0.1A$.



b) $\Delta i = 1A$.

Figure II.2.*. La comparaison entre les erreurs des deux algorithmes d'hystérésis en courant pour deux valeurs de Δi ($\Delta i = 0.1A$ et $\Delta i = 1A$).

II.3 Commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel à une seule porteuse

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

Les paramètres caractérisant cette commande sont l'indice de modulation m et le taux de modulation (ou le rapport cyclique) r .

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

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

On dit que la modulation est *synchrone* si m est entier, et *asynchrone* dans le cas contraire.

Le schéma ci dessous présente le principe de cette stratégie

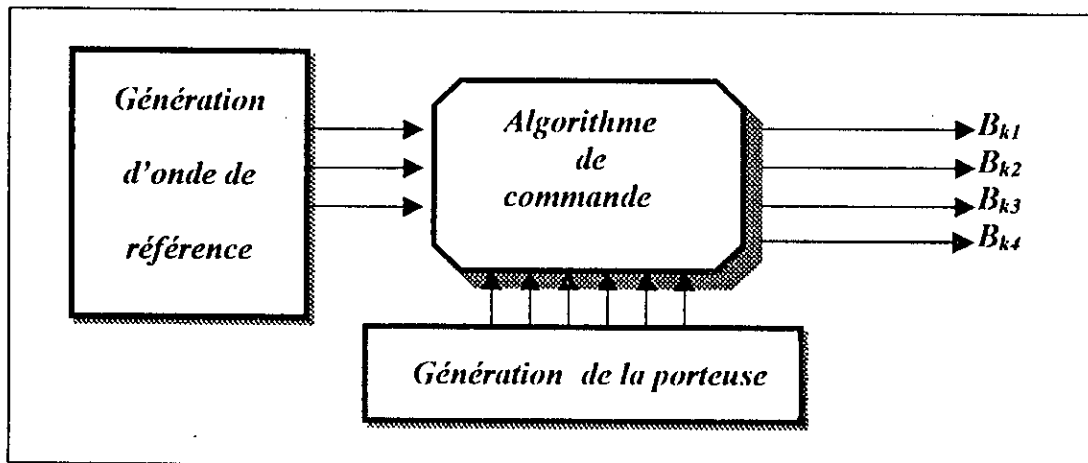


Figure II.2. Principe de la stratégie de commande triangulo-sinusoidale

D'après plusieurs études effectuées sur les onduleurs triphasés à trois niveaux, [Berkouk 95.1] [Bousetoua 97], la porteuse qui permet les meilleures performances de cette stratégie est la porteuse triangulaire unipolaire. L'algorithme de cette commande se résume pour un bras k comme suit :

$$\begin{cases} (|V_{refk}| \leq U_p) & \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0. \\ (|V_{refk}| > U_p) \ \& \ (V_{refk} > 0) & \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1. \\ (|V_{refk}| > U_p) \ \& \ (V_{refk} < 0) & \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0. \end{cases} \quad (II.4)$$

Les tensions de référence triphasées équilibrées sont définies comme suit :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \cdot \sin(\omega.t - \varphi). \\ V_{ref2} = V_m \cdot \sin(\omega.t - \varphi - 2\pi/3). \\ V_{ref3} = V_m \cdot \sin(\omega.t - \varphi - 4\pi/3). \end{cases} \quad (II.5)$$

II.3.1 Simulation et interprétation des résultats

Nous représentons sur les figures (II.3. *) la porteuse unipolaire, la tension de référence, la tension par rapport au point milieu V_{Im} de la phase une de l'onduleur triphasé à trois niveaux, la tension simple V_a de la phase une et son spectre pour $r=0.8$ et de différentes valeurs de m .

On constate que :

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

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

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

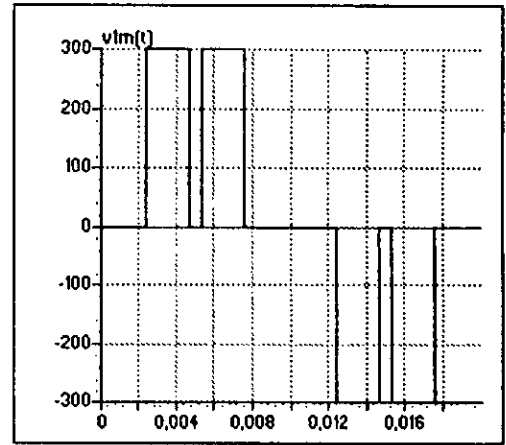
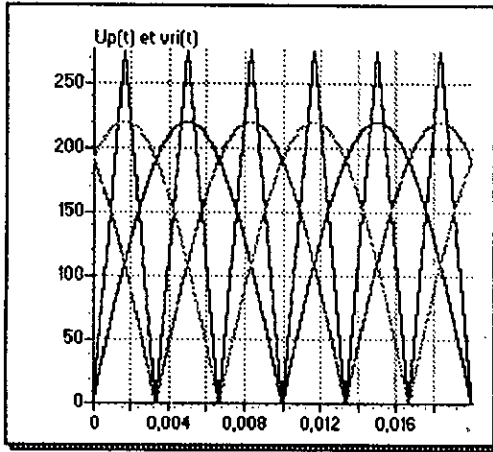


Figure.II.3.1.1.La porteuse unipolaire et les tensions de référence ainsi que La tension V_{1m} par rapport au point milieu pour ($m=6, r=0.8$).

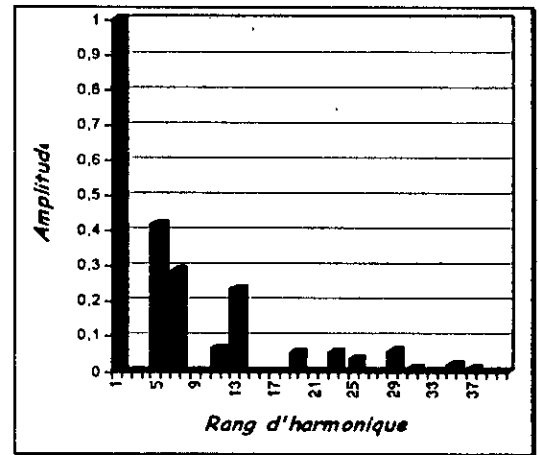
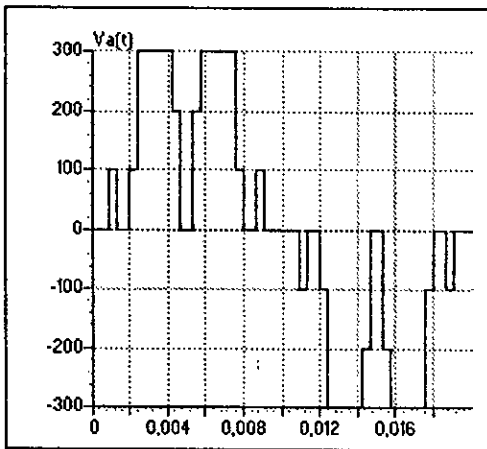


Figure.II.3.1.2.La tension simple V_a et son spectre d'harmonique pour ($m=6, r=0.8$)

Figures.II.3.1.*. Les résultats de simulation de la commande triangulo-sinusoidale à une porteuse pour ($m=6, r=0.8$).

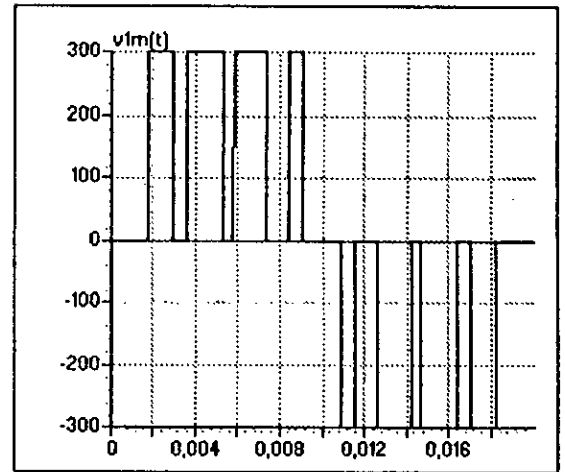
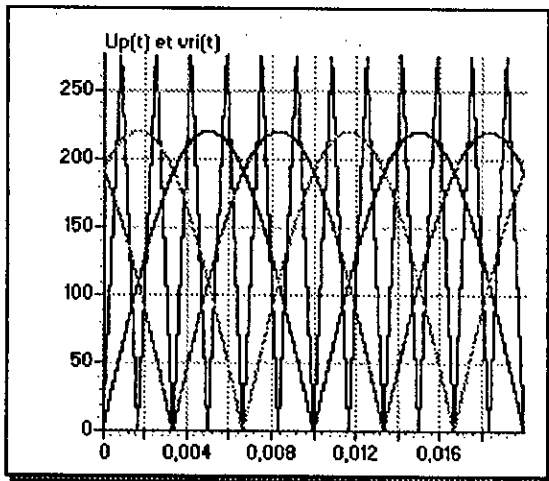


Figure.II.3.2.1. La porteuse unipolaire et les tensions de référence ainsi que La tension V_{1m} par rapport au point milieu pour ($m=9, r=0.8$).

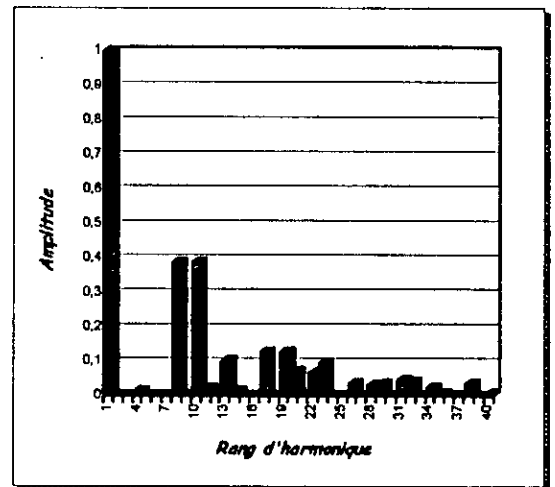
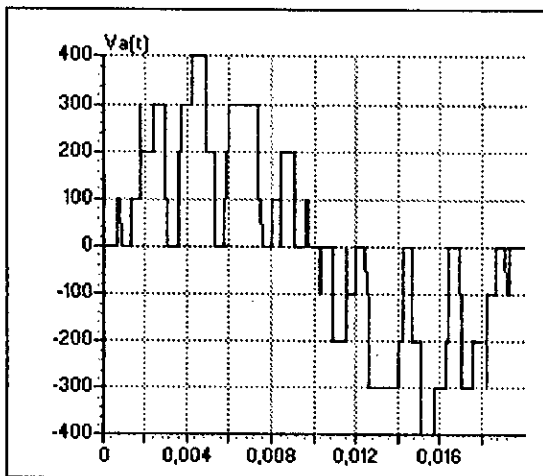


Figure.II.3.2.2. La tension simple V_a et son spectre d'harmonique pour ($m=9, r=0.8$)

Figures.II.3.2.*. Les résultats de simulation de la commande triangulo-sinusoïdale à une porteuse pour ($m=9, r=0.8$).

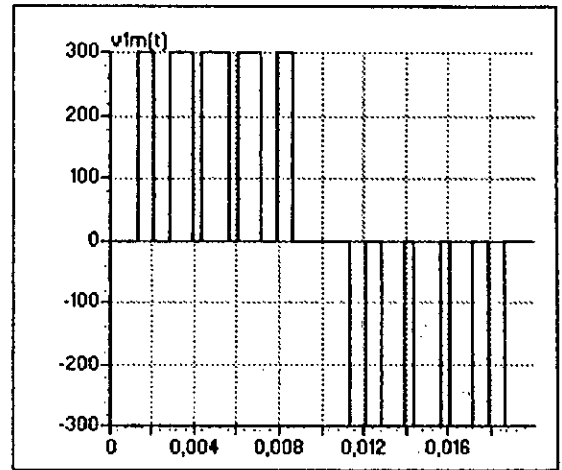
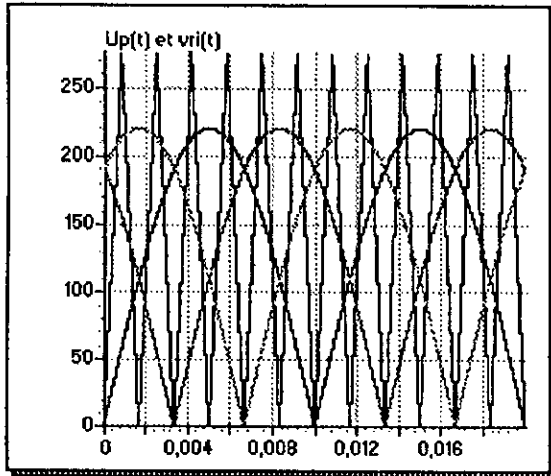


Figure.II.3.3.1. La porteuse unipolaire et les tensions de référence ainsi que La tension V_{1m} par rapport au point milieu pour ($m=12, r=0.8$).

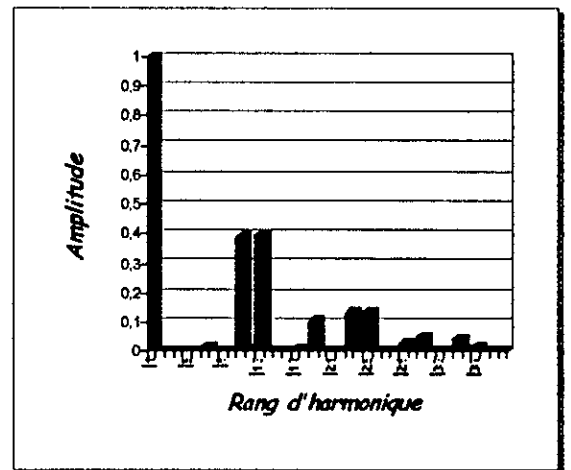
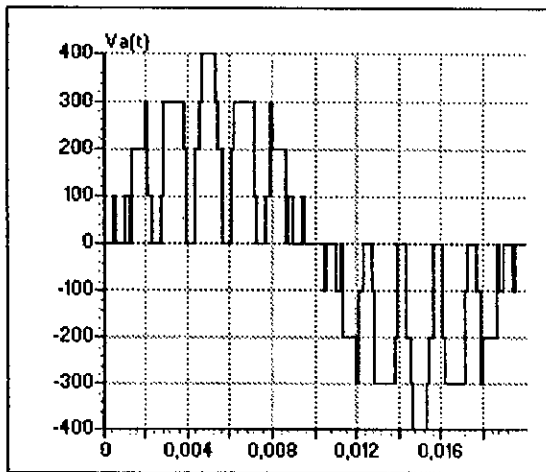


Figure.II.3.3.2. La tension simple V_a et son spectre d'harmonique pour ($m=12, r=0.8$)

Figures.II.3.3. *. Les résultats de simulation par la commande triangulo-sinusoidale à une porteuse pour ($m=12, r=0.8$).

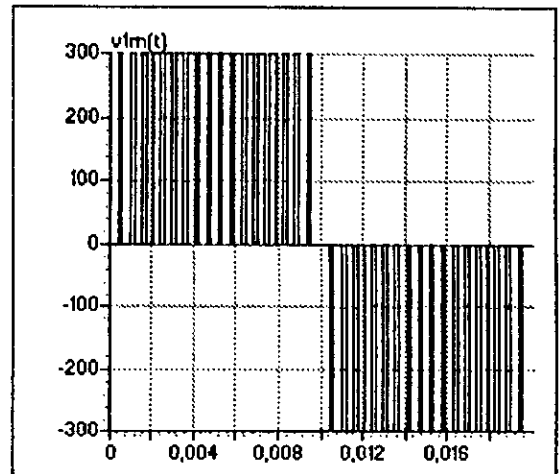
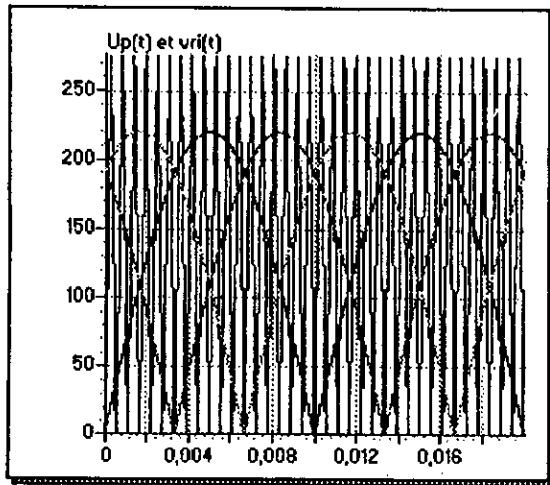


Figure.II.3.4.1.La porteuse unipolaire et les tensions de référence ainsi que La tension V_{1m} par rapport au point milieu pour ($m=36, r=0.8$).

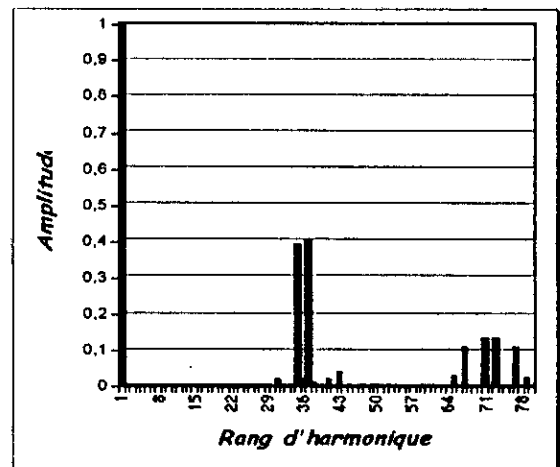
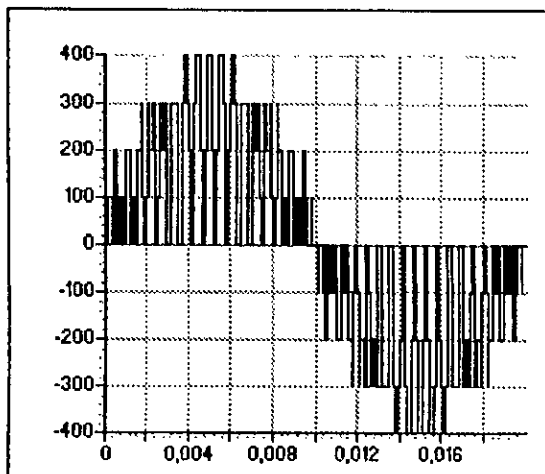


Figure.II.3.4.2.La tension simple V_a et son spectre d'harmonique pour ($m=36, r=0.8$)

Figures.II.3.4. *. Les résultats de simulation par la commande triangulo-sinusoidale à une porteuse pour ($m=36, r=0.8$).

II.4 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.

On peut utiliser des porteuses triangulaires ou en dents de scie, unipolaires ou bipolaires.

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 à la demi-période [Berkouk 95.1].

Cette stratégie est aussi caractérisée par l'indice de modulation m et le taux de modulation r .

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

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

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{refk} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = U_c = E/2. \\ V_{refk} < U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = 0 \end{array} \right. \quad \text{et} \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{refk} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{k0} = 0. \\ V_{refk} < U_{p2} \Rightarrow V_{k0} = -U_{c2} = -E/2. \end{array} \right. \quad (\text{II.6})$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{k2} = U_{c1} = E/2 \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1. \\ V_{k2} = -U_{c2} = -E/2 \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0. \\ V_{k2} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0. \end{array} \right. \quad \text{avec} \quad V_{k2} = V_{k1} + V_{k0}. \quad (\text{II.7})$$

- **Remarque :**

Dans notre travail on a supposé que $U_{c1} = U_{c2} = U_c = E/2$.

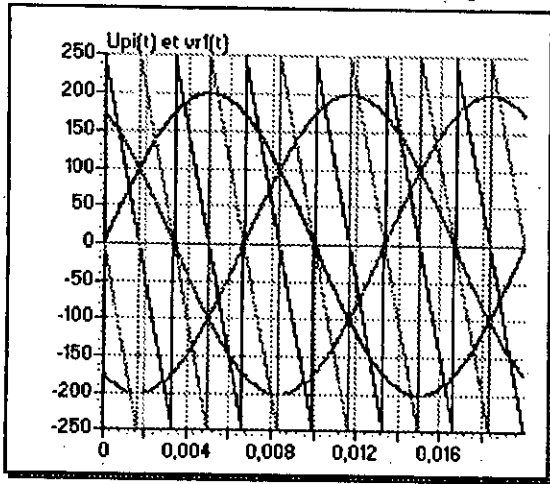
Les tensions de référence permettant de générer un système de tension triphasé équilibré sont données par le système (II.5).

II.4.1 Simulation et interprétation des résultats

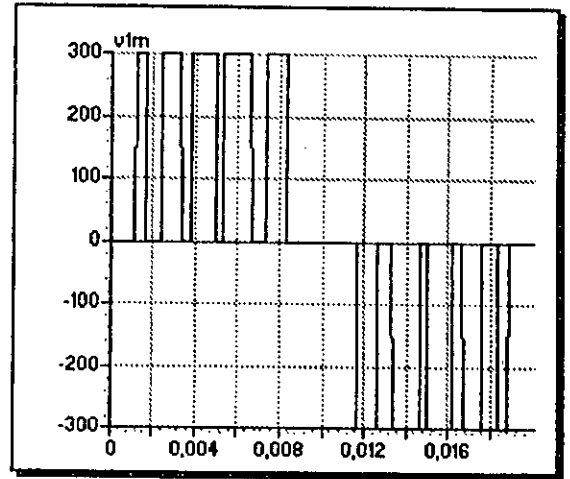
Les figures (II.4. *) présentent les deux porteuses en dents de scie, la tension de la phase une par rapport au point milieu V_{1m} , la tension simple V_a de l'onduleur triphasé à trois niveaux et son spectre harmoniques pour $m = 6, 9, 12, 36$ respectivement avec $r = 0.8$.

On constate que :

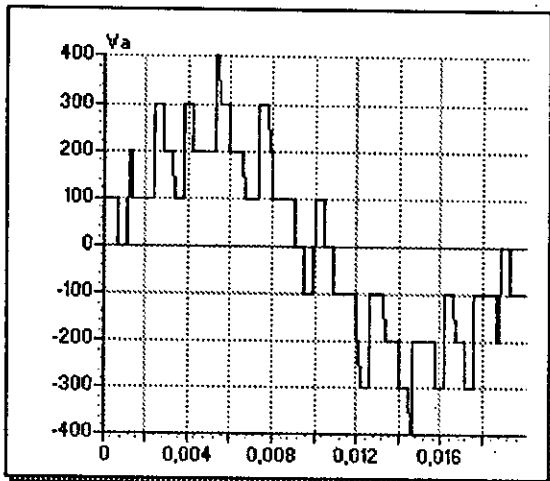
- Le nombre d'impulsions P de la tension simple de sortie par alternance vaut : $P = m-1$.
- Le nombre de commutation par période des interrupteurs de l'onduleur triphasé à trois niveaux est $2.P$
- Pour toutes les valeurs de m , les harmoniques pairs et impairs existent.
- Comme pour la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse, les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence $2.F_p$, où F_p est la fréquence des deux porteuses.
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées donc facilement filtrés.



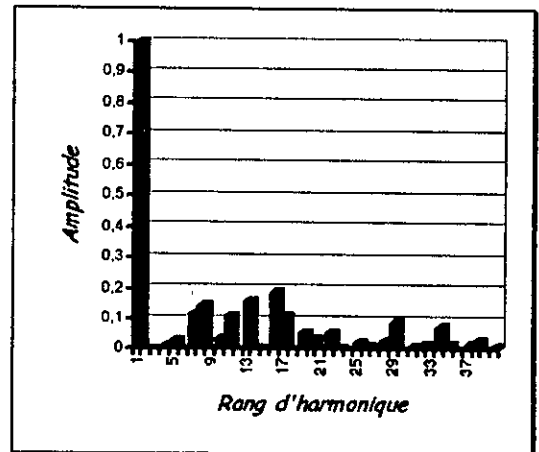
a) Les deux porteuses bipolaires et les tensions de référence pour ($m=6$).



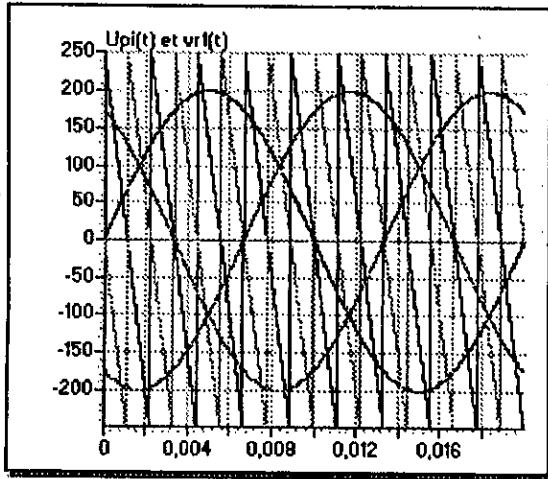
b) La tension V_{1m} par rapport au point milieu



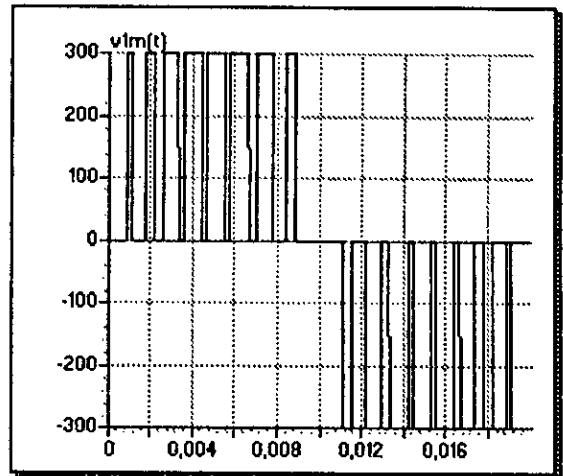
c) La tension simple V_a et son spectre d'harmoniques pour ($m=6$).



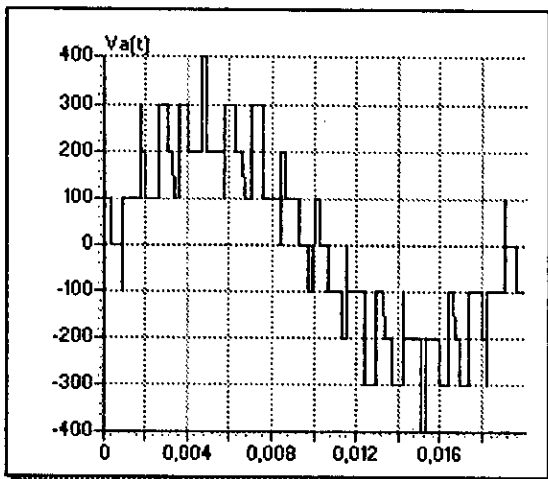
Figures.II.4.1. *. Les résultats de simulation de la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses pour ($m=6, r=0.8$).



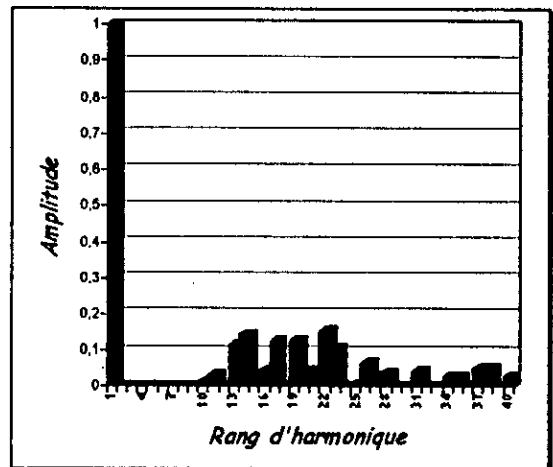
a) Les deux porteuses bipolaires et les tensions de référence pour ($m=9$).



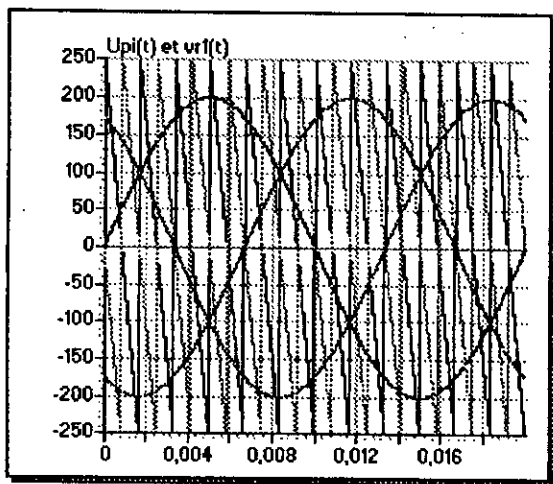
b) La tension V_{1m} par rapport au point milieu



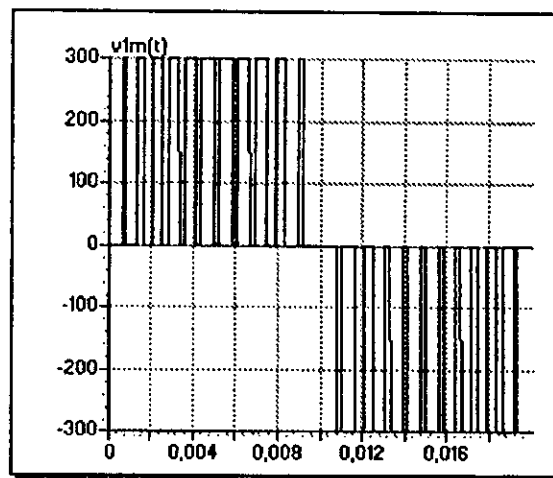
c) La tension simple V_a et son spectre d'harmoniques pour ($m=9$).



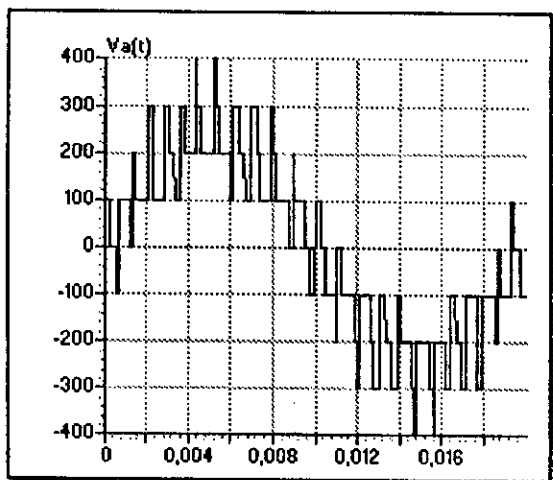
Figures.II.4.2. *. Les résultats de simulation de la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses pour ($m=9, r=0.8$).



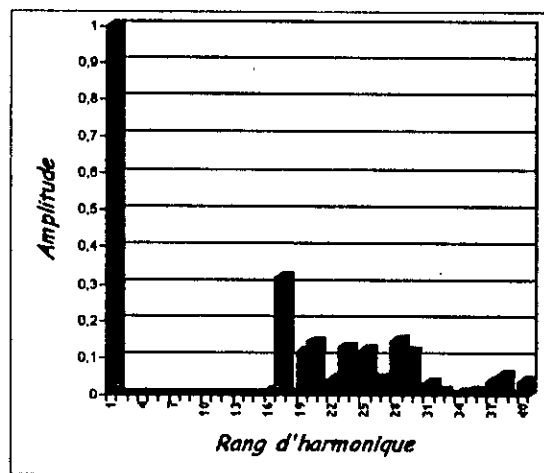
a) Les deux porteuses bipolaires et les tensions de référence pour $(m=12)$.



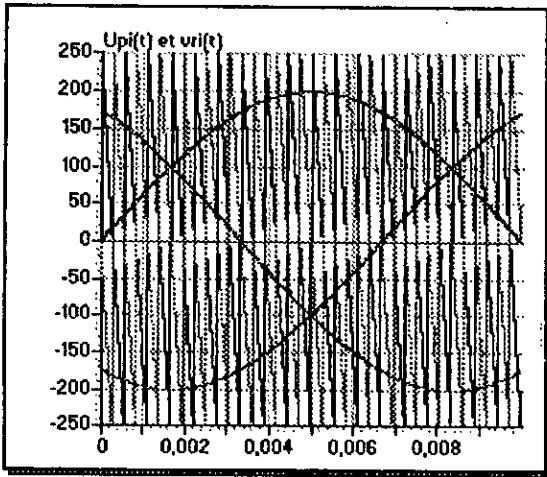
b) La tension V_{1m} par rapport au point milieu



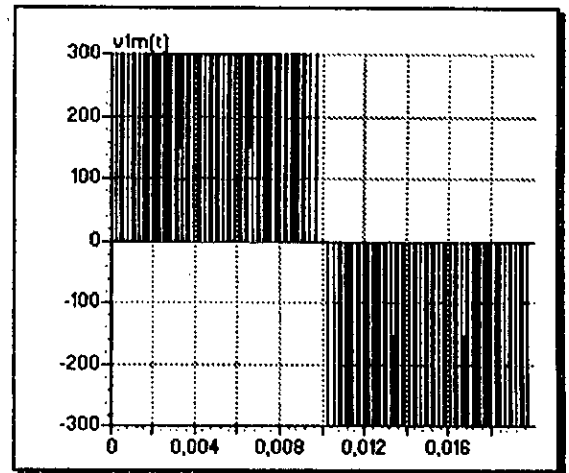
c) La tension simple V_a et son spectre d'harmonique pour $(m=12)$.



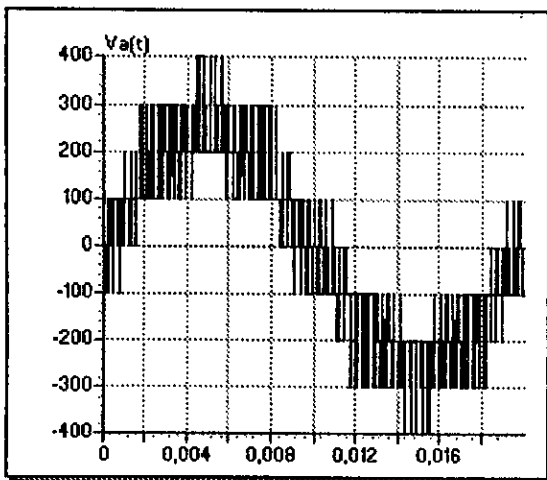
Figures.II.4.3. *. Les résultats de simulation de la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses pour $(m=12, r=0.8)$.



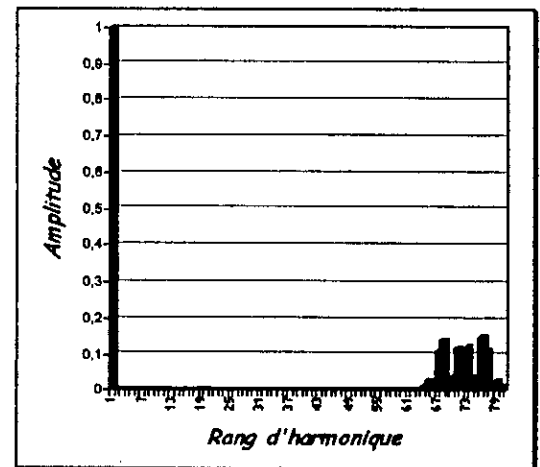
a) Les deux porteuses bipolaires et les tensions de référence pour $(m=36)$.



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



c) La tension simple V_a et son spectre d'harmoniques pour $(m=36)$.



Figures.II.4.4. *. Les résultats de simulation par la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses pour $(m=36, r=0.8)$.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié différentes stratégies de commande des onduleurs à trois niveaux.

On a présenté d'abord deux algorithmes d'hystérésis en courant, l'un utilisant deux bandes et le second une seule bande d'hystérésis. Le second algorithme permet aux courants réels de suivre mieux leurs références quand la bande d'hystérésis Δi est élevée.

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

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

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

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

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

Chapitre III

Filtrage actif parallèle

Introduction

L'électronique de puissance moderne s'est considérablement développée ces dernières années. On constate une prolifération de convertisseurs et autres charges non linéaires qui ont des répercussions néfastes sur les réseaux électriques. En effet, les convertisseurs statiques introduisent des courants harmoniques et des perturbations des courants de ligne. La pollution résultante peut se traduire par des interférences harmoniques avec d'autres équipements et un mauvais facteur de Puissance. Pour éviter la propagation de ces harmoniques, il convient de les capter le plus près possible de leurs sources d'émission de façon à forcer le courant de source à être sinusoïdal.

Plusieurs techniques existent à l'heure actuelle pour combattre les effets des harmoniques. La plus utilisée consiste à installer des filtres qui atténuent les courants harmoniques avant qu'ils se propagent dans le réseau. Le filtre passif est une solution efficace pour les problèmes harmoniques dont la composition spectrale est connue et figée. Accordé sur une fréquence bien déterminée, ce filtre aura son efficacité maximale à cette fréquence. Il faudra donc associer plusieurs filtres accordés à des différentes fréquences, pour pouvoir traiter un ensemble de courants harmoniques. La mise en œuvre de ce type de filtrage se fait en tenant également compte des récepteurs et de la structure du réseau. Toutes ces exigences font apparaître les limites de son efficacité. Ces limites sont dues essentiellement au traitement partiel et sélectif des courants [Aliouane 95] [Rabouch 93] [Joos 91].

Face à la pollution harmonique grandissante des réseaux, le filtrage et en particulier le filtrage actif, se présente comme l'une des solutions capables de réduire cette pollution.

Le filtrage actif est une méthode moderne pour la dépollution du réseau électrique, indépendamment des caractéristiques de celui-ci. Il permet le filtrage du réseau sans se soucier des fréquences polluantes : c'est un filtre *adaptatif* de point de vue spectre du courant polluant.

Dans les deux chapitres précédents, on a modélisé l'onduleur triphasé à trois niveaux et présenté quelques stratégies de commande MLI de ce convertisseur.

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

En premier lieu, on développe le principe de fonctionnement du filtre actif. Dans une deuxième partie, le modèle est validé en supposant des courants de charge i_{c1} , i_{c2} , i_{c3} et leurs fondamentaux connus.

III.1. Influence des harmoniques sur le réseau

III.1.1. Déformation de la tension du réseau

Un convertisseur statique constitue une charge non linéaire absorbant des courants non sinusoïdaux de valeur moyenne généralement nulle. Dans ce cas, la décomposition en série de Fourier du courant donne :

$$i(t) = \sqrt{2} \cdot I_1 \cdot \cos(\omega \cdot t + \phi_1) + \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_h \cdot \cos(h\omega \cdot t + \phi_h) \quad (\text{III.1})$$

Avec :

I_1 : valeur efficace du fondamental du courant.

I_h : valeur efficace du courant harmonique du rang h .

ϕ_1 : déphasage du fondamental par rapport à la tension du réseau.

ϕ_h : déphasage de l'harmonique du rang h .

Chaque phase du réseau peut être modélisée par une f.e.m. sinusoïdale V_L de pulsation ω , mise en série avec une impédance de court circuit Z_{cc1} [Seguier 92]. Si l'on nomme Z_{cch} l'impédance de court-circuit pour l'harmonique du rang h , on déduit la tension $V(t)$ au borne du réseau, à partir des figures (III.1.a) et (III.1.b) et en négligeant toute tension harmonique préexistante sur le réseau.

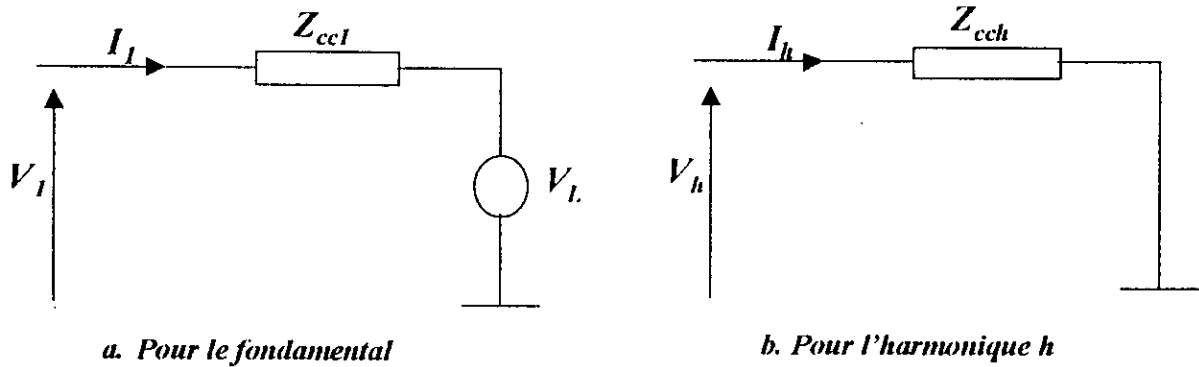


Fig.III.1. Schéma équivalent d'une phase du réseau

La tension aux bornes du réseau est:

$$V(t) = V_1 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega \cdot t) + \sqrt{2} \cdot |Z_{cc1}| \cdot I_1 \cdot \cos(\omega \cdot t + \phi_1 + \phi_{cc1}) + \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{2} \cdot |Z_{cch}| \cdot I_h \cdot \cos(h\omega \cdot t + \phi_h + \phi_{cch}) \quad (\text{III.2})$$

Avec:

$$Z_{cch} = |Z_{cch}| \cdot e^{j\phi_{cch}} \quad (\text{III.3})$$

Les courants harmoniques ont pour effet de déformer la tension par l'intermédiaire de l'impédance de court-circuit du réseau. Si l'on désire réduire cette déformation, il faut diminuer l'impédance harmonique et le courant harmonique.

La déformation qualitative d'une onde dépend autant de l'amplitude des harmoniques que du déphasage de ces derniers par rapport au fondamental. Afin de caractériser la déformation d'une onde, on définit le taux de distorsion harmonique en tension THD.

On note que :

$$THD = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{V_h}{V_1}\right)^2} \quad (III.4)$$

III.1.2. Réglementation des Perturbations

Une onde de tension trop déformée entraîne un certain nombre d'inconvénients, en particulier pour les convertisseurs eux-mêmes dont l'angle d'amorçage sera alors décalé. En plus, les harmoniques provoquent des pertes supplémentaires dans les lignes, les machines et les transformateurs [Lott 92] [Meynard 95].

Les distributeurs d'énergie fixent un taux admissible aux points de raccordement de leurs réseaux.

D'après EDF, les valeurs limites pour les tensions harmoniques engendrées par un client perturbateur, en son point de raccordement au réseau public sont :

$$\text{Pour harmonique pair } \frac{V_h}{V_1} < 0.6 \%. \quad (III.5)$$

$$\text{Pour harmonique impair } \frac{V_h}{V_1} < 1 \%. \quad (III.6)$$

$$\text{Le taux de distorsion harmonique } THD = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{V_h}{V_1}\right)^2} < 1.6\%. \quad (III.7)$$

III.1.3. Influence des Harmoniques sur le Facteur de Puissance

Le facteur de puissance F_p est défini dans le cas général comme étant le rapport de la puissance active sur la puissance apparente.

Les expressions de la tension et du courant du réseau sont données par :

$$V(t) = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot V_h \cdot \sin(h \cdot \omega \cdot t + \theta_h) \quad (III.8)$$

$$I(t) = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_h \cdot \sin(h \omega \cdot t + \beta_h) \quad (III.9)$$

Le facteur de puissance est donné par l'expression ci dessous :

$$F_p = \frac{\sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot \cos \varphi_h}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2 \cdot \sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}} \quad (\text{III.10})$$

Avec :

$$\varphi_h = \theta_h - \beta_h \quad (\text{III.11})$$

La puissance active et réactive définies pour la fréquence fondamentale étant respectivement :

$$P = V_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1 \quad (\text{III.12})$$

$$Q = V_1 \cdot I_1 \cdot \sin \varphi_1 \quad (\text{III.13})$$

On définit la notion de puissance déformante D permettant de rendre compte des harmoniques dans le cas où la tension du réseau est sinusoïdale ($V_h=0$) :

$$D = V_1 \cdot \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2} \quad (\text{III.14})$$

dans le cas où V_h n'est pas nulle, on a :

$$D^2 = V_1^2 \left\{ \sum_{h=2}^{\infty} i_h^2 \right\} + \sum_{h=2}^{\infty} V_h^2 \cdot \sum_{h=1}^{\infty} i_h^2 \quad (\text{III.15})$$

L'expression du facteur de puissance peut se mettre sous la forme:

$$F_p = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (\text{III.16})$$

Ainsi les harmoniques de courant créent une puissance déformante qui dégrade le facteur de puissance. EDF impose 0.928 comme valeur minimale du facteur de puissance.

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

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

III.2. Principe du filtrage actif parallèle

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

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

Dans notre étude on a utilisé deux charges non linéaires différentes : redresseur triphasé à diodes, redresseur triphasé à thyristors. Dans cette partie le courant de charge est imposé. La source alternative est supposée stable et délivrant des tensions sinusoïdales V_1, V_2 et V_3 constituant un système triphasé équilibré (III.17).

$$\begin{cases} V_1 = V_m \cdot \sin(\omega t) \\ V_2 = V_m \cdot \sin(\omega t - \frac{2 \cdot \pi}{3}) \\ V_3 = V_m \cdot \sin(\omega t - \frac{4 \cdot \pi}{3}) \end{cases} \quad \text{(III.17)}$$

Le filtre actif délivre un courant harmonique i_h qui correspond à la composante harmonique du courant de charge i_c . Pour avoir un courant de source sinusoïdal.

Le diagramme de la figure (III.2) peut facilement expliquer le fonctionnement.

Le courant harmonique i_h que doit fournir le filtre doit être égal à la différence entre le courant d'entrée i_c de la charge polluante et le courant sinusoïdal i_s fourni par la source figure(III.3) (loi des nœuds).

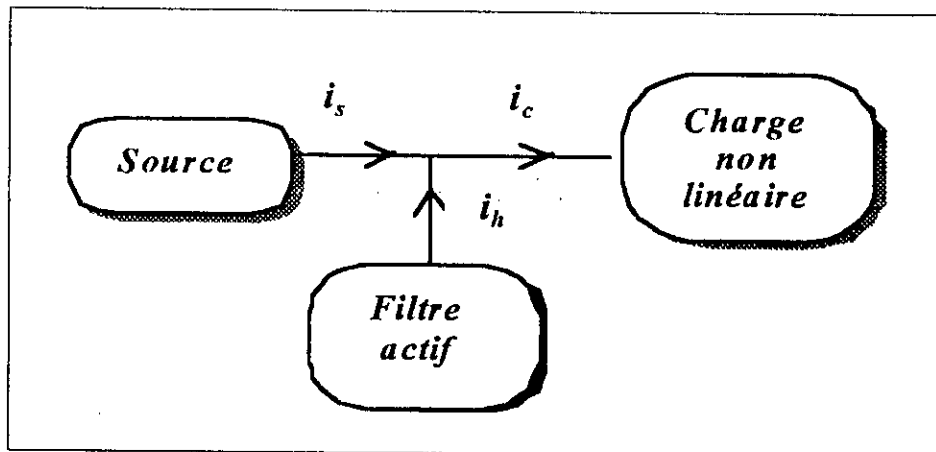


Fig III.2. Principe du filtrage actif parallèle

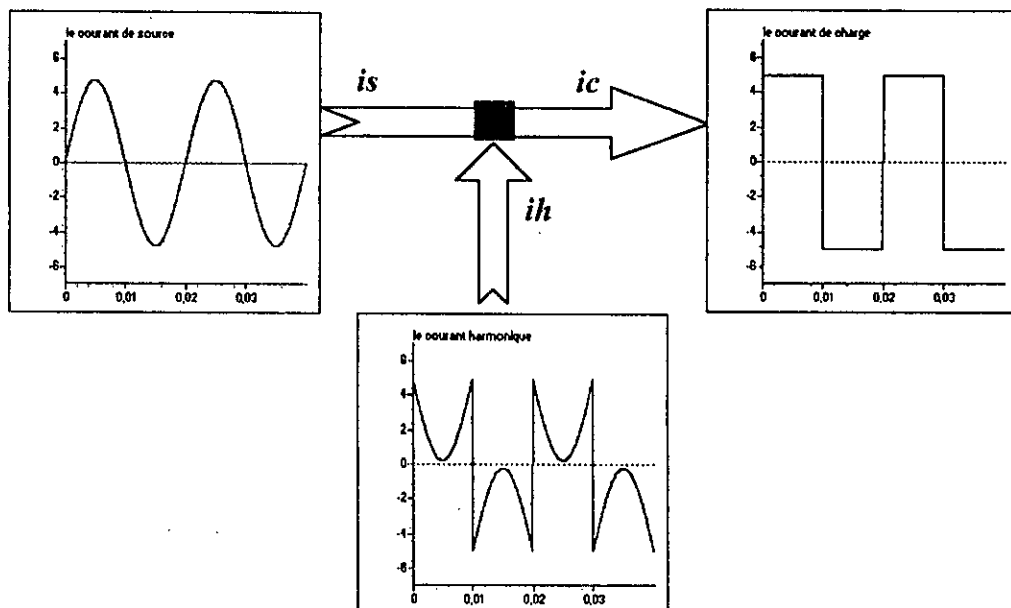


Fig III.3. Les courants i_c , i_h et i_s dans le cas d'un courant de charge rectangulaire.

III.3. Structure du filtre actif triphasé à trois niveaux

Les progrès en matière d'électronique de puissance permettent de nos jours de concevoir des convertisseurs capables de synthétiser n'importe quelle forme de courant, dans une plage de fréquence toujours plus grande et à des niveaux de puissance toujours plus élevés. Pour se faire, on peut utiliser soit un onduleur de courant, soit un onduleur de tension commandé en courant. Notre étude est consacrée à ce dernier.

Le filtre actif est constitué d'un onduleur de tension triphasé à trois niveaux commandé en courant placé en parallèle avec le réseau par l'intermédiaire de trois inductances L_f et trois résistances R_f constituant un filtre passif placé entre le réseau et l'onduleur. Ce filtre doit présenter une nature de source de courant, vu du réseau. On utilise soit un filtre du premier ordre, soit un filtre d'ordre élevé. Pour des questions de stabilité, la solution retenue est souvent le filtre de premier ordre [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.

La figure (III.4) donne la structure du filtre actif triphasé à trois niveaux utilisé.

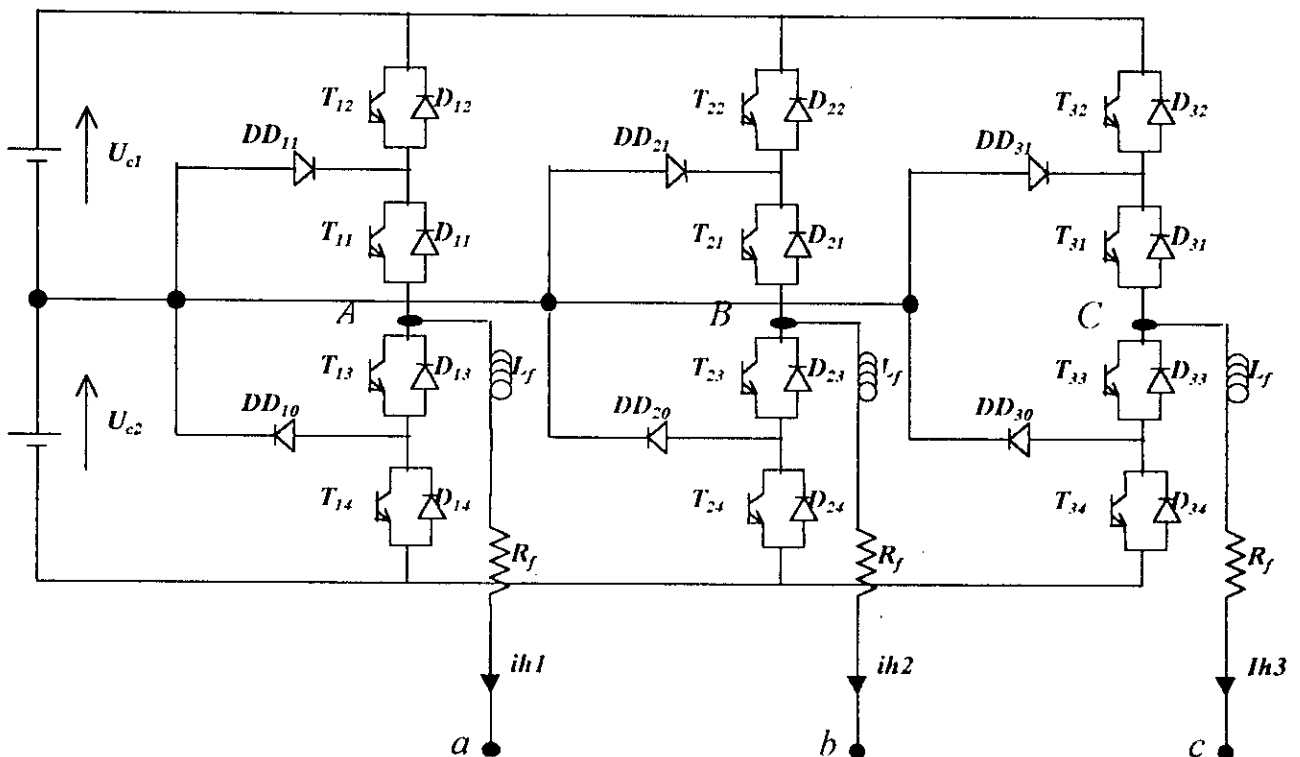


Fig. III.4. La structure du filtre actif

III.4 Commande du filtre actif triphasé à trois niveaux

L'objectif de la commande du filtre actif est de générer le courant harmonique nécessaire pour consommer au niveau de la source un courant sinusoïdal. Il existe deux cas possibles, avec et sans compensation de l'énergie réactive [Rabouch 93][Masada 90] :

III.4.1 Compensation des courants harmoniques sans compensation d'énergie réactive

L'élimination d'harmonique est traitée avec un courant de source sinusoïdal de phase quelconque par rapport à la tension du réseau. Le courant harmonique que doit fournir le filtre actif est égal à la différence entre le courant de charge non linéaire et le courant de source.

III.4.2 Compensation des courants harmoniques avec compensation d'énergie réactive

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

Dans ce chapitre, on va prendre un courant de référence de source sinusoïdal i_{sref} en phase avec la tension du réseau et d'amplitude égale à la fondamentale du courant de charge i_c supposé connu.

La figure (III.5) présente le schéma fonctionnel du système mis au point pour la commande du filtre.

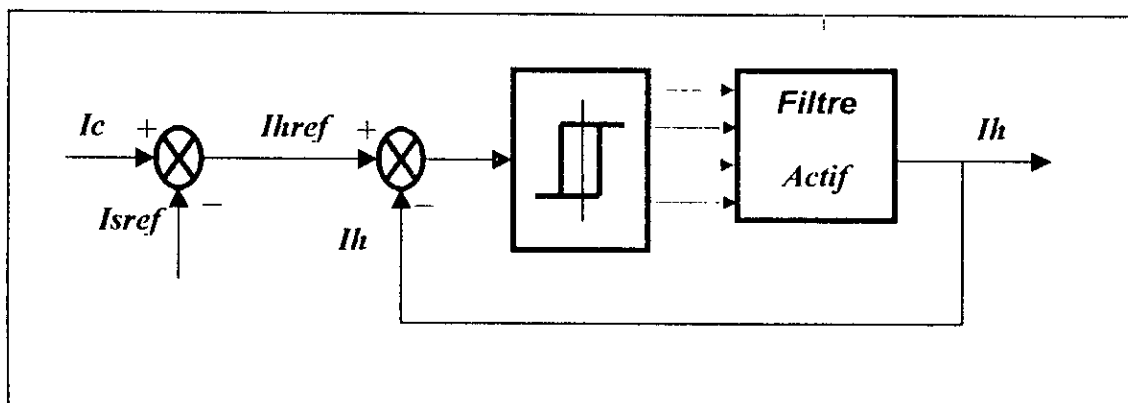


Fig.III.5. Principe de la commande du filtre actif

Remarque:

Du fait que la stratégie de commande par hystérésis est une commande en courant, elle est donc directement applicable [Berkouk 95.1].

Par contre la stratégie de commande triangulo-sinusoïdale est une commande en tension. Les tensions de référence sont les sorties des régulateurs de courant (Fig.III.6.a).

III.5. Asservissement des courants du filtre actif à trois niveaux

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

La figure (III.6.a.) explique facilement cet asservissement

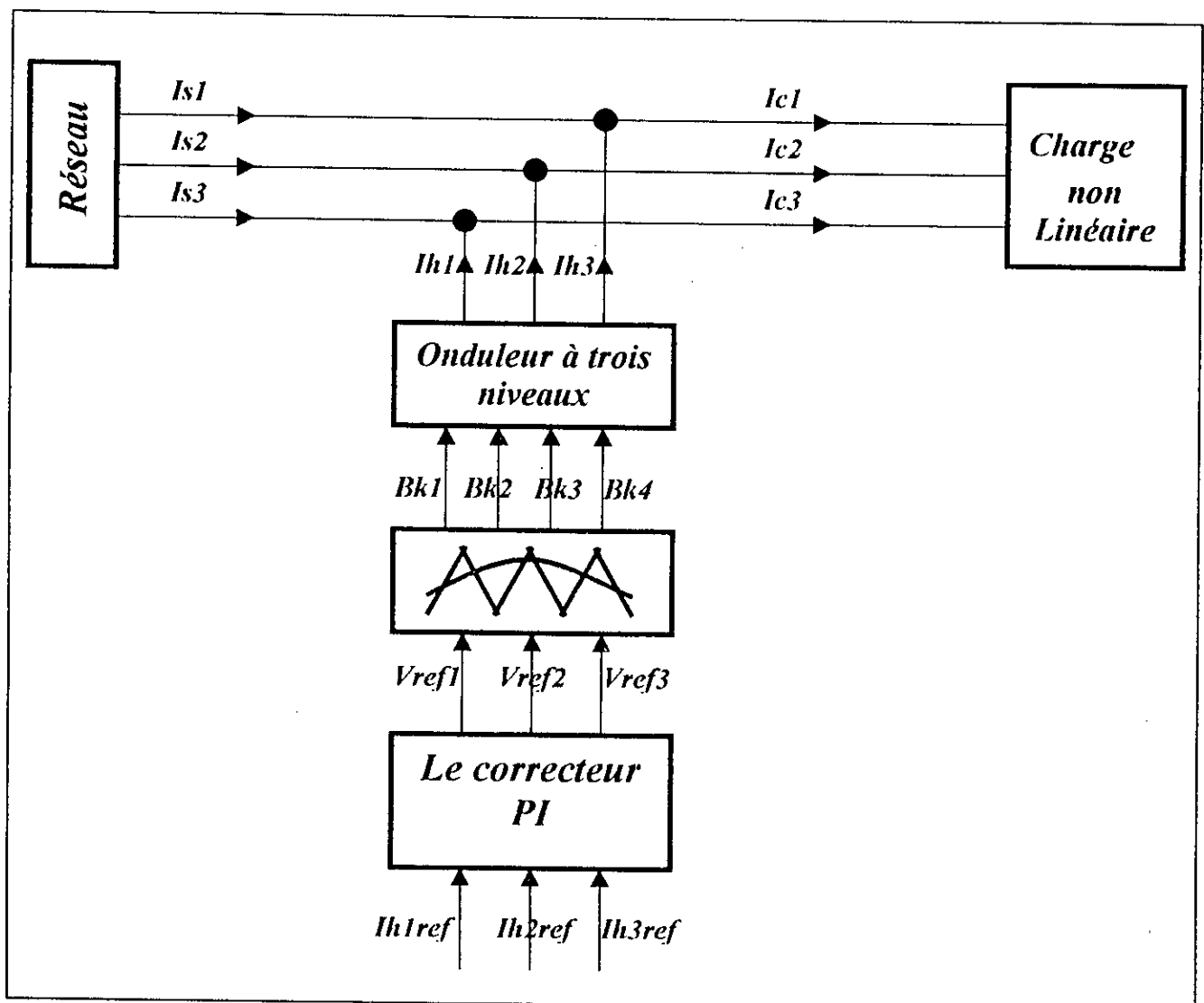


Fig. III.6.a. Asservissement des courants du filtre actif parallèle commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale

On distingue deux parties :

III.5.1. PARTIE PROCESSUS :

C'est la partie composée du filtre actif, le réseau et la charge non linéaire. On désigne par V_A la tension simple de la phase 1 de l'onduleur, et par V_a la tension simple de la phase 1 du réseau.

La figure (III.6.b) représente le schéma équivalent à cette partie.

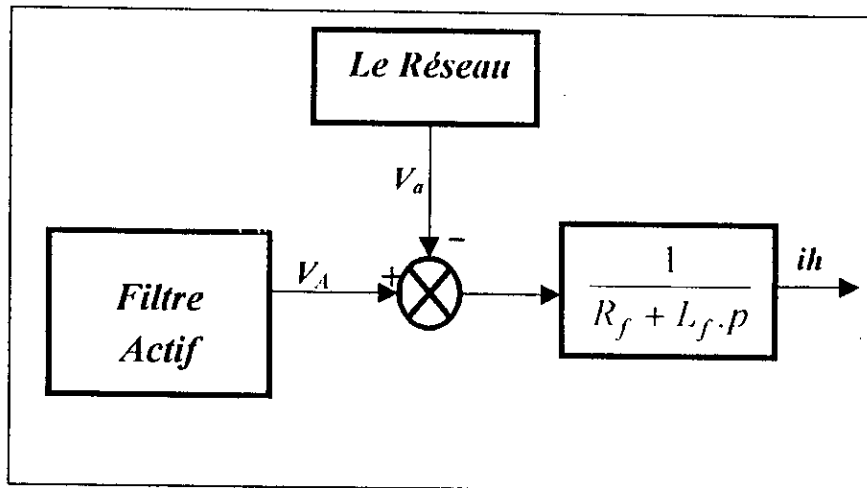


Fig.III.6.b. La partie processus de l'asservissement

R_f , L_f sont les paramètres du filtre actif. Un bon dimensionnement de ces paramètres conduit à un bon fonctionnement du filtre actif.

III.5.2 PARTIE COMMANDE

Elle peut être divisée en deux parties :

III.6.2.1. La Commande éloignée

Cette commande permet d'avoir les tensions de référence à partir des courants de référence à l'aide d'un correcteur.

III.6.2.2. La Commande rapprochée

Elle est représentée par la stratégie de commande triangulo-sinusoidale. Elle génère les ordres de commande des différents semi-conducteurs constituant le filtre (onduleur à trois niveaux).

La figure (III.6.c.) représente le diagramme fonctionnel de la partie commande

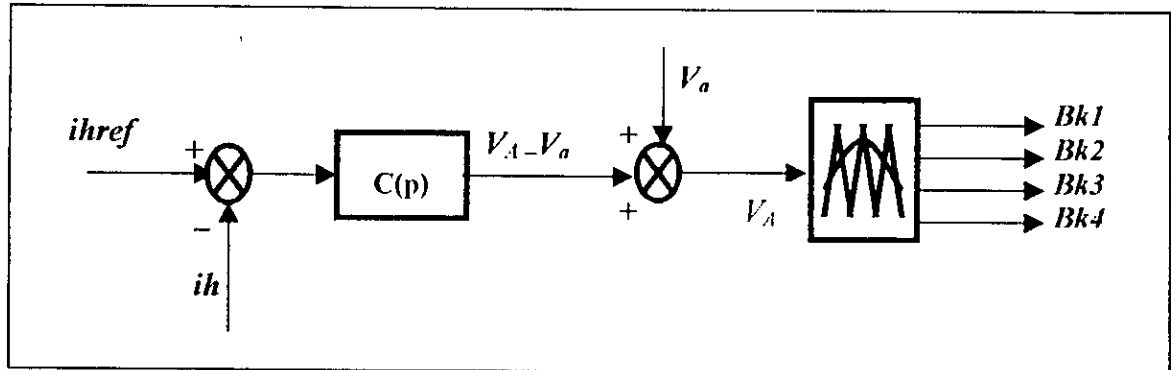


Fig. III.6.c. La partie commande de l'asservissement

Remarque :

- Le correcteur utilisé est de type *PI*.
- A cause de la symétrie du système triphasé étudié, on travaille par phase, et ça sera la même chose pour les autres phases.
- En pratique et puisque le système de tension est équilibré, on asservira deux phases seulement, la troisième phase sera une conséquence des deux autres phases.

III.6 Dimensionnement du correcteur PI

La fonction de transfert du correcteur *PI* est $C(p) = \frac{1 + pT_1}{pT_2}$ (III.18)

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

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

$$FTBO = C(p) \cdot \frac{1}{R_f + L_f \cdot p} \quad (III.19)$$

Donc

$$FTBO = \frac{1 + pT_1}{pT_2} \cdot \frac{1/R_f}{1 + \frac{L_f}{R_f} \cdot p} \quad (III.20)$$

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

La fonction de transfert en boucle fermée sera alors :

$$FTBF = \frac{1}{1 + R_f \cdot T_2 \cdot p} = \frac{1}{1 + \tau \cdot p} = \frac{ih}{ihref} \quad \text{avec} \quad \tau = R_f \cdot T_2 \quad (\text{III.21})$$

$$\text{On prend } \tau = T_1 / 10 \Rightarrow T_2 = \frac{T_1}{10 \cdot R_f} \quad (\text{III.22})$$

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

III.7 Les Stratégies de Commande

Dans ce chapitre, on va appliquer les stratégies de commandes utilisées dans le chapitre II. On utilisera en plus d'autres stratégies qui permettent aux courants générés par le filtre actif de suivre leurs références surtout au niveau des piques.

La figure(III.7) montre la forme du courant de charge imposé, son fondamental ainsi que leurs spectres harmoniques.

III.7.1 Commande par Hystérésis

III.7.1.1 Commande par Hystérésis en Courant algorithme 1

Cette commande consiste à limiter l'écart entre les courants harmoniques générés par le filtre actif et leurs références, entre deux valeurs extrêmes avec une précision qui dépend de la valeur de la bande d'hystérésis.

On a montré précédemment que cette commande donne de bons résultats dans le cas où le courant de référence est sinusoïdal.

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

L'algorithme 1 de la commande par hystérésis en courant à bande variable se résume pour un bras k comme suit:

$$\begin{cases} \text{Si } \varepsilon_k > h_1 \text{ ou } \varepsilon_k < -h_1 \text{ alors } \Delta i = h_2 \text{ sinon } \Delta i = h_1 \\ \text{Si } [(\varepsilon_k \geq \Delta i) \& (\varepsilon_k \leq 2\Delta i)] \text{ ou } [(\varepsilon_k \leq -\Delta i) \& (\varepsilon_k \geq -2\Delta i)] \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0. \\ \text{Si } \varepsilon_k \geq 2\Delta i \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0. \\ \text{Si } \varepsilon_k \leq -2\Delta i \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = -1. \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

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

$$\text{et : } \varepsilon_k = I_{hk} - I_{hrefk} \quad (\text{III.24})$$

Remarques :

- On remarque que la commande par hystérésis en courant à bande constante est un cas particulier de la commande par hystérésis en courant à bande variable. Où $h_1 = h_2 = h$.
- On utilise pour les figures de simulation les mots hystérésis 1 et 2 en courant et on veut dire hystérésis en courant algorithme 1 et 2.

III.7.1.2 Commande par hystérésis en courant Algorithme 2

Pour cette commande au lieu d'agir sur la commande des interrupteurs, on agit sur la commande des tensions de sortie des trois bras du filtre actif.

L'algorithme 2 est donné par le système (III.24).

$$\begin{cases} \text{Si } \varepsilon_k > h_1 \text{ ou } \varepsilon_k < -h_1 \text{ alors } \Delta i = h_2 \text{ sinon } \Delta i = h_1 \\ \text{Si } (\varepsilon_k > \Delta i) \Rightarrow (V_{k \text{ New}} = V_{k \text{ Old}} - Uc) \ \& \ (V_{k \text{ New}} > (-Uc)) \\ \text{Si } (\varepsilon_k < \Delta i) \Rightarrow (V_{k \text{ New}} = V_{k \text{ Old}} + Uc) \ \& \ (V_{k \text{ New}} < Uc) \end{cases} \quad \text{(III.25)}$$

III.7.1.3 Résultats de simulation

Les figures (III.8.a,b,c,d) montrent les formes des courants simulés de la phase une du système triphasé, le courant harmonique de référence $ih1_{ref}$, le courant généré par le filtre $ih1$, le courant délivré par la source $is1$ et l'analyse spectrale de $ih1_{ref}$, $ih1$ et $is1$, pour les stratégies de commande par hystérésis en courant à bande constante et à bande variable, pour l'algorithme 1 et 2.

On constate que les courants générés par le filtre actif, suivent mieux leurs références pour les deux algorithmes de la commande par hystérésis en courant à bande variable, qu'à bande constante.

On constate ainsi que dans les deux cas, le courant de source est pratiquement sinusoïdal et contient quelques harmoniques aux voisinages des fréquences de commutation des interrupteurs. Le courant de charge $ic1$ et le courant harmonique $ih1$ contiennent les mêmes harmoniques. Cela montre que la compensation des courants harmoniques est parfaite.

La présence de $(L.di/dt)$ ne permet pas aux courants harmoniques générés par le filtre actif de suivre les variations brusques des courants harmoniques de référence. Ce qui introduit des piques aux niveaux des courants de source.

III.7.2 La commande triangulo-sinusoidale

Après l'asservissement des courants de référence pour avoir les tensions de référence nécessaires à cette commande, on va appliquer dans cette partie les deux stratégies de commande triangulo-sinusoidale à une et à deux porteuses. Cette commande est caractérisée par le choix de la porteuse, l'indice de modulation m et le taux de modulation r dans le cas d'une modulation sinusoidale.

III.7.2.1 La Commande triangulo-sinusoidale à une porteuse

Comme on a montré au chapitre II, la porteuse triangulaire unipolaire est la porteuse qui permet aux tensions de sortie de bien suivre leurs références. Pour cela elle sera utilisée dans notre étude. Pour les paramètres de cette commande, on utilisera $m=36$ et r est imposé par le régulateur PI.

L'algorithme de cette stratégie est donné par le système (II.4) cité dans le chapitre II.

III.7.2.2 La Commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses

Pour cette commande on utilisera la porteuse en dent de scie bipolaire car elle donne les meilleurs résultats. On prendra également $m=36$.

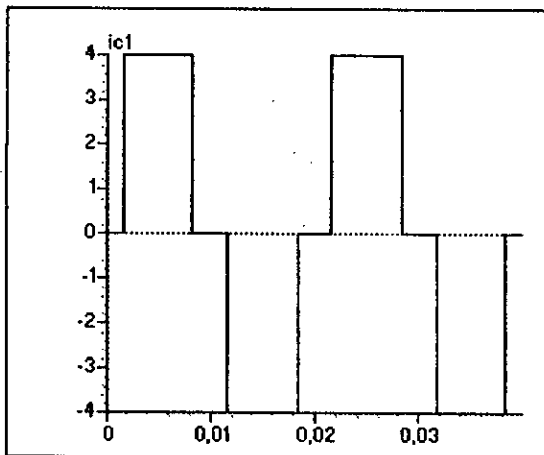
L'algorithme de cette stratégie est donné par le système (II.6, 7) du chapitre II.

III.7.2.3. Les Résultats de Simulation

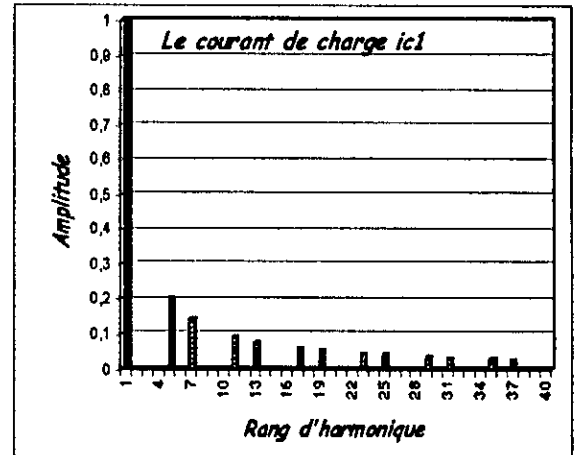
Les figures (III.9.a,b) montrent les formes des courants harmonique de référence ih_{ref} , le courant harmonique ih et le courant de source is ainsi que leur spectres harmoniques, pour les deux commandes triangulo-sinusoidale à une et à deux porteuses.

Pour ces deux commandes, on remarque que le courant de source est pratiquement sinusoidal et contient quelques harmoniques aux voisinages des fréquences de commutation des interrupteurs. Le spectre de courant de charge est pratiquement identique à celui du courant harmonique généré par le filtre.

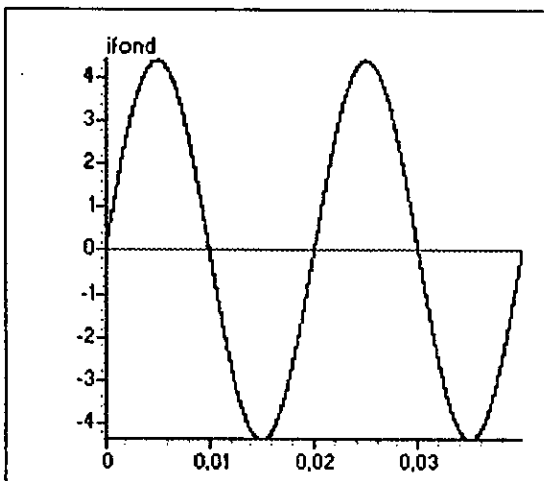
Ces résultats attestent le bon fonctionnement de ces deux stratégies de commande.



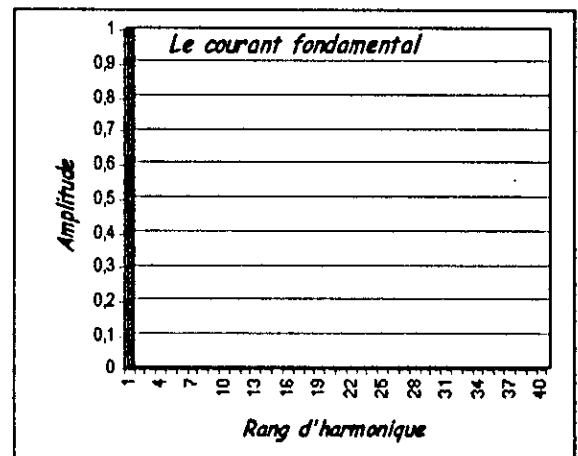
Le courant de charge $i_{c1}(A)$



Le spectre du courant de charge

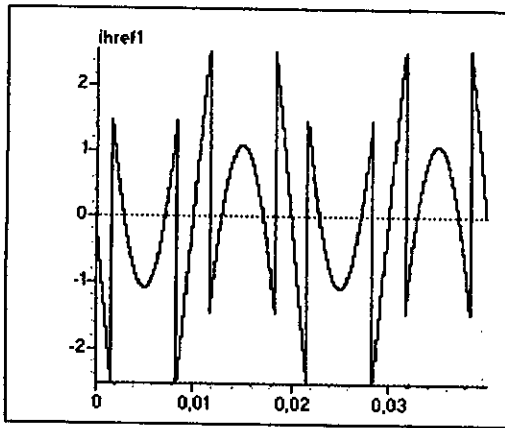


Le courant de Source de référence $i_{s1ref}(A)$

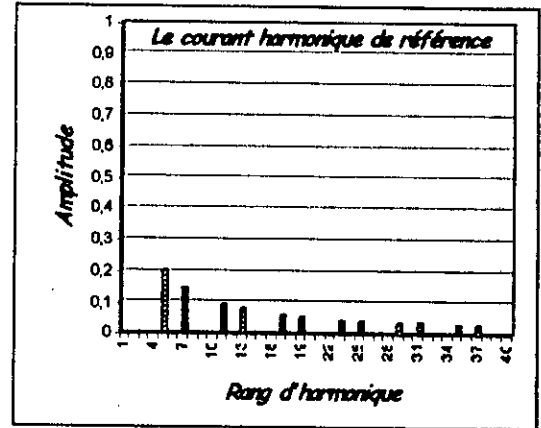


Le spectre du courant de Source i_{s1ref}

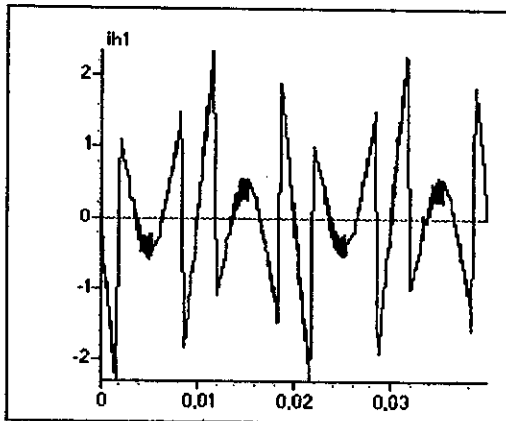
Fig.III.7. Le courant de charge imposé et son fondamental et leurs spectres harmoniques



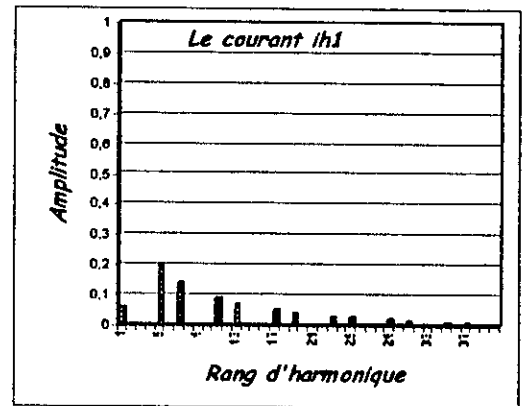
Le courant harmonique de référence $i_{href1}(A)$



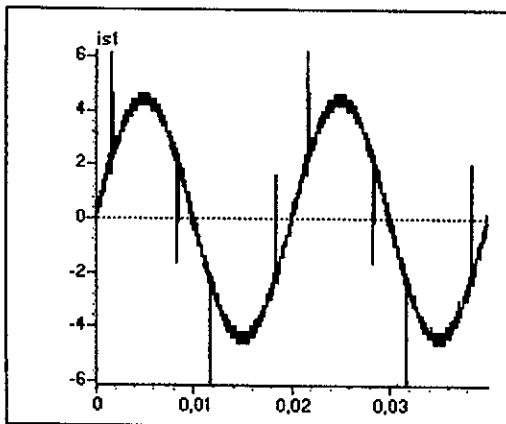
Le spectre du courant harmonique de référence



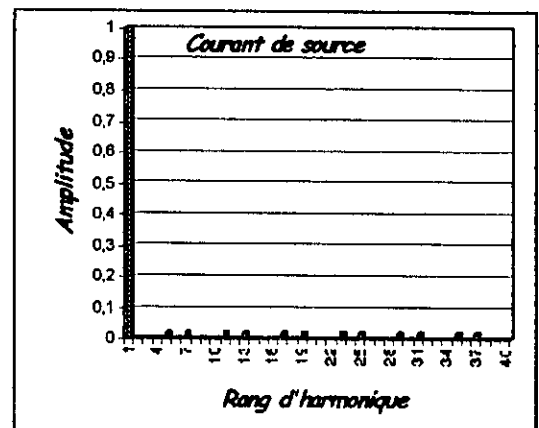
Le courant harmonique réel $i_{h1}(A)$



Le spectre du courant harmonique réel

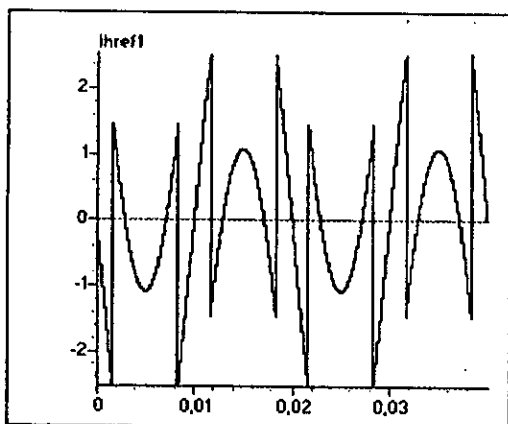


Le courant de source $i_{s1}(A)$

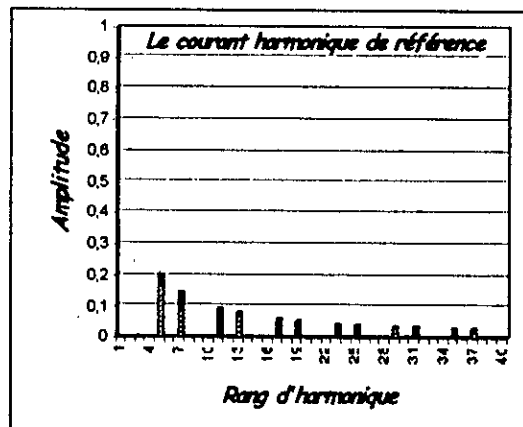


Le Spectre du courant de source

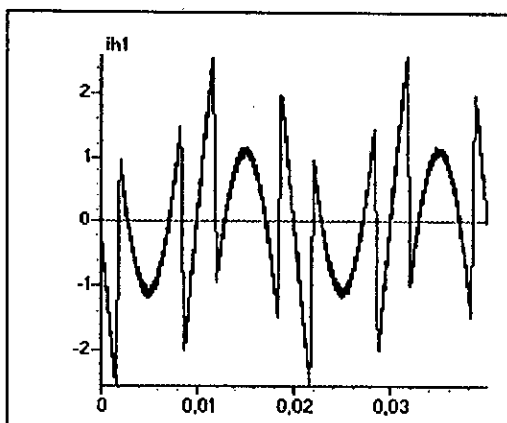
Fig.III.8.a. Les résultats obtenus par la stratégie d'hystérésis 1 en courant à bande constante ($i_{h1}=0.1A$)



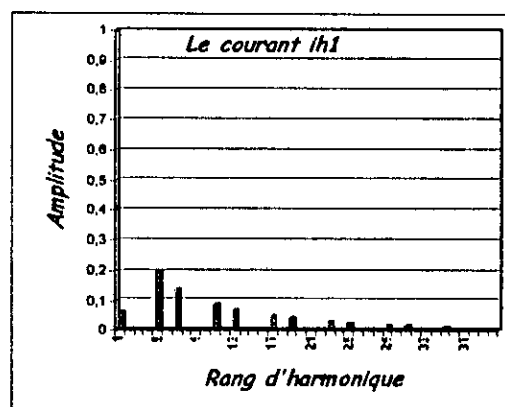
Le courant harmonique de référence $i_{h1ref}(A)$



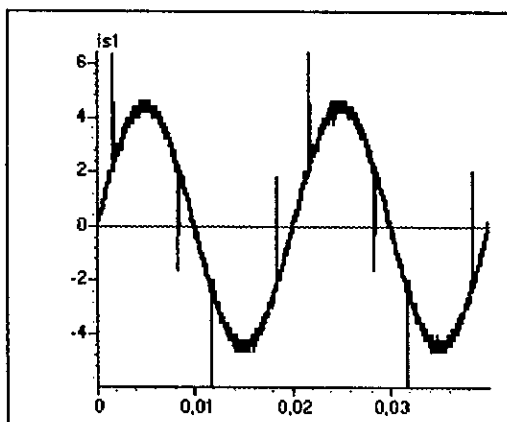
Le spectre du courant harmonique de référence



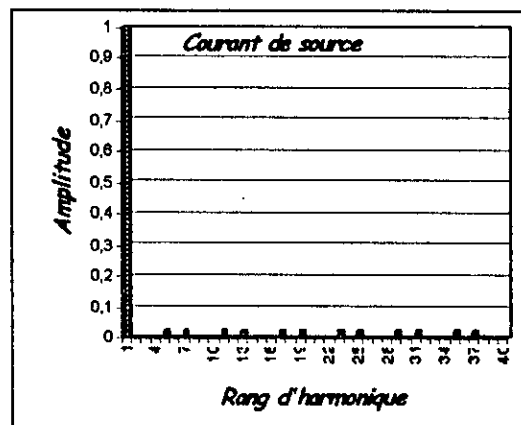
Le courant harmonique réel $i_{h1}(A)$



Le spectre du courant harmonique réel

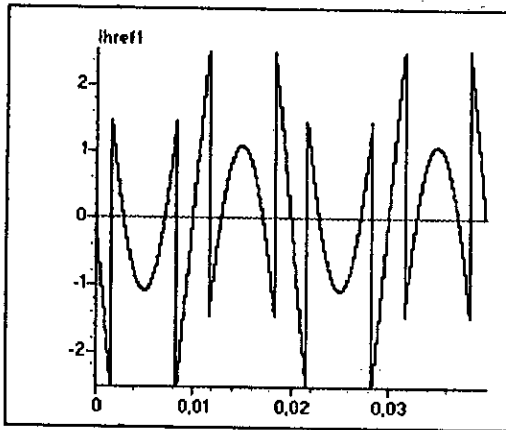


Le courant de source $i_{s1}(A)$

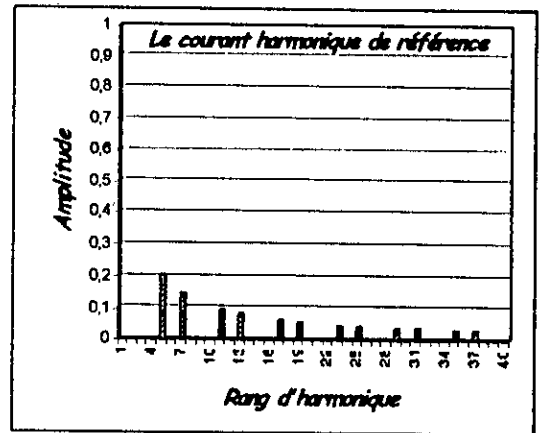


Le spectre du courant de source

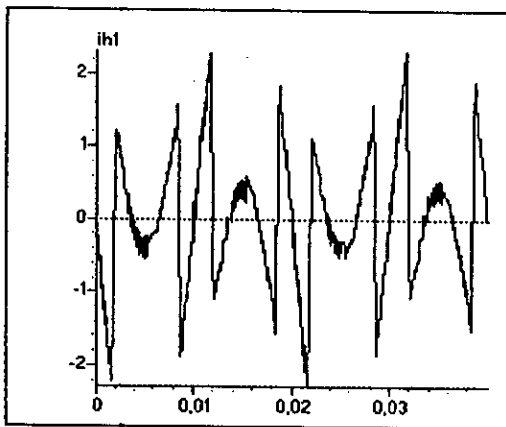
Fig.III.8.b. Les résultats obtenus par la stratégie d'hystérésis 1 en courant à bande variable ($h1=0.1A$ et $h2=0.5A$)



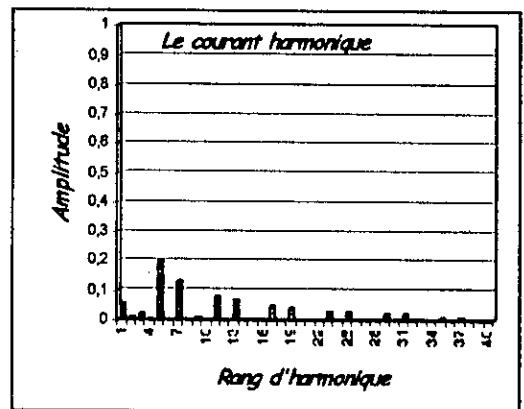
Le courant harmonique de référence $i_{href}(A)$



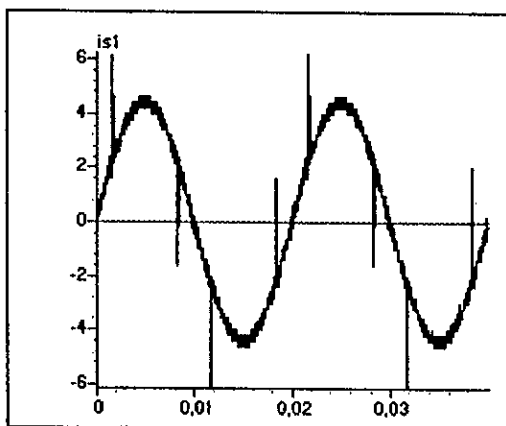
Le spectre du courant harmonique de référence



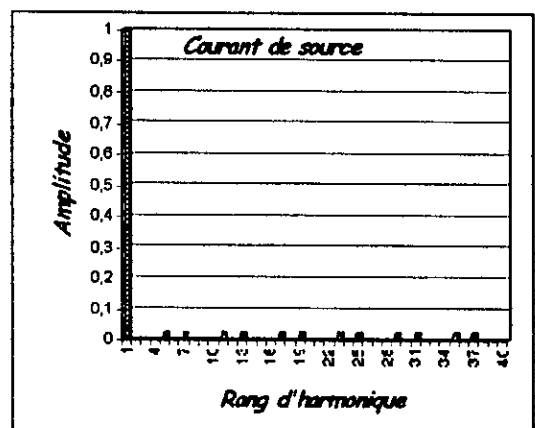
Le courant harmonique réel $i_{h1}(A)$



Le spectre du courant harmonique réel

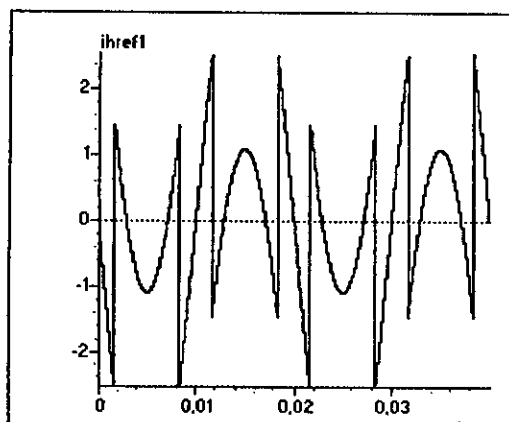


Le courant de source $i_{s1}(A)$

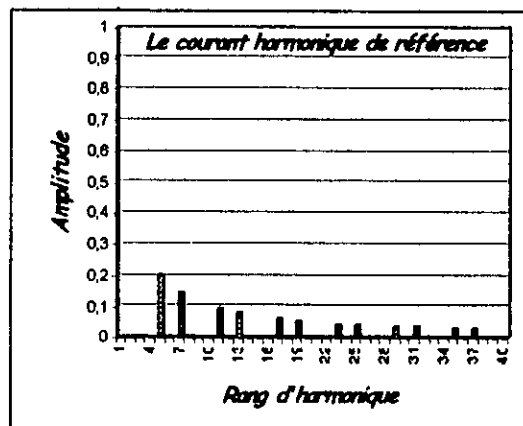


Le spectre du courant de source

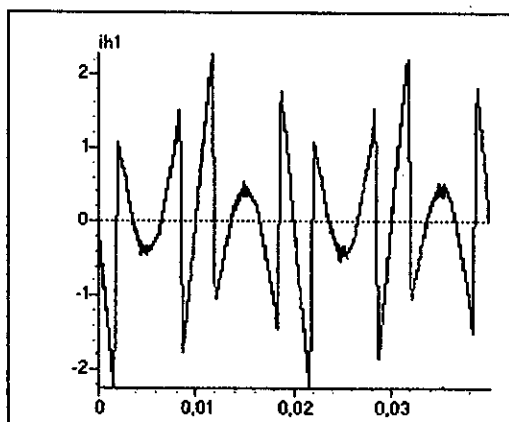
Fig.III.8.c. Les résultats obtenus par la stratégie d'hystérésis 2 en courant à bande constante($h1=0.1A$)



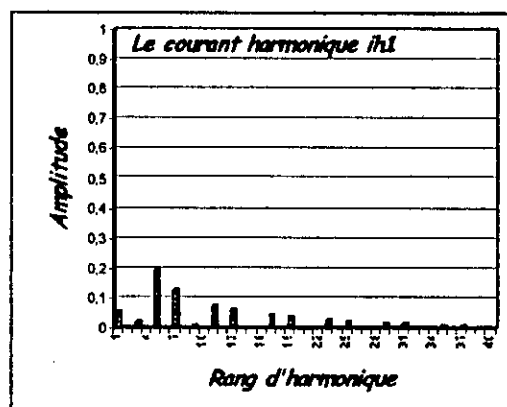
Le courant harmonique de référence $i_{h1ref}(A)$



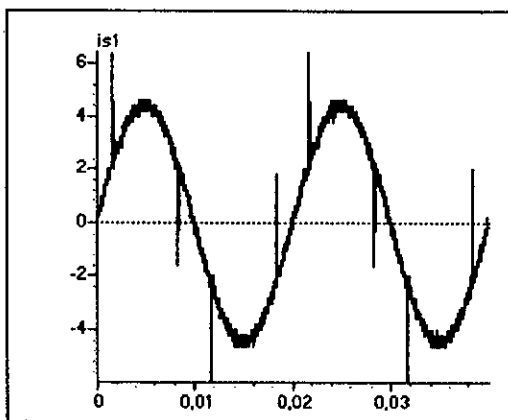
Le spectre du courant harmonique de référence



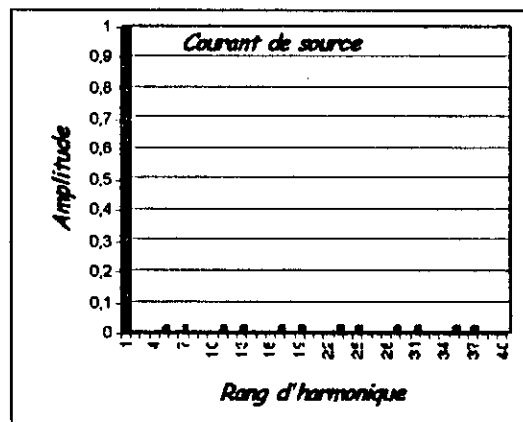
Le courant harmonique réel $i_{h1}(A)$



Le spectre du courant harmonique réel

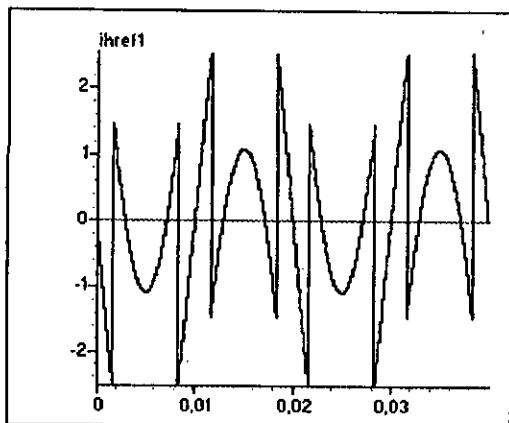


Le courant de source $i_{s1}(A)$

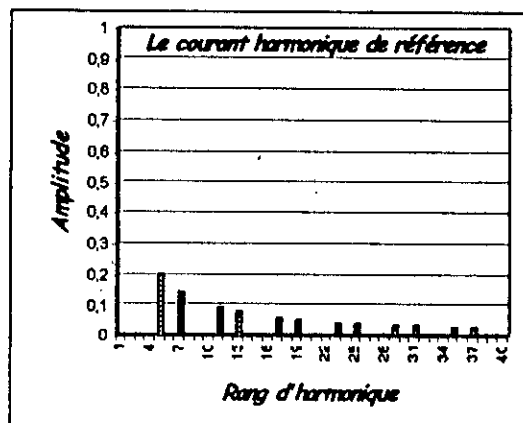


Le spectre du courant de source

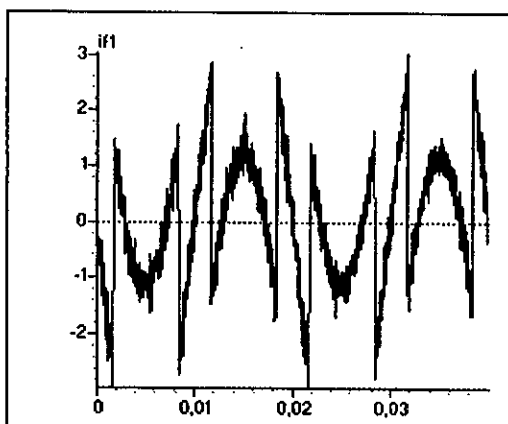
Fig.III.8.d. Les résultats obtenus par la stratégie d'hystérésis 2 en courant à bande variable ($h1=0.1A$ et $h2=0.5A$)



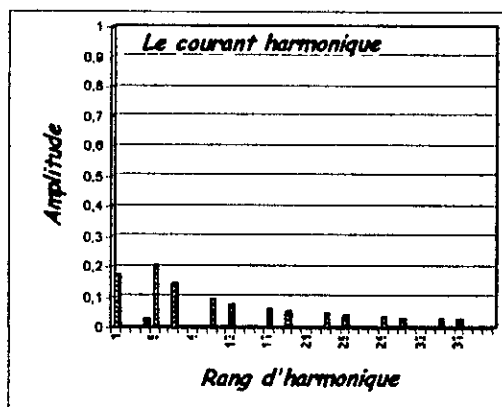
Le courant harmonique de référence $i_{h1ref}(A)$



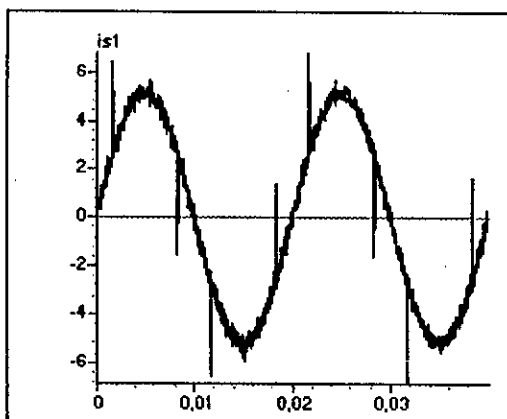
Le spectre du courant harmonique de référence



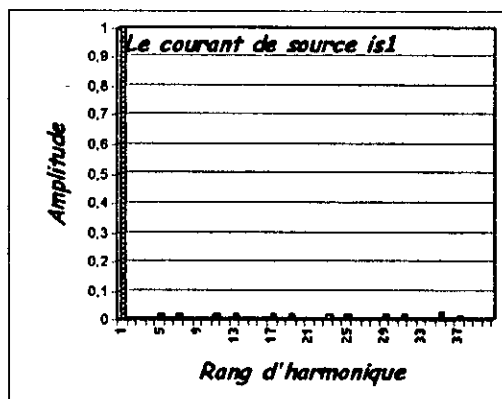
Le courant harmonique réel $i_{h1}(A)$



Le spectre du courant harmonique réel

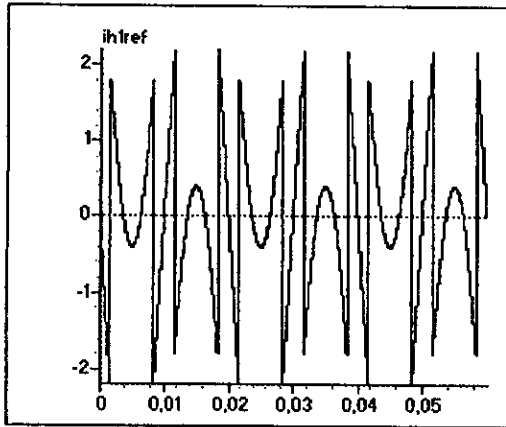


Le courant de source $i_{s1}(A)$

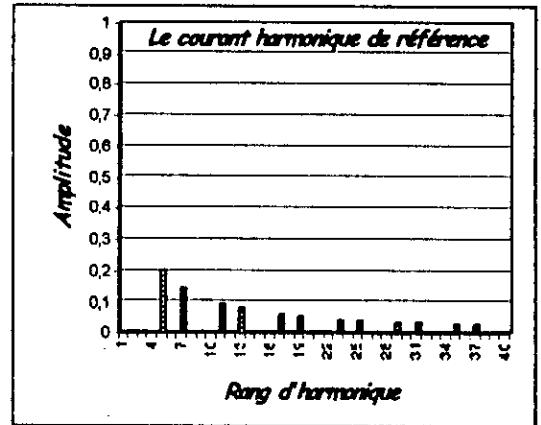


Le spectre du courant de source

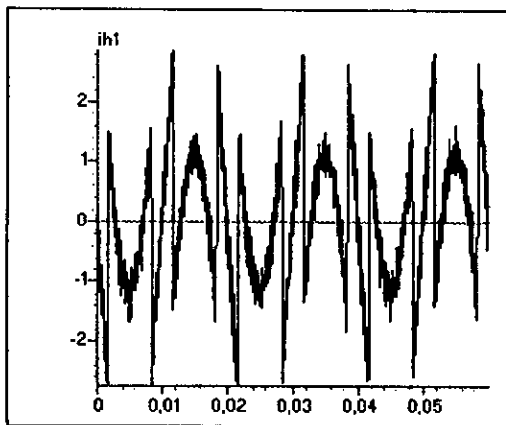
Fig.III.9.a. Les résultats obtenus par la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse ($m=36$)



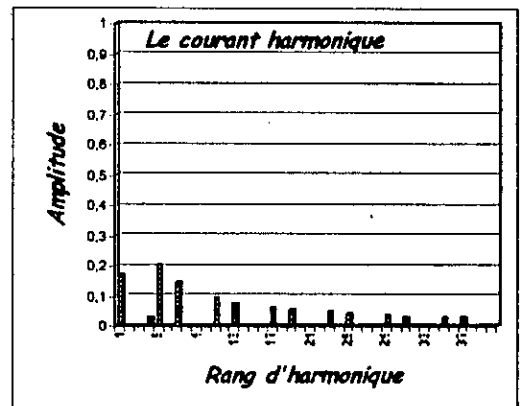
Le courant harmonique de référence $ih1ref(A)$



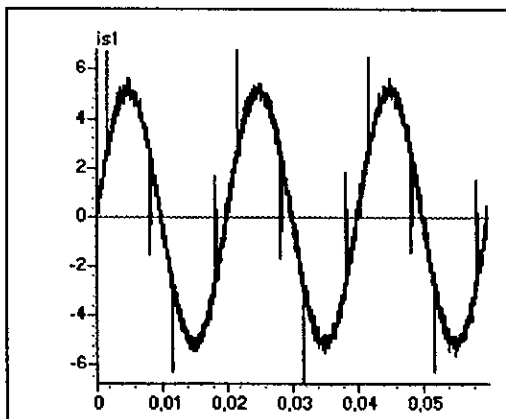
Le spectre du courant harmonique de référence



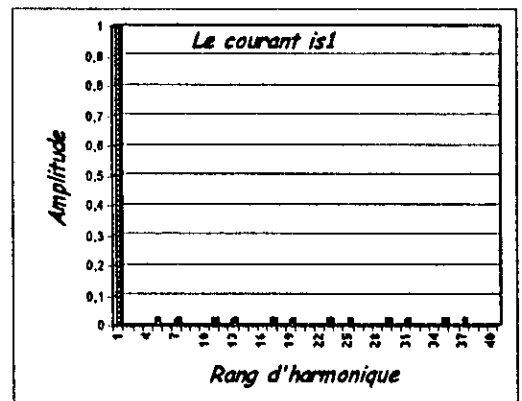
Le courant harmonique réel $ih1(A)$



Le spectre du courant harmonique réel



Le courant de source $is1(A)$



Le spectre du courant de source

Fig.III.9.b. Les résultats obtenus par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses($m=36$)

Conclusion :

Dans ce chapitre, on a expliqué le principe du filtrage actif parallèle et validé le fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux comme un filtre actif. Dans ce chapitre on a supposé le courant de charge i_c connu et le courant de source de référence sinusoïdal.

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

La commande par hystérésis à bande variable donne des résultats relativement meilleurs que ceux de la commande par hystérésis à bande constante à cause de la présence des pics aux niveaux des courants harmoniques.

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

En réalité, le courant de charge est une conséquence de la charge non linéaire accordé au réseau. Le courant de source de référence doit être déterminé à partir du courant de charge.

Pour répondre à ces besoins, on introduira dans le chapitre qui suit, deux charges polluantes : Le pont triphasé à diodes et le pont triphasé à thyristors. On utilisera un filtre passe-bas pour la détermination du fondamental de courant de charge qui sera le courant de source de référence.

Chapitre IV

Application du filtrage actif parallèle à la charge non linéaire

Introduction

Il est évident que les problèmes d'harmoniques et de consommation de la puissance réactive n'existent pas lorsque les récepteurs ne sont pas générateurs de telles perturbations.

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

Ce problème des courants harmoniques est très important surtout pour les montages de forte puissance. Il joue alors souvent un rôle déterminant dans le choix du convertisseur.

Le filtre actif est indépendant du convertisseur polluant. Ainsi il est possible de dépolluer un réseau perturbé quelconque.

Dans le troisième chapitre, on a validé le principe du filtrage actif, où on a adapté l'idée de prendre un courant de source de référence sinusoïdal en phase avec la tension du réseau et le comparer avec le courant imposé du charge. Mais l'examen de ce mode de commande montre qu'il faut être très attentif à la phase des signaux. Cela engendre un surdimensionnement des interrupteurs statiques [Rabouch 92][Rabouch 93]. D'où l'idée de déterminer une référence à partir du courant absorbé par la charge.

Dans ce chapitre, on va se limiter à étudier les cas des redresseurs triphasés à diodes et à thyristors. Pour la détermination du fondamental de courant du charge, on utilisera un filtre passif passe-bas.

IV.1 Modélisation des redresseurs triphasés

Les redresseurs utilisés dans notre étude sont le redresseur triphasé à diodes et le redresseur triphasé à thyristors. Ces redresseurs dominent largement aujourd'hui le domaine industriel pour leur importance en nombre et en puissance.

Cependant et vu du réseau alimentant ces redresseurs, ils constituent des récepteurs non linéaires, alimentés en tension sinusoïdale, ils absorbent des courants non sinusoïdaux et considérés donc comme générateur d'harmonique.

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

IV.1.1 Modélisation du pont redresseur triphasé à diodes :

Alimenté par le réseau triphasé, le redresseur triphasé à diodes est l'un des plus fréquemment utilisé.

La figure (IV.1) présente le pont redresseur triphasé à diodes.

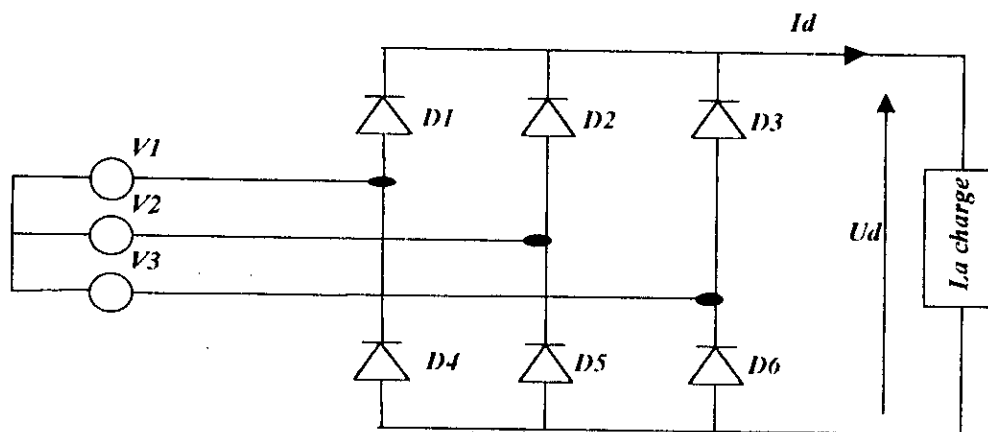


Fig.IV.1. Le pont redresseur triphasé à diodes

La figure (IV.2) montre la forme de la tension de sortie Ud pour une charge RL.

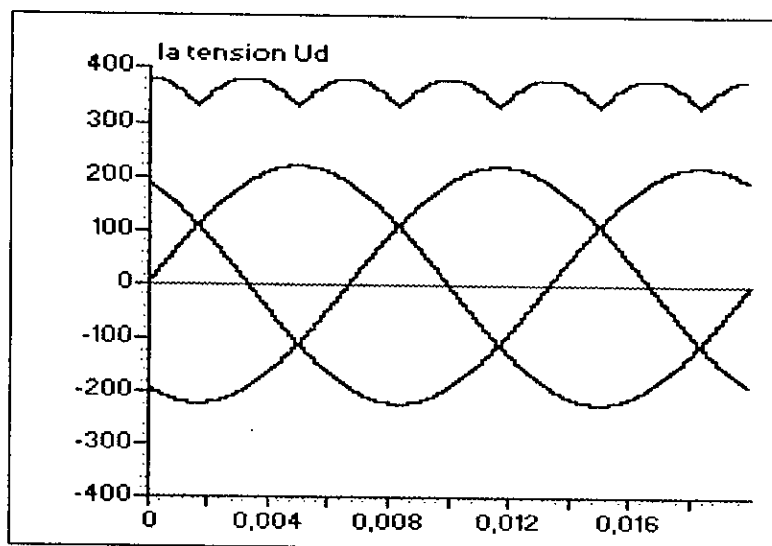


Fig IV.2 La tension redressée Ud

Sa valeur moyenne est :

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

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

(IV.1)

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

En négligeant le phénomène de l'empiètement anodique et en considérant la conduction continue et le courant de charge du pont constant, chaque diode est parcourue par le courant I_d pendant une durée $T/3$.

Où T est la période du signal.

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.IV.3).

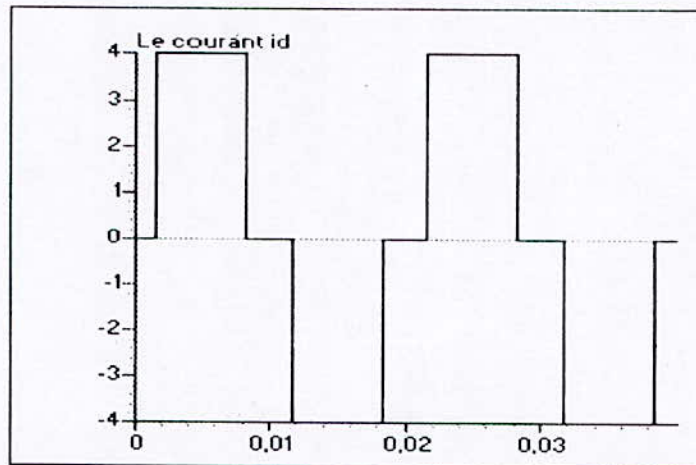


Fig.IV.3. Le courant de charge i_d

Une telle forme d'onde peut être décomposée en une somme de sinusoïdes avec des fréquences impaires multiples de celle du réseau, dont sont exclus les multiples de trois.

La valeur efficace I_h de l'harmonique du rang h est donnée par la relation

$$I_h = \frac{I_1}{h} \quad (\text{IV.2})$$

Où I_1 est la valeur efficace du fondamentale du courant i_d .

IV.1.2 Modélisation du redresseur triphasé à thyristors :

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

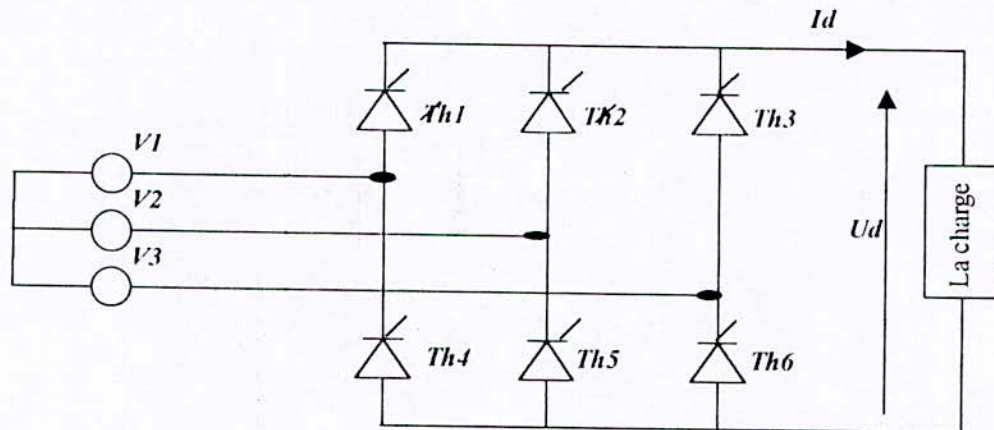


Fig.IV.4. Le pont triphasé à thyristors

Selon la valeur de l'angle d'amorçage α des thyristors, on peut avoir le fonctionnement redresseur ou onduleur.

Dans notre travail, on va se limiter à l'étude du fonctionnement redresseur. Ce fonctionnement est obtenu pour un angle d'amorçage : $0 < \alpha \leq \frac{\pi}{2}$.

La figure (IV.5) montre la forme de la tension redressée pour un angle d'amorçage, (Fonctionnement redresseur).

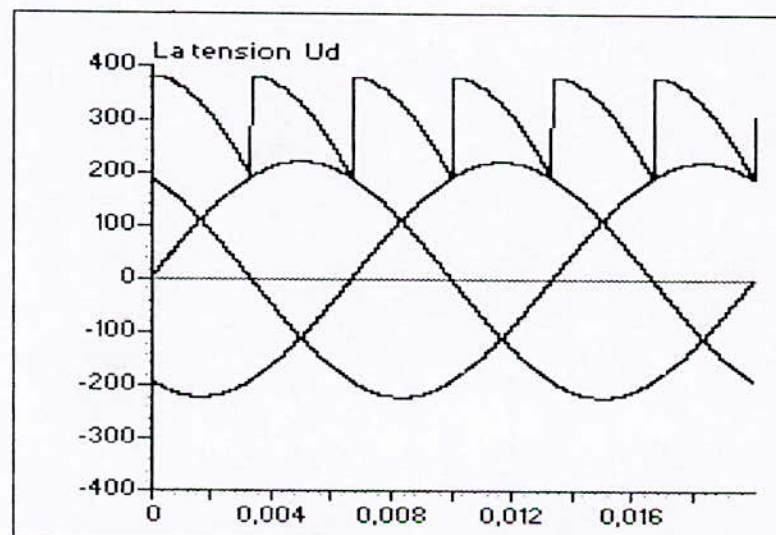


Fig.IV.5. La tension redressée Ud

Sa valeur moyenne est :

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

$$U_{dmoy} = \frac{9}{\sqrt{2} \cdot \pi} \cdot V \quad (\text{IV.3})$$

IV.2 Identification des courants harmoniques de référence

La commande du filtre actif triphasé à trois niveaux se base sur la connaissance des courants harmoniques de référence que doit générer ce filtre.

L'identification du courant harmonique de référence peut être faite en utilisant un filtre passif ou actif passe-haut. Il est dimensionné pour atténuer la composante continue et le fondamental du courant à filtrer, de telle sorte de ne laisser passer que les harmoniques de haute fréquence f_h . Avec $f_h = h \cdot f$.

Où :

- f : fréquence du fondamental.
- f_h : fréquence du courant harmonique de rang h .
- h : entier supérieur à un ($h > 1$).

On peut même utiliser une méthode basée sur la comparaison entre le courant filtré et son fondamental. Dans ce cas on utilisera un filtre (passif ou actif) passe-bas pour la détermination de ce fondamental.

Dans notre étude, on utilisera cette dernière méthode qui sera expliquée dans le paragraphe qui suit.

Dans le prochain chapitre, on présentera une autre méthode d'identification des courants harmoniques de référence plus sophistiquée, basée sur les puissances actives et réactives instantanées.

Remarque :

- On utilise souvent le mot filtre actif tout court au lieu de filtre actif parallèle triphasé à trois niveaux.

IV.2.1 Détermination des courants harmoniques de référence en utilisant un filtre passe-bas

Le diagramme fonctionnel de la figure (IV.6) explique le principe de la commande du filtre actif en introduisant un filtre passif passe-bas pour la détermination du fondamental du courant de charge.

Une comparaison entre le courant filtré et le courant absorbé par la charge non linéaire permet d'avoir le courant harmonique de référence que doit générer le filtre actif, afin d'obtenir un courant de source sinusoïdal.

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

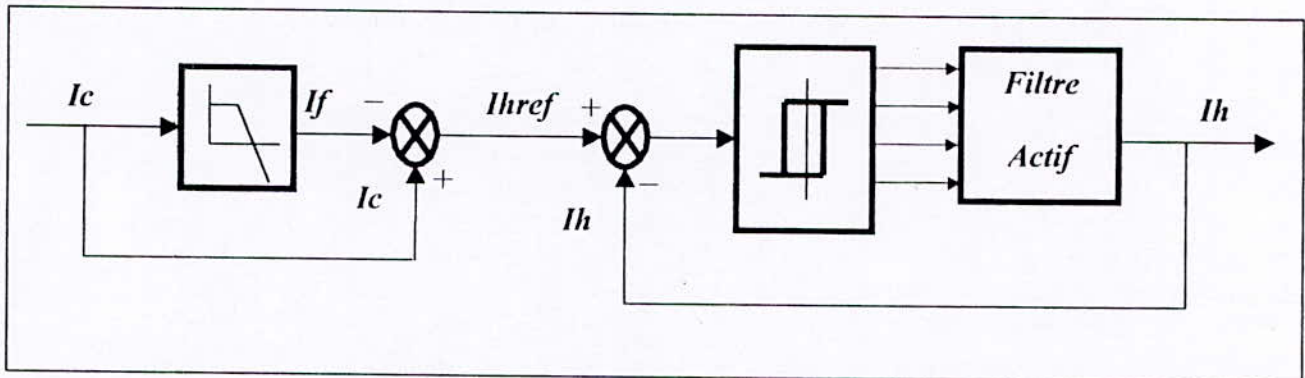


Fig.IV.6.Schéma fonctionnel de la commande du filtre actif

IV.2.2 Dimensionnement du filtre passif passe-bas

Pour la détermination du fondamental du courant de charge, on a utilisé un filtre passif passe-bas dimensionné à une fréquence de coupure $f_c=60\text{Hz}$.

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

La fonction de transfert du filtre utilisé est :

$$F(p) = \frac{1}{(1 + \tau.p)^4} \quad (\text{IV.4})$$

$$\text{Avec : } \frac{1}{\tau} = 2.\pi.f_c$$

$$\text{Donc : } \tau = \frac{1}{2.\pi.f_c} \quad (\text{IV.5})$$

La figure (IV.7.) ci dessous montre le courant de charge et son fondamental i_{c_f} déterminé en utilisant le filtre passif passe-bas.

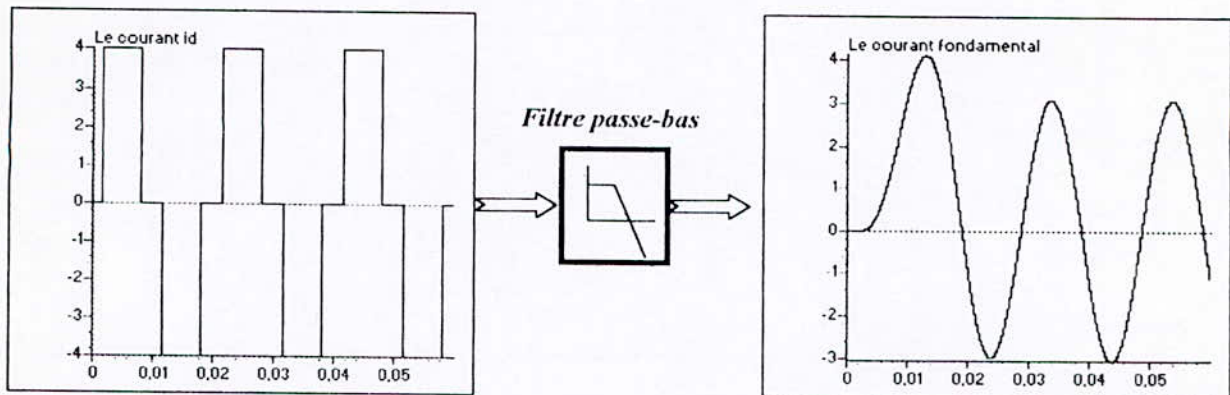


Fig.IV.7. Le courant de charge et son fondamental déterminé par le filtre passe-bas

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

On montrera par la suite que ce problème de retard peut être résolu soit en utilisant un correcteur à avance de phase. Soit en utilisant une autre méthode qui permet à la fois la détermination du courant harmonique de référence et le fondamental du courant de charge. Cette dernière méthode est basée sur les puissances actives et réactives instantanées.

IV.3 Résultats de simulation

Les figures (IV.8.*) présentent le courant de charge i_{c1} , son fondamental déterminé par le filtre passif passe-bas d'ordre quatre et leurs spectres harmoniques pour les deux charges non linéaires suivantes : le pont redresseur à diodes et le pont redresseur à thyristors débitant sur une charge RL.

Après un régime transitoire, la sortie du filtre passif devient sinusoidale et déphasée par rapport au fondamental du courant de charge.

IV.3.1 Résultats de simulation de la commande du filtre par la stratégie à hystérésis

Les figures (IV.9.a.*,b.*,c.*,d.*) montrent les formes du courant harmonique de référence i_{h1ref} , du courant harmonique généré par le filtre actif i_{h1} , du courant de source i_{s1} et de leurs spectres harmoniques pour les deux algorithmes de la stratégie d'hystérésis en courant à bande constante et à bande variable. Ces simulations sont réalisées dans le cas où la charge non linéaire est un pont redresseur à diodes puis un pont redresseur à thyristors débitant sur une charge RL.

On remarque que le courant harmonique de référence résultant n'a pas la vraie allure car il ne contient pas les piques du courant harmonique de référence. Cela est dû au décalage du fondamental du courant de charge par rapport à la sortie du filtre passe-bas dont on a parlé précédemment.

On constate que les courants harmoniques délivrés par le filtre actif suivent bien leurs références et qu'ils ont le même spectre d'harmoniques. On constate que le courant de source est sinusoïdal mais contenant des piques et retardé par un angle $\theta=23,4^\circ$. L'amplitude de ces piques est légèrement supérieure dans le cas du pont à diodes que dans le cas du pont à thyristors à cause de la différence entre les amplitudes des courants des deux charges.

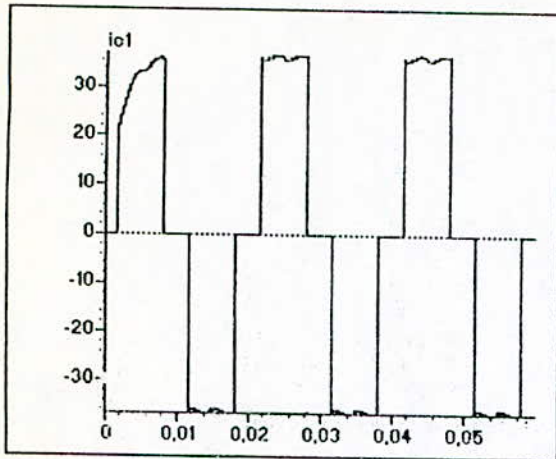
Puisque les courants harmoniques suivent bien leurs références, les piques du courant de source sont dus au décalage du fondamental du courant de charge.

IV.3.2 Résultats de simulation de la commande du filtre par la stratégie triangulo-sinusoïdale

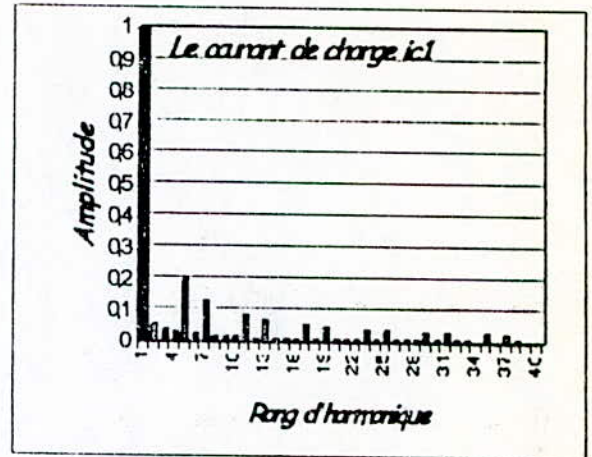
Les figures (IV.10.a.1,a.2,b.1,b.2) montrent respectivement les formes du courant harmonique de référence $i_{h_{ref}}$, du courant harmonique généré par le filtre actif i_{h_1} , le courant i_{s_1} délivré par la source et leurs spectres harmoniques pour les deux stratégies de commande triangulo-sinusoïdale à une et à deux porteuses appliquées au filtre actif. Ces simulations sont réalisées pour les charges polluantes suivantes: le pont redresseur à diodes et le pont redresseur à thyristors.

On constate que les courants harmoniques suivent bien leurs références et présentent le même spectre harmonique.

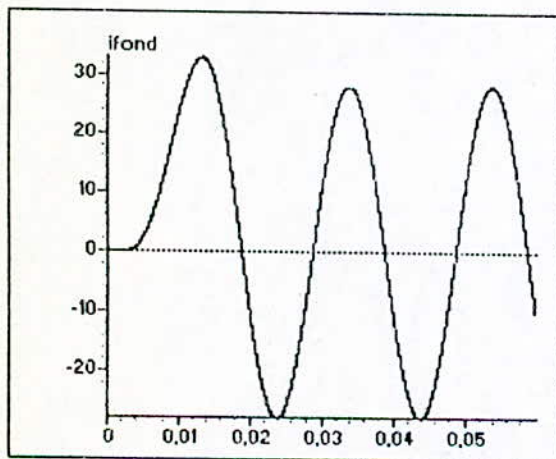
Le courant de source est presque sinusoïdal mais contenant des piques. Ces piques sont dus au retard introduit par le filtre passif passe-bas.



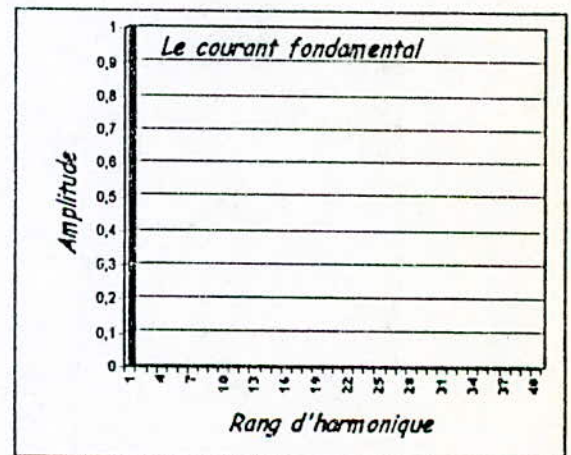
Le courant de charge $i_{cl}(A)$



Le spectre du courant de charge i_{cl}

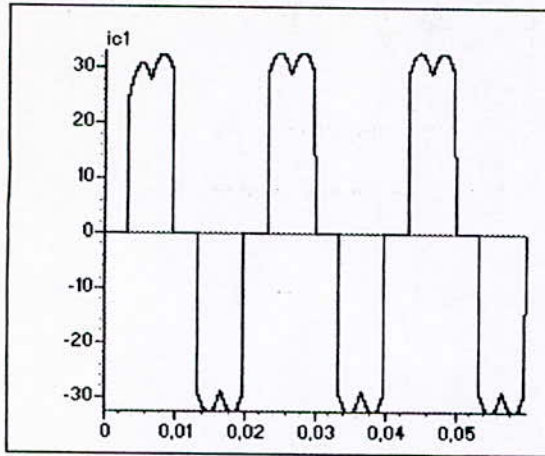


Le courant fondamental de i_{cl} , $i_{fond}(A)$

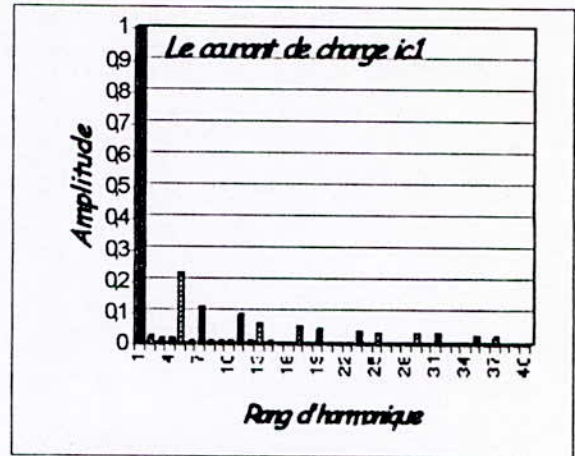


Le spectre du courant fondamental de i_{cl}

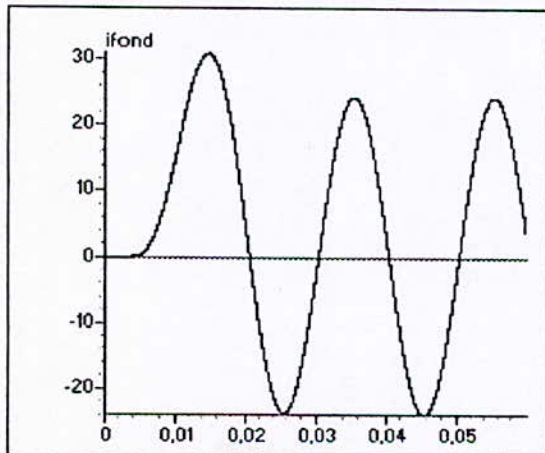
Fig.IV.8.1.. Le courant de charge et son fondamental et leurs spectres dans le cas d'un pont à diodes



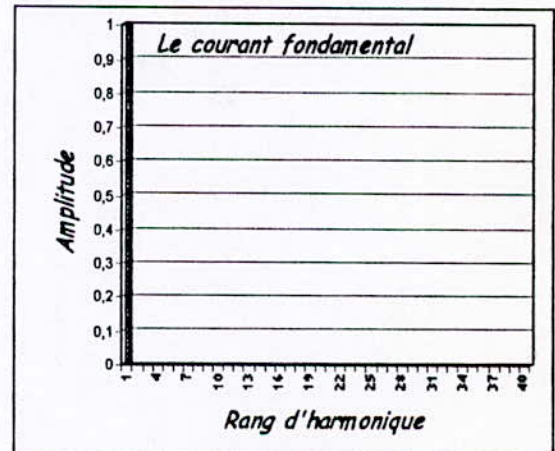
Le courant de charge $i_{c1}(A)$



Le spectre du courant de charge i_{c1}

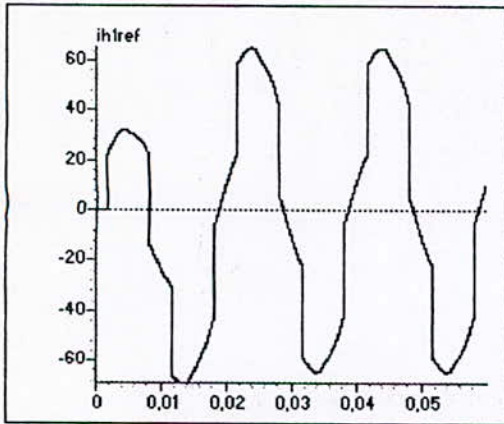


Le courant fondamental de i_{c1} , $i_{fond}(A)$

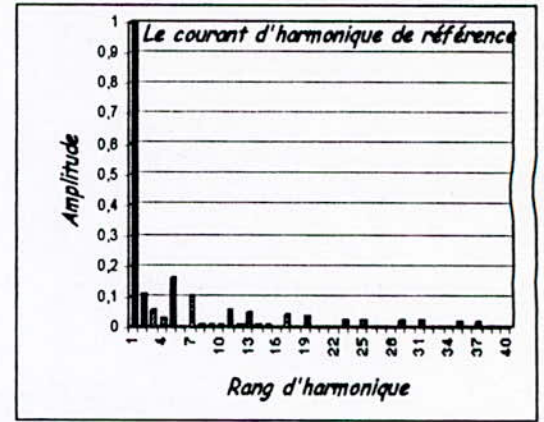


Le spectre du courant fondamental de i_{c1}

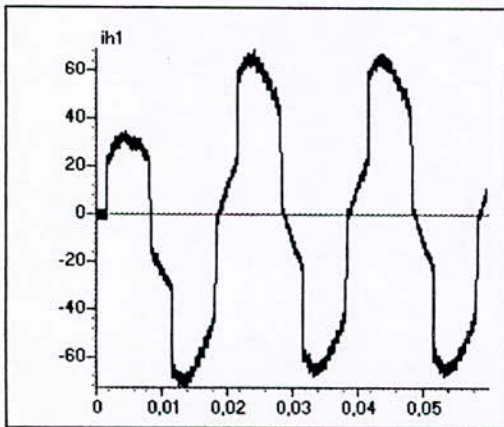
Fig.IV.8.2. Le courant de charge et son fondamental et leurs spectres dans le cas d'un pont à thyristors ($\alpha = \pi/6$)



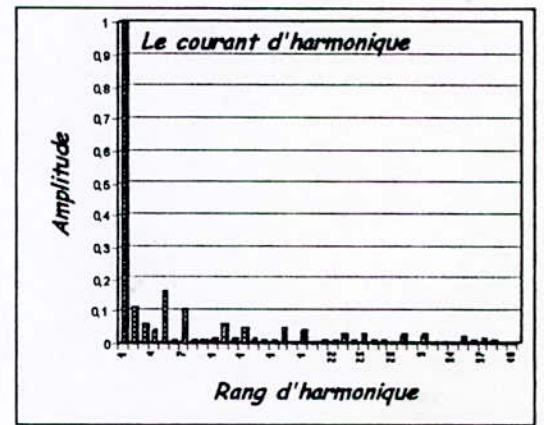
Le courant harmonique de référence $i_{ref}(A)$



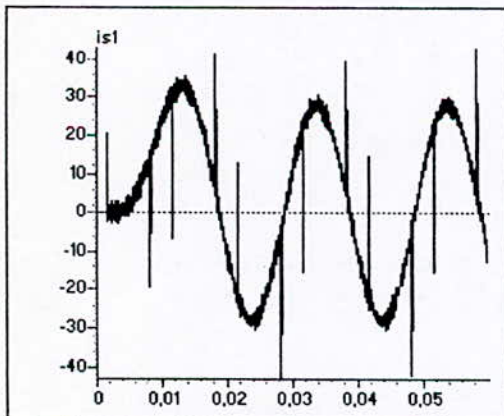
Le spectre du courant harmonique de référence



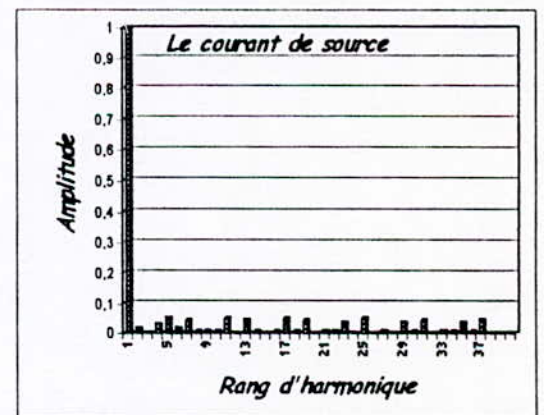
Le courant harmonique $i_{h1}(A)$



Le spectre du courant harmonique i_{h1}

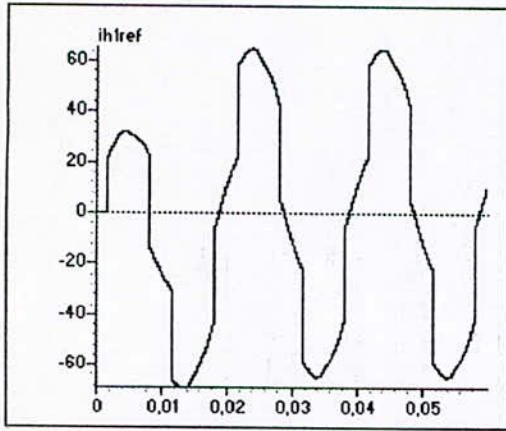


Le courant de source $i_{s1}(A)$

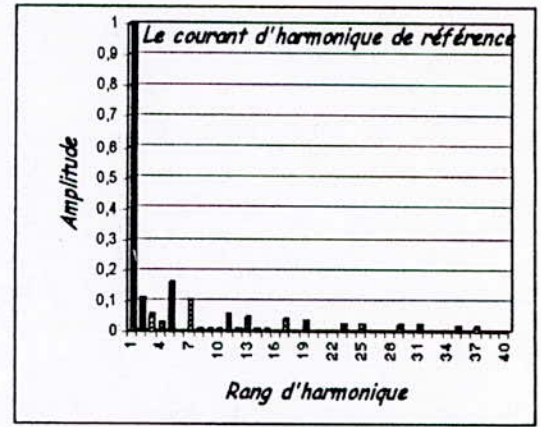


Le spectre du courant de source i_{s1}

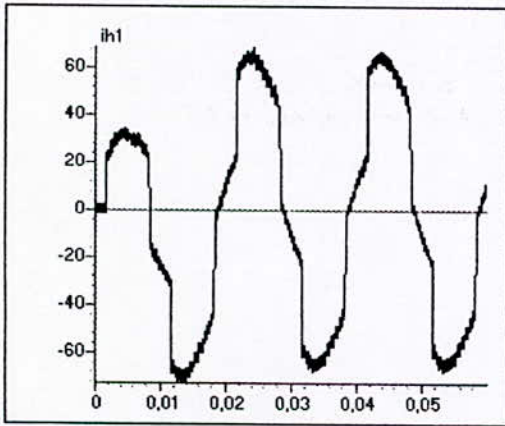
Fig. IV.9.a.1. Filtre actif commandé par la stratégie d'hystérésis 1 en courant à bande constante ($h=0.1A$) dans le cas d'une charge redresseur à diodes



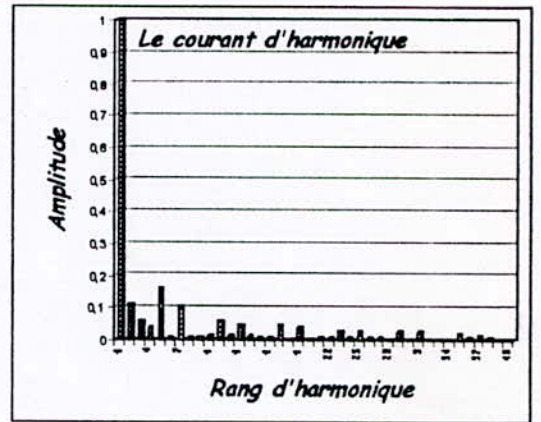
Le courant harmonique de référence $ih1ref(A)$



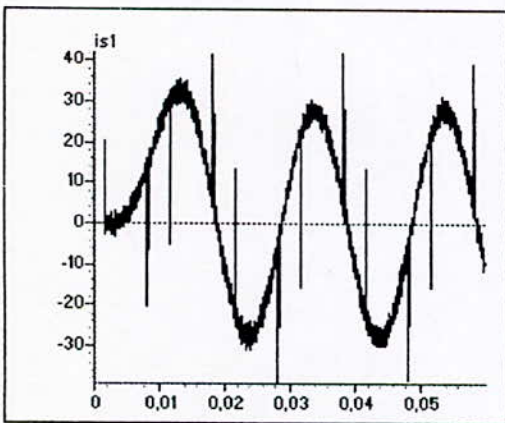
Le spectre du courant harmonique de référence



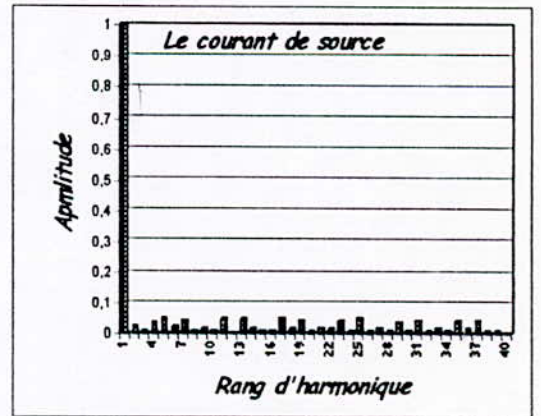
Le courant harmonique $ih1(A)$



Le spectre du courant harmonique $ih1$

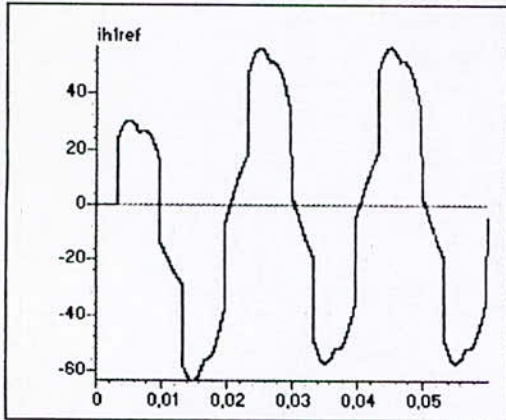


Le courant de source $is1(A)$

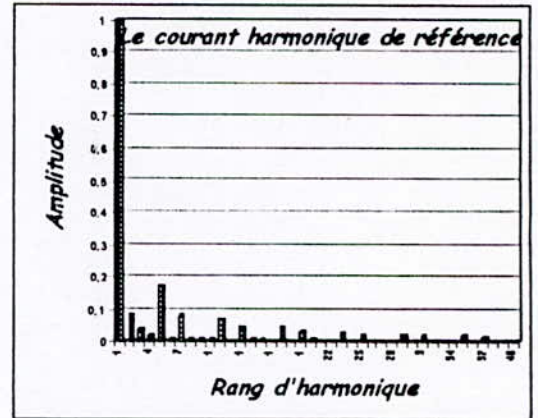


Le spectre du courant de source $is1$

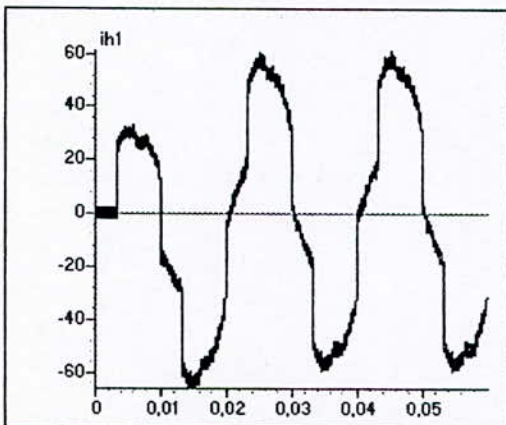
Fig.IV.9.a.2. Filtre actif commandé par la stratégie d'hystérésis 1 en courant à bande variable ($h1=0.1A$ $h2=0.5A$) dans le cas d'une charge redresseur à diodes



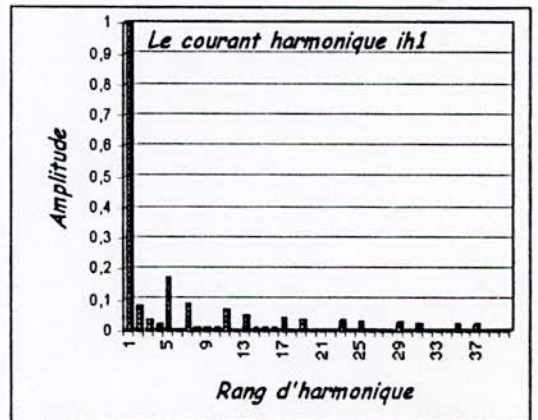
courant harmonique de référence ihref(A)



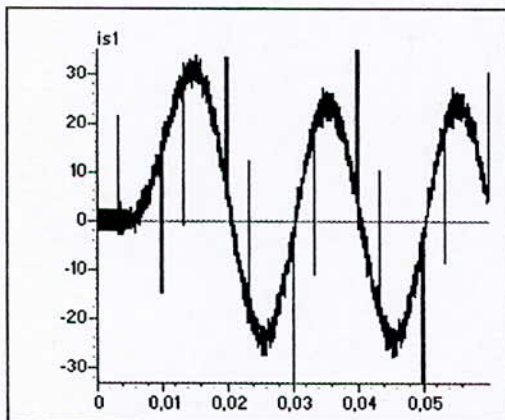
Le spectre du courant harmonique de référence



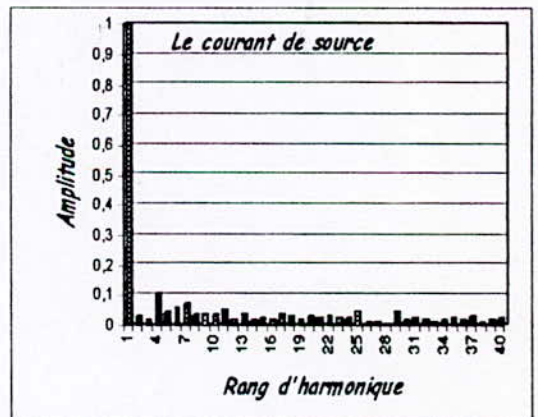
Le courant harmonique ih1(A)



Le spectre du courant harmonique ih1

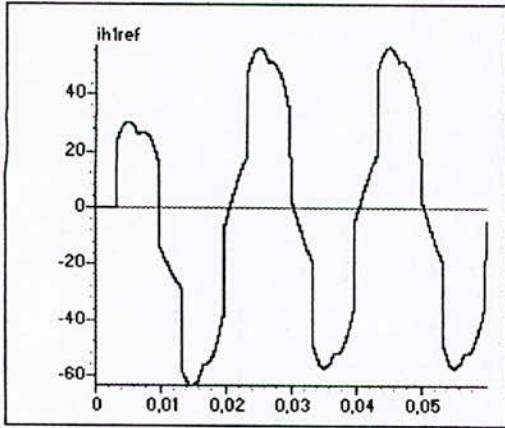


Le courant de source is1(A)

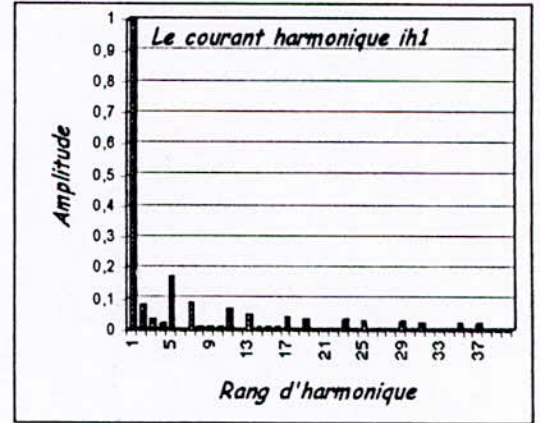


Le spectre du courant de source is1

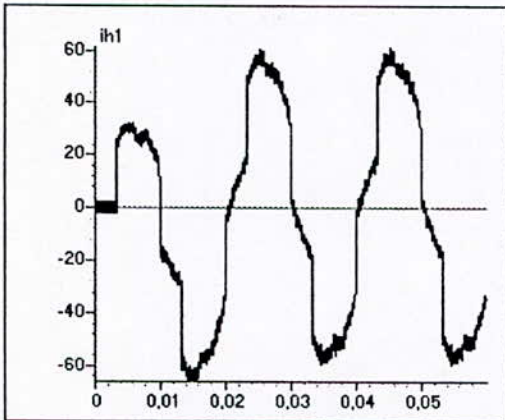
Fig.IV.9..b.1.Filtre actif commandé par la stratégie d'hystérésis 1 en courant à bande constante($h=0.1A$) dans le cas d'une charge redresseur à Thyristors ($\alpha= \pi/6$)



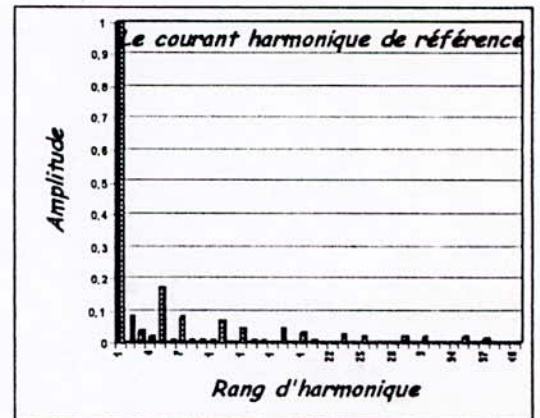
courant harmonique de référence ihref(A)



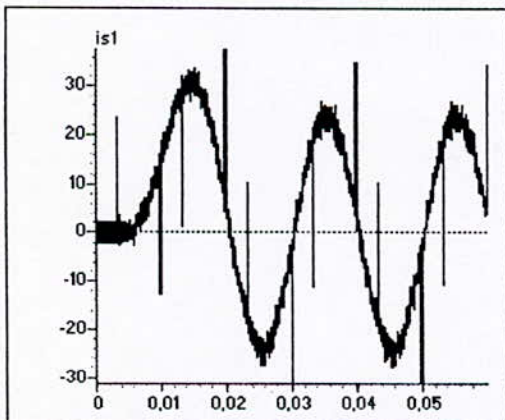
Le spectre du courant harmonique de référence



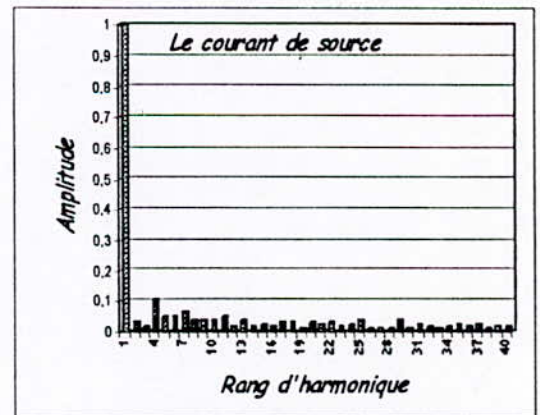
Le courant harmonique ih1(A)



Le spectre du courant harmonique ih1

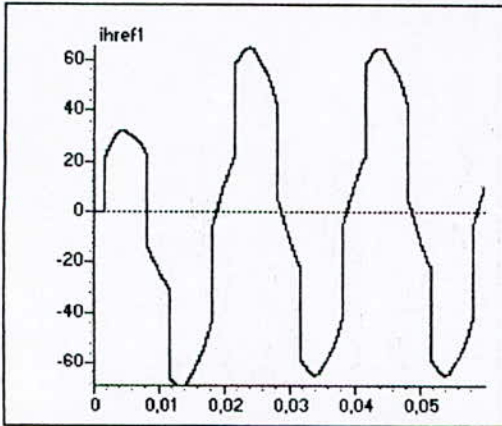


Le courant de source is1(A)

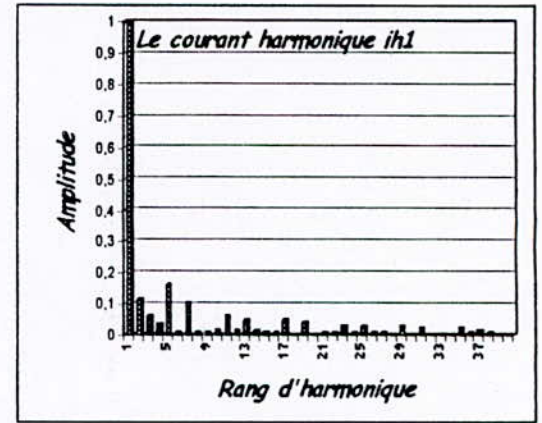


Le spectre du courant de source is1

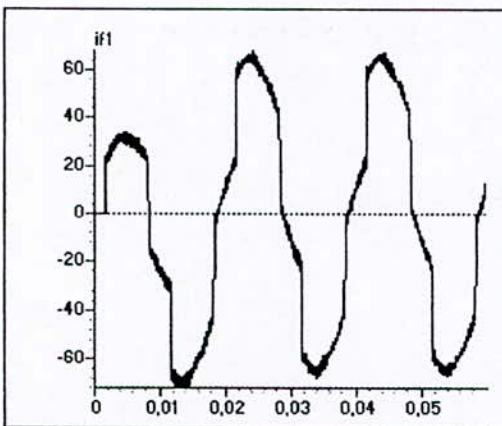
Fig.IV.9.b.2 Filtre actif commandé par l'hystérésis 1 en courant à bande variable (h1=0.1A h2=0.5A) dans le cas d'une charge redresseur à Thyristors ($\alpha = \pi/6$)



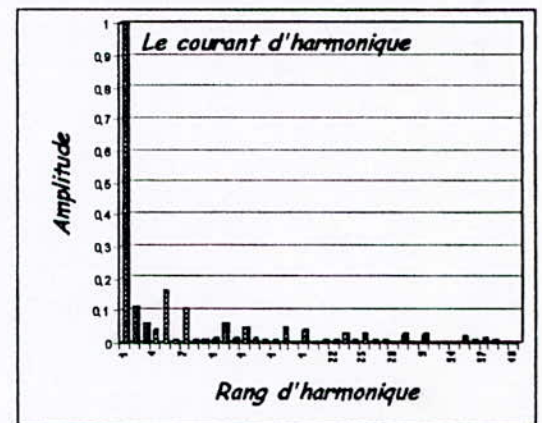
Le courant harmonique de référence $i_{h1ref}(A)$



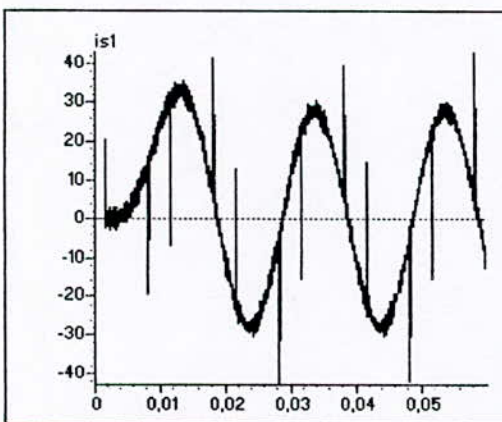
Le spectre du courant harmonique de référence



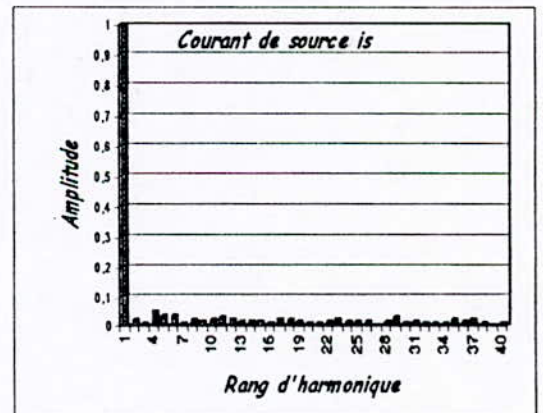
Le courant harmonique $i_{h1}(A)$



Le spectre du courant harmonique i_{h1}

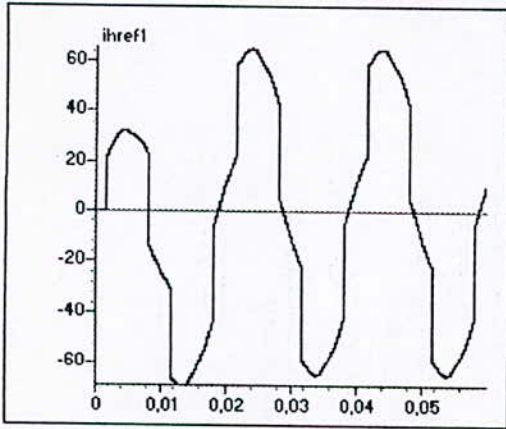


Le courant de source $i_{s1}(A)$

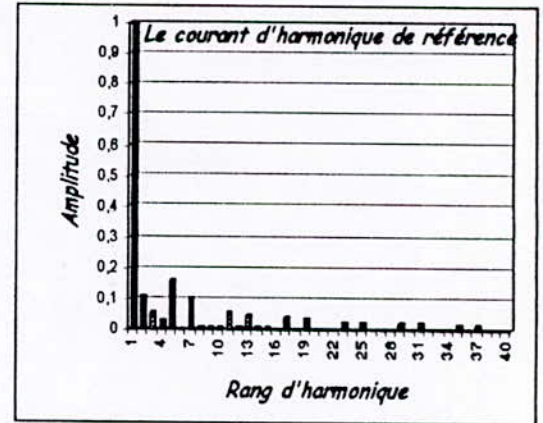


Le spectre du courant de source i_{s1}

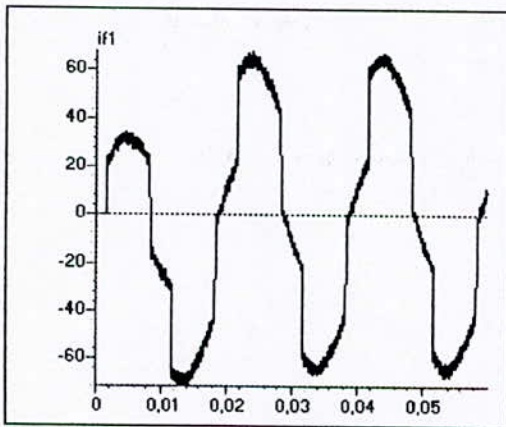
Fig.IV.9.c.1. Filtre actif commandé par la stratégie d'hystérésis 2 en courant à bande constante ($h=0.1A$) dans le cas d'une charge redresseur à diodes



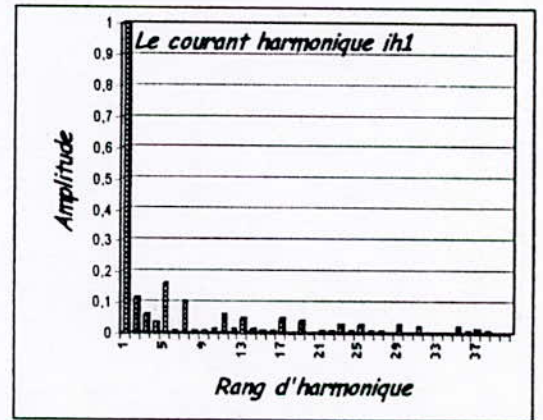
courant harmonique de référence iref(A)



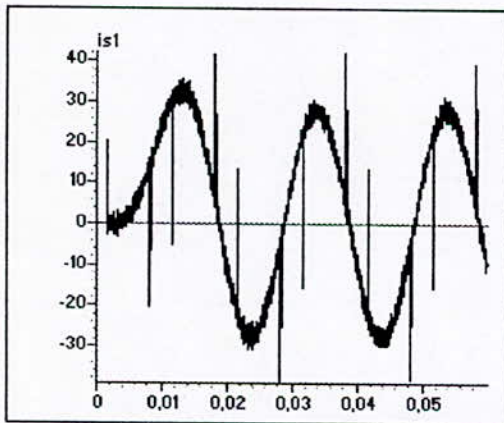
Le spectre du courant harmonique de référence



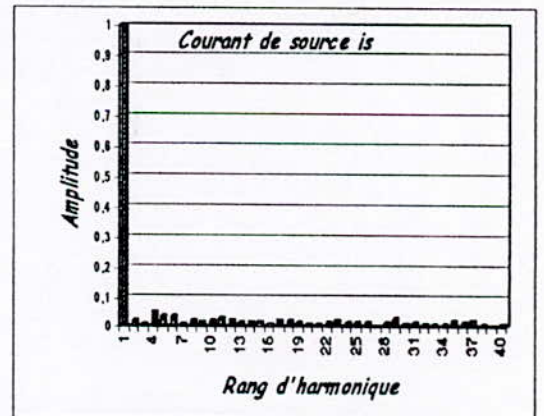
Le courant harmonique ih1(A)



Le spectre du courant harmonique ih1

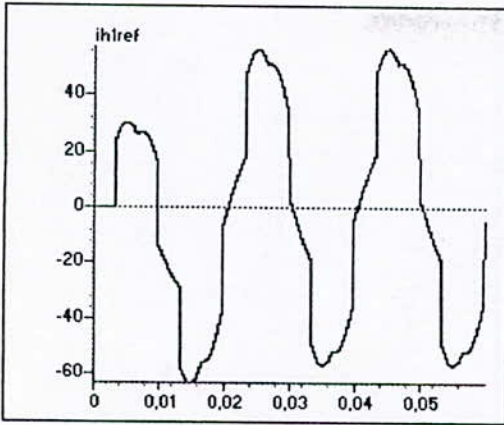


Le courant de source is1(A)

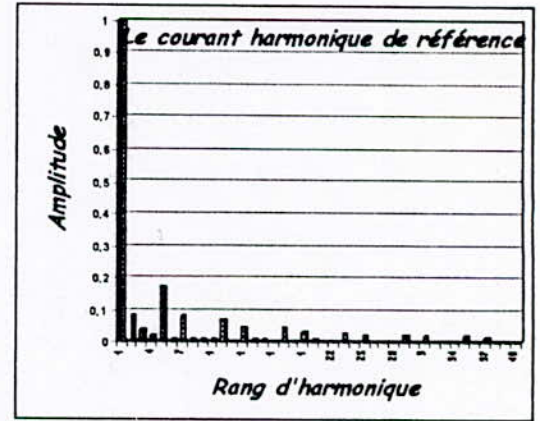


Le spectre du courant de source is1

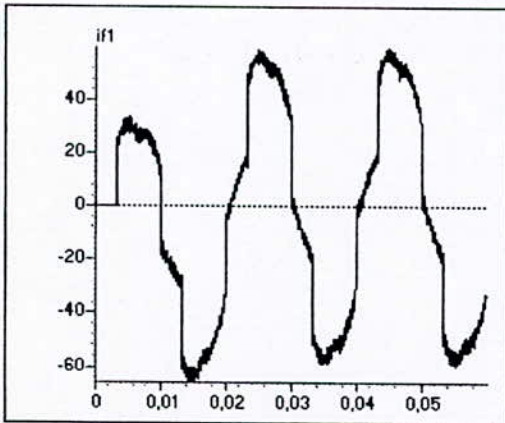
Fig.IV.9.c.2. Filtrage actif commandé par la stratégie d'hystérésis 2 en courant à bande variable ($h1=0.1A$ $h2=0.5A$) dans le cas d'une charge redresseur à diodes



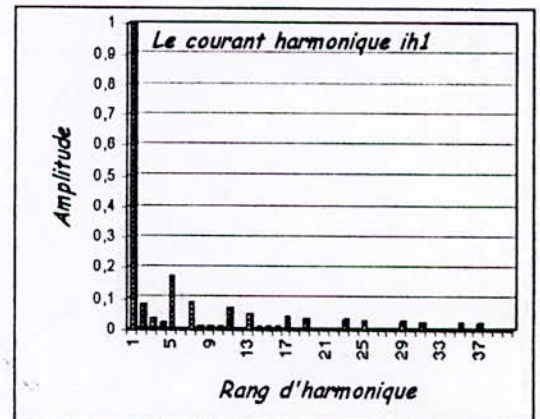
courant harmonique de référence iref(A)



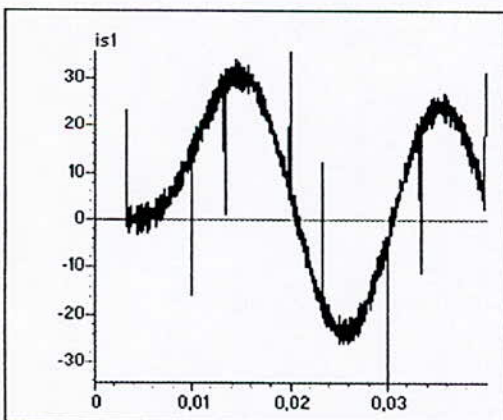
Le spectre du courant harmonique de référence



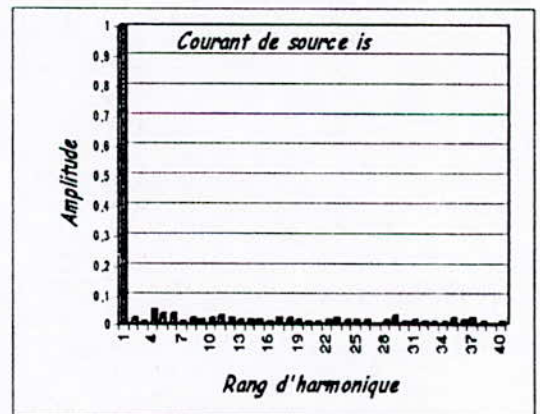
Le courant harmonique ih1(A)



Le spectre du courant harmonique ih1

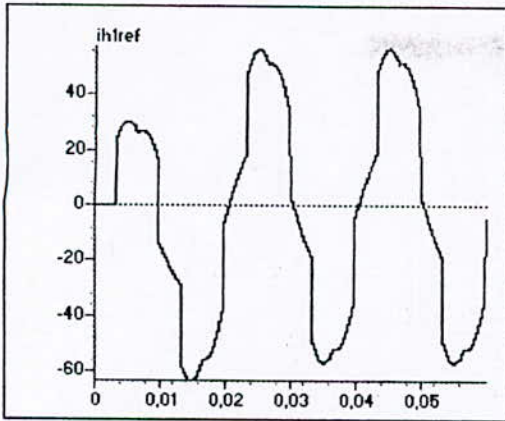


Le courant de source is1(A)

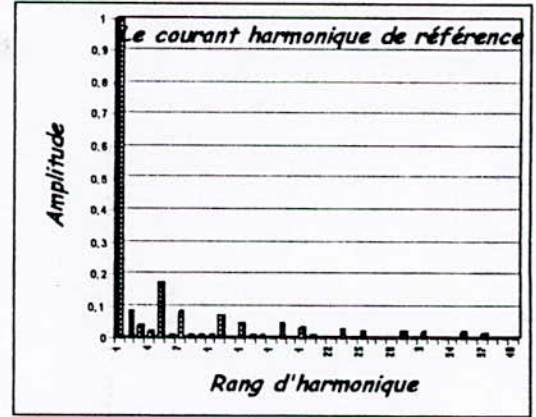


Le spectre du courant de source is1

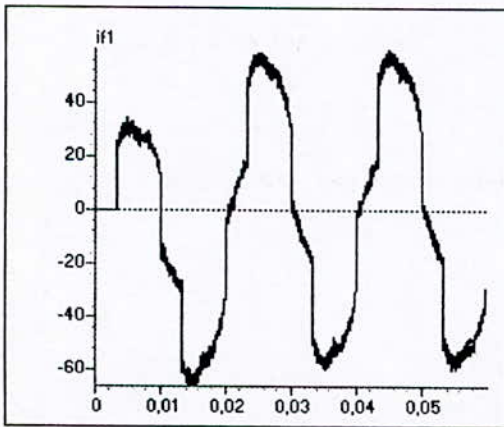
Fig.IV.9.d.1. filtre actif commandé par la stratégie d'hystérésis 2 en courant à bande constante ($h=0.1A$) dans le cas d'une charge redresseur à thyristors ($\alpha= \pi/6$)



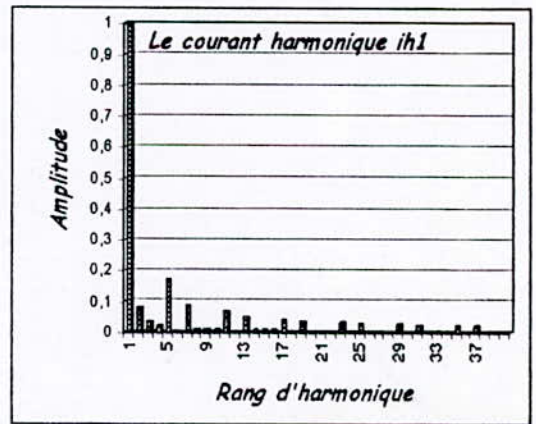
courant harmonique référence ihref(A)



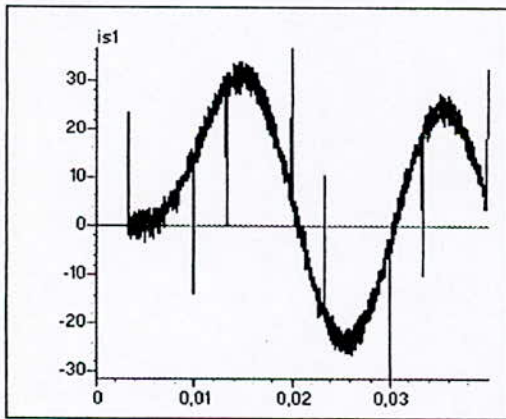
Le spectre du courant harmonique de référence



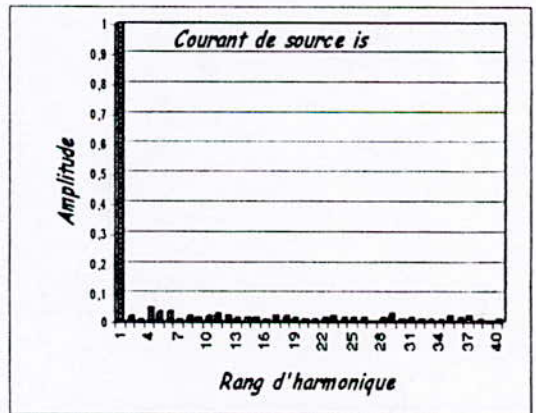
Le courant harmonique ih1(A)



Le spectre du courant harmonique ih1

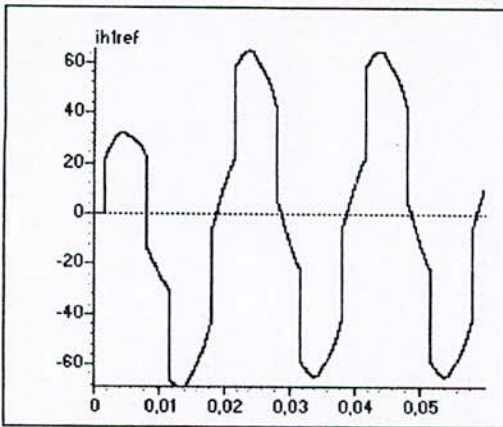


Le courant de source is1(A)

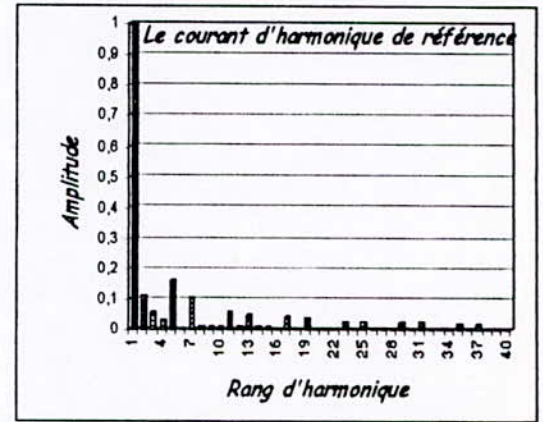


Le spectre du courant de source is1

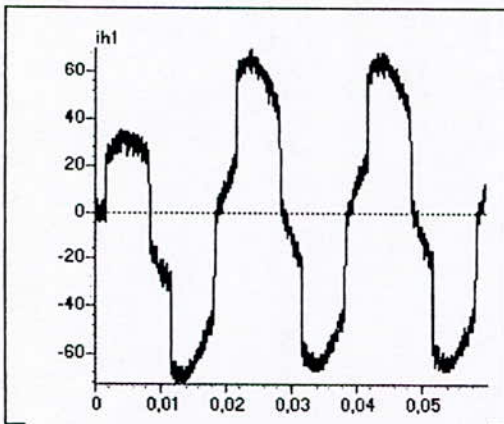
Fig.IV.9.d.2. Filtre actif commandé par l'hystérésis 2 en courant à bande variable ($h1=0.1A$ $h2=0.5A$) dans le cas d'une charge redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/6$)



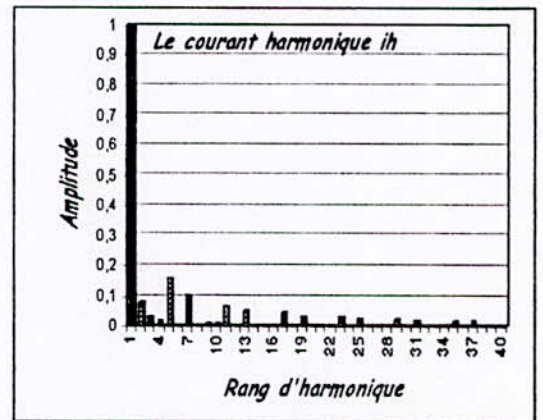
courant harmonique de référence $i_{href}(A)$



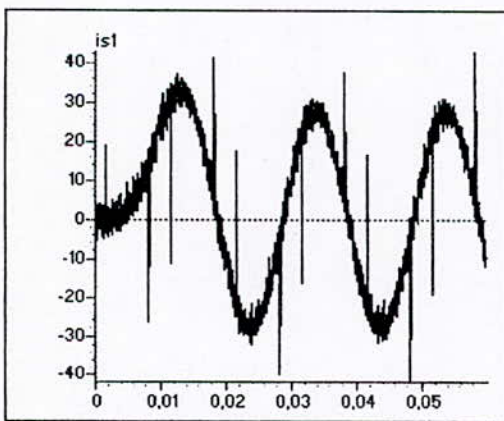
Le spectre du courant Harmonique de référence



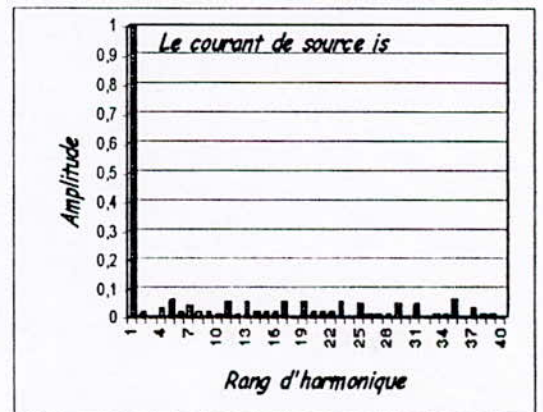
Le courant harmonique $i_{h1}(A)$



Le spectre du courant harmonique i_{h1}

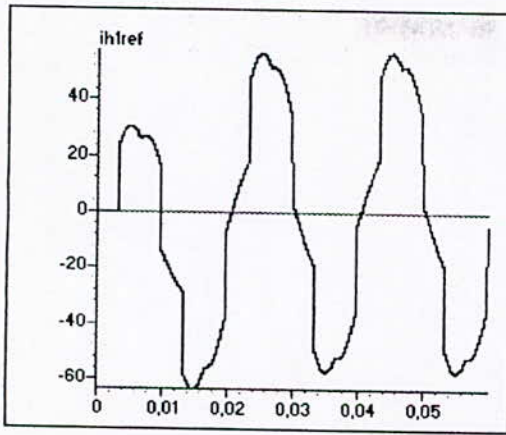


Le courant de source $i_{s1}(A)$

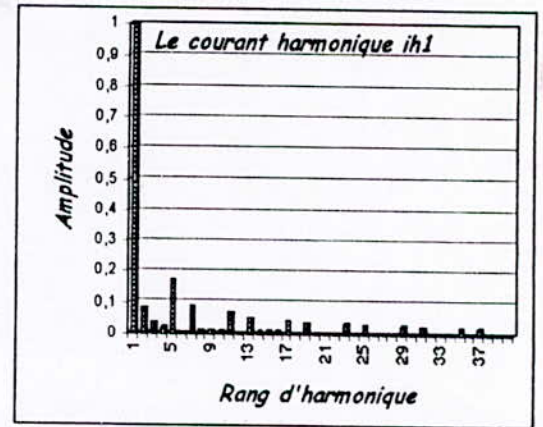


Le spectre du courant de source i_{s1}

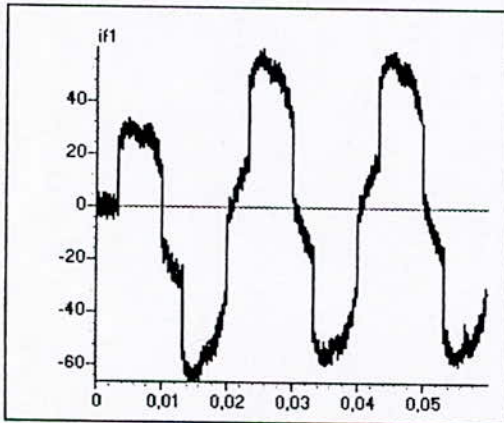
Fig.IV.10.a.1. Filtre actif commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à une porteuse ($m=36$) dans le cas où la charge est un redresseur à diodes



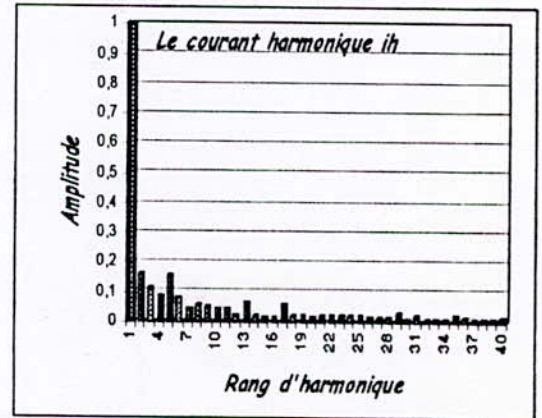
courant harmonique de référence ih1ref(A)



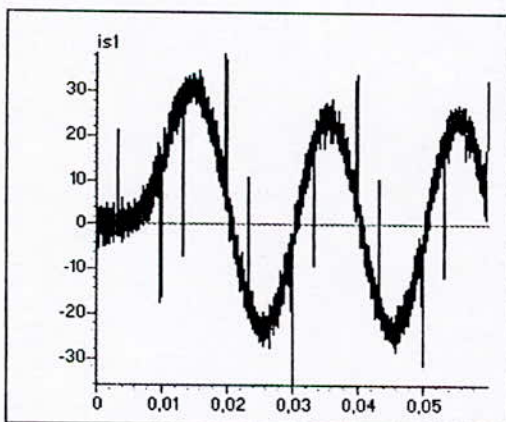
Le spectre du courant harmonique de référence



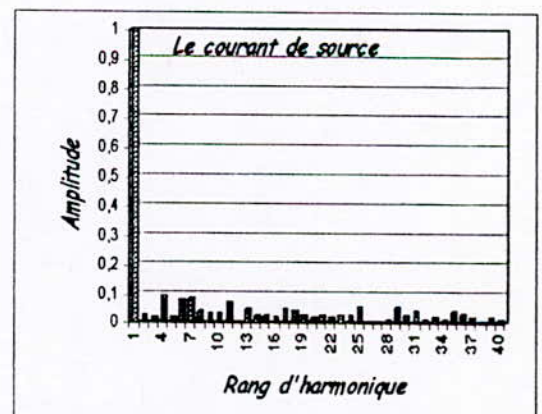
Le courant harmonique ih1(A)



Le spectre du courant harmonique ih1

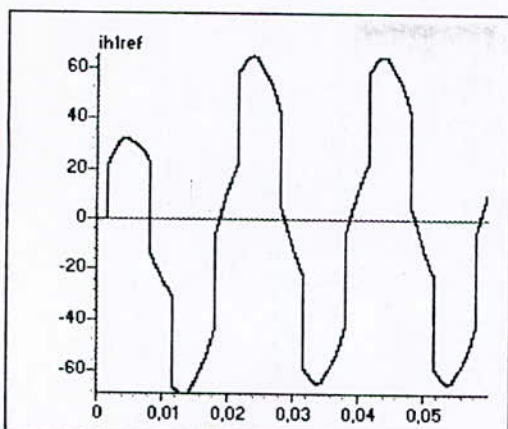


Le courant de source is1(A)

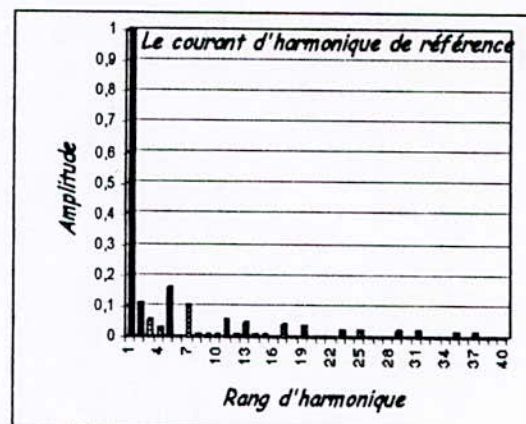


Le spectre du courant de source is1

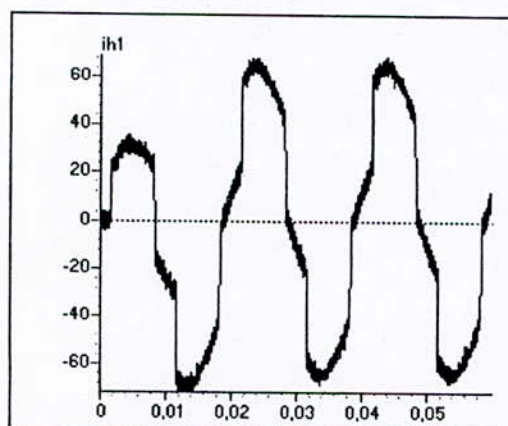
Fig.IV.10.a.2. Filtre actif commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à une porteuse(m=36) dans le cas d'une charge redresseur à thyristors($\alpha = \pi/6$)



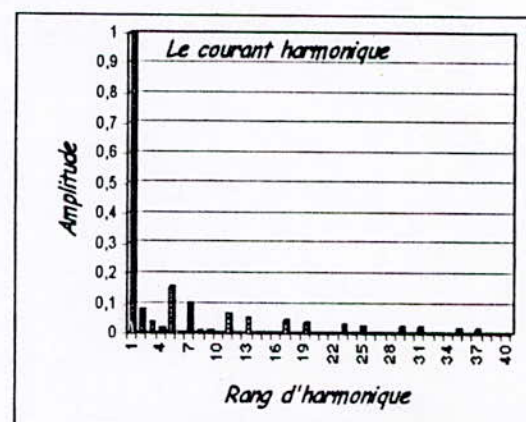
Le courant harmonique de référence iref(A)



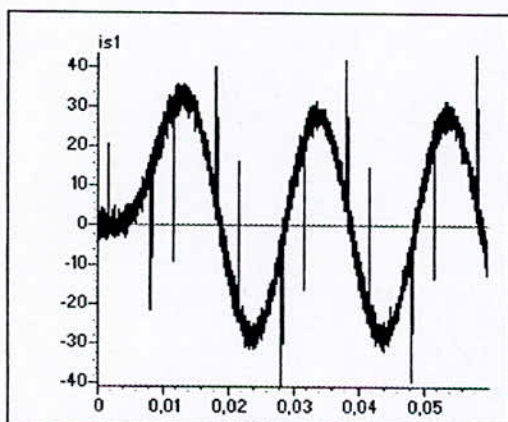
Le spectre du courant harmonique de référence



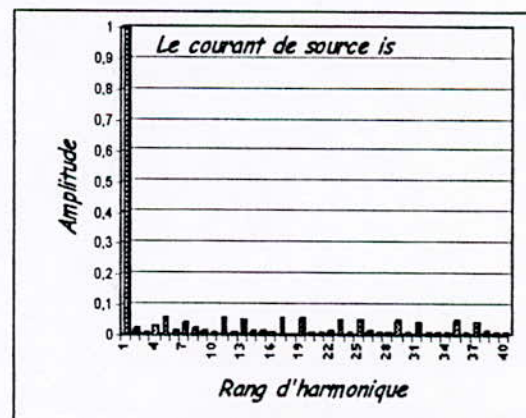
Le courant harmonique ih1(A)



Le spectre du courant harmonique ih1

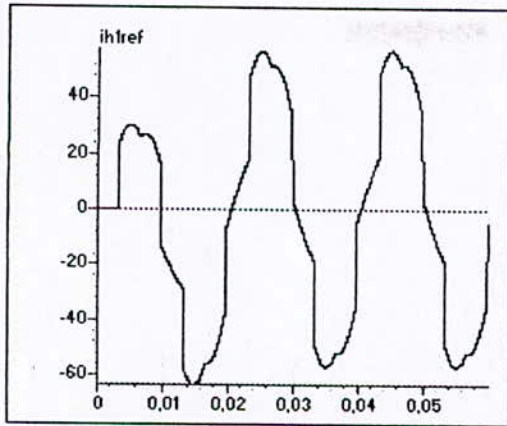


Le courant de source is1(A)

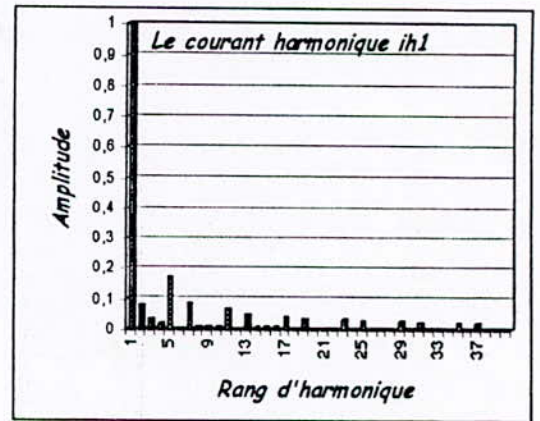


Le spectre du courant de source is1

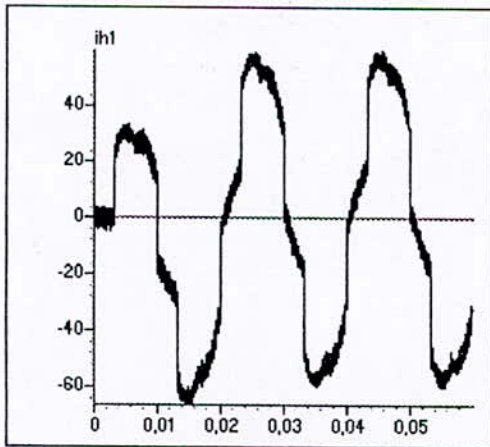
Fig.IV.10.b.1. Filtrage actif commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses ($m=36$) dans le cas d'une charge redresseur à diodes



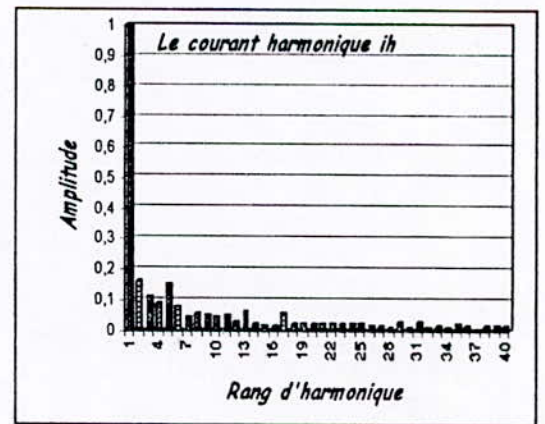
courant harmonique de référence iref(A)



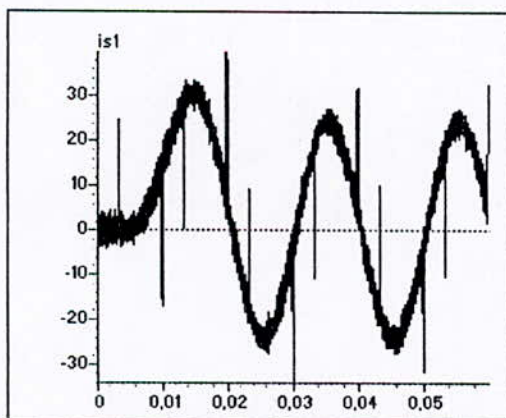
Le spectre du courant harmonique de référence



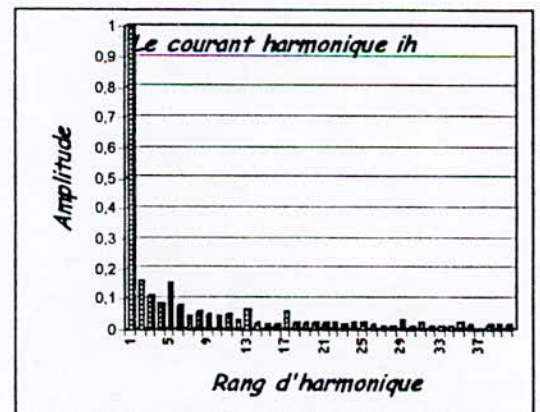
Le courant harmonique ih1(A)



Le spectre du courant harmonique ih1



Le courant de source is1(A)



Le spectre du courant de source is1

Fig.IV.10.b.2. . Filtre actif commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses($m=36$) dans le cas d'une charge redresseur à thyristors($\alpha= \pi/6$)

Conclusion

Dans ce chapitre, on a appliqué le principe du filtrage actif parallèle à deux charges non linéaires : le pont redresseur triphasé à diodes et le pont redresseur triphasé à thyristors débitant sur une charge RL.

Les différentes commandes appliquées au filtre actif parallèle (commande par hystérésis en courant algorithm 1 et 2, à bande constante et à bande variable, commande triangulo-sinusoidale à une et à deux porteuses) ont permis aux courants harmoniques délivrés par le filtre actif de bien suivre leurs références pour donner un courant de source pratiquement sinusoïdal. Ce courant contient quelques harmoniques dus au déphasage introduit par le filtre passe-bas lors de l'identification du fondamental du courant de charge i_{c1} . Ainsi, on a montré que le Filtre Actif peut dépolluer le réseau quelle que soit sa charge polluante.

L'utilisation du filtre passif passe-bas d'ordre quatre a permis la détermination du fondamental du courant de charge, mais avec un déphasage par rapport au fondamental réel. Malgré cela il a permis une réduction des courants harmoniques dans le réseau.

La résolution du problème de ce déphasage, peut être réalisée en utilisant un correcteur à avance de phase.

Une nouvelle méthode d'identification directe des courants harmoniques de référence peut être utilisée. Cette méthode corrige le problème de déphasage. Elle fera l'objet du chapitre V suivant.

Chapitre V

Application de la méthode directe d'identification au filtrage actif parallèle

Introduction

Le filtre actif a pour objet de générer des courants harmoniques de sorte que le réseau ne fournisse qu'un courant sinusoïdal.

Un bon dimensionnement de ce filtre exige la connaissance des courants harmoniques qui vont le traverser. Ainsi, sa commande consiste à élaborer les signaux de référence qu'il doit générer.

Pour la détermination des courants harmoniques de référence, on a utilisé dans le chapitre précédent une méthode basée sur la comparaison entre les courants de charge et leurs fondamentaux déterminés par un filtre passe-bas. Cette méthode a permis la compensation des courants harmoniques mais elle a donné des courants de source déphasés par rapport aux courants réels.

Le but de ce chapitre est de présenter une nouvelle méthode d'identification des courants harmoniques de référence dite «la méthode directe» qui se base sur les puissances actives et réactives instantanées.

Nous présentons d'abord le principe de cette méthode. Puis nous montrerons ses performances en présentant les résultats de simulation du fonctionnement du filtre actif parallèle branché sur les deux charges polluantes : le pont redresseur triphasé à diodes et le pont redresseur triphasé à thyristors. Le filtre actif sera commandé par les différentes stratégies utilisées dans le chapitre IV.

V.1 Principe de la méthode directe

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

Un filtre passe-haut semble être convenable mais les fréquences des harmoniques ne sont pas assez éloignées de celles du fondamental. Il est donc difficile d'obtenir à la fois une atténuation importante du courant fondamental sans que les harmoniques ne soient affectés en module et en argument.

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].

Cette nouvelle méthode basée essentiellement sur le principe de l'énergie active et réactive instantanées a pour but la détermination du courant fondamental et du courant harmonique d'un courant de charge quelconque. Elle utilise la transformation α - β .

Soient respectivement v_1, v_2, v_3 et i_1, i_2, i_3 les tensions simples et les courants de lignes d'un système triphasé équilibré. La transformation des valeurs triphasées instantanées de la tension et du courant dans le repère des coordonnées α - β est donnée par les expressions suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (\text{V.1})$$

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

La figure (V.1) présente les vecteurs instantanés $V_\alpha, V_\beta, i_\alpha$ et i_β dans le repère des coordonnées $\alpha\text{-}\beta$.

En utilisant les expressions de V_α, V_β et i_α, i_β définies précédemment, on peut écrire l'expression de la puissance active instantanée comme suit :

$$P = V_\alpha \cdot i_\alpha + V_\beta \cdot i_\beta \quad (\text{V.3})$$

(L'opération \cdot désigne le produit scalaire)

Puisque V_α est en parallèle avec i_α et V_β avec i_β respectivement l'expression (V.3) devient :

$$p = V_\alpha i_\alpha + V_\beta i_\beta \quad (\text{V.4})$$

De même on définit l'expression de la puissance réactive instantanée introduisant un nouveau espace vectoriel et toujours dans le repère des coordonnées $\alpha\text{-}\beta$.

$$q = V_\alpha \wedge i_\beta + V_\beta \wedge i_\alpha \quad (\text{V.5})$$

(L'opération \wedge désigne le produit vectoriel).

Le vecteur q est perpendiculaire au plan de coordonnées $\alpha\text{-}\beta$ V_α et perpendiculaire à i_β et V_β à i_α respectivement l'équation (V.5) devient :

$$q = V_\alpha i_\alpha - V_\beta i_\beta \quad (\text{V.6})$$

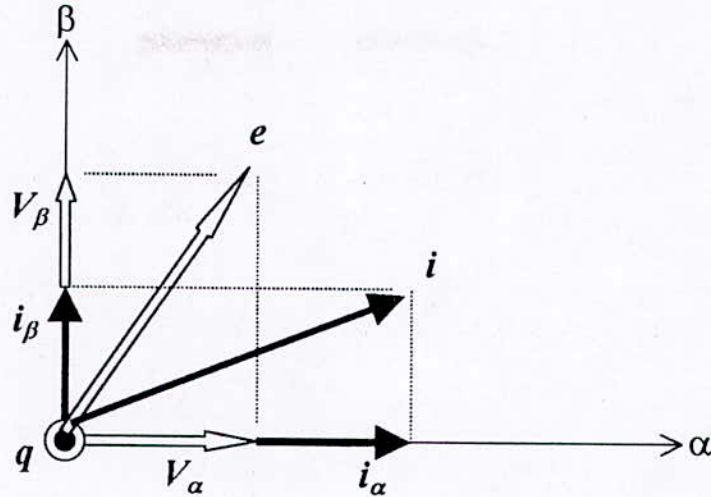


Fig.V.1. Le repère des puissances actives et réactives

Donc à partir des équations (V.4) et (V.6), on définit les expressions des puissances actives et réactives instantanées par les deux systèmes suivants :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{V.7})$$

Ou

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \\ i_\beta & -i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{V.8})$$

On note que l'équation (V.7) est utilisée dans le cas d'une source de courant et l'équation (V.8) est utilisée dans le cas d'une source de tension.

Le déterminant $\begin{vmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{vmatrix}$ n'est pas nul, l'expression (V.7) devient :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{V.9})$$

Donc on peut déterminer facilement les valeurs instantanées des courants i_α, i_β par la substitution des valeurs instantanées des tensions V_α, V_β et les puissances instantanées p et q .

On peut diviser chaque valeur du courant i_α, i_β en deux composantes, l'une fondamentale et l'autre harmonique définies comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{V.10})$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \hat{=} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix}$$

Où

$$\hat{i}_\alpha = \frac{V_\alpha}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \cdot p \quad (\text{V.11})$$

est la composante fondamentale du courant i_α

$$\tilde{i}_\alpha = \frac{-V_\beta}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \cdot q \quad (\text{V.12})$$

est la composante harmonique du courant i_α

$$\hat{i}_\beta = \frac{V_\beta}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \cdot p \quad (\text{V.13})$$

est la composante fondamentale du courant i_β

$$\tilde{i}_\beta = \frac{V_\alpha}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \cdot q \quad (\text{V.14})$$

est la composante harmonique du courant i_β

Donc :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{V.15})$$

Dans le cas où les courants ne sont pas sinusoïdaux, p et q comprennent en plus de la composante continue, des composantes harmoniques.

Donc :

$$\begin{cases} p = \hat{p} + \tilde{p} \\ q = \hat{q} + \tilde{q} \end{cases}$$

En introduisant (V.16) dans (V.15), on trouve les composantes fondamentales et harmoniques des courants i_α, i_β .

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{p} \\ \hat{q} \end{bmatrix} \quad (\text{V.17})$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{V.18})$$

La transformation inverse permet d'obtenir les composantes triphasées correspondant au fondamental :

$$\begin{bmatrix} is_{1f} \\ is_{2f} \\ is_{3f} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{V.19})$$

Où is_{1f}, is_{2f} et is_{3f} sont respectivement les composantes fondamentales des courants i_1, i_2 et i_3 .

La même transformation mais en utilisant les composantes harmoniques $\tilde{i}_\alpha, \tilde{i}_\beta$ permet d'obtenir les courants harmoniques is_{1h}, is_{2h} et is_{3h} correspondant respectivement au courant i_1, i_2 et i_3 (système V.20).

$$\begin{bmatrix} is_{1h} \\ is_{2h} \\ is_{3h} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{V.20})$$

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.

V.2 Validation de la méthode directe

Pour vérifier la validité de cette nouvelle méthode d'identification des courants harmoniques on prend des courants de charge triphasés quelconques i_{c1} , i_{c2} et i_{c3} .

Le courant i_{c1} est la somme d'une composante fondamentale i_{fond} et d'une composante harmonique. En appliquant la méthode directe à ce courant et on suit l'enchaînement proposé dans la figure (fig.V.1.1) on aboutit alors à des résultats très satisfaisants.

Pour l'extraction de la composante harmonique \tilde{p} de la puissance instantanée p , un filtre passe-haut de premier ordre est utilisé avec un gain k et une fréquence de coupure f_c . Sa fonction de transfert est :

$$F(p) = \frac{k.p}{1 + \tau.p} \quad ; \text{ avec } \tau = \frac{1}{2.\pi.f_c} \quad (V.21)$$

Pour un dimensionnement optimal de ce filtre on prend : $f_c = 10\text{Hz}$. Cette valeur est suffisante pour atténuer la composante continue des puissances actives et réactives instantanées. Le gain optimal étant égal à $k=0,008$.

Le diagramme fonctionnel suivant (fig.V.2.1) explique le principe de cette méthode.

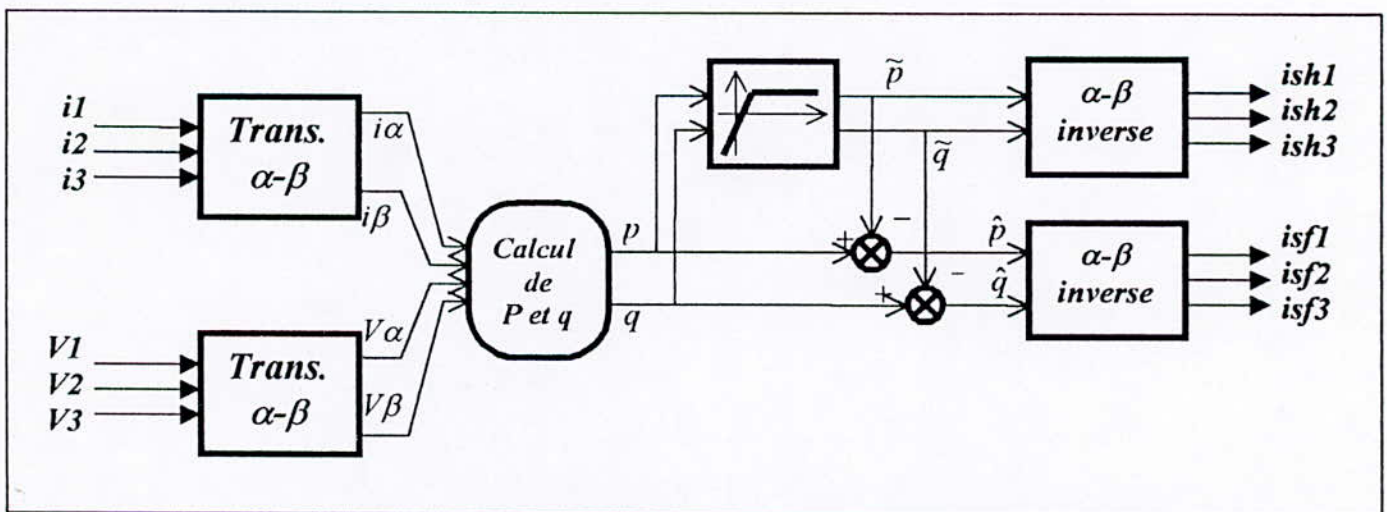


Fig.V.2.1 Le diagramme fonctionnel de la méthode d'identification directe des courants harmoniques

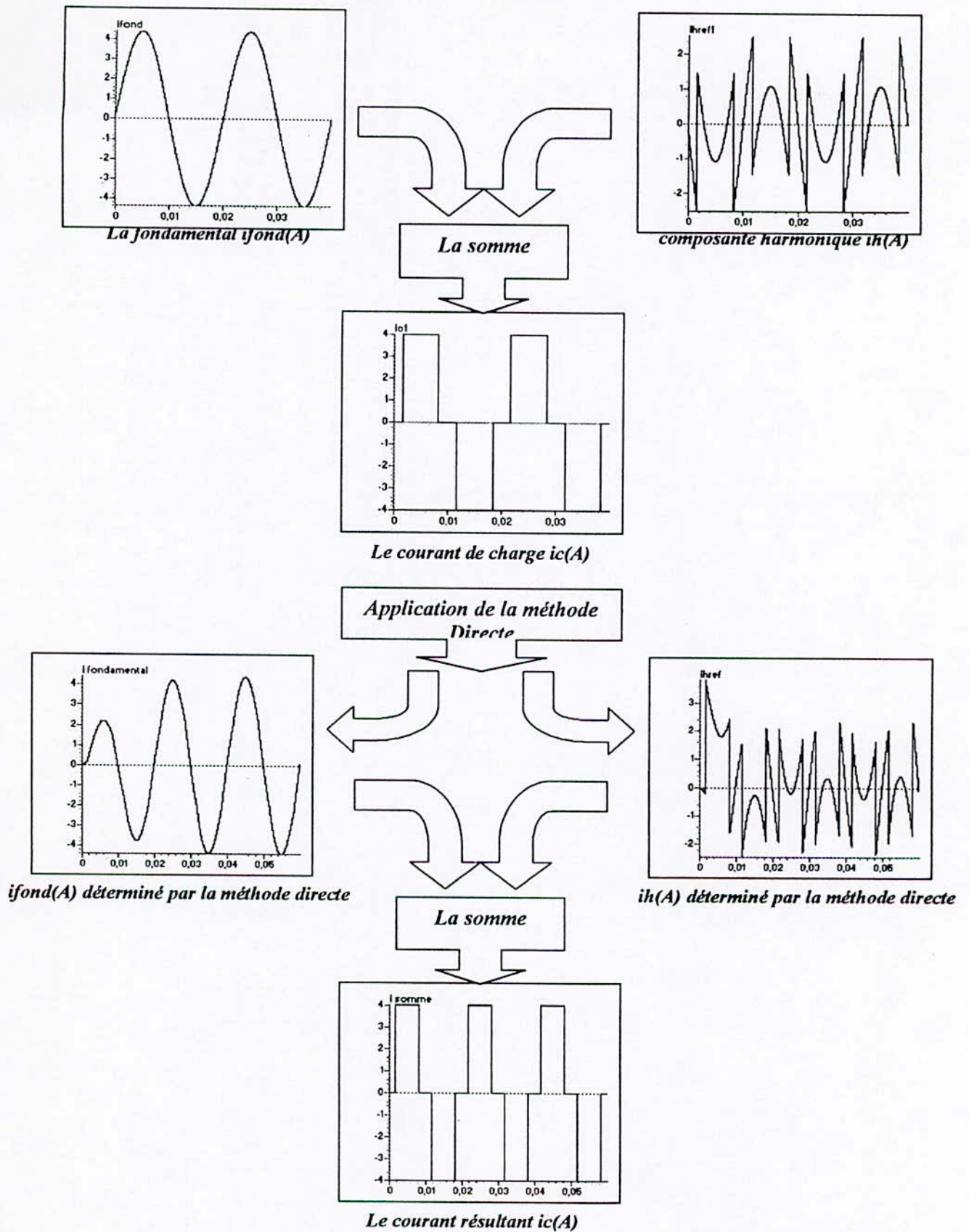
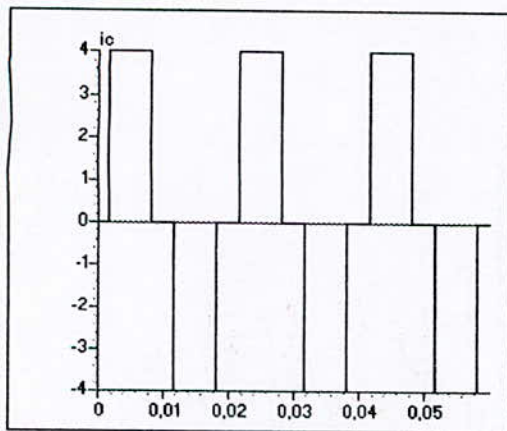
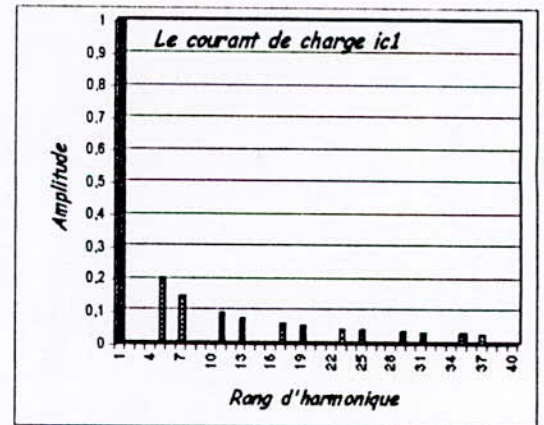


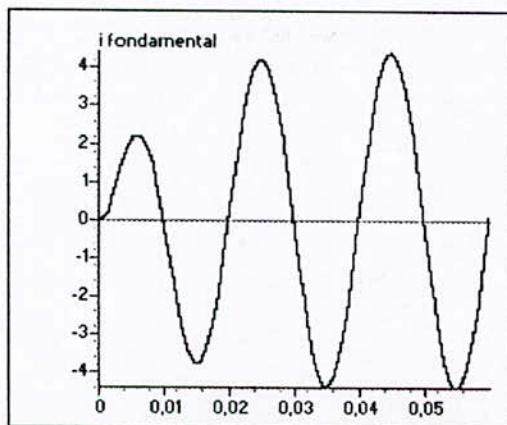
Fig. V.1.1. Vérification du fonctionnement de la méthode directe d'identification.



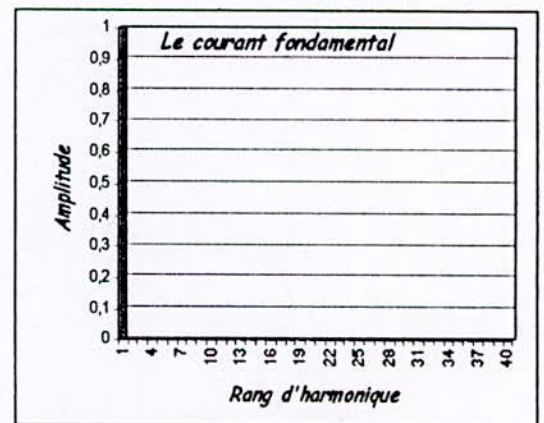
Le courant de charge $i_c(A)$



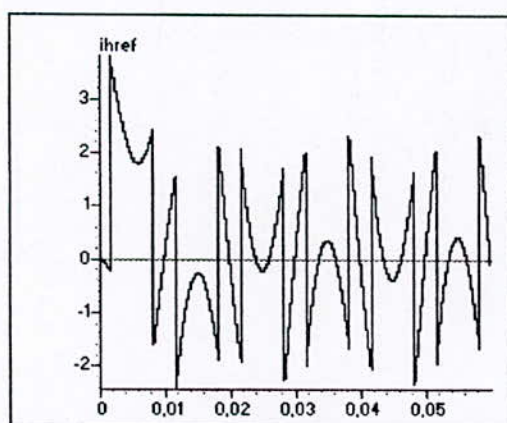
Le spectre du courant de charge



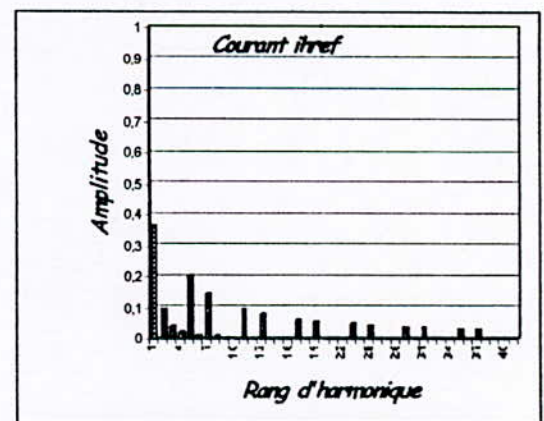
Le courant fondamental $i_{fond}(A)$



Le spectre du courant fondamental de i_c



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



Le spectre du courant harmonique de référence

Fig.V.I.2.. Les courants: fondamental et harmonique du courant i_c déterminés par la méthode directe d'identification.

Les résultats de simulation présentés par la figure (V.1.2) attestent le bon fonctionnement de cette méthode.

Pour tester les performances de cette nouvelle méthode une comparaison entre le courant de charge imposé (de référence) et le courant de charge calculé par cette méthode est faite, fig (V.2.2). L'erreur est autour de 10^{-7} A. Ce qui montre la validité et la précision de la méthode directe.

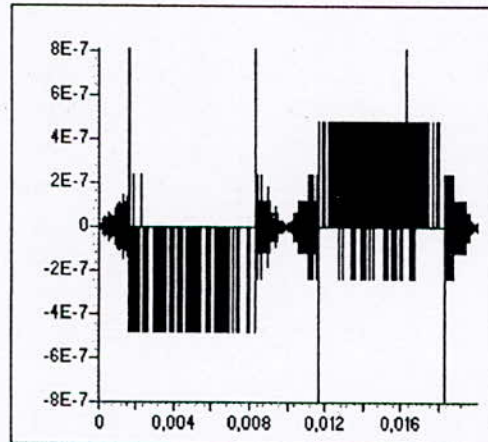


Fig.V.2.2 L'écart entre le courant de charge i_{c1} imposé et le courant calculé à partir de la méthode directe

On note que le dimensionnement des paramètres et le choix de l'ordre du filtre utilisé ont une grande influence sur le fonctionnement de cette méthode.

V.3 Application de la méthode directe au filtrage actif parallèle

La méthode directe d'identification des courants harmoniques basée sur les puissances actives et réactives instantanées permet la détermination des courants harmoniques de référence sans passer par la comparaison entre les courants de charges et leurs fondamentaux.

La figure (V.3), présente le diagramme fonctionnel par phase de la commande du filtre actif. Le courant harmonique de référence déterminé par la méthode directe est comparé au courant harmonique réel généré par le filtre actif pour déterminer la commande des interrupteurs du filtre actif. Cette détermination est directe dans le cas de la commande par hystérésis, et par l'intermédiaire d'un correcteur pour l'asservissement des courants harmoniques dans le cas de la commande triangulo-sinusoïdale.

Cette méthode constitue une solution au problème du retard observé dans le chapitre IV.

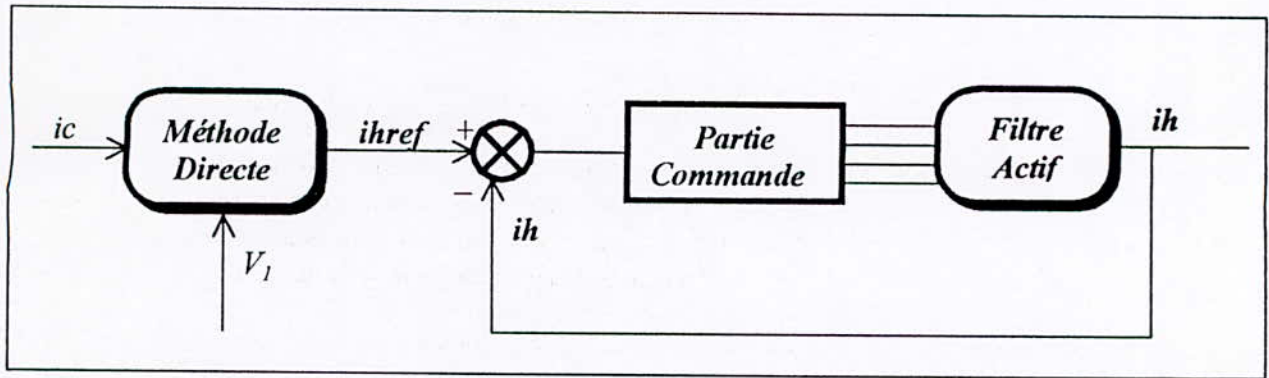


Fig.V.3 L'emplacement de la méthode directe dans la commande du filtre actif

V.4 Résultats de simulation

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

V.4.1 Résultats de simulation par la stratégie de commande à hystérésis

Les figures (V.4.a.*,b.*) montrent le courant harmonique de référence, le courant harmonique réel et le courant de source. Le filtre est commandé par la stratégie de commande par hystérésis en courant à bande constante et à bande variable, pour les deux charges polluantes utilisées précédemment. Les courants harmoniques de référence sont identifiés par l'application de la méthode directe.

Le courant de source est pratiquement sinusoïdal *non décalé par rapport au courant de source réel*, mais contient des piques. Ces piques sont dus à la présence de $i(di/dt)$ qui ne permet pas aux courants harmoniques générés par le filtre actif de suivre leurs références au niveau des variations brusques.

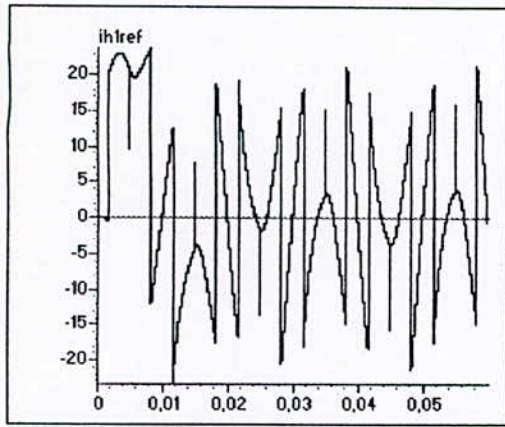
L'analyse spectrale montre que les courants harmoniques générés par le filtre actif suivent leurs références mieux pour l'algorithme 2 de la commande par hystérésis en courant que l'algorithme 1, et légèrement pour la bande variable que la bande constante. On constate que l'application de la méthode directe a résolu le problème de décalage des courants fournis par la source.

V.4.2 Résultats de simulation par la commande triangulo-sinusoïdale

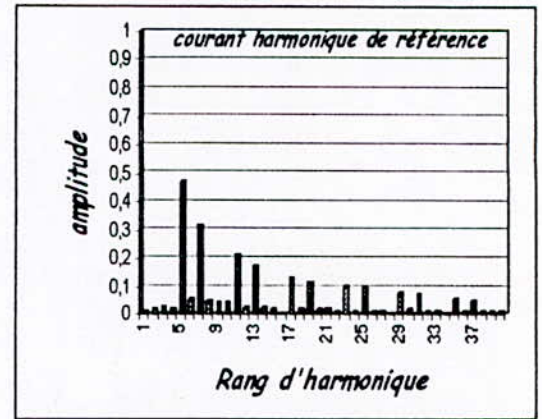
Les deux stratégies de commande triangulo-sinusoïdales à une et deux porteuses appliquées au filtre actif pour une charge non linéaire constituée d'un pont redresseur à diodes et d'un pont redresseur à thyristors débitant sur une charges RL, ont permis au filtre de générer des courants harmoniques identiques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

L'application de la méthode directe pour la détermination du courant harmonique de référence, permet d'avoir un courant de source sinusoïdal non décalé par rapport au courant de source réel.

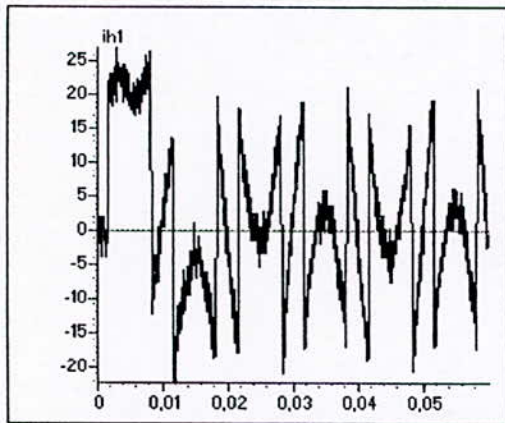
Les figures (V.5.a.*,b.*) montrent respectivement les formes des courants simulés pour les deux commandes triangulo-sinusoïdales, dans le cas des deux types de charges utilisées.



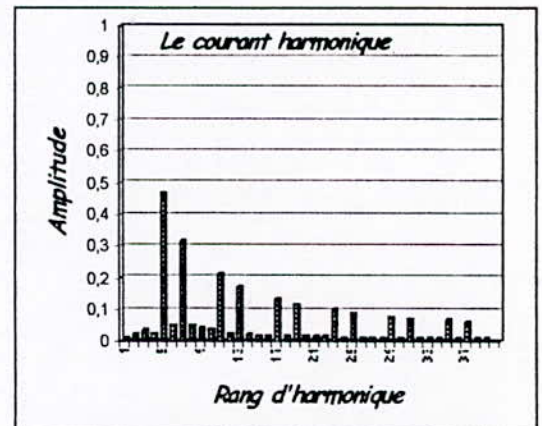
Le courant harmonique de référence $ih1ref(A)$



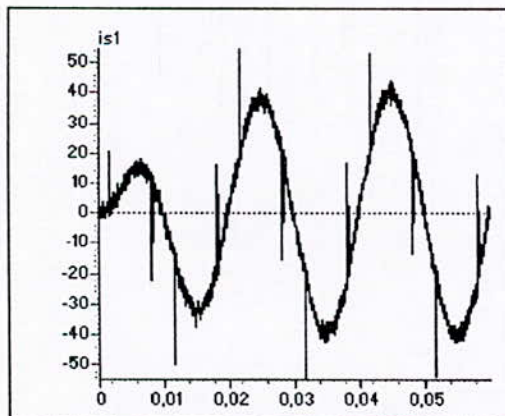
Le spectre du courant harmonique de référence



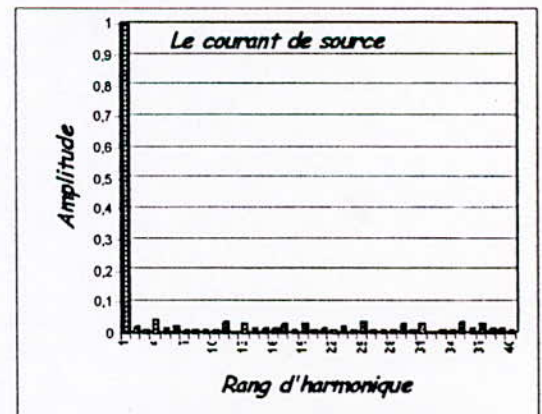
Le courant harmonique réel $ih1(A)$



Le spectre du courant harmonique

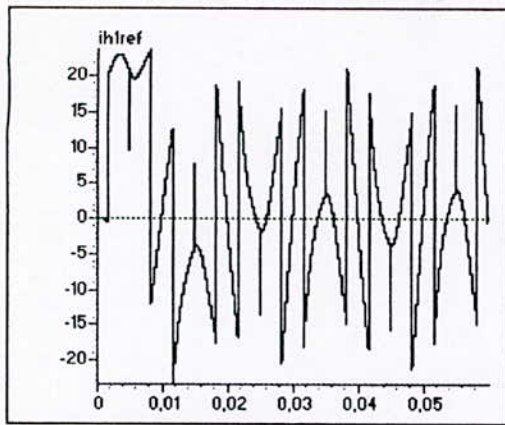


Le courant de source $is1(A)$

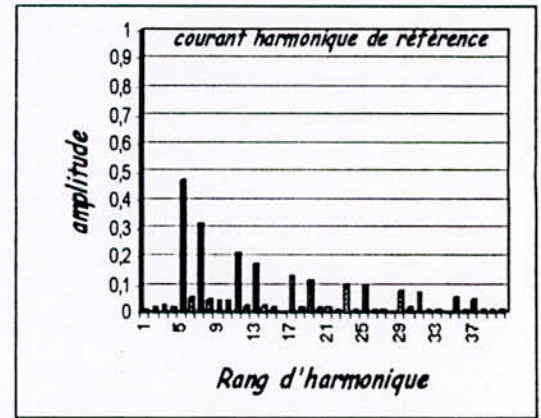


Le spectre du courant de source

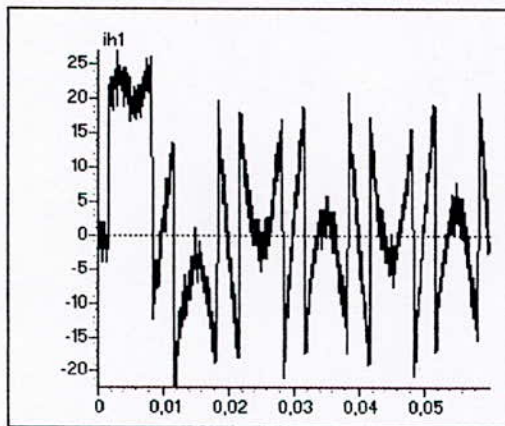
Fig.V.4.a.1. Les courants simulés dans le cas de la commande à hystérésis 1 en courant à bande constante($h=0.1A$) pour une charge constituée d'un pont redresseur à diodes



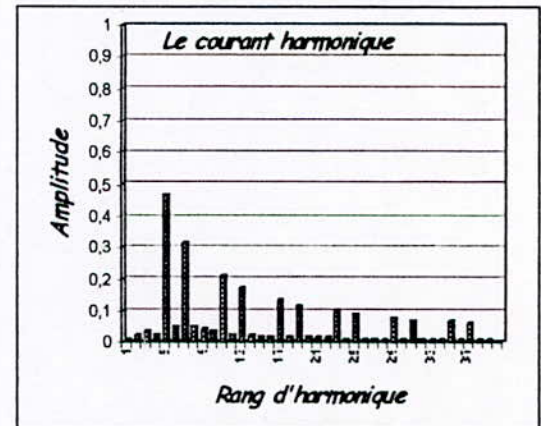
Le courant harmonique de référence $ih1ref(A)$



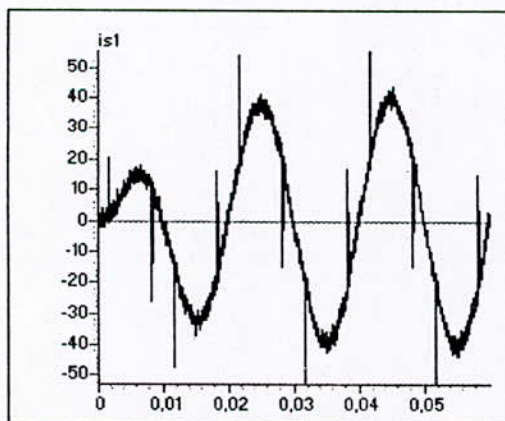
Le spectre du courant harmonique de référence



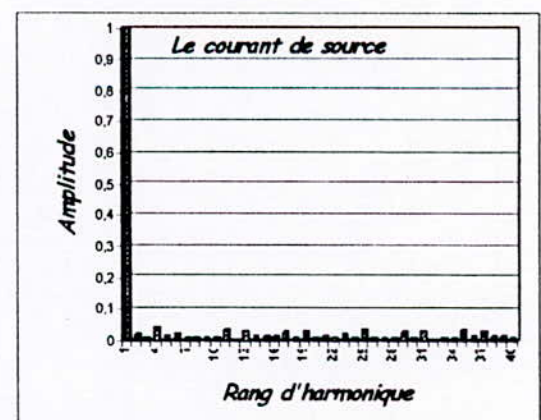
Le courant harmonique réel $ih1(A)$



Le spectre du courant harmonique

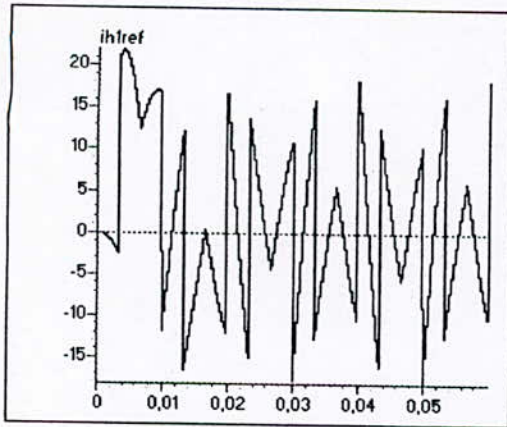


Le courant de source $is1(A)$

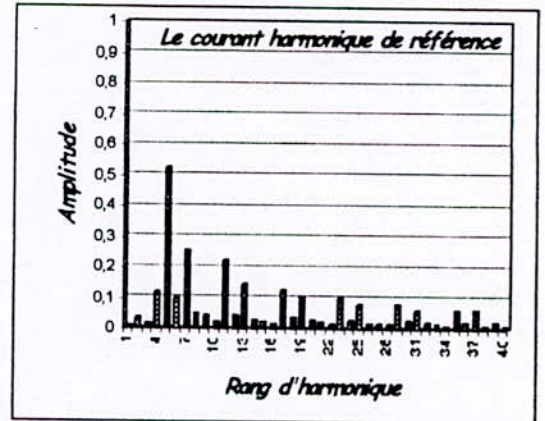


Le spectre du courant de source

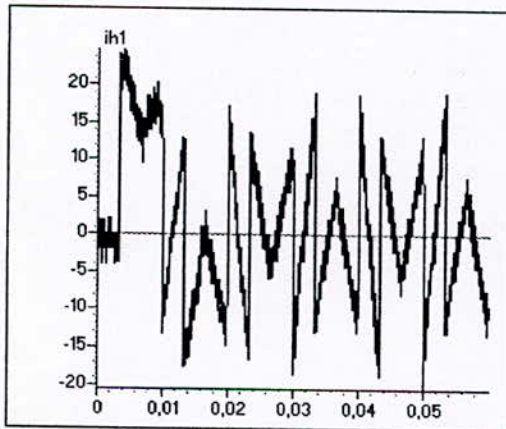
Fig.V.4.a.2. Les courants simulés dans le cas de la commande à hystérésis 1 en courant à bande variable ($h1=0.1A$, $h2=0.5A$) pour une charge constituée d'un pont redresseur à diodes



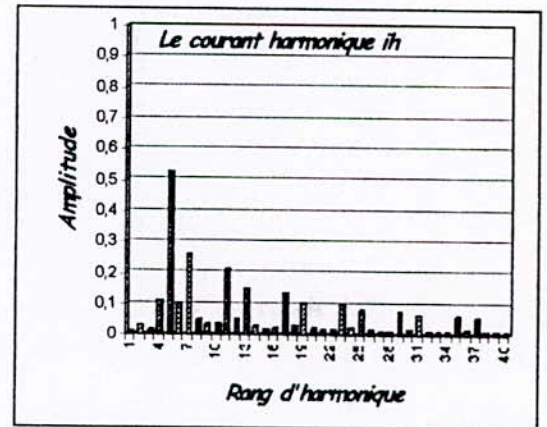
Le courant harmonique de référence $ih1ref(A)$



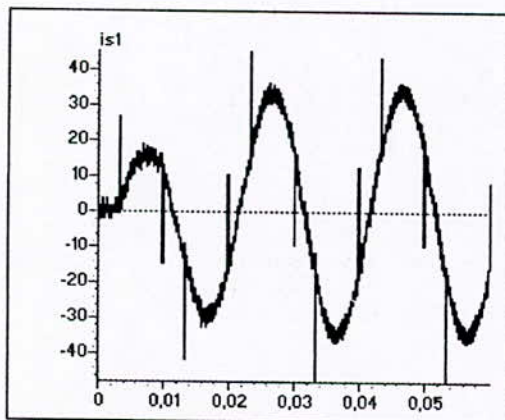
Le spectre du courant harmonique de référence



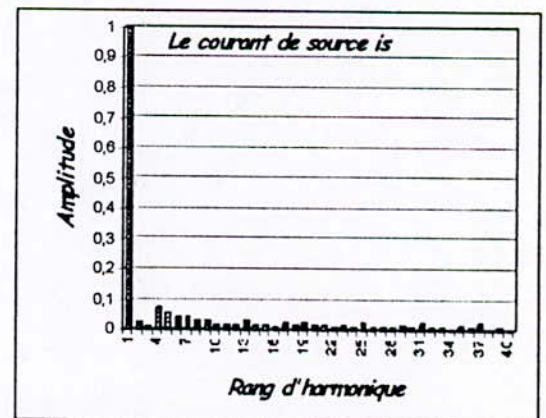
Le courant harmonique réel $ih1(A)$



Le spectre du courant harmonique

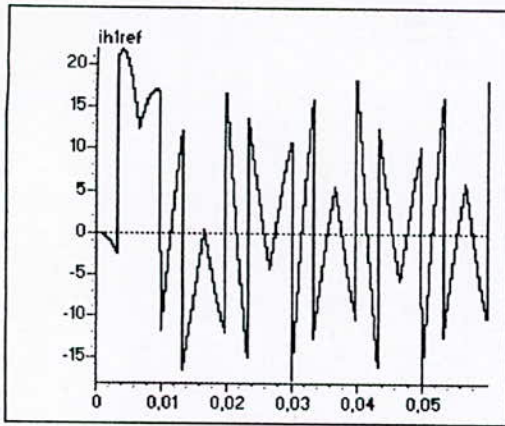


Le courant de source $is1(A)$

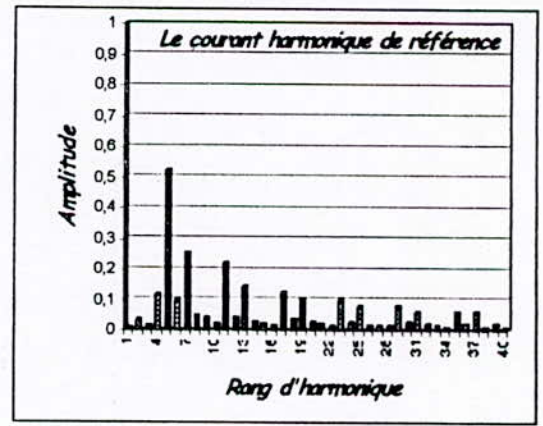


Le spectre du courant de source

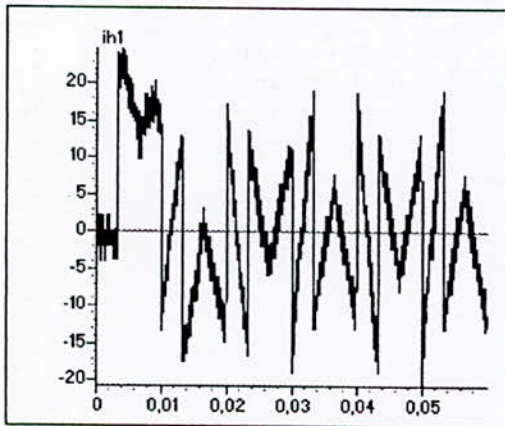
Fig.V.4.a.3. Les courants simulés dans le cas de la commande à hystérésis 1 en courant à bande constante ($h1=0.1A$) pour une charge constituée d'un pont redresseur à thyristors ($\alpha = \pi/6$).



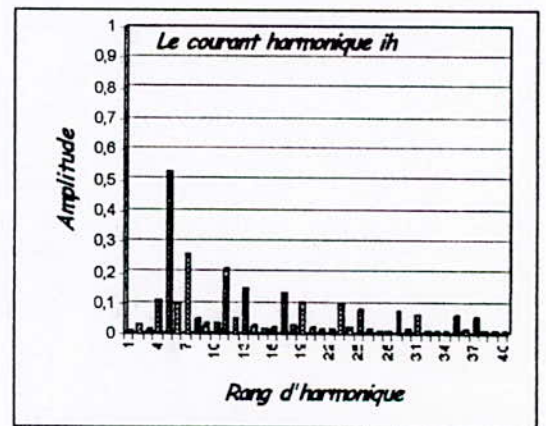
Le courant harmonique de référence
 $ih1ref(A)$



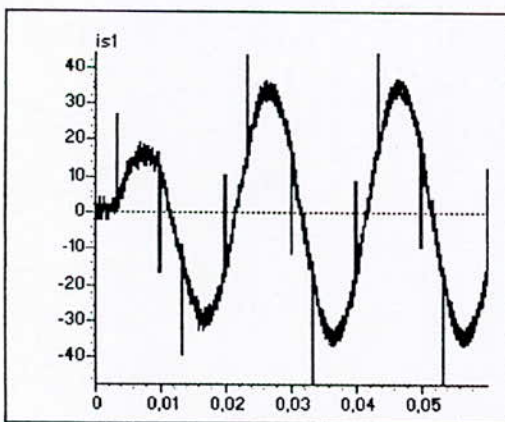
Le spectre du courant harmonique de référence



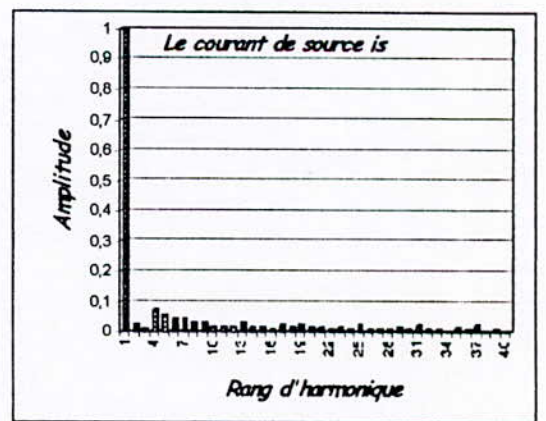
Le courant harmonique réel $ih1(A)$



Le spectre du courant harmonique

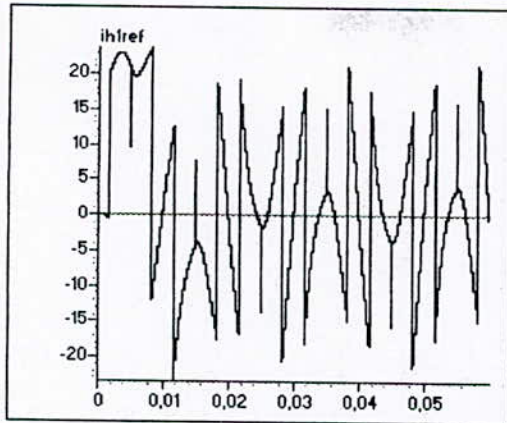


Le courant de source
 $is1(A)$

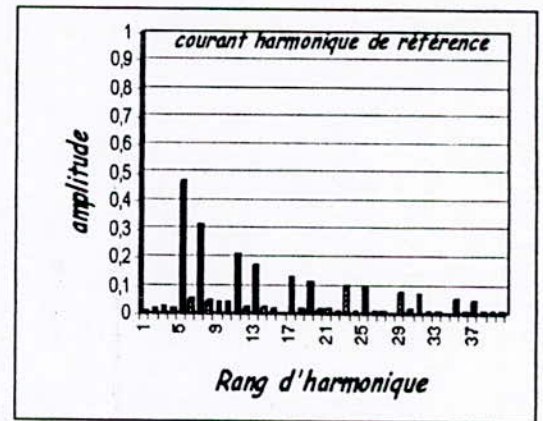


Le spectre du courant de source

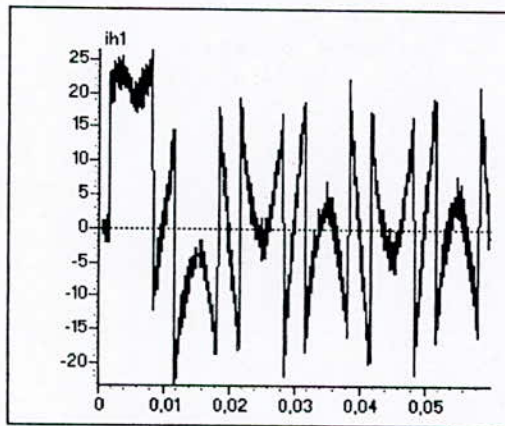
Fig.V.4.a.4. Les courants simulés dans le cas de la commande à hystérésis1 en courant à bande variable ($h1=0.1A$, $h2=0.5A$) pour une charge constituée d'un pont redresseur à thyristors ($\alpha = \pi/6$)



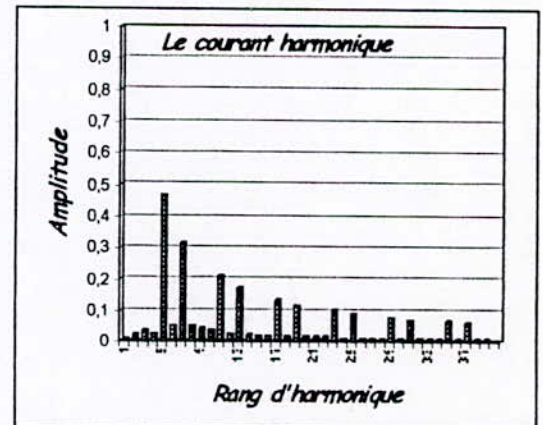
Le courant harmonique de référence $ih_{ref}(A)$



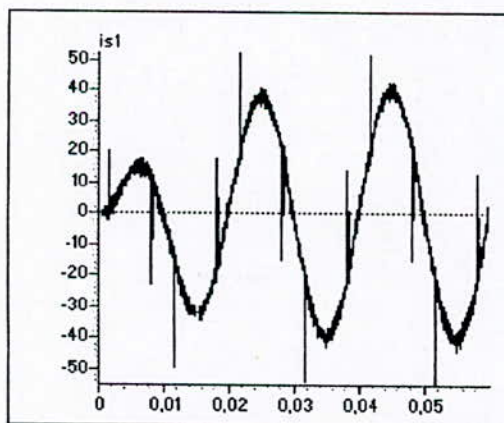
Le spectre du courant harmonique de référence



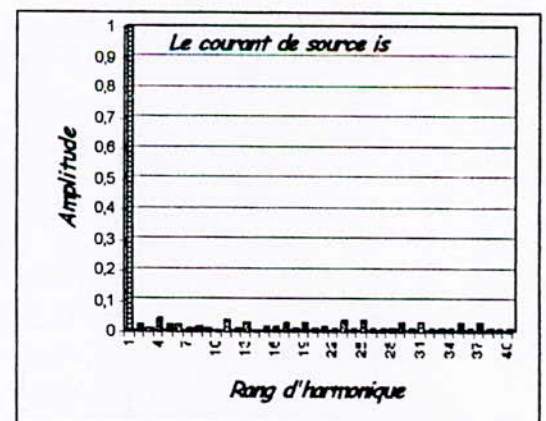
Le courant harmonique réel $ih_1(A)$



Le spectre du courant harmonique

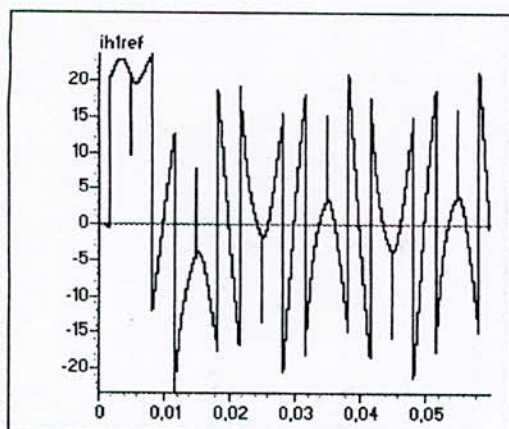


Le courant de source $is_1(A)$

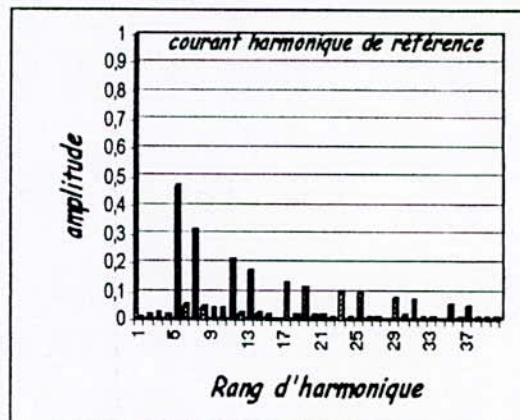


Le spectre du courant de source

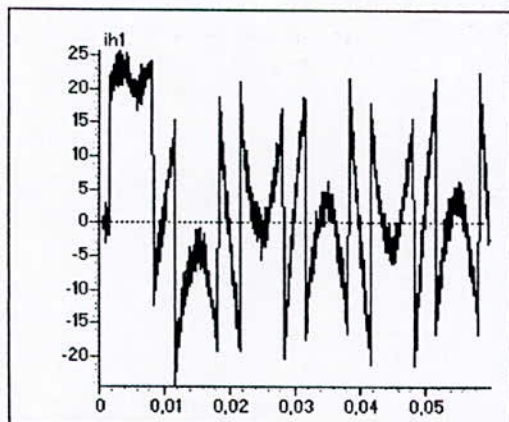
Fig.V.4.b.1. Les courants simulés dans le cas de la commande à hystérésis 2 en courant à bande constante ($h=0.1A$) pour une charge constituée d'un pont redresseur à diodes



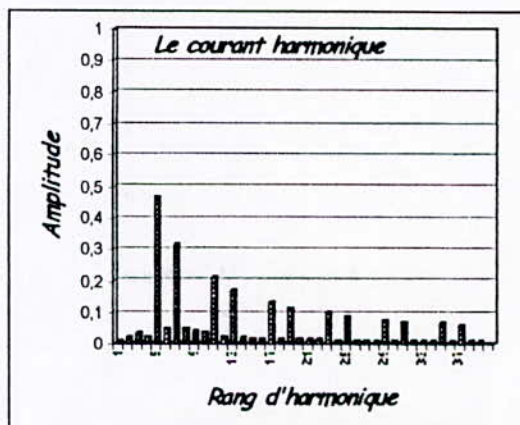
Le courant harmonique de référence $ih1ref(A)$



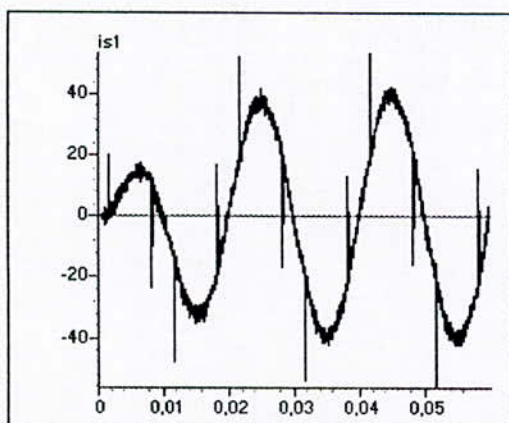
Le spectre du courant harmonique de référence



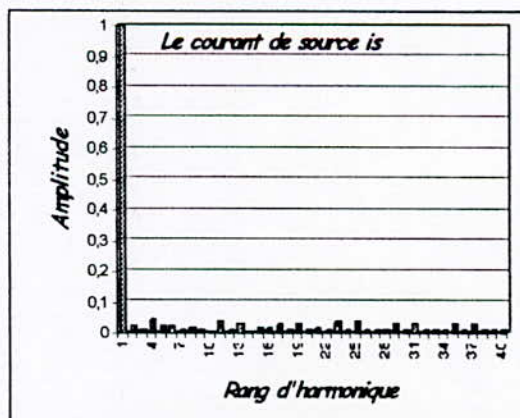
Le courant harmonique réel $ih1(A)$



Le spectre du courant harmonique

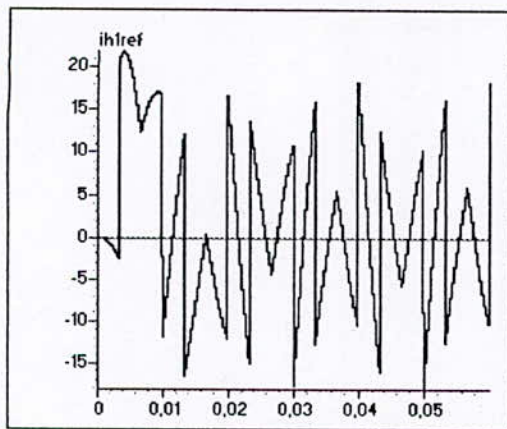


Le courant de source $is1(A)$

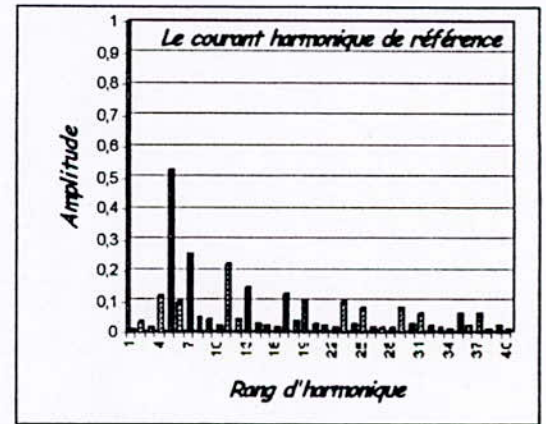


Le spectre du courant de source

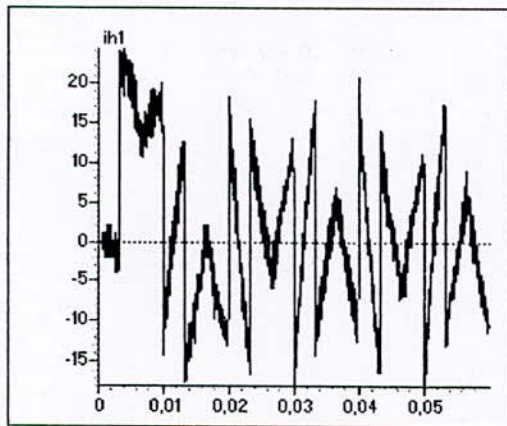
Fig.V.4.b.2. Les courants simulés dans le cas de la commande à hystérésis 2 en courant à bande variable ($h=0.1A, h2=0.5A$) pour une charge constituée d'un pont redresseur à diodes



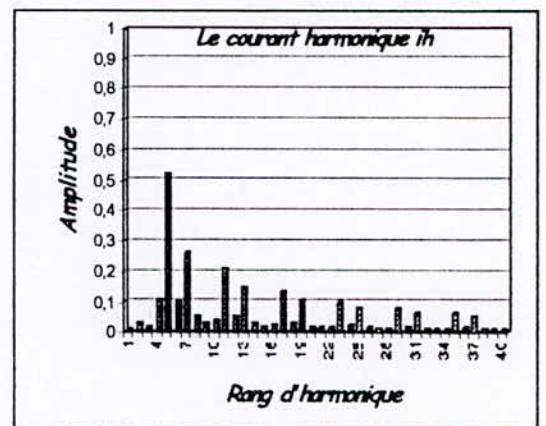
Le courant harmonique de référence $ih1ref(A)$



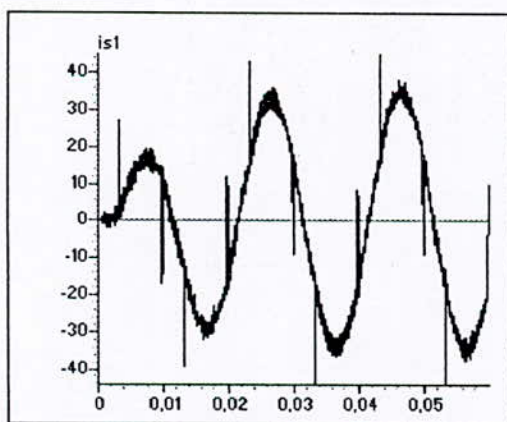
Le spectre du courant harmonique de référence



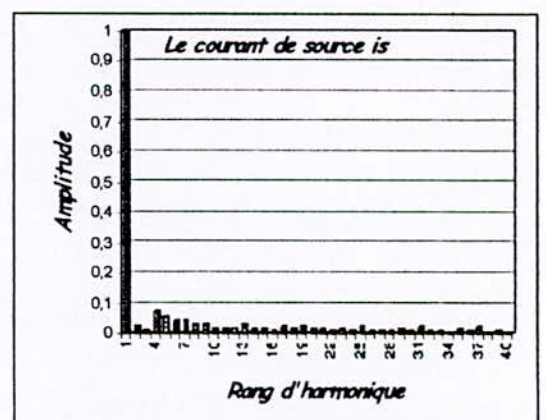
Le courant harmonique réel $ih1(A)$



Le spectre du courant harmonique

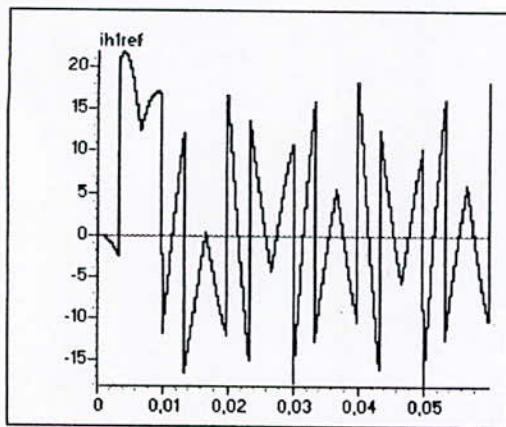


Le courant de source $is1(A)$

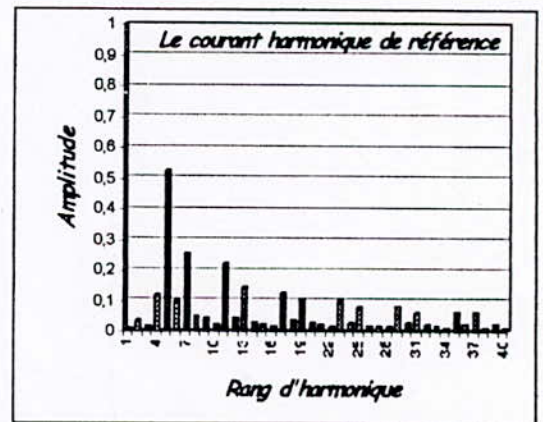


Le spectre du courant de source

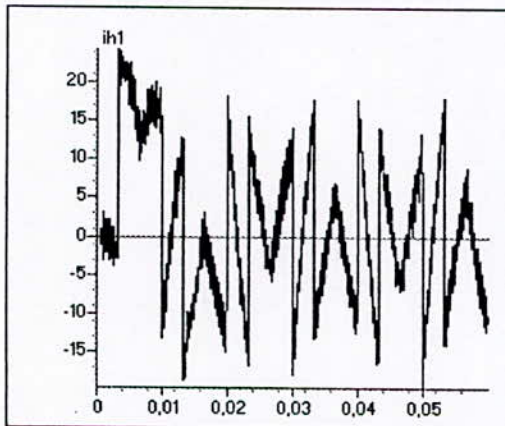
Fig.V.4.b.3. Les courants simulés dans le cas de la commande à hystérésis 2 en courant à bande constante ($h1=0.1A$) pour une charge constituée d'un pont redresseur à thyristors ($\alpha = \pi/6$)



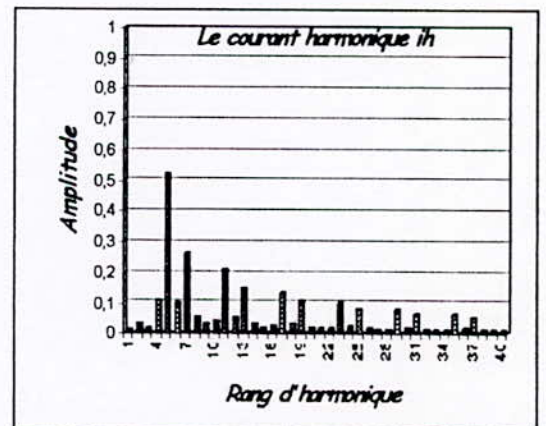
Le courant harmonique de référence $ih1ref(A)$



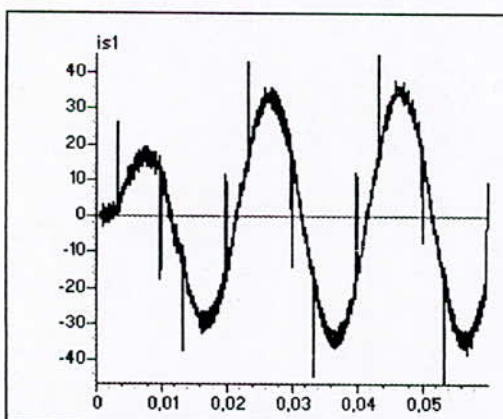
Le spectre du courant harmonique de référence



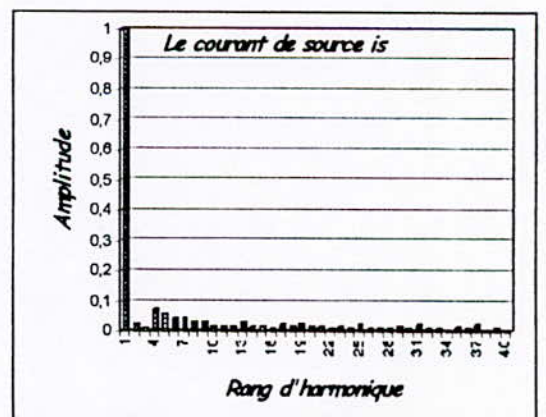
Le courant harmonique réel $ih1(A)$



Le spectre du courant harmonique

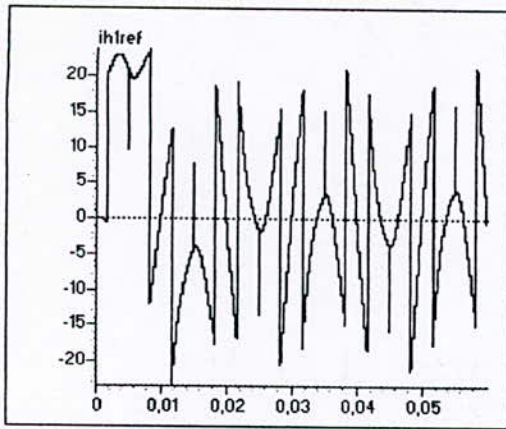


Le courant de source $is1(A)$

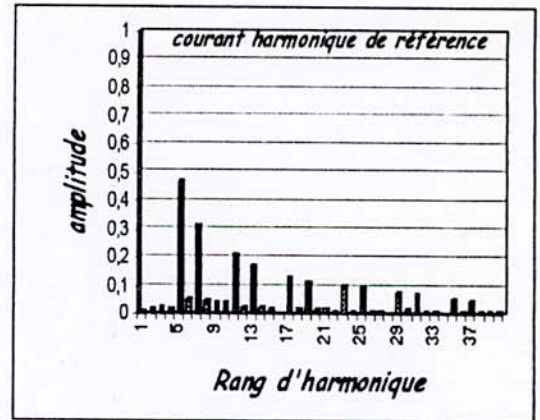


Le spectre du courant de source

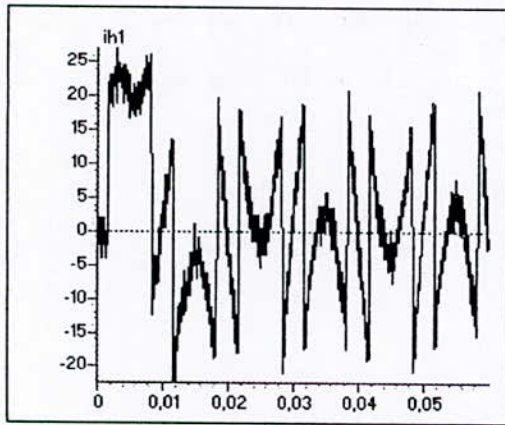
Fig.V.4.b.4. Les courants simulés dans le cas de la commande à hystérésis 2 en courant à bande variable ($h1=0.1A$, $h2=0.5A$) pour une charge constituée d'un pont redresseur à thyristors ($\alpha = \pi/6$)



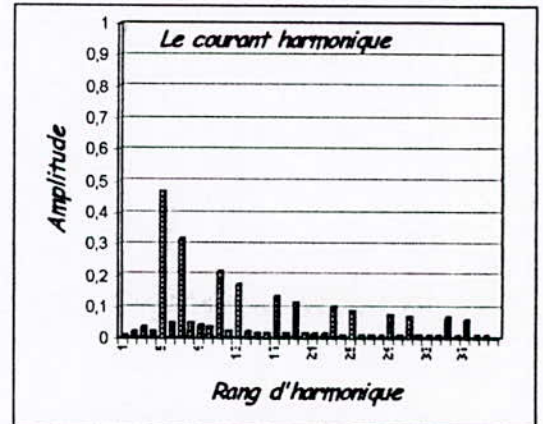
Le courant harmonique de référence $ih1ref(A)$



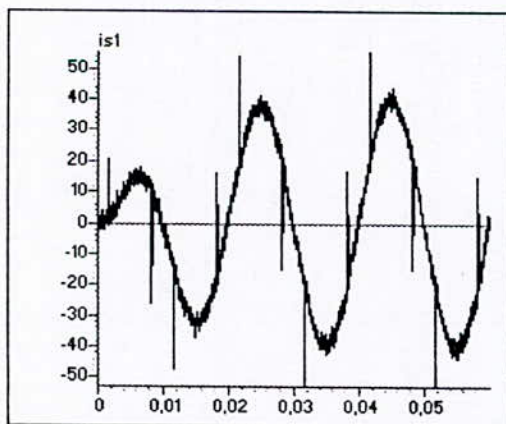
Le spectre du courant harmonique de référence



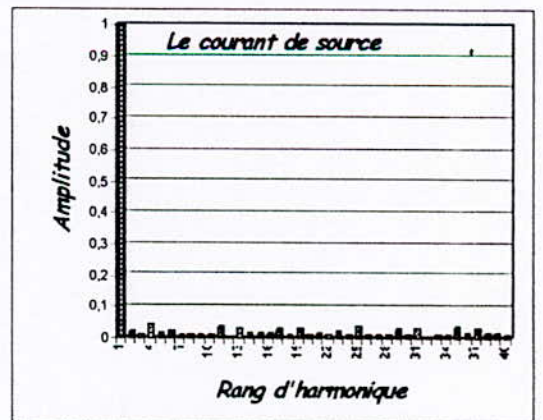
Le courant harmonique réel $ih1(A)$



Le spectre du courant harmonique

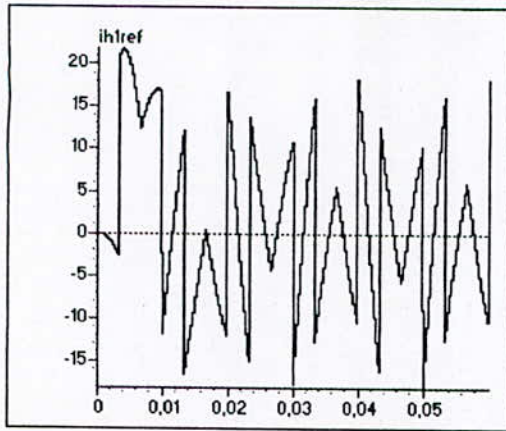


Le courant de source $is1(A)$

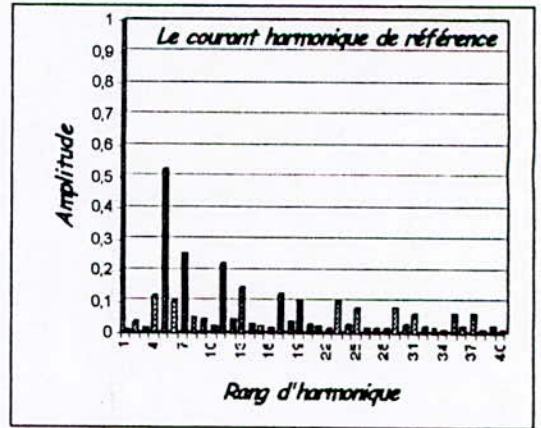


Le spectre du courant de source

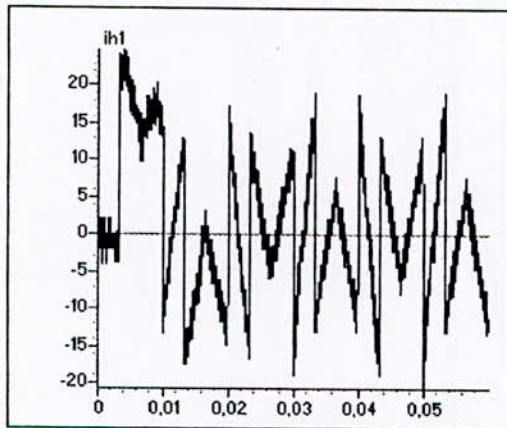
Fig. V.5.a.1. Les courants simulés dans le cas de la commande triangulo-sinusoïdale à une porteuse ($m=36$) pour une charge constituée d'un pont redresseur à diodes



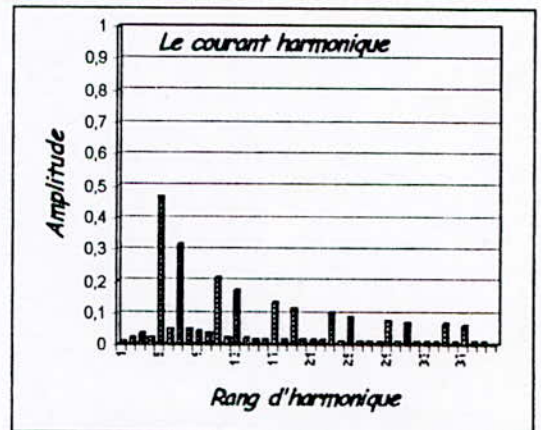
Le courant harmonique de référence $ih1ref(A)$



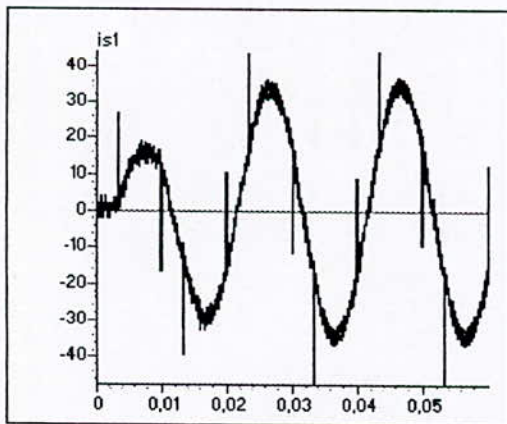
Le spectre du courant harmonique de référence



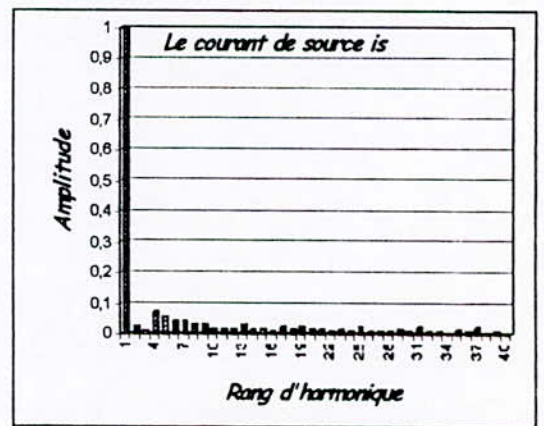
Le courant harmonique réel $ih1(A)$



Le spectre du courant harmonique

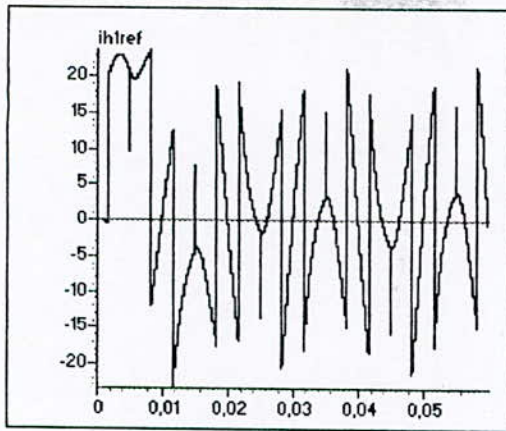


Le courant de source $is1(A)$

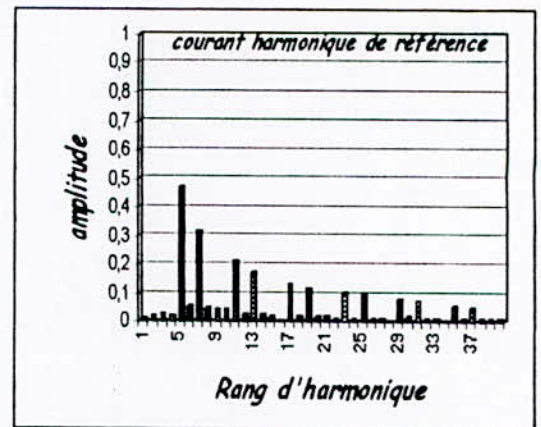


Le spectre du courant de source

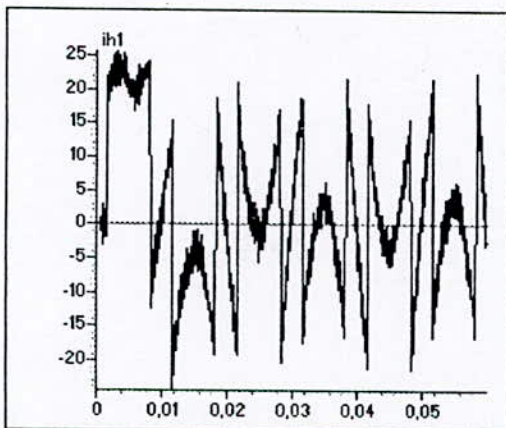
Fig.V.5.a.2. Les courants simulés dans le cas de la commande triangulo-sinusoïdale à une porteuse ($m=36$) pour une charge constituée d'un pont redresseur à thyristors ($\alpha = \pi/6$)



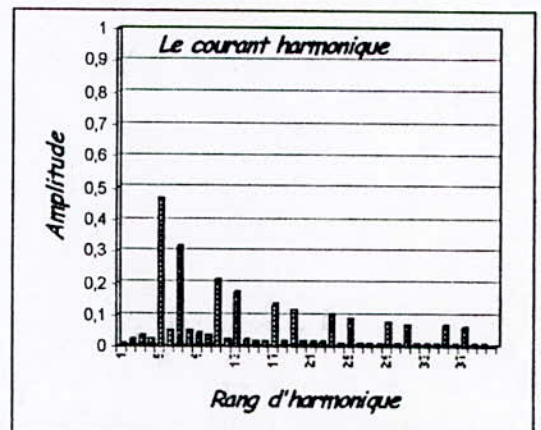
Le courant harmonique de référence $ih1ref(A)$



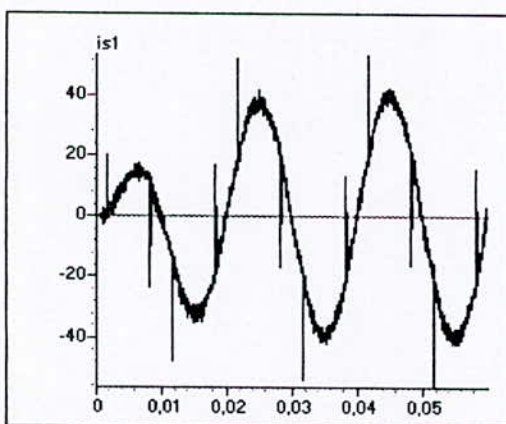
Le spectre du courant harmonique de référence



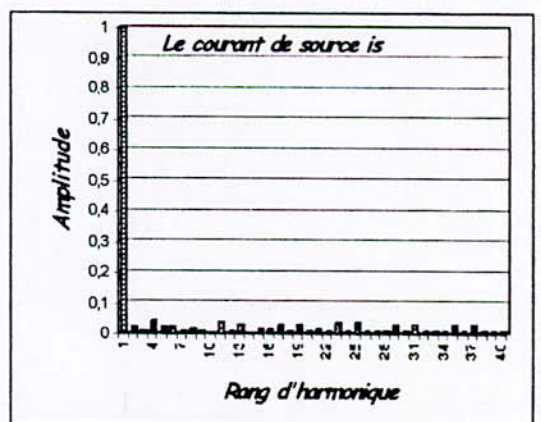
Le courant harmonique réel $ih1(A)$



Le spectre du courant harmonique

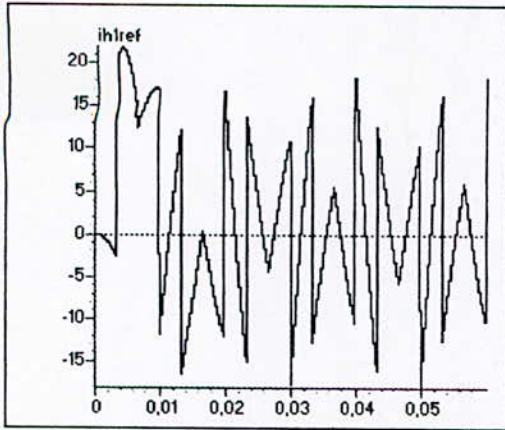


Le courant de source $is1(A)$

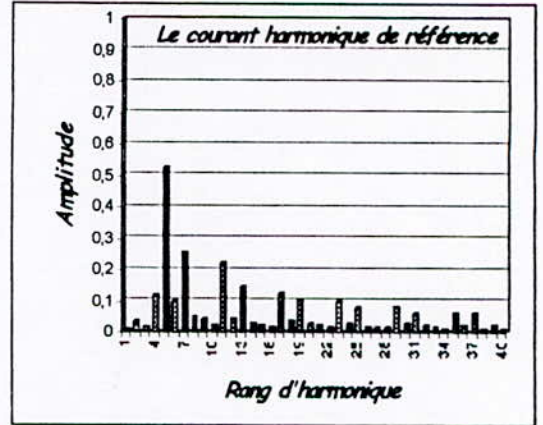


Le spectre du courant de source

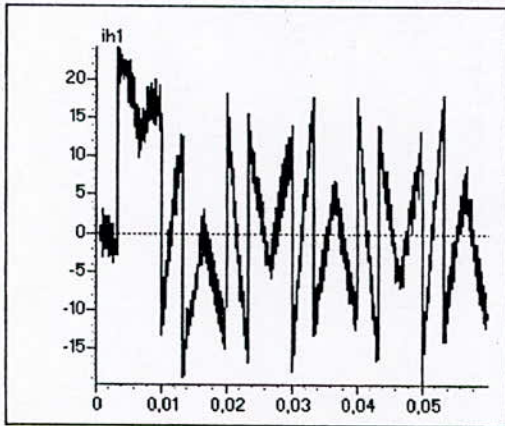
Fig.V.5.b.1. Les courants simulés dans le cas de la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses ($m=36$) pour une charge constituée d'un pont redresseur à diodes.



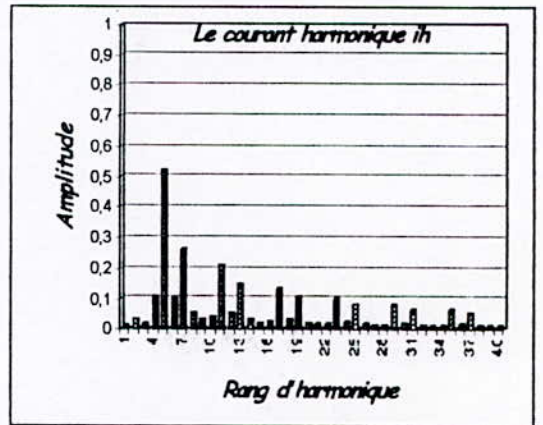
Le courant harmonique de référence $ih1ref(A)$



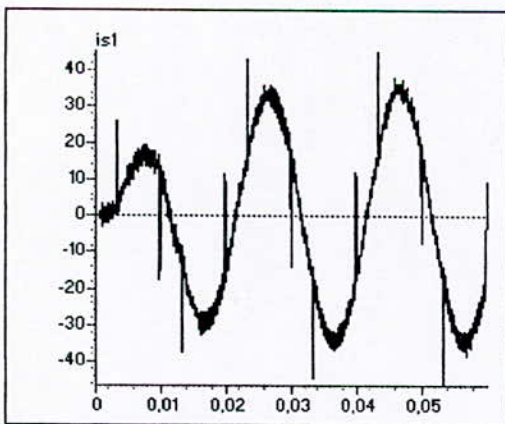
Le spectre du courant harmonique de référence



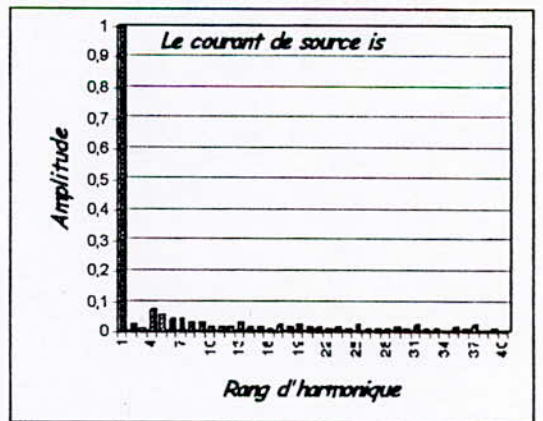
Le courant harmonique réel $ih1(A)$



Le spectre du courant harmonique



Le courant de source $is1(A)$



Le spectre du courant de source

Fig.V.5.b.2. Les courants simulés par la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses ($m=36$) pour une charge, pont redresseur à thyristors ($\alpha = \pi / 6$).

Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié une nouvelle méthode d'identification des courants harmoniques et l'appliquée à la détermination des courants harmoniques de référence que doit générer le filtre actif.

Après avoir présenté le principe de cette méthode basée sur les puissances actives et réactives instantanées, nous avons testé sa validité pour un courant de charge ic imposé.

On peut conclure que la méthode directe est une méthode très simple à mettre en œuvre et conduit à de très bons résultats. Elle permet, facilement, le passage d'un calcul des puissances actives et réactives instantanées à la détermination de la composante harmonique du courant de charge. Cette méthode corrige le problème de décalage observé dans la méthode vue au chapitre IV. Les résultats montrés prouvent que la méthode directe permet un bon fonctionnement du filtre actif parallèle utilisé quelque soit la charge polluante raccordée au réseau.

Il faut noter que le dimensionnement du filtre passif utilisé dans la méthode directe a une grande influence sur le bon fonctionnement de cette méthode.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Les convertisseurs statiques dominent largement aujourd'hui le marché industriel. Ces convertisseurs absorbent des courants non sinusoïdaux dont la circulation dans l'impédance du réseau entraîne la déformation de la tension d'alimentation. Lorsque de nombreux convertisseurs sont raccordés à un réseau électrique, la distorsion de la tension d'alimentation peut dépasser les limites admissibles. Dans ce cas, des installations de filtrage sont indispensables pour assurer le bon fonctionnement des équipements raccordés. Le filtre actif parallèle à trois niveaux est une nouvelle solution performante pour la dépollution des réseaux électriques. Connecté en parallèle avec la charge non linéaire, il injecte des courants qui correspondent à tout moment aux composantes harmoniques des courants absorbés par la charge non linéaire. De cette manière, les courants de source sont sinusoïdaux et par conséquent les tensions d'alimentation également. Il peut être utilisé sur le réseau de façon centralisée ou localement pour dépolluer des équipements particulièrement perturbateurs.

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur la dépollution des réseaux alimentant des convertisseurs statiques par un filtre actif parallèle utilisant un onduleur triphasé à trois niveaux.

Dans le premier chapitre, nous avons élaboré un modèle mathématique de l'onduleur triphasé à trois niveaux : son modèle de connaissance et de commande. Nous avons alors défini la notion de fonction de connexion des demi-bras qui permet d'obtenir des expressions analogues à celles des onduleurs à deux niveaux. L'onduleur à trois niveaux est considéré comme l'association en série de deux onduleurs à deux niveaux.

Le deuxième chapitre a été consacré à l'étude des différentes stratégies de commande de cet onduleur. On a étudié en particulier :

- La stratégie de commande par hystérésis en courant où on a présenté deux algorithmes.
- La commande triangulo-sinusoïdale à une porteuse à bande fixe.
- La commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses à bande fixe.

On a montré que la commande par hystérésis est caractérisée par une fréquence de commutation variable. Cette fréquence est fixe (imposée) dans le cas des commandes triangulo-sinusoïdales. On a montré aussi que l'algorithme 2 de la commande par hystérésis en courant s'adapte mieux à la commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux que l'algorithme 1 pour des valeurs élevées de la bande d'hystérésis Δi .

Dans le troisième chapitre, nous avons montré l'influence des harmoniques sur la déformation de la tension d'alimentation du réseau et la dégradation du facteur de puissance. On a présenté le principe du filtrage actif parallèle en l'appliquant pour un courant de charge imposé. On a exposé deux autres algorithmes pour la stratégie de commande par hystérésis en courant à bande variable, ces deux algorithmes ont amélioré légèrement la poursuite des courants harmoniques à leurs références aux niveaux des piques. On a montré que les piques observés dans les courants de source sont dus à la présence de la self entre le filtre actif et le réseau qui limite les variations brusques des

courants harmoniques générés par le filtre. On a montré également que le bon fonctionnement du filtre actif est lié au bon dimensionnement du circuit R,L qui le connecte au réseau.

Dans le chapitre IV, nous avons appliqué le filtrage actif parallèle à deux types de charges non linéaires : le pont redresseur à diodes et le pont redresseur à thyristors. On a montré que la méthode utilisée pour la détermination des courants harmoniques de référence a conduit à des allures moins précises de ces derniers à cause du déphasage introduit par le filtre passe-bas. Malgré ce problème, on a montré que le filtre actif peut dépolluer le réseau indépendamment de sa charge polluante.

Dans le dernier chapitre, nous avons présenté une nouvelle méthode d'identification des courants harmoniques, basée sur le principe des puissances actives et réactives instantanées. Cette méthode a résolu le problème de déphasage rencontré dans le chapitre quatre. Elle a permis à la source de générer un courant sinusoïdal contenant quelques harmoniques aux voisinages des fréquences de commutation des interrupteurs.

Comme suite à notre travail, nous proposons d'associer au filtre actif utilisé un filtre passif pour éliminer les harmoniques de rangs produit par la commutation des interrupteurs (filtre mixte) afin d'obtenir une réduction effective de l'ensemble du spectre harmonique. Nous proposons aussi d'étudier l'asservissement des tensions d'entrée U_{c1} , U_{c2} du filtre actif supposées constantes dans notre étude.

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 elle est choisie dans notre étude.

Les paramètres des charges RL utilisées

Chapitre II :

La charge de l'onduleur triphasé à trois niveaux pour la commande par hystérésis en courant est :

$$R = 5 \Omega$$

$$L = 0.02 \text{ H}$$

Chapitre III, IV et V :

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 :

$$R = 10 \Omega$$

$$L = 0.02 \text{ H}$$

Bibliographie



Bibliographie

[Akagi 83]

H.Akagi, Y.Kenzawa, A.Nabae : « *Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits* » IPEC, Tokyo , 83, pp. 1375- 1384.

[Akagi 84]

H.Akagi, Y.Kenzawa, A.Nabae : « *Instantaneous reactive power compensators compressing switching devices without energy storage components* » IEEE / TIA, IA-20, n°3, 1984, pp. 625-630.

[Akagi 86]

H.Akagi, A.Nabae, S.Athoh : « *Control strategy of active power filtes using multiple voltage-source PWM converters*. IEEE Trans. pp 460-465

[Aliouane 95]

K. Aliouane: « *Contribution et l'étude du filtrage actif d'harmonique des réseaux de distribution a l'aide de l'association de filtres actifs séries et passifs parallèles* ». Thèse doctorat INPL, 1995.

[Belazzoug 97]

M.Belazzoug, K.Sebaa ,EM.Berkouk : « *Commandes des redresseurs multiniveaux à M.L.I* », PFE, ENP juillet 97.

[Ben Romdhane 95]

Y.Ben Romdhane, E.Berkouk & G.Manesse. «*Étude comparative des courants appelés au réseau par deux cascades de conversion à onduleur deux et trois niveaux* ». L.E.I. CNAM Paris

Colloque«*PERTURBATION RÉCIPROQUES DES CONVERTISSEURS ET DES RÉSEAUX* », NANTES janvier 95, PP 133-141.

[Berkouk 94]

E.M.Berkouk,Y.B.Romdhane, G.Manesse, « *Étude comparative entre un onduleur deux et trois niveaux pour la conduite d'une machine asynchrone triphasée* »,EPE'94,SUISSE 1994.

[Berkouk 95]

E.M.Berkouk, «*Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directes et indirectes, application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux* ». Thèse doctorat, CNAM Paris 1995

[Berkouk 95]

E.M.Berkouk, Y.B.Romdhane, G.Manesse « *Knowledge and control models for thrée-level voltage inverters* ». IMACS'95,ALLEMAGNE1995.

[Boulkhrachef 97]

M.Boulkhrachef, L.Kadri , B.Hamici, M.O.Mahmoudi: « *Méthodologie de commande de la machine asynchrone incluant la logique floue* », PFE, ENP juillet 97.

[Boussetoua 97]

M. Boussetoua ,Berkouk EM : « *Commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois niveaux* », PFE, ENP juillet 97.

[Delarue 92]

P.Delarue. « *Filtres actifs. Méthode générale de détermination des éléments de stockage d'énergie et des semi-conducteurs d'injection* ».

Colloque « *PERTURBATION RÉCIPROQUES DES CONVERTISSEURS ET DES RÉSEAUX* », NANTES juillet 92, p 171.

[Delarue 95]

P.Delarue & R.Bausiere « *Filtre actif : Commande directe de courants de lignes* », LILLE. 1

Colloque « *PERTURBATION RÉCIPROQUES DES CONVERTISSEURS ET DES RÉSEAUX* », NANTES janvier 95, pp . 201-213.

[Escriva 94]

G.Escriva « *Dépollution harmonique des réseaux basses tensions* », Groupe Schneider Merlin Gerin .

Colloque « *PERTURBATION RÉCIPROQUES DES CONVERTISSEURS ET DES RÉSEAUX* », NANTES janvier 95, pp 38-52.

[Fakuda 93]

S.Fakuda ,T.Endoh « *control method and characteristics of active power filter* »,EPE, Brighton 1993 pp.139-144.

[Faucher 95]

H.Faucher « *Quelques aspects sur la modulation à largeur d'impulsion* ».FRANCE 1993.

[Fujita 90]

H.Fujita H.Akagi, A.Nabae : « *A practical approach to harmonic compensation in power systems- Series connection of passive and active filters* ».IEEE / IAS Ann. Meet. Conf., pp 1107-1112, 1990

[Joos 91]

G.Joos, L.Moran, P.Ziogas « *Performance analysis of PMW inverter VAR compensator* », IEEE/TPE,vol 6 n°3,1991, pp.380-391.

[Letzelter 95]

J.Letzelter&LeBitoux,D.Sadarnac « *Caractérisation des courants harmoniques émis par les industries françaises* »,

Colloque « *PERTURBATION RÉCIPROQUES DES CONVERTISSEURS ET DES RÉSEAUX* », NANTES janvier 95, pp 1-5.

[Lott 92]

J.P.Lott J.H.XU S.Saadate B.Davat. « Performances d'un filtre actif à structure courant ».

Colloque « PERTURBATION RÉCIPROQUES DES CONVERTISSEURS ET DES RÉSEAUX », NANTES juillet 92, p 43.

[Masada 90]

E.Masada , K.Hayafune « A harmonique control scheme for the active power filter ». pp. 229-234.

[Meynard 95]

T.Meynard & Y.Chéron « Filtre actif de courant pour réseau MT/HT » ,LEEI CNRS6URA 1438.

Colloque « PERTURBATION RÉCIPROQUES DES CONVERTISSEURS ET DES RÉSEAUX », NANTES janvier 95, pp73-83.

[Plateau x 93]

J.P.Plateaux, « La conception et la réalisation d'un redresseur à modulation de largeur d'impulsion à faible pollution harmonique ». Mémoire CNAM, Paris 1993

[Rabouch 92]

F.Rabouch & G.Manesse. « Filtres actifs. Utilisation d'un pont onduleur de tension monophasé pour la compensation des courants harmoniques »

Colloque « PERTURBATION RÉCIPROQUES DES CONVERTISSEURS ET DES RÉSEAUX », NANTES juillet 92, p 191.

[Rabouch 93]

F.Rabbouch, « Modélisations des convertisseurs en pont bidirectionnels en courant. Applications au redressement et au filtrage ». Thèse de doctorat, Paris VI, FRANCE 1993.

[Rabouch 95]

F.Rabouch, Y.Ben Romdhane & G.Manesse « Étude des perturbations harmoniques générées par une cascade de conversion : Redresseur – onduleur multi niveaux », CNAM Paris.

Colloque « PERTURBATION RÉCIPROQUES DES CONVERTISSEURS ET DES RÉSEAUX », NANTES janvier 95, pp. 237-247.

[Seguier 92]

G.Seguier « Les perturbations induites dans le réseau par les convertisseurs statiques : origine, propagation, procédés de réduction »

Colloque « PERTURBATION RÉCIPROQUES DES CONVERTISSEURS ET DES RÉSEAUX », NANTES juillet 92, pp . 1-17.