

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

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département : Génie Electrique
Spécialité : Automatique



Projet de fin d'étude

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

Thème :

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

**Filtrage actif de courants harmoniques
appliqué au réseau électrique**

Etudié par :

Mr. Rabah BEN HADJ
Mr. Abdenour BOUAKACHE

Proposé et dirigé par :

Dr. M.O.MAHMOUDI
Dr. O. STIHI



Promotion :2002



Remerciements

Nous tenons à exprimer notre profonde reconnaissance à monsieur MAHMOUDI et monsieur STIHI, pour nous avoir proposé ce sujet et avoir suivi avec beaucoup d'attention toute notre étude.

Nous remercions également, monsieur BERKOUK sur son aide précieuse et ses conseils utiles.

Nous n'oublierons pas de remercier tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, pour l'élaboration de ce modeste travail.

Rabah et Abdenour

Dédicaces

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

*Je dédie ce travail à:
Ma chère mère , mon cher père , et toute ma
famille petit et grand.
Mon cher frère Nanor
Tous ceux ,qui ont contribué à ma formation ,
de prés et de loin .
Tous mes amis d'enfance N'athouacif*

Rabah

Dédicaces

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Je dédie ce travail à:

*Mes parents qui ont tout fait pour que je
puisse aujourd'hui faire ce travail.*

*Ma grand mère, pour son aide matérielle
et surtout morale .*

*Ma sœur Fairouz, pour son soutien et ses
conseils.*

Ma petite et ma grande famille.

*Tous mes amis, dès mon enfance jusqu'à
ce jour.*

*Tous ceux qui sont tombés dans le champs
d'honneur, pour une Algérie meilleure et
une démocratie majeure.*

Abdenour

Introduction générale

CHAPITRE I : MODELISATION DES CONVERTISSEURS STATIQUES

Introduction	3
I.1. Modélisation de l'onduleur à deux niveaux	4
I.1.1. Présentation de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	4
I.1.2. Modélisation du fonctionnement d'un bras de l'onduleur.....	5
I.1.3. Modèle de commande de l'onduleur triphasé	5
I.1.3.1. Commandabilité de l'onduleur triphasé à deux niveaux	5
I.1.3.2. Fonction de connexion	6
I.1.3.3. Fonction de commutation.....	6
I.1.3.4. Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à deux niveaux	6
a - Fonction de conversion	6
b- Relations de conversion simple	9
c- Relations de conversion composée	9
I.1.3.5. Fonction génératrice et modèle de commande	10
I.2. Modélisation d'un onduleur triphasé à trois niveaux	12
I.2.1. Modélisation du fonctionnement de l'onduleur à trois niveaux	12
I.2.1.1 Structure de l'onduleur NPC à trois niveaux	12
I.2.1.2 Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à trois niveaux.....	13
I.2.1.3. Les différentes configurations d'un bras d'onduleur a trois niveaux	13
I.2.1.4. Réseau de Pétri d'un bras d'onduleur à trois niveaux	15
I.2.2. Modèle de commande de l'onduleur à trois niveaux	15
I.2.2.1. Fonction de connexion	16
I.2.2.2. Modèle de connaissance	16
I.3. Modélisation de l'onduleur triphasé a cinq niveaux	19
I.3.1. Modélisation du fonctionnement de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC... ..	19
I.3.1.1. Structure de l'onduleur NPC à cinq niveaux	19
I.3.1.2. Modélisation de fonctionnement d'un bras de l'onduleur NPC à cinq niveaux ...	20
I.3.1.3. Réseau de Petri d'un bras	22
I.3.2. Modèle de commande de l'onduleur à cinq niveaux	24
I.3.2.1. Commande complémentaire	24
I.3.2.2. Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à cinq niveaux	25
a. Relation de conversion simple.....	27
b. Relation de conversion composée	27
Schéma de connaissance globale des convertisseurs	29
Conclusion.....	30

CHAPITRE II: FILTRAGE ACTIF PARALLELE.

Introduction.....	31
II.1. Principe du filtrage actif parallèle.....	32
II.2. Structure du filtre actif parallèle	33
II.3. Application du filtre actif à la charge non linéaire	33
II.3.1. Modélisation des redresseurs triphasés	33
II.3.2. Modélisation du pont redresseur triphasé à thyristors.....	34
II.4. Identification des courants harmoniques de référence.....	34
II.4.1. Détermination des courants harmoniques de référence.....	35
en utilisant un filtre passe bas.....	35
II.4.1.1. Dimensionnement du filtre passif passe bas	35
II.4.1.2. Application de la méthode de comparaison au filtrage actif parallèle.....	37
II.4.2. la méthode directe	37
II.4.2.1. Principe de la méthode directe	37
II.4.2. Validation de la méthode directe	39
II.4.2.3. Application de la méthode directe au filtrage actif parallèle	40
II.5. Asservissement des courants du filtre actif à multi-niveaux	40
II.6. Commande par hystérésis en courant	41
II.6.1. Algorithme de la commande par hystérésis pour l'onduleur à deux niveaux.....	42
II.6.2. Algorithme de la commande par hystérésis pour l'onduleur à trois niveaux.....	43
II.6.3. Algorithme de la commande par hystérésis pour l'onduleur à cinq niveaux.....	44
II.7. Résultats de simulation.....	45
Interprétation des résultats.....	61
Conclusion.....	62

CHAPITRE III :EQUILIBRAGE DES TENSIONS D'ENTREE DES ONDULEURS

Introduction.....	64
III.1. Equilibrage des tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux	65
III.1.1. Utilisation d'une capacité de valeurs importantes.....	66
III.1.2. Equilibrage des tensions d'entrée pour l'onduleur.....	66
à trois niveaux en utilisant un circuit de Clamping.....	66
III.2. Equilibrage des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux	68
III.2.1. Utilisation de capacités de valeurs importantes	69
III.2.2. Equilibrage des tensions d'entrée pour l'onduleur à cinq niveaux.....	69
en utilisant un circuit de Clamping.....	69
III.3. Résultats de simulation.....	71
Interprétation des résultats.....	80
Conclusion	81

CHAPITRE IV : ASSERVISSEMENT DES TENSIONS D'ENTREE DES ONDULEURS PAR UN CONTROLEUR GLISSANT

Introduction.....	82
IV.1. Modélisation du redresseur triphasé à deux niveaux.....	83
IV.1.1. Structure du redresseur triphasé à deux niveaux.....	83
IV.1.2. Modèle de commande du redresseur triphasé à trois niveaux.....	83
IV.2.1. Théorie de la commande par mode de glissement.....	85
IV.2.1.1. Configuration de réglage en mode de glissement.....	86
IV.2.1.2. Conception de la commande par mode de glissement.....	86
a. Choix de la surface en mode de glissement.....	87
b. Condition de convergence.....	87
b.1- La fonction de commutation.....	88
b.2- Fonction de Lyapunov.....	88
c. Calcul de la commande.....	89
IV.2.2. Application de la commande par mode de glissement.....	89
pour un redresseur triphasé à deux niveaux.....	92
IV.2.2.1. Cascade de redresseur triphasé à deux niveaux avec l'onduleur de tension.....	92
IV.2.2.2. Modélisation de la boucle de tension.....	92
IV.2.2.3. Dimensionnement du régulateur de tension.....	93
Interprétation des résultats.....	99
Conclusion.....	99

CHAPITRE V: FILTRAGE ACTIF AVEC COMPENSATION DE L'ENERGIE REACTIVE

Introduction.....	100
V.1. Principe du filtrage actif avec compensation de l'énergie réactive.....	100
V.1.1. Détermination de la valeur I_{s-max}	102
V.1.2. Principe de la méthode.....	102
V.1.3. Expression du courant de charge dans le repère $\alpha - \beta$	103
V.1.4. Mise en œuvre de deux filtres passe bas pour l'extraction.....	103
du courant de source de référence.....	103
V.2. Application de principe du filtrage actif avec compensation.....	103
de l'énergie réactive sur une charge non linéaire.....	103
Interprétation des résultats.....	113
Conclusion.....	113
Conclusion générale.....	114

Annexe

Bibliographie

Notations

F_c	Fonction de commutation
F_{cg}	Fonction génératrice de commutation
F_i	Fonction de connexion
F_{ig}	Fonction génératrice de connexion
i_1, i_2, i_3	Courants de ligne d'un système triphasé équilibré
i_c	Courant de charge
\bar{i}_e	Vecteur courant d'entrée du filtre
i_f	Premier fondamentale du courant
i_h	Courant harmonique
i_{h-ref}	Courant harmonique de référence
\bar{i}_z	Vecteur courant du réseau
I_{red}	Courant redressé
M	Moteur alternatif triphasé
NPC	Neutral Point Clamping
$S(x)$	Surface de glissement
u_{ab}, u_{bc}, u_{ca}	Tensions entre phases
U_c	Tension d'entrée
\bar{U}_c	Vecteur tension d'entrée
U_{eq}	Commande équivalente
v_1, v_2, v_3	Tensions simples d'un système triphasé équilibré
α	Angle d'amorçage des thyristors
φ	Déphasage entre le courant et la tension
ω	Pulsation du réseau
P	Puissance active instantanée
Q	Puissance réactive instantanée
\hat{p}	Composante fondamentale de la puissance active instantanée
\hat{q}	Composante fondamentale de la puissance réactive instantanée
\tilde{p}	Composante harmonique de la puissance active instantanée
\tilde{q}	Composante harmonique de la puissance réactive instantanée

Introduction générale

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

Parmi les solutions adoptées, on trouve l'utilisation des filtres passifs, cependant l'efficacité de ces derniers se limite à la connaissance préalable de la charge polluante imposant la distorsion du courant.

Mais aujourd'hui, les récents progrès en matière de technologie de l'électronique de puissance apportent une capacité sans précédent de compensation et de correction de la distorsion harmonique générée par les charges non linéaires. En utilisant un compensateur actif parallèle, permettant de dépolluer les réseaux électriques.

Le principe de compensation est basé sur l'injection en permanence, au point de connexion (filtre actif parallèle - réseau), des courants qui correspondent à tout moment aux composantes harmoniques des courants absorbés par la charge. De cette manière, le courant fourni par la source d'énergie reste sinusoïdal. Ce dispositif facile à mettre en œuvre, et peut être installé en n'importe quel point d'un réseau notamment de basse tension, pour compenser la puissance absorbée par une ou plusieurs charges non linéaires, évitant ainsi la circulation des courants harmoniques dans tout le réseau.

L'objet de ce mémoire est de montrer l'efficacité du filtrage harmonique parallèle qui permet l'adaptation à la charge en temps réel aux harmoniques nécessaires, donnant une performance quasi constante et indépendante du taux de charge.

Ainsi le perfectionnement qu'apporte l'utilisation des onduleurs à niveaux supérieurs par rapport à ceux de niveaux inférieurs, en ce qui concerne la sollicitation de l'organe de commande, et l'amélioration du courant du réseau.

Ce mémoire comporte cinq chapitres.

Le premier chapitre illustre la modélisation des onduleurs deux, trois et cinq niveaux, ainsi que leurs modèles de connaissances et celui de commande.

Le deuxième chapitre sera consacré au principe du filtrage actif parallèle en utilisant comme organes de puissance des onduleurs à différents niveaux. Nous montrerons l'importance d'utilisation de celui d'un degré élevé, ainsi, nous établissons deux méthodes d'identification du courant harmonique, la première méthode très simple appelée méthode comparative fondée sur l'extraction des harmoniques du courant d'un courant de charge alimentant un redresseur à thyristors, la deuxième est basé sur les puissances actives et réactives instantanées. Ensuite, nous développons la stratégie de commande par hystérésis et son application sur les trois onduleurs.

Le chapitre trois est consacré pour l'équilibrage des tensions d'entrée des onduleurs, trois et cinq niveaux, nous montrerons l'intérêt d'utilisation de grandes capacités comme filtre à l'entrée de l'onduleur et les performances qu'apporte le circuit de Clamping, dont nous citons, la stabilisation et la fixation des tensions d'entrée.

Le quatrième chapitre aura comme but, d'aborder le problème d'alimentation dans les installations de fortes puissances, pour ce type de système nous n'utiliserons pas des batteries, mais des redresseurs, pour générer les tensions d'entrée des onduleurs et pour l'asservissement de ces redresseurs nous utiliserons un contrôleur glissant, dont nous montrerons l'efficacité de ce contrôleur. Nous commencerons par donner la théorie générale de cette commande en suite son application sur le redresseur.

Enfin, nous terminerons notre étude, dans le chapitre cinq, par l'utilisation du filtre actif pas seulement comme compensateur des harmoniques, mais aussi comme compensateur d'énergie réactive.

Chapitre I

Modélisation des convertisseurs statiques

Introduction :

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques assurant la conversion continu-alternatif, dont on distingue deux types d'onduleurs, les onduleurs de tension et les onduleurs du courant (dit commutateur). Ils se présentent dans plusieurs applications, les plus variés est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif. L'évolution de la fonction de conversion s'est appuyée, d'une part, sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides, d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de " modulation de largeur d'impulsions".

Cette partie consiste à montrer de manière générale la procédure de modélisation d'un onduleur de puissance par la méthode de DESING associée au réseau PETRI. Pour se faire, on commencera par la modélisation d'un onduleur triphasé à deux niveaux, puis à trois niveaux et enfin à cinq niveaux.

I.1. MODELISATION DE L'ONDULEUR A DEUX NIVEAUX :

I.1.1. Présentation de l'onduleur triphasé à deux niveaux :

L'onduleur triphasé à deux niveaux à structure NPC (Neutral Point Clamping), se décompose en trois bras et sources de tension continues. Chaque bras est composé de deux interrupteurs en série.

Chaque interrupteur comporte un transistor et une diode montée en tête bêche, fig.(I.1). Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue. La figure (I.2) donne une représentation schématique de cet onduleur.

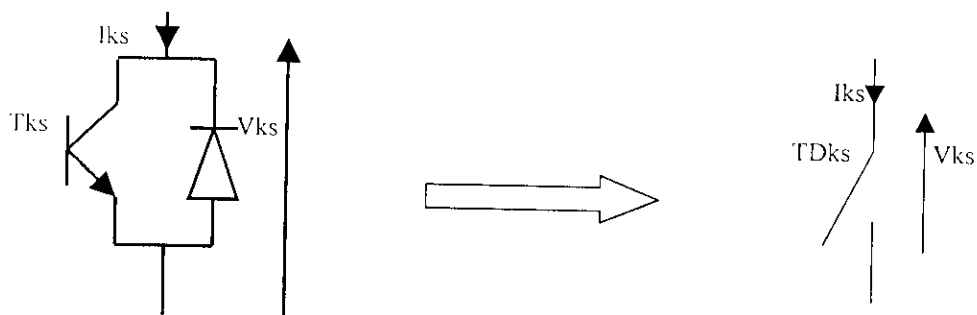


Fig.(I.1) Interrupteur bidirectionnel de la paire transistor-diode

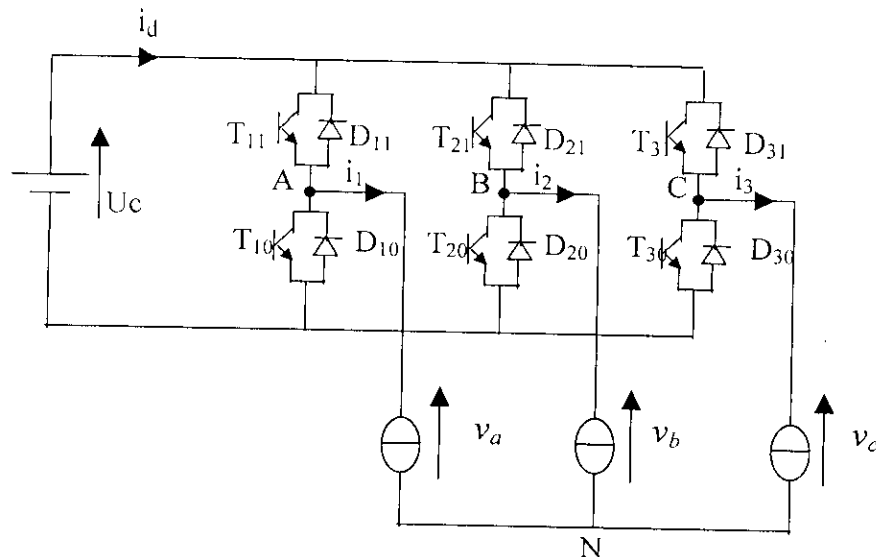


Fig.(I. 2) Structure de l'onduleur triphasé à deux niveaux

1.1.2. Modélisation du fonctionnement d'un bras de l'onduleur :

Pour réduire la complexité de l'onduleur, on présente chaque paire transistor-diode (T_{ks}-D_{ks}) par un seul interrupteur bidirectionnel TD_{ks}, fig.(I.1), et vu la symétrie de sa structure, on fait le raisonnement sur un seul bras, fig.(I.3).

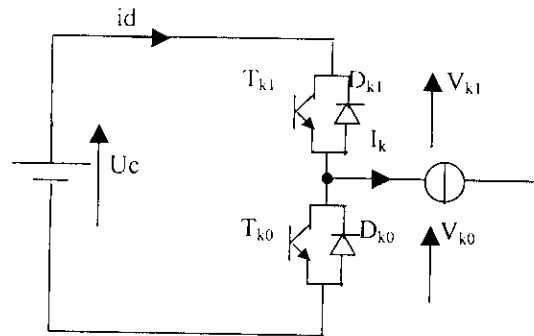


Fig.(I.3) Bras de l'onduleur à deux niveaux

1.1.3. Modèle de commande de l'onduleur triphasé:

1.1.3.1. Commandabilité de l'onduleur triphasé à deux niveaux :

Un onduleur est en mode commandable, si les transitions entre les configurations ne dépendent que de la commande externe, et par suite une conduction continue de cet onduleur [1].

En mode commandable, le réseau de Petri de l'onduleur est représenté à la fig.(I.4)

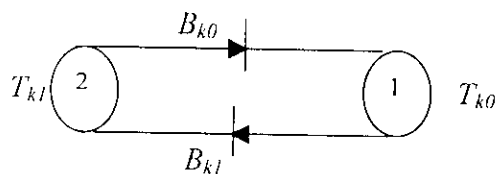


Fig.(I.4) Modèle de l'onduleur triphasé à deux niveaux

Pour un onduleur triphasé à deux niveaux totalement commandable, on définit la commande complémentaire suivante :

$$\overline{B_{k1}} = B_{k0} \quad (1.1)$$

1.1.3.2. Fonction de connexion :

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

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

1.1.3.3. 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 :

$$f_i = 1 + f_c \left[t - (i-1) \frac{T}{n} \right] \quad (1.2)$$

Avec T la période de fonctionnement des cellules de commutation.

1.1.3.4. Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à deux niveaux :

Le modèle de connaissance est bien adapté à la validation des différentes stratégies de commande. Pour passer de modèle de connaissance au modèle de commande, on utilise la notion fonction.

a - Fonction de conversion :

La structure de l'onduleur triphasé à deux niveaux est donnée par la figure (1.2). Soit F_{ks} , avec $K \in \{1, 2, 3\}$ et $s \in \{0, 1\}$ la fonction de connexion d'un interrupteur T_{ks} , et F_K la fonction de commutation de la cellule de commutation associé au bras k de cette onduleur .

Pour l'onduleur triphasé, les relations entre ces différentes fonctions sont les suivantes :

$$\begin{aligned}
 F_{11}(t) &= \frac{1}{2} \cdot (1 + F_1(t)) & F_{10}(t) &= \frac{1}{2} \cdot (1 + F_1(t - \frac{T}{2})) \\
 F_{21}(t) &= \frac{1}{2} \cdot (1 + F_2(t)) & F_{20}(t) &= \frac{1}{2} \cdot (1 + F_2(t - \frac{T}{2})) \\
 F_{31}(t) &= \frac{1}{2} \cdot (1 + F_3(t)) & F_{30}(t) &= \frac{1}{2} \cdot (1 + F_3(t - \frac{T}{2}))
 \end{aligned} \quad \text{et} \quad (I.3)$$

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

$$\begin{cases}
 F_{11} = 1 - F_{10} \\
 F_{21} = 1 - F_{20} \\
 F_{31} = 1 - F_{30}
 \end{cases} \quad (I.4)$$

Les potentiels des nœuds A, B, C de l'onduleur triphasé à deux niveaux par rapport au point M sont donnés par les relations suivantes :

$$\begin{cases}
 v_{aM} = F_{11} U_c \\
 v_{bM} = F_{21} U_c \\
 v_{cM} = F_{31} U_c
 \end{cases} \quad (I.5)$$

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

$$\begin{cases}
 u_{ab} = v_{aM} - v_{bM} = (F_{11} - F_{21}) \cdot U_c \\
 u_{bc} = v_{bM} - v_{cM} = (F_{21} - F_{31}) \cdot U_c \\
 u_{ca} = v_{cM} - v_{aM} = (F_{31} - F_{11}) \cdot U_c
 \end{cases} \quad (I.6)$$

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

$$\begin{cases} v_{aN} = v_a = \frac{u_{ab} - u_{ca}}{3} \\ v_{bN} = v_b = \frac{u_{bc} - u_{ab}}{3} \\ v_{cN} = v_c = \frac{u_{ca} - u_{bc}}{3} \end{cases} \quad (I.7)$$

Les équations (I.6) et (I.7) permettent d'exprimer les tensions de l'onduleur au moyen des fonctions de connexion comme suit :

$$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} = 1/3 \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{pmatrix} U_c \quad (I.8)$$

Pour exprimer ces tensions composées et simples en utilisant les fonctions de commutation, on introduit le système (I.3) respectivement dans (I.6) et (I.7), ainsi on aboutit aux relations (I.9) et (I.10) suivantes liant respectivement les tensions composées et simples aux fonctions de commutation.

$$\begin{pmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{pmatrix} U_c \quad (I.9)$$

$$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} = \frac{1}{6} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{pmatrix} U_c \quad (I.10)$$

Pour les courants, on peut écrire la relation suivante (I.11) donnant le courant i_d d'entrée de l'onduleur triphasé en fonction des courants i_1 , i_2 et i_3 de sa charge triphasée.

$$i_d = F_{11}.i_1 + F_{21}.i_2 + F_{31}.i_3 \quad (I.11)$$

La relation (I.11) s'exprime en introduisant les fonctions de commutation comme :

$$i_d = \frac{1}{2}(1 + F_1).i_1 + \frac{1}{2}.(1 + F_2).i_2 + \frac{1}{2}(1 + F_3).i_3 \quad (\text{I. 12})$$

Pour l'onduleur triphasé à deux niveaux, le vecteur d'état est $[U_C \ i_1 \ i_2 \ i_3]^T$, les entrées internes de cet onduleur sont $[v_a \ v_b \ v_c \ i_d]^T$ ou $[u_{ab} \ u_{bc} \ u_{ca} \ i_d]^T$.

On appelle relations de conversion simple, les relations liants le vecteur $[v_a \ v_b \ v_c \ i_d]^T$ au vecteur d'état et la relation de conversion composées celles liant le vecteur $[u_{ab} \ u_{bc} \ u_{ca} \ i_d]^T$ au vecteur d'état. Ces différentes relations de conversion sont définies ci-dessous.

b- Relations de conversion simple :

$$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ i_d \end{pmatrix} = [N(t)] \begin{pmatrix} U_C \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \quad \text{avec} \quad [N(t)] = \begin{bmatrix} \frac{2.F_{11} - F_{21} - F_{31}}{3} & 0 & 0 & 0 \\ -F_{11} + 2.F_{21} - F_{31} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{2.F_{11} - F_{21} - F_{31}}{3} & 0 & 0 & 0 \\ -F_{11} - F_{21} + 2.F_{31} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F_{11} & F_{21} & F_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

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

c- Relations de conversion composée :

$$\begin{pmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \\ i_d \end{pmatrix} = [M(t)] \begin{pmatrix} U_C \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \quad \text{avec} \quad [M(t)] = \begin{bmatrix} F_{11} - F_{21} & 0 & 0 & 0 \\ F_{21} - F_{31} & 0 & 0 & 0 \\ F_{31} - F_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F_{11} & F_{21} & F_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

On appelle $[M(t)]$ la matrice de conversion composée.

1.1.3.5. Fonction génératrice et modèle de commande :

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

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

$$F_{ig} = \frac{1}{T} \cdot \int_{k.T}^{(k+1).T} F_i(\tau) d\tau \quad (\text{I.15})$$

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

$$F_{cg} = \frac{1}{T} \cdot \int_{k.T}^{(k+1).T} F_i(\tau) d\tau \quad (\text{I.16})$$

Pour les fonctions génératrices de connexion, on a les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{11g} = 1 - F_{10g} \\ F_{21g} = 1 - F_{20g} \\ F_{31g} = 1 - F_{30g} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

De même, on associe respectivement les matrices génératrices de conversion simple $[N_g(t)]$ et composée $[M_g(t)]$ aux matrices $[N(t)]$ et $[M(t)]$. Les relations liant ces matrices $[N_g(t)]$ et $[M_g(t)]$ aux fonctions génératrices de connexion sont données par les équations suivantes :

$$[N_g(t)] = \begin{bmatrix} \frac{2.F_{11g} - F_{21g} - F_{31g}}{3} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{F_{11g} + 2.F_{21g} - F_{31g}}{3} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{F_{11g} - F_{21g} + 2.F_{31g}}{3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F_{11} & F_{21} & F_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

$$[Mg(t)] = \begin{bmatrix} F_{11g} - F_{21g} & 0 & 0 & 0 \\ F_{21g} - F_{31g} & 0 & 0 & 0 \\ F_{31g} - F_{11g} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F_{11g} & F_{21g} & F_{31g} \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

Les relations de conversion de l'onduleur triphasé peuvent être ainsi exprimées selon les équations (1.20), où les courants et les tensions sont en réalité des valeurs moyennes de leurs grandeurs correspondantes sur une période de commutation T_e infiniment petite.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ i_d \end{bmatrix} = [N_g(t)] \begin{bmatrix} U_c \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \\ id \end{bmatrix} = [M_g(t)] \begin{bmatrix} U_c \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

I.2. MODELISATION D'UN ONDULEUR TRIPHASE A TROIS NIVEAUX :

I.2.1. Modélisation du fonctionnement de l'onduleur à trois niveaux :

I.2.1.1 Structure de l'onduleur NPC à trois niveaux :

Cet onduleur est dit à trois niveaux parce qu'il délivre trois niveaux de tension ($+U_c$, 0 , $-U_c$). La structure choisie dans cette étude est celle de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux à structure NPC (Neutral Point Clamping), représentée par la fig. (I.5).

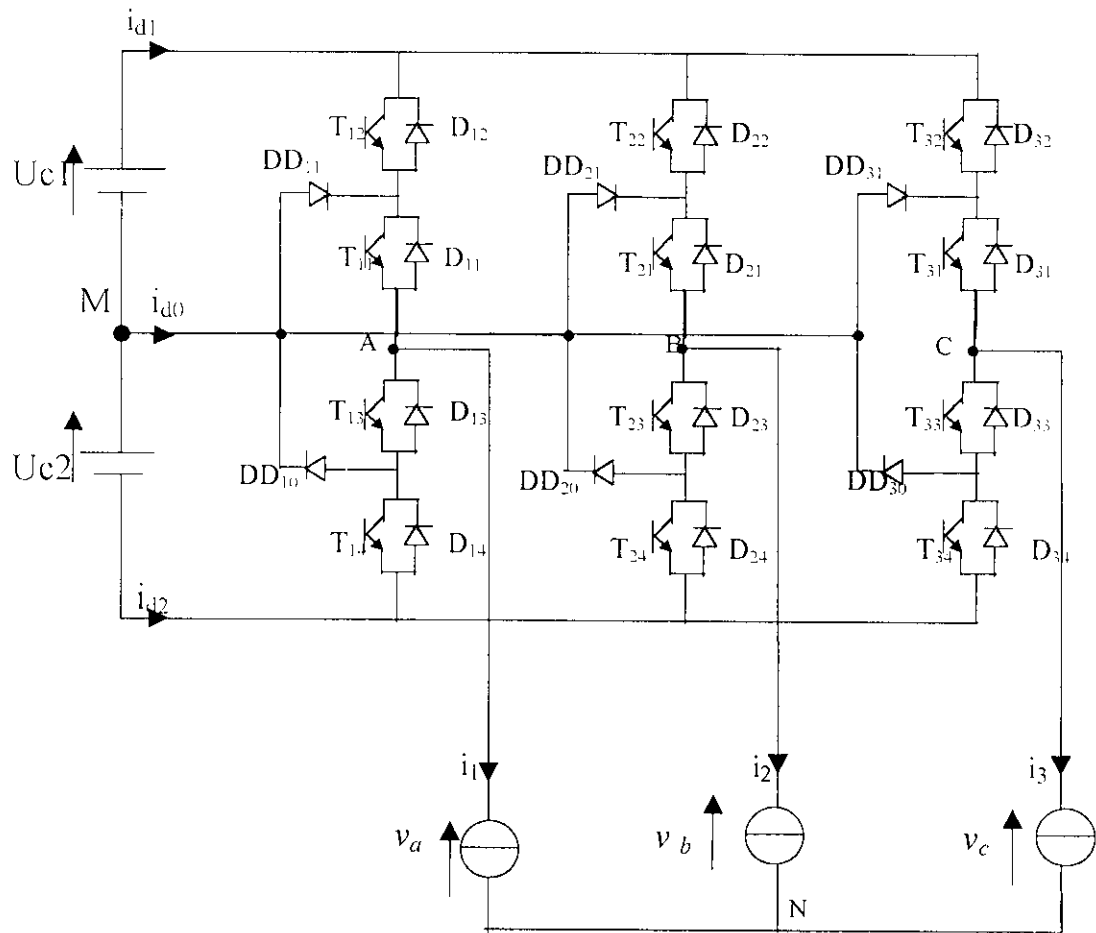


Fig.(I.5) structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux

1.2.1.2 Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC a trois niveaux :

Comme nous avons déjà vu, l'onduleur à trois niveaux a une structure symétrique. Grâce à cette dernière, on procède par bras, fig.(I.6), ainsi, on définit en premier lieu un modèle global d'un bras sans à priori sur la commande, ensuite on déduit celui de l'onduleur complet.

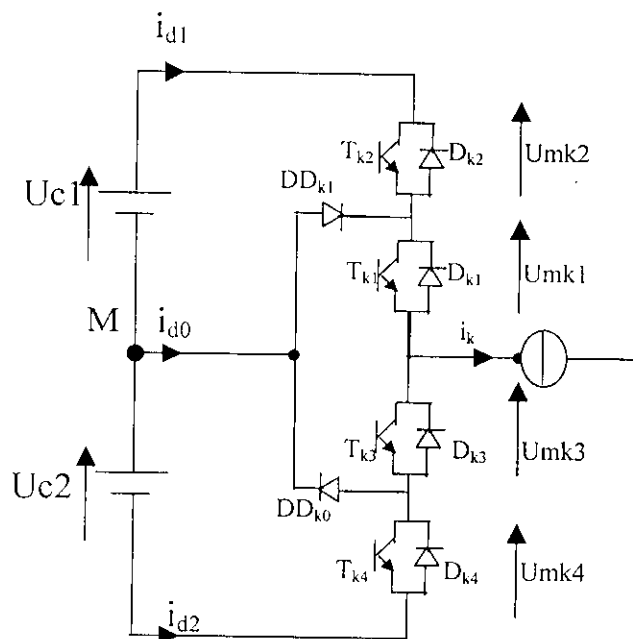


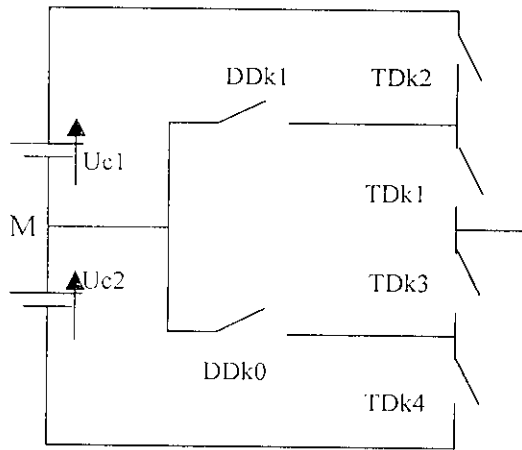
Fig.(I.6) structure d'un bras d'onduleur triphasé à trois niveaux

1.2.1.3. Les différentes configurations d'un bras d'onduleur a trois niveaux :

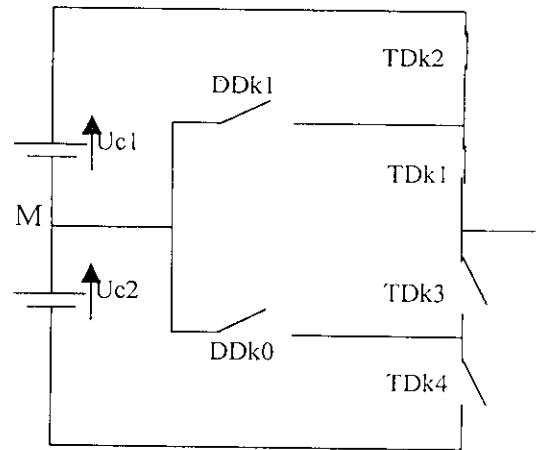
Une analyse topologique d'un bras montre cinq configurations possibles pour ce dernier. Ces différentes configurations sont représentées par les figures (I.7). Le tableau (I.2) donne les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations.

Les réceptivités de transition entre les différentes configurations d'un bras sont fonctions logiques entre :

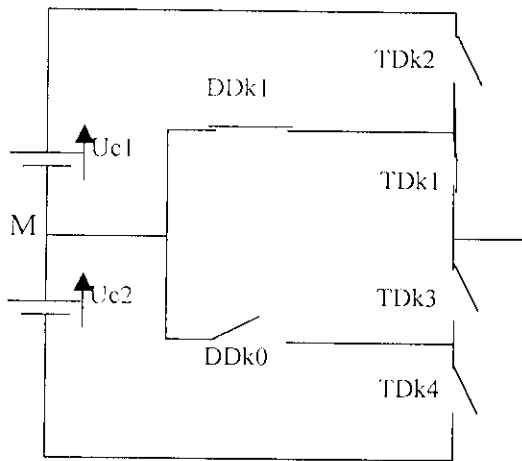
- Une commande externe (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur).
- Une commande interne définie par les signes des courants du bras et des tensions aux bornes du semi-conducteur.



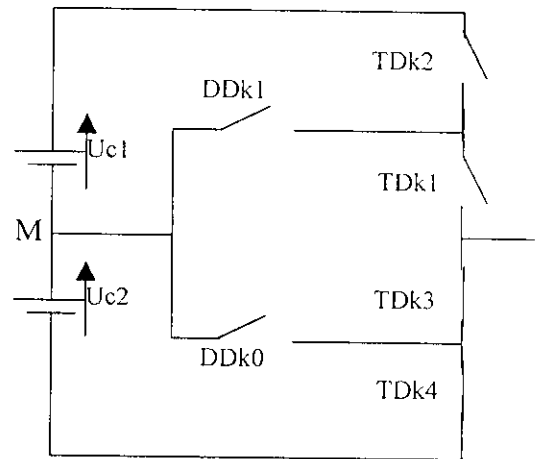
La configuration E0



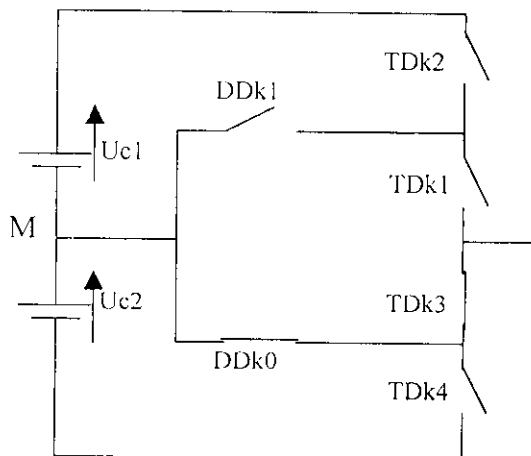
La configuration E1



La configuration E2



La configuration E3



La configuration	La grandeur électrique
E0	$i_k = 0$
E1	$v_k = U_{c1} = U_c$
E2	$v_k = 0$
E3	$v_k = -U_{c2} = -U_c$
E4	$v_k = 0$

Tableau (I.1) grandeurs électriques caractérisant l'onduleur

Fig.(I.7) les différentes configurations possibles pour un bras d'onduleur à trois niveaux

I.2.1.4. Réseau de Pétri 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 Pétri correspondant à son fonctionnement décrivant les différentes transitions possibles.

Le réseau de Pétri associé au fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux est présenté à la figure (I.8).

La variable R_{mn} représente la réceptivité de transition de la configuration E_m à la configuration E_n .

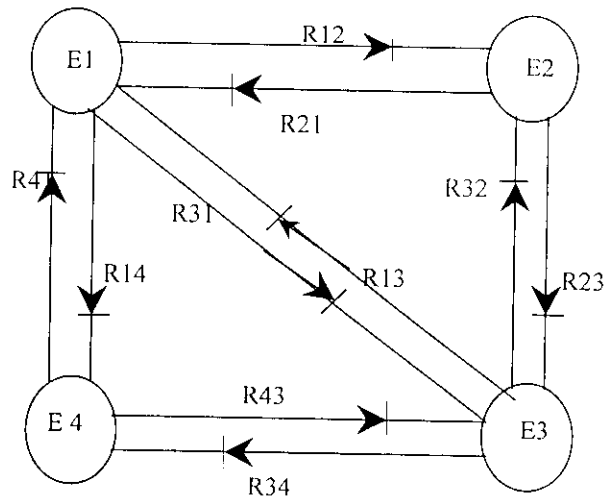


Fig. (I.8) Réseau de PETRI simplifié d'un onduleur à trois niveaux

I.2.2. Modèle de commande de l'onduleur à trois niveaux :

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

$$\begin{cases} B_{k1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k3}} \end{cases} \quad (I.21)$$

1.2.2.1. Fonction de connexion :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1}^+ \cdot F_{k2}^- \\ F_{k0}^b = F_{k3}^+ \cdot F_{k4}^- \end{cases} \quad (1.22)$$

Avec k est le numéro du bras k=1,2,3.

1.2.2.2. Modèle de connaissance :

En utilisant la fonction de connexion des demi-bras F_{ks} , on obtient:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = 1/3 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c2} \quad (1.23)$$

dans le cas où $U_{c1}=U_{c2}=U_c$, la relation (1.23) s'écrirait comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = 1/3 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} U_c \quad (1.24)$$

Les courants d'entrée i_{d1} et i_{d2} en fonction des courants de charge i_1 i_2 i_3 sont donnés par le système (1.25) ci dessous :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b \cdot i_1 + F_{21}^b \cdot i_2 + F_{31}^b \cdot i_3 \\ i_{d2} = F_{10}^b \cdot i_1 + F_{20}^b \cdot i_2 + F_{30}^b \cdot i_3 \end{cases} \quad (1.25)$$

Cette relation montre une analogie du point de vue des courants d'entrée des onduleurs à trois niveaux et deux niveaux, ainsi pour l'onduleur à trois niveaux tout se passe, comme si le courant i_{d1} était le courant d'entrée de l'onduleur à deux niveaux du haut, et i_{d2} celui de l'onduleur à deux niveaux du bas [3].

D'après la figure (1.5) et en appliquant la loi des nœuds, on aura :

$$i_{d0} = i_1 + i_2 + i_3 - i_{d1} - i_{d2} \quad (I.26)$$

D'où on aura les relations de conversion suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

Avec

$$N(t) = \begin{bmatrix} \left(\frac{2I_{11}^b - I_{21}^b - I_{31}^b}{3} \right) & \left(\frac{2I_{10}^b - I_{20}^b - I_{30}^b}{3} \right) & 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{-I_{11}^b + 2I_{21}^b - I_{31}^b}{3} \right) & \left(\frac{-I_{10}^b + 2I_{20}^b - I_{30}^b}{3} \right) & 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{-I_{11}^b - I_{21}^b + 2I_{31}^b}{3} \right) & \left(\frac{-I_{10}^b - I_{20}^b + 2I_{30}^b}{3} \right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I_{11}^b & I_{21}^b & I_{31}^b \\ 0 & 0 & I_{10}^b & I_{20}^b & I_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - I_{11}^b - I_{10}^b) & (1 - I_{21}^b - I_{20}^b) & (1 - I_{31}^b - I_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

Les fonctions génératrices permettant l'approximation du bloc discontinu d'un modèle de connaissance par un bloc continu sont :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N_g(t)] \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

Avec

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

Où $N(g)$ est la matrice génératrice de conversion pour l'onduleur à trois niveaux.

I.3. MODÉLISATION DE L'ONDULEUR TRIPHASÉ A CINQ NIVEAUX :

I.3.1. Modélisation du fonctionnement de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC:

I.3.1.1. Structure de l'onduleur NPC à cinq niveaux :

Cet onduleur est dit à cinq niveaux, car il délivre cinq niveaux de tension (+2Uc, +Uc, 0, -Uc, -2Uc).

La structure choisie dans cette étude est celle de l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC(Neutral Point Clamping), représentée par la figure (I.10).

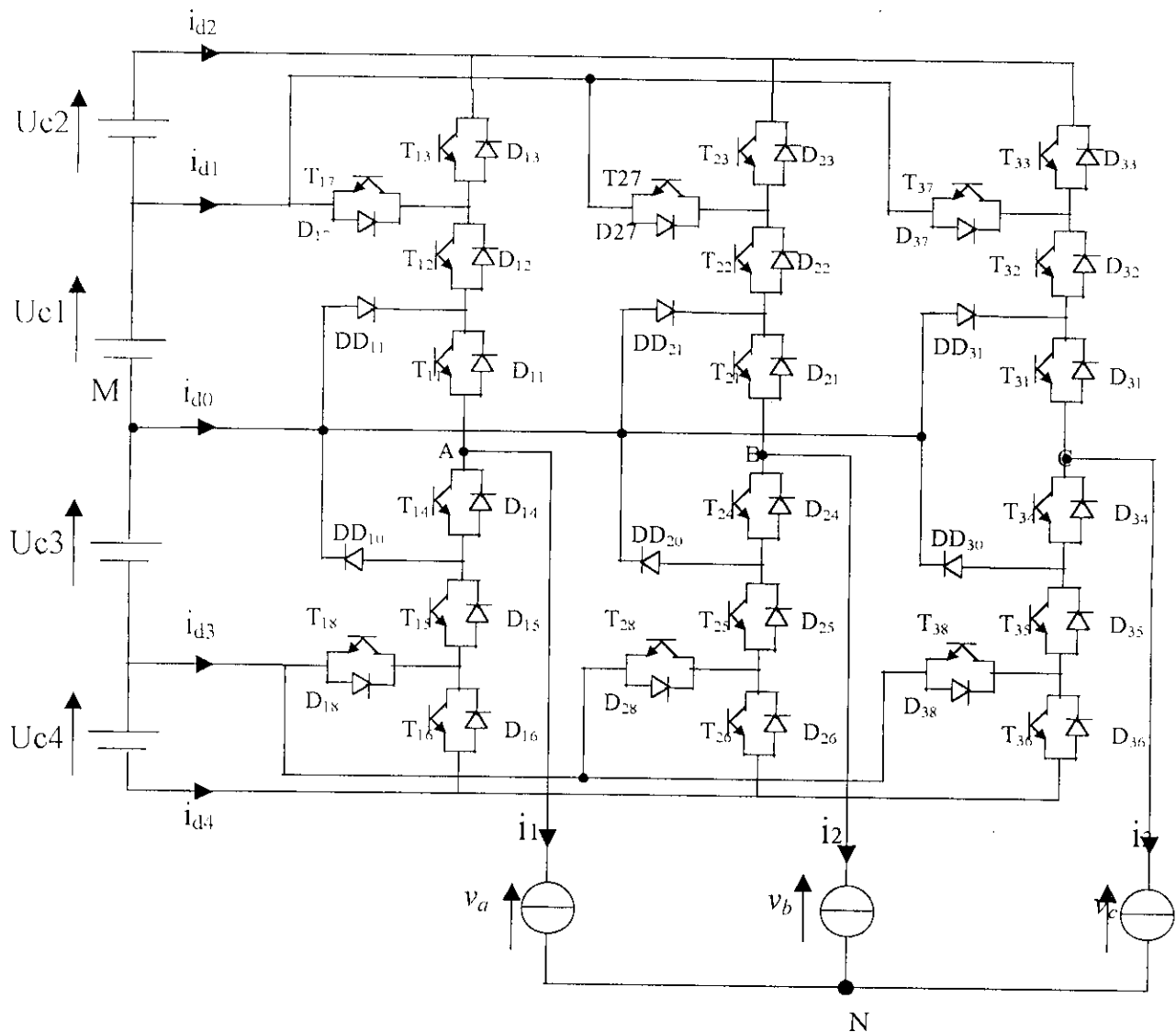
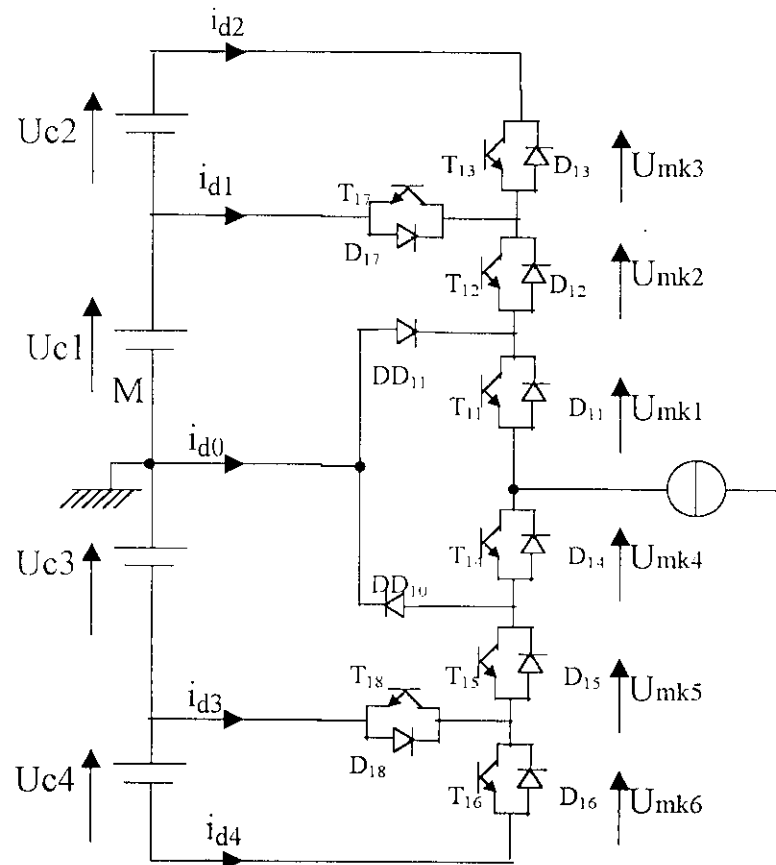


Fig.(I.10) Onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC

1.3.1.2. Modélisation de fonctionnement d'un bras de l'onduleur NPC à cinq niveaux :

Pour simplifier la modélisation, on modélisera d'abord un bras de l'onduleur triphasé sans a priori sur la commande et on déduira le modèle de la structure globale, fig.(I.11).



Fig(I.11) Bras d'onduleur à cinq niveaux à structure NPC

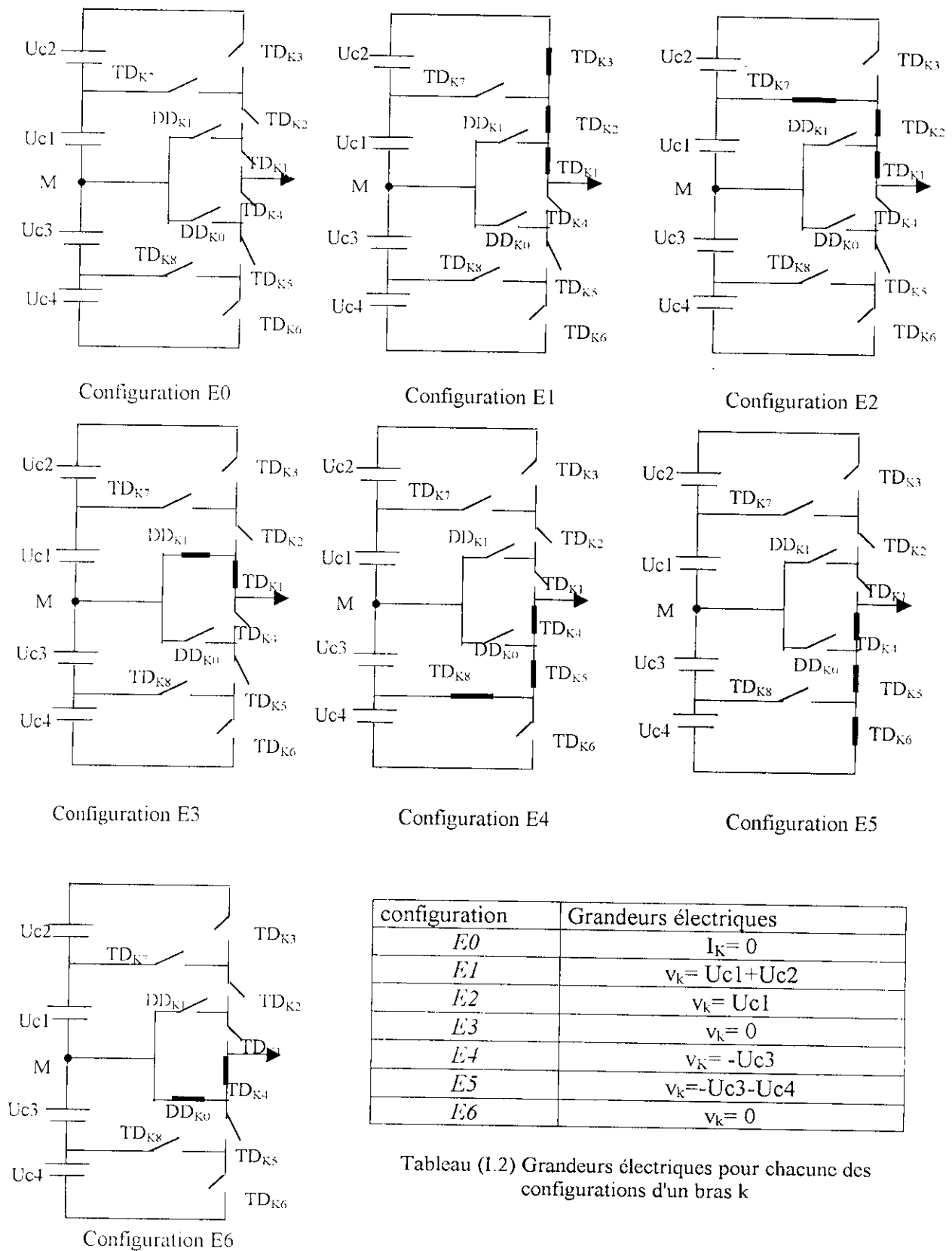


Fig. (I.12) Différentes configurations pour un bras d'onduleur à cinq niveaux

1.3.1.3. Réseau de Petri d'un bras :

La transition entre les différentes configurations donne le réseau de Petri de la figure (I.13). La variable R_{mn} intervenant dans le réseau de Petri représente la réceptivité de la transition de la configuration E_m à la configuration E_n . Les différentes variables sont explicitées ci-dessous :

$$\begin{aligned}
R_{01} &= \left[(U_{mk1} > 0 \& B_{k1}) \& (U_{mk2} > 0 \& B_{k2}) \& (U_{mk3} > 0 \& B_{k3}) \right] \text{ou} \left[(U_{mk1} < 0) \& (U_{mk2} < 0) \& (U_{mk3} < 0) \right] \\
R_{02} &= \left[(U_{mk1} > 0 \& B_{k1}) \& (U_{mk2} > 0 \& B_{k2}) \& \bar{B}_{k3} \right] \text{ou} \left[(U_{mk1} < 0) \& (U_{mk2} < 0) \& B_{k7} \right] \\
R_{03} &= \left[(U_{mk1} > 0 \& B_{k1}) \& \bar{B}_{k2} \& (U_{Dk1} > 0) \right] \\
R_{04} &= \left[(U_{mk4} > 0 \& B_{k4}) \& (U_{mk5} > 0 \& B_{k5}) \& \bar{B}_{k6} \right] \text{ou} \left[(U_{mk4} < 0) \& (U_{mk5} < 0) \& B_{k8} \right] \\
R_{05} &= \left[(U_{mk4} > 0 \& B_{k4}) \& (U_{mk5} > 0 \& B_{k5}) \& (U_{mk6} > 0 \& B_{k6}) \right] \text{ou} \left[(U_{mk4} < 0) \& (U_{mk5} < 0) \& (U_{mk6} < 0) \right] \\
R_{06} &= \left[(U_{mk4} > 0 \& B_{k4}) \& \bar{B}_{k5} \& (U_{Dk0} > 0) \right] \\
R_{01} &= (i_k = 0) \\
R_{12} &= \left[(i_k > 0) \& B_{k1} \& B_{k2} \& \bar{B}_{k3} \right] \text{ou} \left[(i_k < 0) \& B_{k7} \right] \\
R_{13} &= \left[(i_k > 0) \& B_{k1} \& \bar{B}_{k2} \right] \\
R_{14} &= \left[(i_k > 0) \& \bar{B}_{k1} \& B_{k8} \right] \text{ou} \left[(i_k < 0) \& B_{k4} \& B_{k5} \right] \\
R_{15} &= \left[(i_k > 0) \& \bar{B}_{k1} \right] \text{ou} \left[(i_k < 0) \& B_{k4} \& B_{k5} \& B_{k6} \right] \\
R_{14} &= \left[(i_k < 0) \& \bar{B}_{k1} \& B_{k4} \right] \\
R_{20} &= (i_k = 0) \\
R_{21} &= \left[(i_k > 0) \& B_{k1} \& B_{k2} \& B_{k3} \right] \text{ou} \left[(i_k < 0) \& B_{k7} \right] \\
R_{23} &= \left[(i_k > 0) \& B_{k1} \& \bar{B}_{k2} \right] \\
R_{24} &= \left[(i_k > 0) \& \bar{B}_{k1} \& B_{k8} \right] \text{ou} \left[(i_k < 0) \& B_{k4} \& B_{k5} \right] \\
R_{25} &= \left[(i_k > 0) \& \bar{B}_{k1} \& \bar{B}_{k8} \right] \text{ou} \left[(i_k < 0) \& B_{k4} \& B_{k5} \& B_{k6} \right] \\
R_{26} &= \left[(i_k < 0) \& \bar{B}_{k1} \& B_{k4} \right] \\
R_{30} &= (i_k = 0) \\
R_{31} &= \left[(i_k > 0) \& B_{k1} \& B_{k2} \& B_{k3} \right] \\
R_{32} &= \left[(i_k > 0) \& B_{k1} \& B_{k2} \right] \\
R_{34} &= \left[(i_k > 0) \& \bar{B}_{k1} \& B_{k8} \right] \\
R_{35} &= \left[(i_k > 0) \& \bar{B}_{k1} \& \bar{B}_{k8} \right] \\
R_{23} &= \text{impossible} \\
R_{40} &= (i_k = 0) \\
R_{41} &= \left[(i_k > 0) \& \bar{B}_{k8} \& B_{k1} \& B_{k2} \& B_{k3} \right] \text{ou} \left[(i_k < 0) \& \bar{B}_{k4} \& \bar{B}_{k7} \right] \\
R_{42} &= \left[(i_k > 0) \& \bar{B}_{k8} \& B_{k1} \& B_{k2} \& \bar{B}_{k3} \right] \text{ou} \left[(i_k < 0) \& \bar{B}_{k4} \& B_{k7} \right]
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 R_{43} &= [(i_k > 0) \& \bar{B}_{k8} \& B_{k1} \& \bar{B}_{k2}] \\
 R_{45} &= [(i_k > 0) \& \bar{B}_{k8}] \text{ ou } [(i_k < 0) \& B_{k4} \& B_{k5} \& B_{k6}] \\
 R_{46} &= [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k5}] \\
 R_{50} &= (i_k = 0) \\
 R_{51} &= [(i_k > 0) \& B_{k1} \& B_{k2} \& B_{k3}] \text{ ou } [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k4}] \\
 R_{52} &= [(i_k > 0) \& B_{k1} \& B_{k2} \& B_{k3}] \text{ ou } [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k4} \& B_{k7}] \\
 R_{53} &= [(i_k > 0) \& B_{k1} \& \bar{B}_{k4}] \\
 R_{54} &= [(i_k > 0) \& B_{k1} \& B_{k2} \& B_{k8}] \text{ ou } [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k6}] \\
 R_{56} &= [(i_k > 0) \& B_{k5}] \\
 R_{60} &= (i_k = 0) \\
 R_{61} &= [(i_k < 0) \& \bar{B}_4] \\
 R_{62} &= [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k4} \& B_{k7}] \\
 R_{63} &= \text{impossible} \\
 R_{64} &= [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k4} \& B_{k5} \& \bar{B}_{k6}] \\
 R_{65} &= [(i_k < 0) \& B_{k4} \& B_{k5} \& B_{k6}]
 \end{aligned}$$

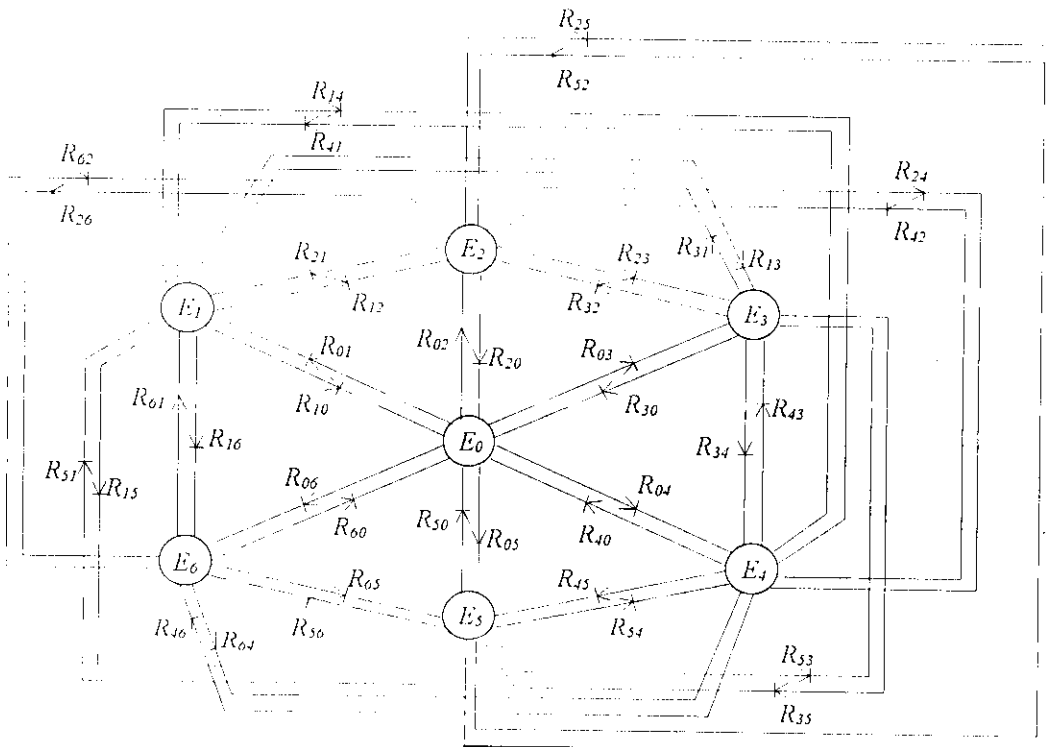


Fig.(I.13) Réseau de Petri d'un bras d'onduleur à cinq niveaux

I.3.2. Modèle de commande de l'onduleur à cinq niveaux :

I.3.2.1. Commande complémentaire :

Pour éviter des courts-circuits des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, et pour que le convertisseur soit totalement commandable, on adopte une commande complémentaire.

Pour un bras k de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, fig.(I.11), plusieurs commandes complémentaires sont possibles, la commande optimale est définie comme suit :

$$\begin{cases} B_{k4} = \bar{B}_{k2} \\ B_{k5} = \bar{B}_{k1} \\ B_{k6} = \bar{B}_{k3} \end{cases} \quad (I.31)$$

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

$$\begin{cases} I_{k0}^b = I_{k1} \cdot I_{k2} \cdot I_{k3} \\ I_{k0}^b = I_{k4} \cdot I_{k5} \cdot I_{k6} \end{cases} \quad (I.32)$$

Avec la commande complémentaire et mode commandable, le réseau du Petri du fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à cinq niveaux se simplifie de sept à cinq configurations. Le réseau de Petri obtenu dans ces conditions est représenté à la figure (I.14).

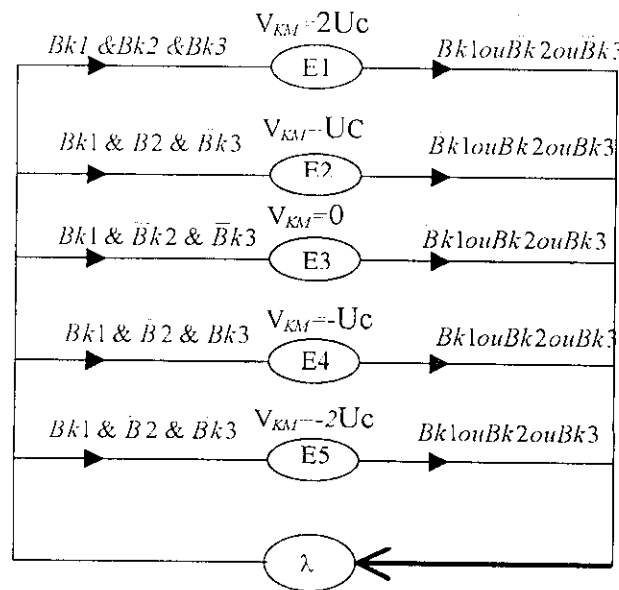


Fig.(I.14) Réseau de Petri réduit d'un bras d'onduleur à cinq niveaux

1.3.2.2. Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à cinq niveaux :

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

$$\begin{cases} v_{aM} = F_{11}F_{12}(1-F_{13})Uc_1 + F_{11}F_{12}F_{13}(Uc_1 + Uc_2) - F_{14}F_{15}(1-F_{16})Uc_3 - F_{14}F_{15}F_{16}(Uc_3 + Uc_4) \\ v_{bM} = F_{21}F_{22}(1-F_{23})Uc_1 + F_{21}F_{22}F_{23}(Uc_1 + Uc_2) - F_{24}F_{25}(1-F_{26})Uc_3 - F_{24}F_{25}F_{26}(Uc_3 + Uc_4) \\ v_{cM} = F_{31}F_{32}(1-F_{33})Uc_1 + F_{31}F_{32}F_{33}(Uc_1 + Uc_2) - F_{34}F_{35}(1-F_{36})Uc_3 - F_{34}F_{35}F_{36}(Uc_3 + Uc_4) \end{cases} \quad (I.33)$$

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

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11}F_{12}F_{13} \\ F_{10}^b = F_{14}F_{15}F_{16} \end{cases} ; \quad \begin{cases} F_{21}^b = F_{21}F_{22}F_{23} \\ F_{20}^b = F_{24}F_{25}F_{26} \end{cases} ; \quad \begin{cases} F_{31}^b = F_{31}F_{32}F_{33} \\ F_{30}^b = F_{34}F_{35}F_{36} \end{cases} \quad (I.34)$$

Les fonctions de connexion des interrupteurs placés en parallèle sont définies comme suit :

$$\begin{cases} F_{17} = F_{11}F_{12}(1-F_{13}) \\ F_{18} = F_{14}F_{15}(1-F_{16}) \end{cases} ; \quad \begin{cases} F_{27} = F_{21}F_{22}(1-F_{23}) \\ F_{28} = F_{24}F_{25}(1-F_{26}) \end{cases} ; \quad \begin{cases} F_{37} = F_{31}F_{32}(1-F_{33}) \\ F_{38} = F_{34}F_{35}(1-F_{36}) \end{cases} \quad (I.35)$$

En introduisant ces fonctions dans le système (I.33), on aboutit au système suivant :

$$\begin{cases} v_{aM} = F_{17}Uc_1 + F_{11}^b(Uc_1 + Uc_2) - F_{18}Uc_3 - F_{10}^b(Uc_3 + Uc_4) \\ v_{bM} = F_{27}Uc_1 + F_{21}^b(Uc_1 + Uc_2) - F_{28}Uc_3 - F_{20}^b(Uc_3 + Uc_4) \\ v_{cM} = F_{37}Uc_1 + F_{31}^b(Uc_1 + Uc_2) - F_{38}Uc_3 - F_{30}^b(Uc_3 + Uc_4) \end{cases} \quad (I.36)$$

$$\begin{bmatrix} v_{aM} \\ v_{bM} \\ v_{cM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} Uc1 + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} Uc2 - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} Uc3 - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} Uc4 \quad (I.37)$$

Dans le cas où $Uc1=Uc2=Uc3=Uc4=Uc$, la relation (I.37) s'écrit comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{aM} \\ v_{bM} \\ v_{cM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} Uc \quad (I.38)$$

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

$$v_{aM} + v_{bM} + v_{cM} = v_a + v_b + v_c + 3v_{NM} \quad (I.39)$$

Puisque la charge triphasée est couplée en étoile avec neutre isolé :

$$v_{NM} = \frac{1}{3}(v_{aM} + v_{bM} + v_{cM}) \quad (I.40)$$

Les tensions simples aux bornes de la charge sont :

$$\begin{cases} v_a = v_{aM} - v_{NM} = \frac{1}{3}(2v_{aM} - v_{bM} - v_{cM}) \\ v_b = v_{bM} - v_{NM} = \frac{1}{3}(2v_{bM} - v_{aM} - v_{cM}) \\ v_c = v_{cM} - v_{NM} = \frac{1}{3}(2v_{cM} - v_{aM} - v_{bM}) \end{cases} \quad (I.41)$$

A partir des relations (I.37) et (I.41), on obtient le système matriciel ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c2} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c3} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c4} \right\} \quad (I.42)$$

Dans le cas $U_{c1}=U_{c2}=U_{c3}=U_{c4}=U_c$, cette relation se réduit à :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_c \quad (I.43)$$

Ainsi les courants d'entrée de l'onduleur s'expriment en fonction des courants de la charge i_1, i_2, i_3 , En utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{17}i_1 + F_{27}i_2 + F_{37}i_3 \\ i_{d2} = F_{11}F_{12}F_{13}i_1 + F_{21}F_{22}F_{23}i_2 + F_{31}F_{32}F_{33}i_3 \\ i_{d3} = F_{18}i_1 + F_{28}i_2 + F_{38}i_3 \\ i_{d4} = F_{14}F_{15}F_{16}i_1 + F_{24}F_{25}F_{26}i_2 + F_{34}F_{35}F_{36}i_3 \end{cases} \quad (I.44)$$

En remplaçant les fonctions de connexion des interrupteurs par les fonctions de connexion des demi-bras, le système (I.44) devient:

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{17}^i i_1 + F_{27}^i i_2 + F_{37}^i i_3 \\ i_{d2} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i_{d3} = F_{18}^i i_1 + F_{28}^i i_2 + F_{38}^i i_3 \\ i_{d4} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{cases} \quad (I.45)$$

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

$$i_{d0} + i_{d1} + i_{d2} + i_{d3} + i_{d4} = i_1 + i_2 + i_3 \quad (I.46)$$

a. Relation de conversion simple :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i_{d4} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U_{C3} \\ U_{C4} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (I.47)$$

Tel que $N(t)$ sera formulée de la même manière que les onduleurs à deux et trois niveaux.

b. Relation de conversion composée :

$$\begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i_{d4} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ U_{c3} \\ U_{c4} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (I.48)$$

De même, pour l'onduleur à cinq niveaux, on utilise les fonctions génératrices pour avoir les matrices génératrices de conversion.

Schéma de connaissance globale des convertisseurs :

Dans cette partie, on montre par un schéma le modèle de connaissance globale du trois types de convertisseurs qu'on a abordé dans ce chapitre en mode commandable associé à sa source et à sa charge triphasée. On distingue la partie commande et la partie opérative avec deux blocs l'un continu et l'autre discontinu. Le bloc discontinu représente la fonction de l'onduleur triphasé.

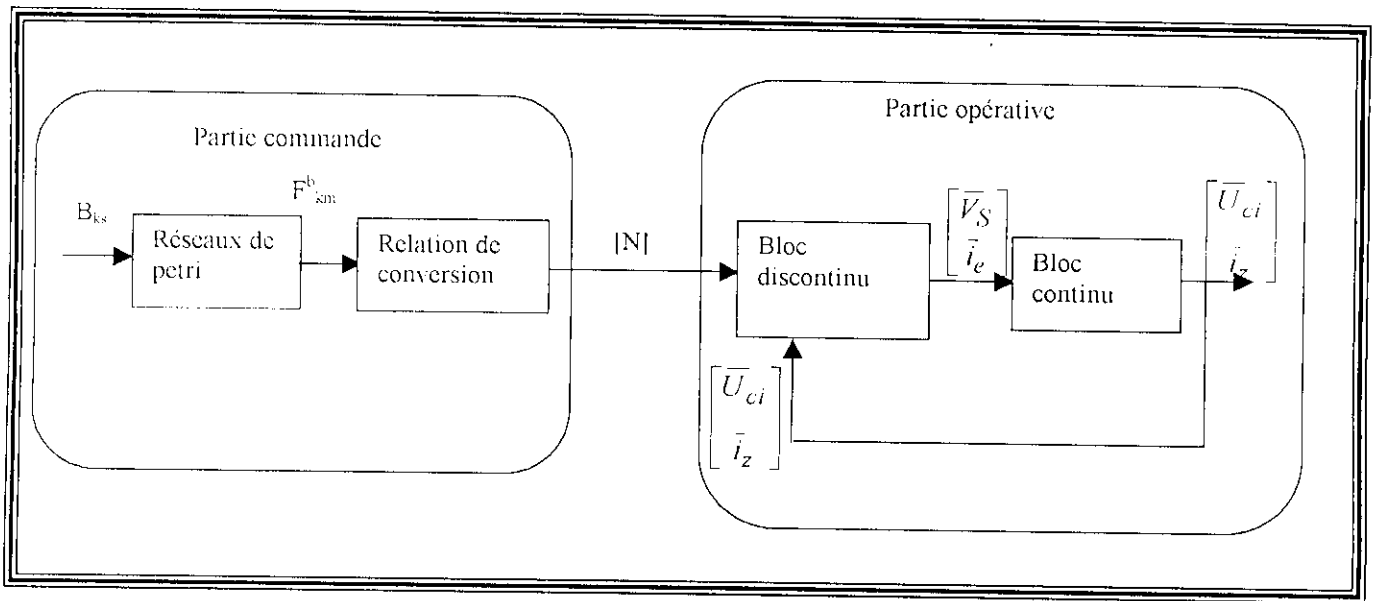


Fig. (I.15) Modèle de connaissance des onduleurs

$$\vec{v}_s = [v_a \ v_b \ v_c]^T \tag{I.49}$$

$$i_z = [i_1 \ i_2 \ i_3]^T \tag{I.50}$$

Pour l'onduleur à deux niveaux on a :

$$\vec{U}_{ci} = U_C \tag{I.51}$$

$$\vec{i}_e = i_d \tag{I.52}$$

Pour l'onduleur à trois niveaux on a :

$$\vec{U}_i = [U_{C1} \ U_{C2}] \tag{I.53}$$

$$\vec{i}_e = [i_{d1} \ i_{d2} \ i_{d0}] \tag{I.54}$$

Pour l'onduleur à cinq niveaux :

$$\bar{U}_{ci} = [U_{C1} \ U_{C2} \ U_{C3} \ U_{C4}] \quad (1.55)$$

$$\bar{i}_e = [i_{d1} \ i_{d2} \ i_{d3} \ i_{d4} \ i_{d0}] \quad (1.56)$$

Afin d'homogénéiser ce modèle de connaissance, on utilisera des fonctions génératrices qu'on a déjà définies. Ces dernières permettent de moyennner sur la période de commutation T_c le bloc discontinu de partie opérative par un bloc continu, fig.(1.15). Cette figure montre le modèle moyen de commande de l'onduleur triphasé multi-niveaux où toutes les grandeurs sont continues [1], [4].

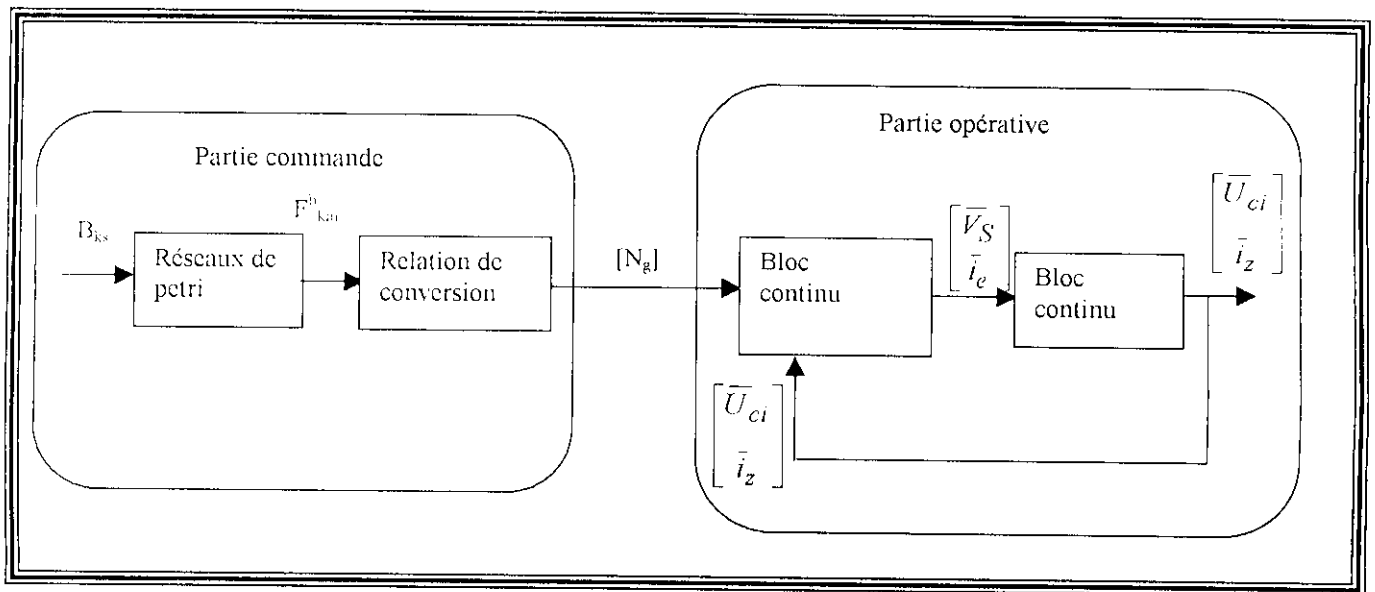


Fig. (1.15) Modèle de commande des onduleurs

Conclusion :

Dans ce chapitre, on a élaboré les structures et les modèles de fonctionnement de trois types d'onduleur triphasé à structure NPC, sans a priori sur la commande, en utilisant le réseau de Petri.

On a commencé par la présentation de l'onduleur triphasé à deux niveaux, en donnant sa structure, ensuite on a élaboré son modèle de commande, en passant par les définitions des fonctions de commutation et de connexion, aussi on a donné son modèle de connaissance.

Puis, on a procédé de la même façon pour modéliser deux autres onduleurs trois et cinq niveaux.

On a montré aussi qu'en utilisant les fonctions génératrices, on aboutit à un modèle de commande homogène où toutes ses grandeurs sont continuées.

On a vu également que l'onduleur triphasé à trois niveaux est la mise en série de deux onduleurs triphasés à deux niveaux, ainsi l'onduleur à cinq niveaux est la mise en série de quatre onduleurs triphasés à deux niveaux ou bien c'est la mise en série de deux onduleurs triphasés à trois niveaux.

Chapitre II

Filtrage Actif Parallèle

Introduction :

Les convertisseurs statiques introduisent des harmoniques et des perturbations dans les courants de ligne. Pour éviter la propagation de ces derniers, il convient de les capter le plus près possible de leurs sources d'émission de façon à forcer le courant de ligne à suivre une référence du courant.

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 ne se propagent dans le réseau (filtre passif par exemple). L'inconvénient principal de ces dispositifs est qu'ils ne s'adaptent pas à des variations des spectres harmoniques.

Les nouvelles structures de dépollution des réseaux sont apparues sous le nom de filtre actif. L'objectif est alors d'adapter le filtre en temps réel par rapport à un environnement variable en un système unique.

Le filtrage actif est une méthode moderne du filtrage des réseaux, indépendante des caractéristiques de celui-ci. Il permet la dépollution des réseaux électriques alimentant une charge non linéaire telle que les convertisseurs statiques, sans se soucier des fréquences polluantes continues dans le courant de la charge.

II.1. PRINCIPE DU FILTRAGE ACTIF PARALLELE :

Le filtrage actif parallèle des courants harmoniques consiste à ajouter en parallèle sur la charge principale une charge non-linéaire constituée par un pont d'onduleur qui injecte des courants harmoniques, de telle sorte que le courant de source (réseau) soit sinusoïdal. Une mesure du courant de la charge non linéaire permet de connaître le courant harmonique à fournir. L'injection peut être réalisé par différents types de convertisseurs. Le courant harmonique i_h que doit fournir le filtre est égale à la différence entre le courant d'entrée i_c du convertisseur polluant et le courant sinusoïdal i_s fourni par le réseau comme le montre la figure (II.1).

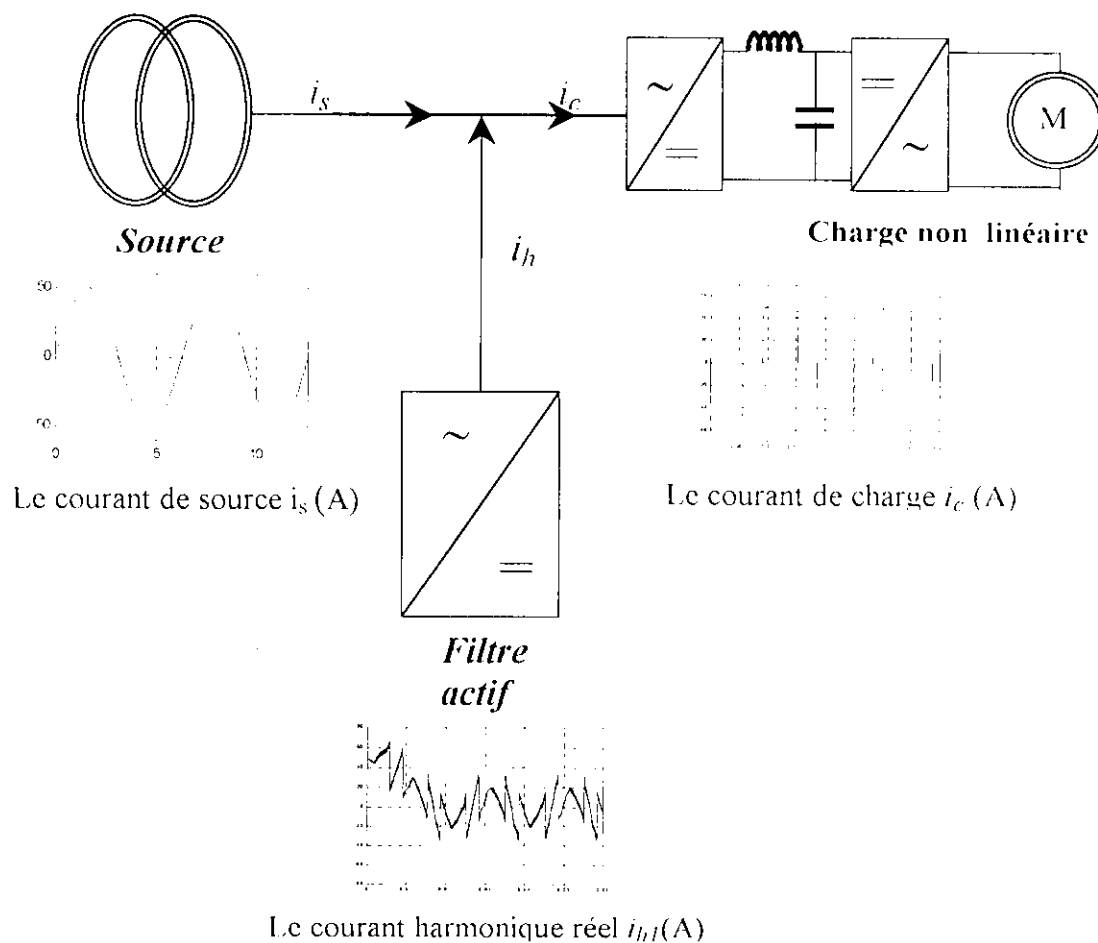


Fig.(II.1) Principe du filtrage actif

II.2. STRUCTURE DU FILTRE ACTIF PARALLELE :

Pour générer le courant harmonique i_h , on va utiliser un onduleur de tension commandé en courant, le filtre placé entre le réseau et l'onduleur doit présenter une nature de source de courant vu de l'onduleur mais vu aussi du réseau. On utilise soit un filtre de troisième ordre soit un filtre de premier ordre. Pour des questions de stabilité, la solution retenue est souvent le filtre de premier ordre constitué d'une inductance L_f en série avec une résistance R_f [24].

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

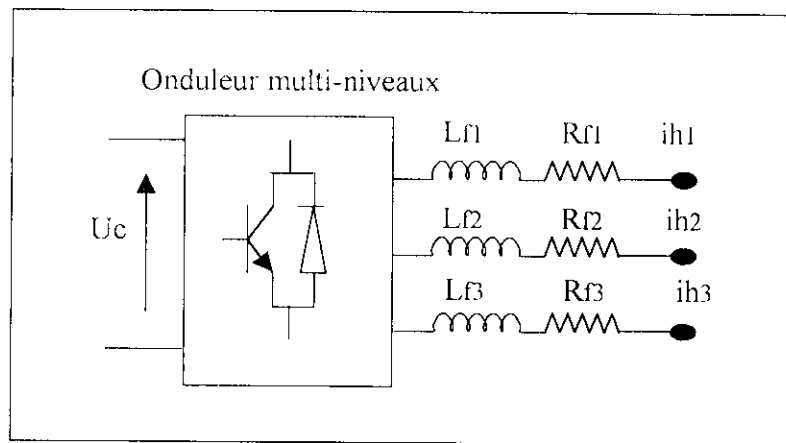


Fig.(II.2) Structure du filtre actif

II.3. APPLICATION DU FILTRE ACTIF A LA CHARGE NON LINEAIRE :

II.3.1. Modélisation des redresseurs triphasés :

Les redresseurs commandés et non commandés (à thyristors ou à diodes) sont souvent utilisés pour alimenter les convertisseurs continu-alternatif connus, par exemple en traction électrique, cependant, ces redresseurs injectent dans le réseau d'alimentation des harmoniques du courant basses fréquences ($5^{\text{ème}}$, $7^{\text{ème}}$,) d'amplitudes appréciables (de l'ordre de 20%, 17% ,... .. ou plus).

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

II.3.2. Modélisation du pont redresseur triphasé à thyristors :

Le pont triphasé à thyristors alimenté par le réseau triphasé est représenté par la figure(II.3).

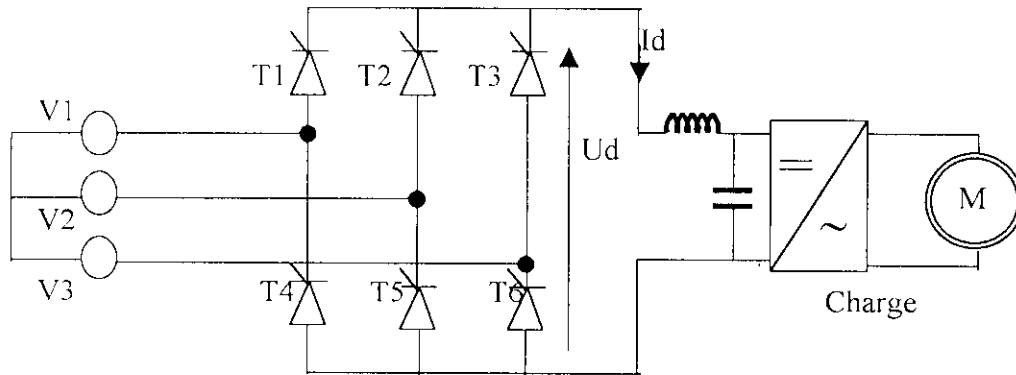


Fig. (II.3) pont triphasé à thyristors

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

La valeur moyenne de la tension de sortie est :

$$U_{d\text{moy}} = \frac{2.4}{\pi} \sqrt{2} V \sin\left(\frac{\pi}{4}\right) \cos \alpha \quad (\text{II.1})$$

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

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

II.4. IDENTIFICATION DES COURANTS HARMONIQUES DE REFERENCE :

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

- ❖ Le filtre coupe bande, qui doit être d'un ordre très élevé pour fournir avec précision les harmoniques qui sont minoritaires.

- ❖ Le filtre passif ou actif passe haut dimensionné pour atténuer la composante continue et le fondamental du courant à filtrer.
- ❖ Par calcul de puissance instantanée qui circule dans la charge.

II.4.1. Détermination des courants harmoniques de référence en utilisant un filtre passe bas :

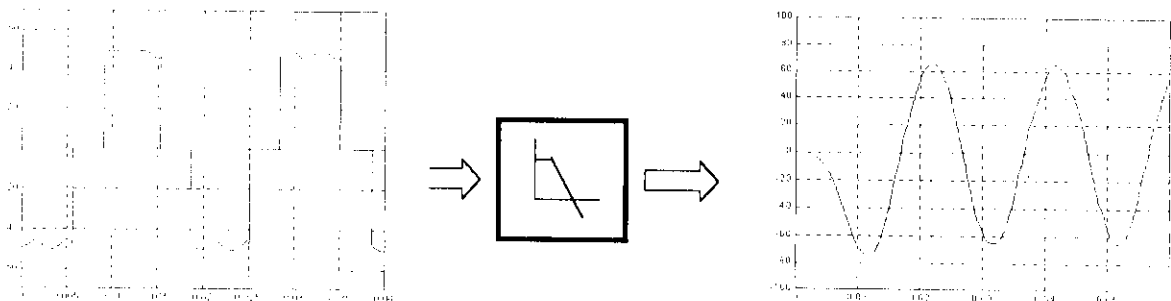
Le diagramme fonctionnel de la figure(II.6) explique le principe de la commande du filtre actif, en introduisant un filtre passif passe bas pour la détermination du fondamental du courant de charge.

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.

II.4.1.1. Dimensionnement du filtre passif passe bas

Pour le choix de l'ordre de 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.

La figure ci-dessous indique le courant de charge et son fondamental i_{cf} déterminé en utilisant le filtre passif passe bas.



Le courant de charge i_c (A)

Le courant fondamental i_f (A)

Fig (II.4) le fondamental du courant de charge déterminé par un filtre passe bas

Pour la détermination du fondamental du courant, un dispositif de filtrage de deuxième ordre est utilisé comme le montre la figure ci-dessous (II.5), qui représente un filtre passe bas de gain unité (association d'un amplificateur opérationnel monté dans une configuration de gain unité avec des réseaux de filtrage RC). La fréquence de coupure à -3dB du filtre peut être calculé à partir de l'équation suivante :

$$f_b = \frac{1}{2\pi \cdot C \sqrt{R_1 \cdot R_2}} \quad (\text{II.3})$$

Tel que f_b est une fréquence de coupure basse [22].

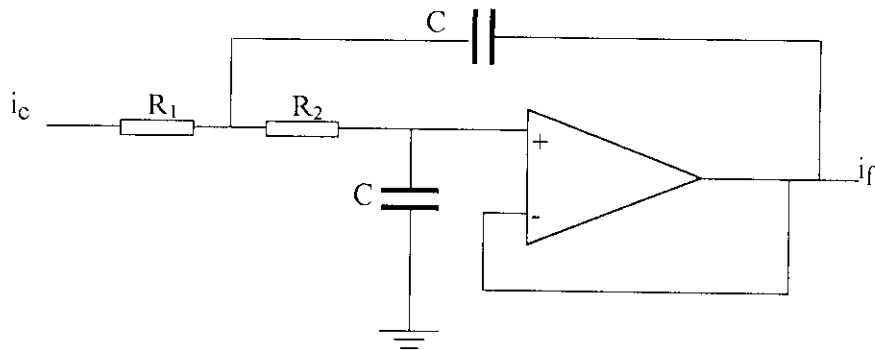


Fig. (II.5) filtre passe bas pour l'identification de la composante fondamentale du courant de charge

Avec i_f est la composante fondamentale du courant i_c . La fonction de transfert des filtres passe bas est donnée comme suit :

$$F(s) = \frac{1}{\omega_n^2 \cdot s^2 + 2 \cdot \frac{\xi}{\omega_n} \cdot s + 1} \quad (\text{II.4})$$

Avec $\omega_n = 2\pi f_b$ est la pulsation propre et ξ est le coefficient d'amortissement.

II.4.1.2. Application de la méthode de comparaison au filtrage actif parallèle :

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-sinusoidale.

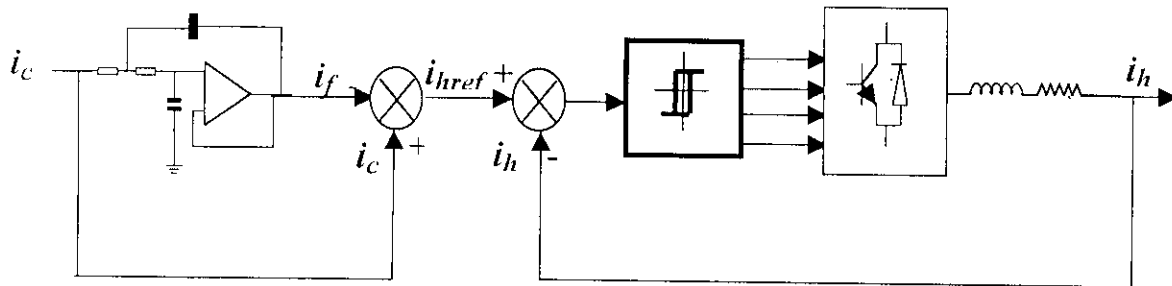


Fig.(II.6) Schéma fonctionnel de la commande du filtre actif

II.4.2. la méthode directe :

II.4.2.1. Principe de la méthode directe :

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

Un filtre passe-haut semble être convenable mais les fréquences des harmoniques ne sont pas assez éloignées de celui 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 souples consiste à éliminer la composante continue des puissances actives et réactives instantanées, ce qui est relativement facile à réaliser.

Cette méthode basée essentiellement sur le principe de l'énergie active et réactive instantanée 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 ligne d'un système triphasé équilibré. La transformation des valeurs triphasées instantanées de la tension et de courant dans le repère des coordonnées α - β est donné par les expressions suivantes :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

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

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

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

$$\begin{bmatrix} i_{h1} \\ i_{h2} \\ i_{h3} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

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

II.4.2. Validation de la méthode directe :

Afin de tester la validation de la méthode d'identification des courants harmoniques, on prend des courants de charge triphasés quelconques i_{c1} , i_{c2} , i_{c3} [11],[17].

Le courant i_{c1} est la somme d'une composante fondamentale i_f et d'une composante harmonique. En appliquant la méthode directe à courant et en suivant l'enchaînement présenté dans la figure (II.7), on aboutit alors à des résultats très satisfaisants. Pour l'extraction de la composante harmonique \tilde{p} de la puissance instantanée. On utilise un filtre passe-haut de premier ordre avec un gain k et une fréquence de coupure f_c tel que sa fonction de transfert est :

$$F(p) = \frac{k.p}{1 + \tau.p}; \quad \text{avec} \quad \tau = \frac{1}{2.\pi.f_c} \quad (II.8)$$

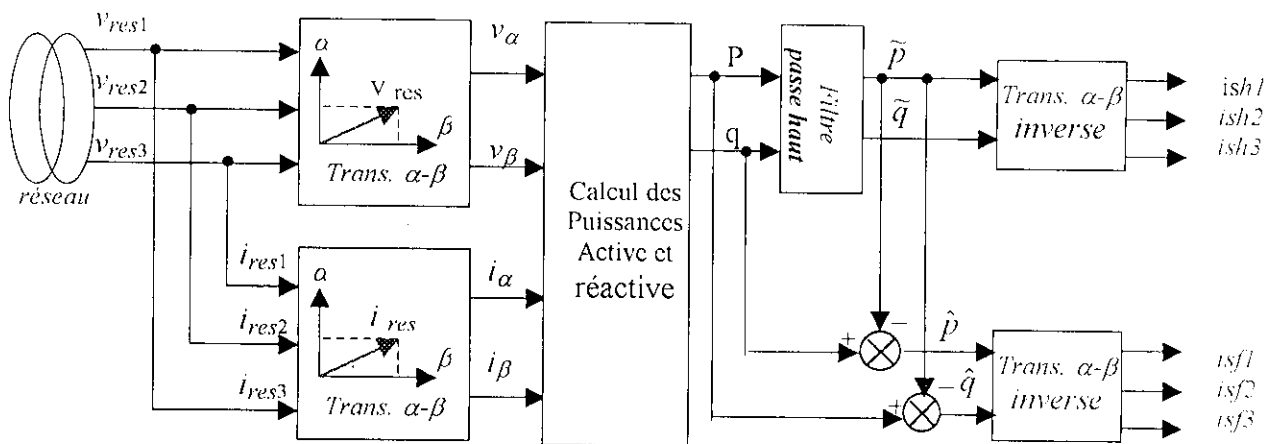


Fig.(II.7) Le diagramme fonctionnel de la méthode d'identification directe des courants harmoniques

II.4.2.3. Application de la méthode directe au filtrage actif parallèle

On présente le diagramme fonctionnel par phase de la commande du filtre actif, fig.(II.8). Le courant harmonique de référence déterminé par la méthode directe est comparé au courant harmonique réel généré par le filtre actif pour déterminer la commande des interrupteurs de ce dernier. Cette détermination est directe, dans le cas de la commande par hystérésis, et par l'intermédiaire d'un correcteur pour l'asservissement des courants harmoniques dans la commande triangulo-sinusoidale.

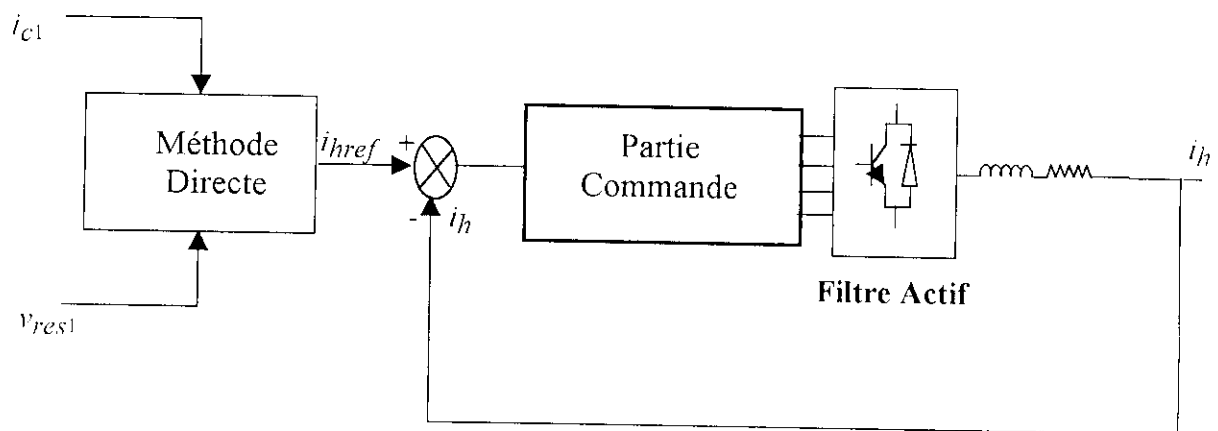


Fig. (II.8) l'emplacement de la méthode directe dans la commande du filtre actif

II.5. ASSERVISSEMENT DES COURANTS DU FILTRE ACTIF A MULTI-NIVEAUX :

A partir des courants harmoniques de référence déterminés par la comparaison entre les courants de charge et leurs fondamentaux, on obtient les courants nécessaires à la commande par hystérésis. Cette commande permet au filtre actif de générer les composantes harmoniques des courants de charge. Leurs composantes sinusoïdales sont générées par la source.

La figure (II.9) explique facilement cet asservissement :

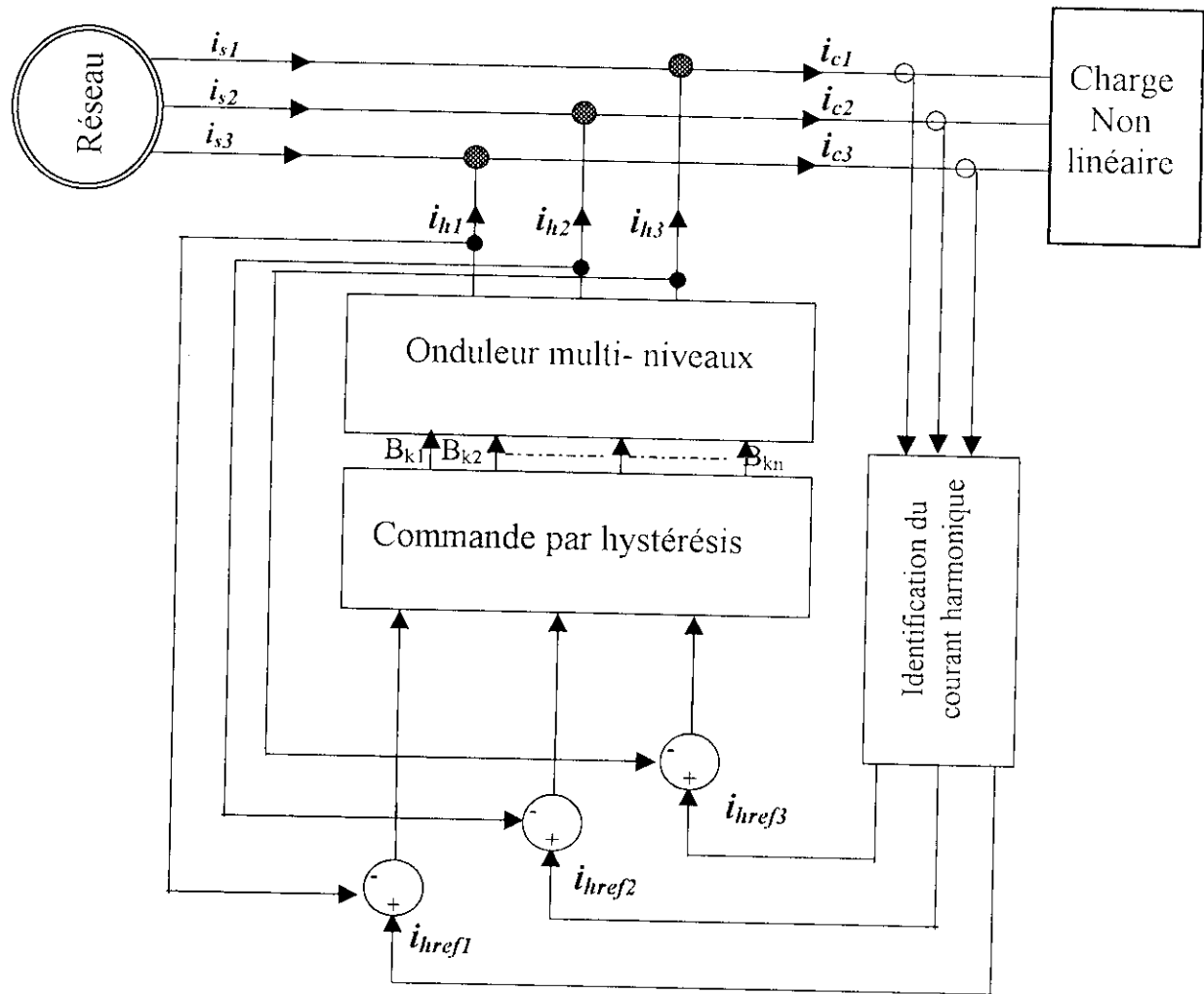


Fig.(II.9) Asservissement des courants du filtre actif parallèle commandé par la stratégie d'hystérésis

II.6. COMMANDE PAR HYSTERESIS EN COURANT :

Dans certaines applications, on préfère une commande en courant. Cette commande en courant peut être réalisée en utilisant un commutateur de courant ou un onduleur de tension régulé en courant au moyen de régulateur linéaire classiques (PI, PID, P et autres) ou à hystérésis (à deux ou à trois positions). [8]

Dans cette partie, on présente la commande par hystérésis ou bang-bang des onduleurs multi-niveaux. Le principe général de cette stratégie est de comparer le courant

de référence i_{ref} au courant réel i_{real} et à partir de l'écart entre les deux courants, on déduit la commande des interrupteurs du convertisseur.

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

On montre que les performances de cette stratégie sont fortement liées à la largeur de h de la bande d'hystérésis, de point de vue poursuite de la référence [9]. L'ondulation du courant est imposée par une bande d'hystérésis, d'une manière générale, cette stratégie permet une réaction rapide à des variations de la consigne ou des paramètres de la partie puissance (charge par exemple) [1].

Pour l'onduleur à deux niveaux, on a deux états de commande possibles pour un bras, et donc on utilise un régulateur à hystérésis à deux positions.

On définit par la suite la stratégie d'hystérésis en courant pour l'onduleur à deux niveaux.

II.6.1. Algorithme de la commande par hystérésis pour l'onduleur à deux niveaux:

Pour cet onduleur, l'algorithme de la commande se résume pour un bras k (bras k de l'onduleur) par le système ci-dessous.

Soit ε_k l'écart entre le courant de référence et le courant réel défini par :

$$\varepsilon_k = i_{hk} - i_{hrefk} \quad (II.9)$$

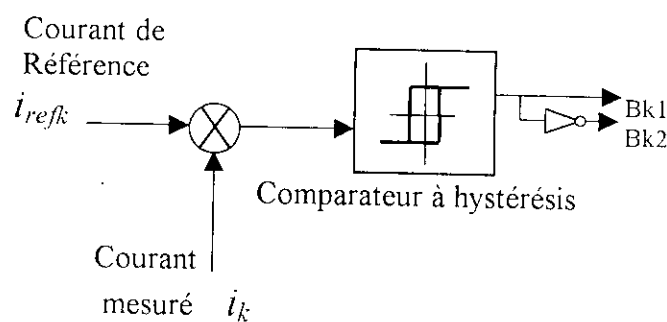


Fig.(II.10) Commande par hystérésis pour l'onduleur à deux niveaux

Les ordres de commande B_{ks} des interrupteurs sont déterminés alors comme suit :

$$\begin{cases} \text{Si } \varepsilon_k \leq -h & \text{alors } B_{k1} = 1 \\ \text{Si } \varepsilon_k \geq h & \text{alors } B_{k1} = 0 \\ \text{Si non la commande reste inchangée} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

II.6.2. Algorithme de la commande par hystérésis pour l'onduleur à trois niveaux:

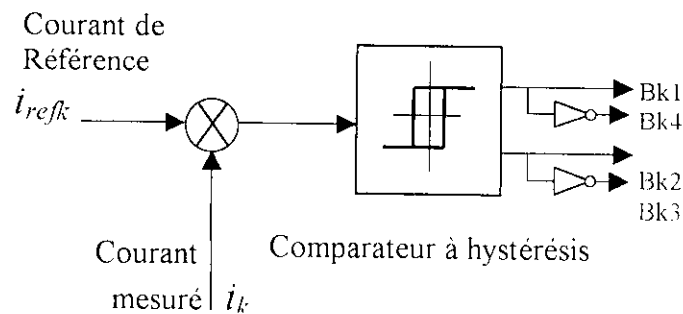


Fig.(II.11) Commande par hystérésis pour l'onduleur à trois niveaux

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

$$\begin{cases} \text{Si } (\varepsilon_k \geq h) \& (\varepsilon_k \leq 2h) \text{ ou } (\varepsilon_k \leq -h) \& (\varepsilon_k \geq -2h) \Rightarrow B_{k1} = 0 \& B_{k2} = 1 \\ \text{Si } (\varepsilon_k < 2h) \Rightarrow B_{k1} = 0 \& B_{k2} = 0 \\ \text{Si } (\varepsilon_k > 2h) \Rightarrow B_{k1} = 1 \& B_{k2} = 1 \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

II.6.3. Algorithme de la commande par hystérésis pour l'onduleur à cinq niveaux:

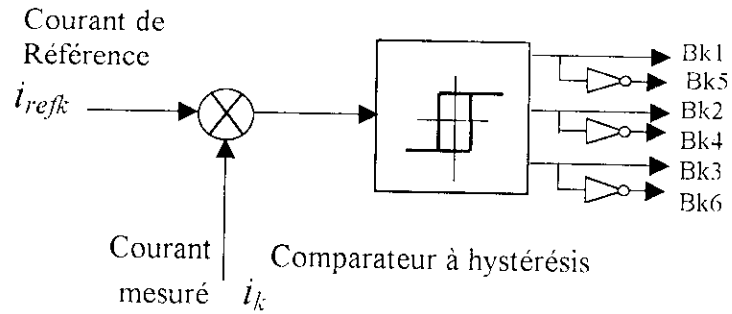


Fig. (II. 12) Commande par hystérésis pour l'onduleur à cinq niveaux

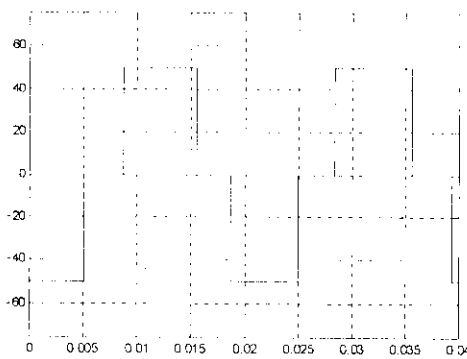
Les ordres de commande B_{kS} des interrupteurs du bras k sont donnés par l'algorithme suivant [4] :

$$\left\{ \begin{array}{ll}
 C1: \varepsilon_k > 2.h & \Rightarrow B_{k1}=0; B_{k2}=0; B_{k3}=0; \\
 C2: h < \varepsilon_k < 2.h & \Rightarrow B_{k1}=0; B_{k2}=0; B_{k3}=1; \\
 C3: -2.h < \varepsilon_k < -h & \Rightarrow B_{k1}=1; B_{k2}=1; B_{k3}=0; \\
 C4: \varepsilon_k < -2.h & \Rightarrow B_{k1}=1; B_{k2}=1; B_{k3}=1;
 \end{array} \right. \quad (II.12)$$

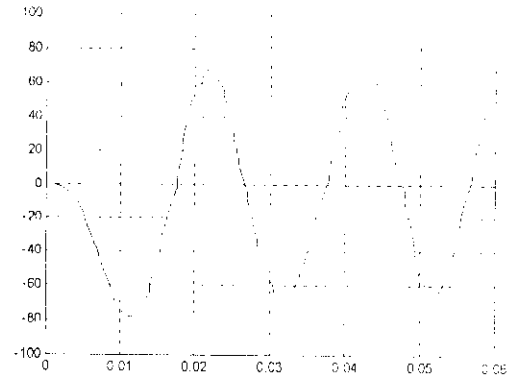
si non la commande des semi-conducteurs reste inchangée

II.7. Résultats de simulation :

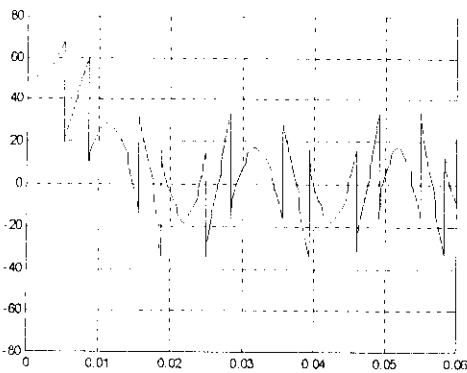
II.7.1. Onduleur à deux niveaux :



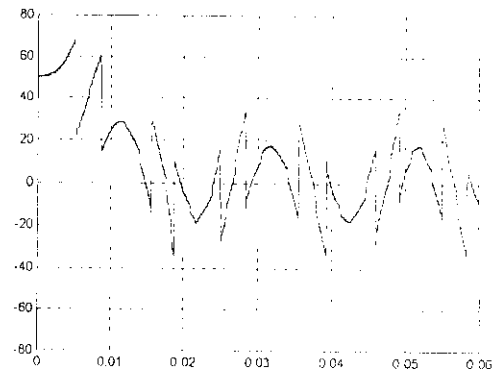
Le courant de charge i_{cl} (A)



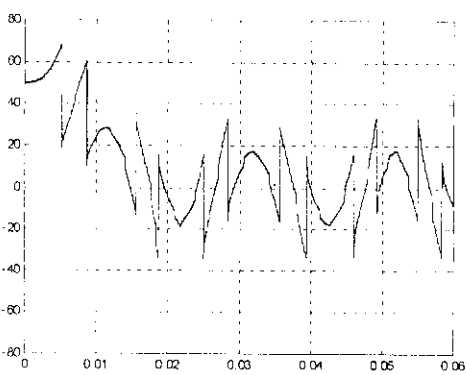
Le fondamental du courant de charge i_f (A)



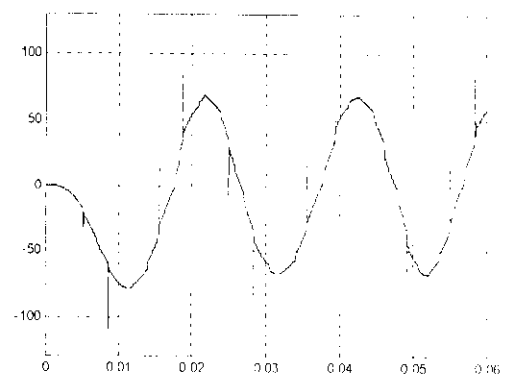
Le courant harmonique de référence i_{hlref} (A)



Le courant harmonique réel i_{hl} (A)

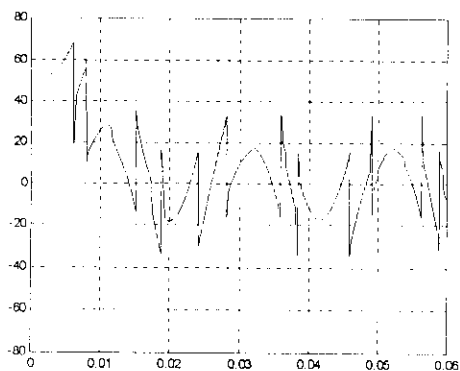


Le courant harmonique i_{hl} et sa référence

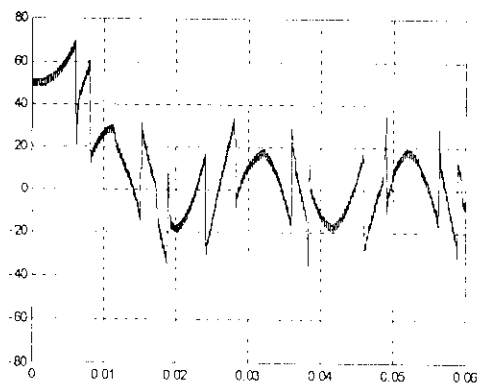


Le courant de source i_{sl} (A)

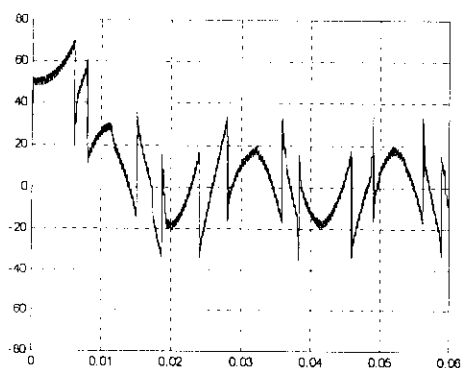
Fig (II.13.a) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=0.2$ A dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/3$)



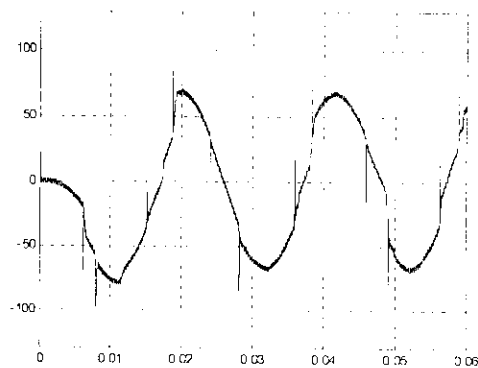
Le courant harmonique de référence i_{h1ref}



Le courant harmonique réel i_{h1} (A)

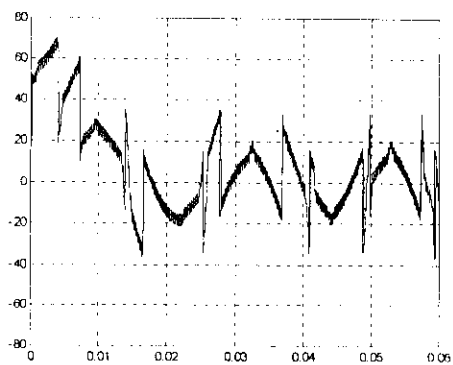


Le courant harmonique réel i_{h1} et sa référence

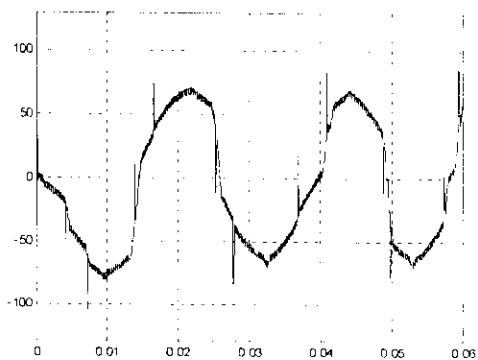


Le courant de source i_{s1} (A)

Fig (II.13.b) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=1$ (A) dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/3$)

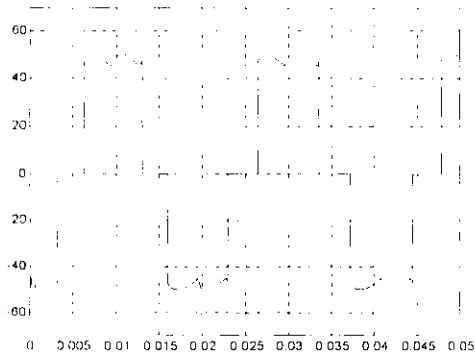


Le courant harmonique réel i_h et sa référence

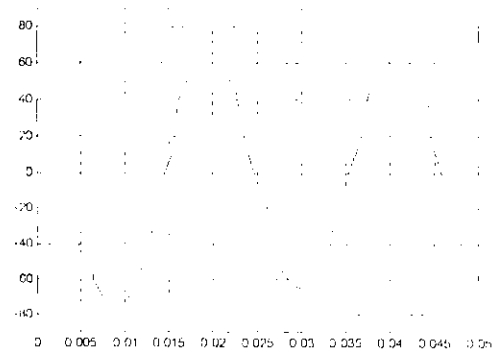


Le courant de source i_s (A)

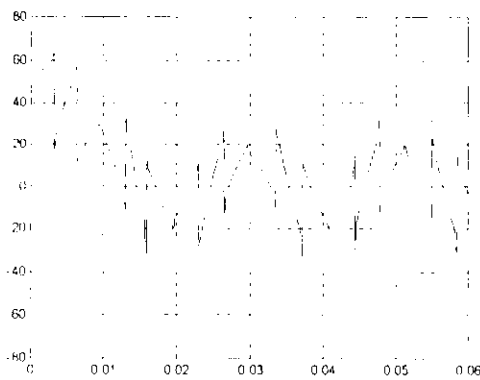
Fig(II.13.c) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=2$ A dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/3$)



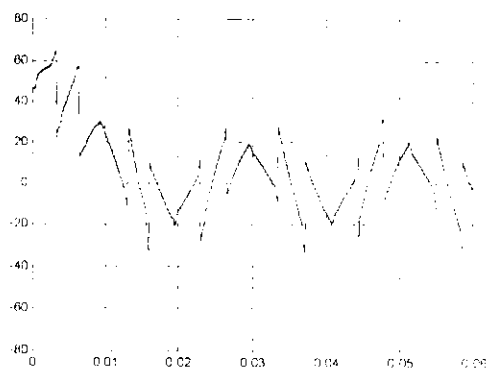
Le courant de charge i_{cl} (A)



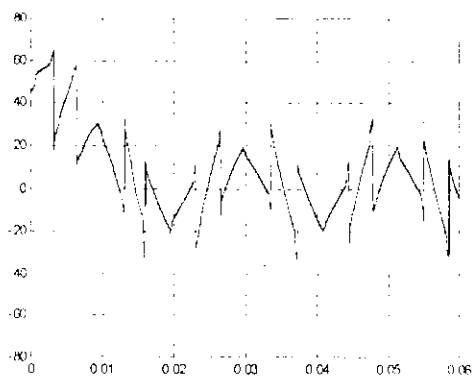
Le courant fondamental i_f (A)



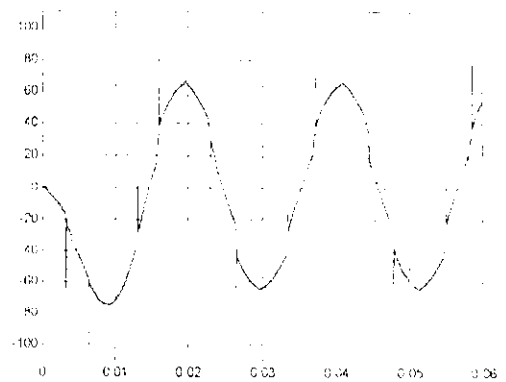
Le courant harmonique de référence i_{h1ref} (A)



Le courant harmonique réel i_{h1}

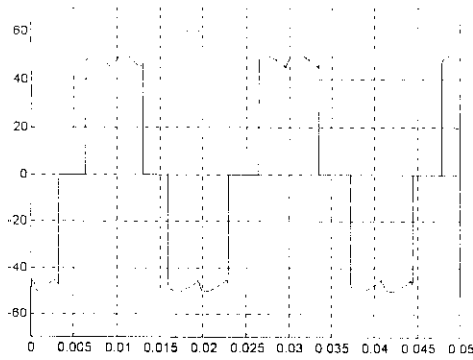


Le courant harmonique réel i_{h1} et sa référence

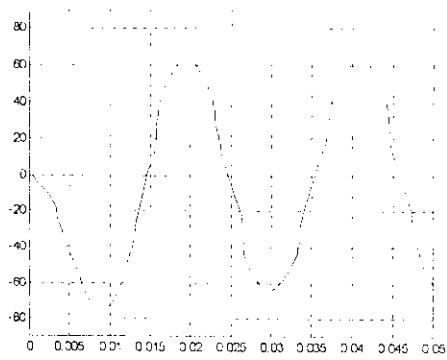


Le courant de source i_{s1} (A)

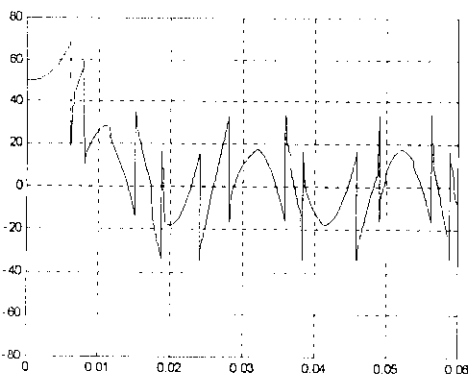
Fig (II.13.d) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=0.2A$ dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/3$)



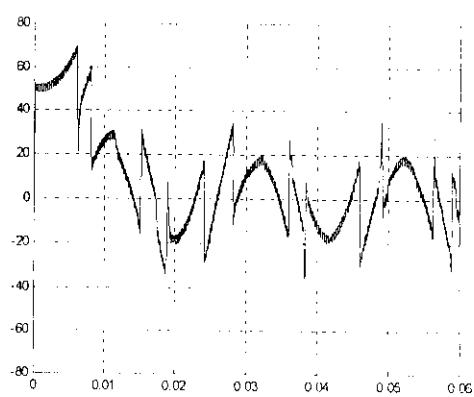
Le courant de charge i_{cl} (A)



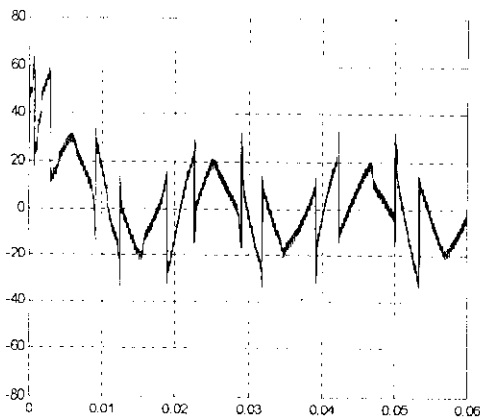
Le courant fondamental i_f (A)



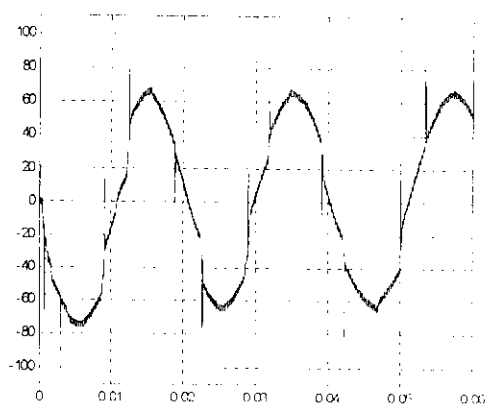
Le courant harmonique de référence i_{h1ref} (A)



Le courant harmonique réel i_{h1} (A)

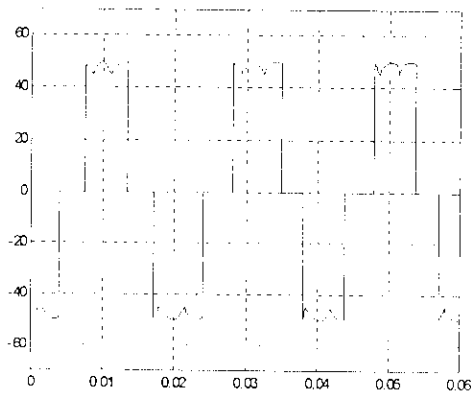


Le courant harmonique réel i_h et sa référence

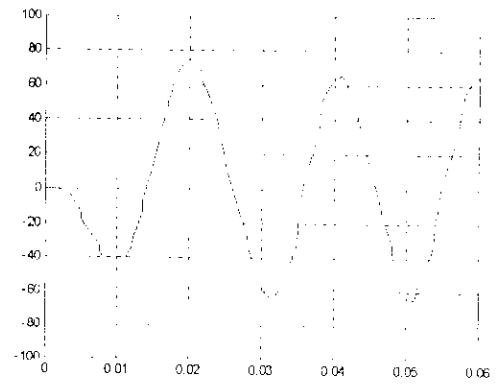


Le courant de source i_{s1}

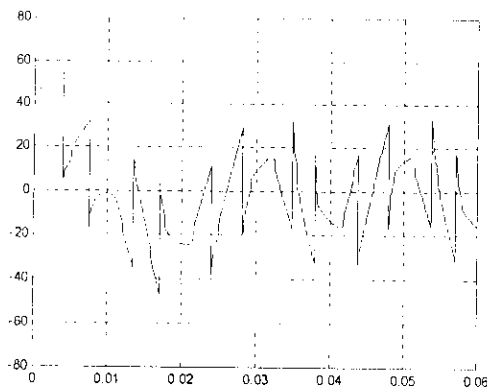
Fig (II.13.e) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=1A$ dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/3$)



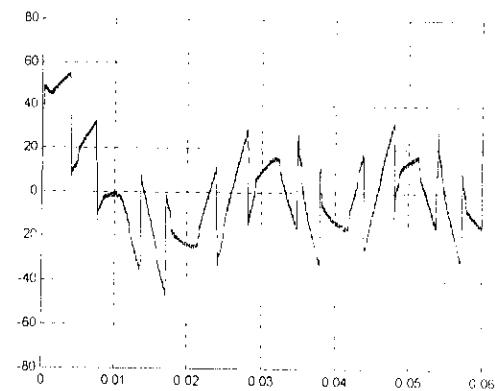
Le courant de charge i_{c1} (A)



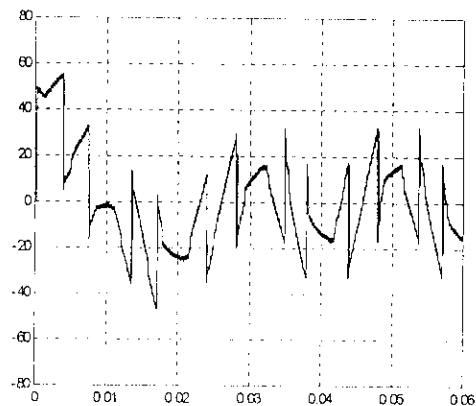
Le fondamental du courant de charge i_f (A)



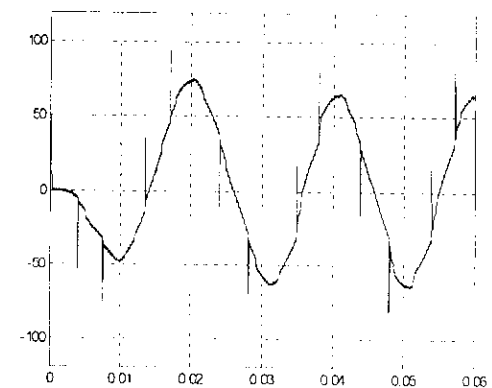
Le courant harmonique de référence i_{h1ref} (A)



Le courant harmonique réel i_{h1} (A)

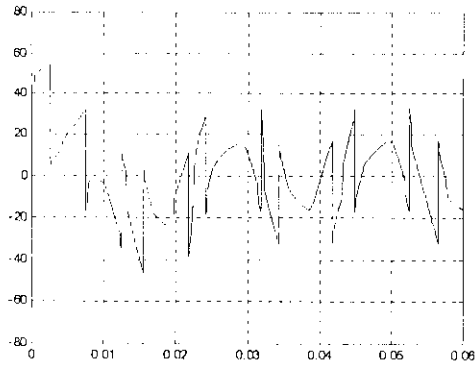


Le courant harmonique réel i_{h1} et sa référence

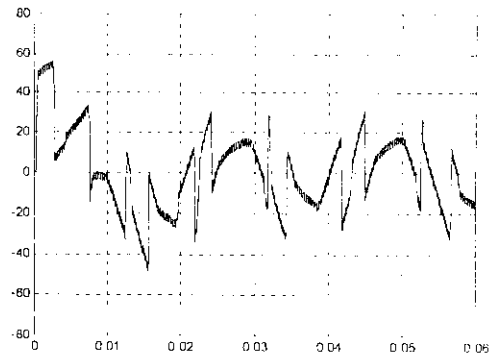


Le courant de source i_{s1} (A)

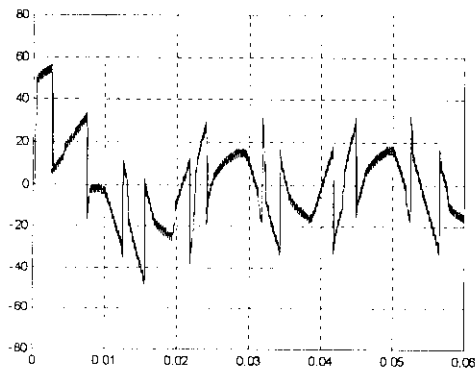
Fig (II.14.a) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=0.2$ A dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/6$)



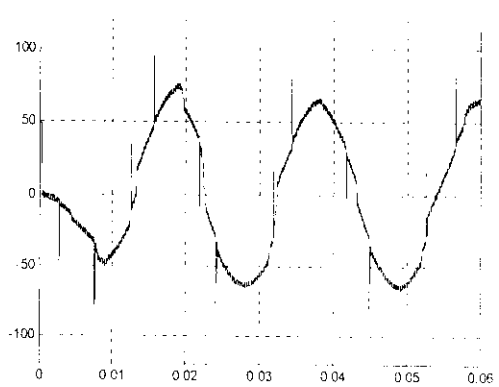
Le courant harmonique de référence i_{h1ref} (A)



Le courant harmonique réel i_{h1} (A)

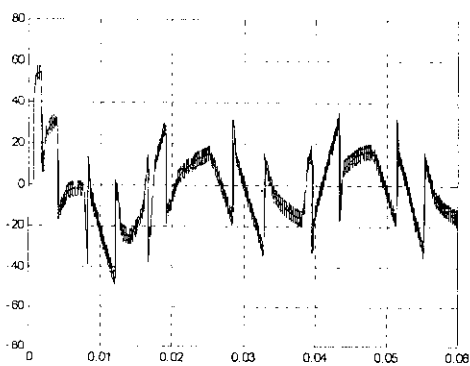


Le courant harmonique réel i_{h1} et sa référence

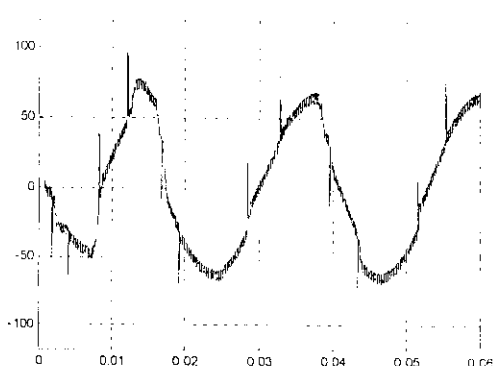


Le courant de source i_{s1} (A)

Fig (II.14.b) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérisis, avec une bande $h=1A$ dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/6$)



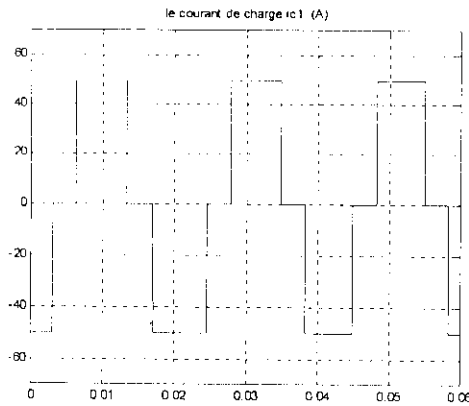
Le courant harmonique réel i_{h1} et sa référence



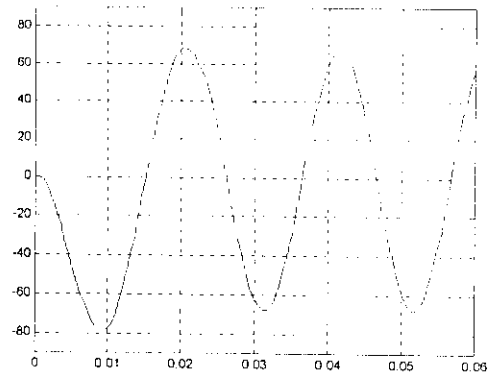
Le courant de source i_{s1} (A)

Fig (II.14.c) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérisis, avec une bande $h=2A$ dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/6$)

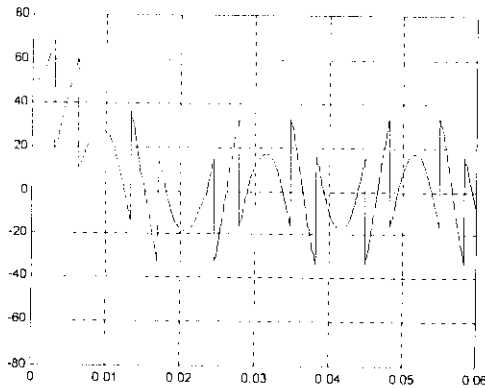
II.7.2. Onduleur à trois niveaux :



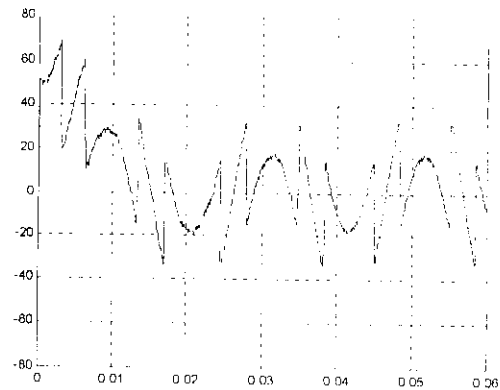
Le courant de charge ic1=50A



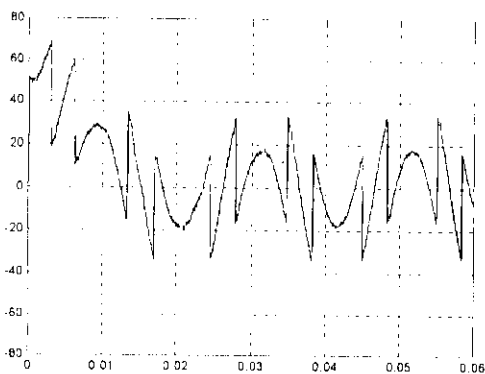
Le fondamental du courant de charge if (A)



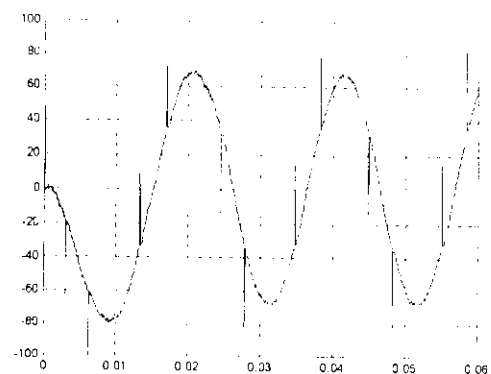
Le courant harmonique de référence ih1ref (A)



Le courant harmonique réel ih1(A)

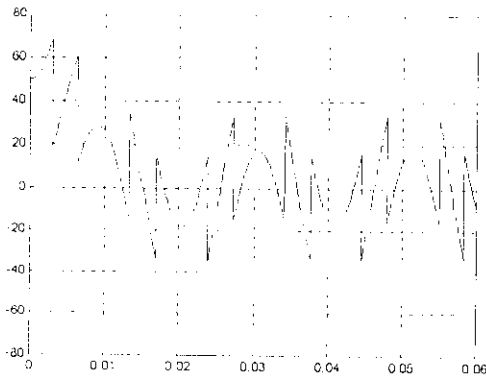


Le courant ih1 et sa référence

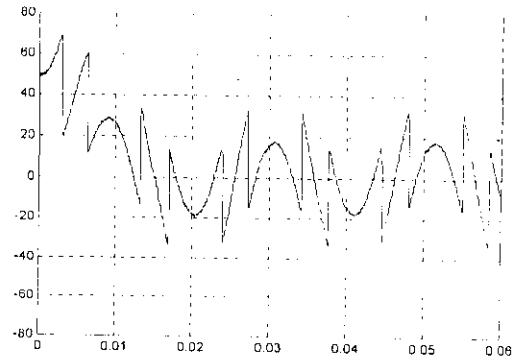


Le courant de source is1(A)

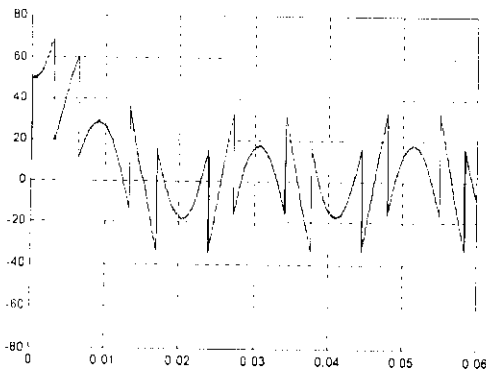
Fig (II.15.a) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=1A$ dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/3$)



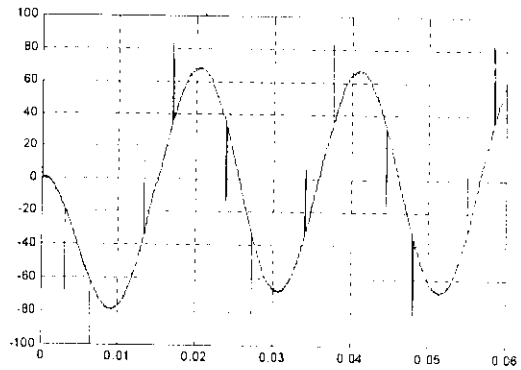
Le courant de référence i_{hlref} (A)



Le courant harmonique réel i_{hl} (A)

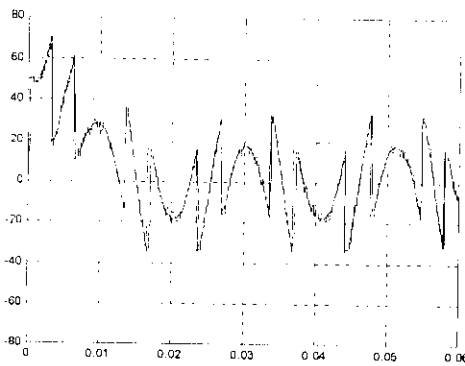


Le courant harmonique i_h et sa référence

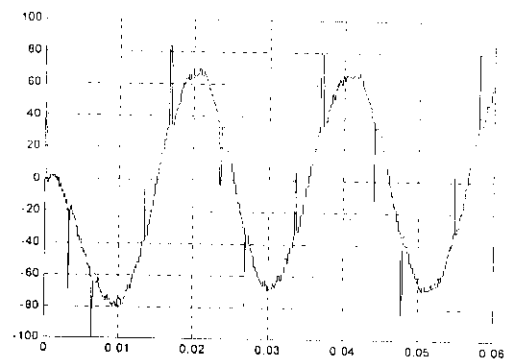


Le courant de source i_{s1} (A)

Fig (II.15.b) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=0.5A$ dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/3$)

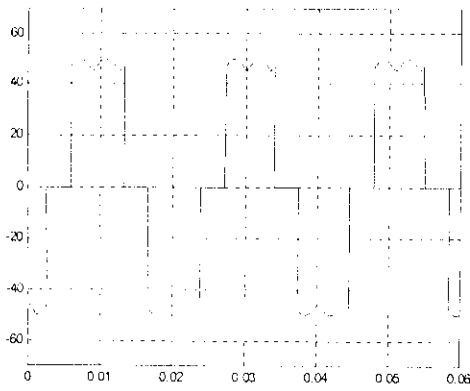


Le courant réel i_{hlet} et sa référence

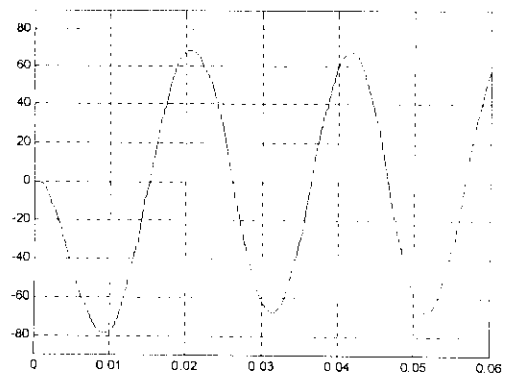


Le courant de source i_{s1} (A)

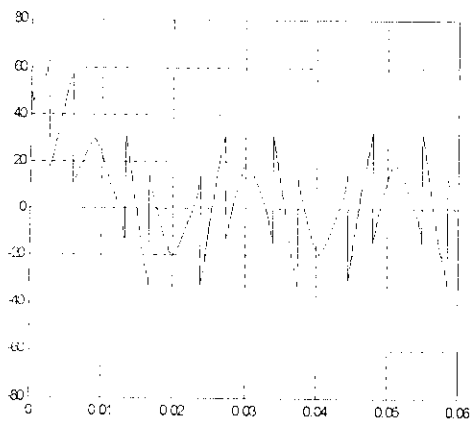
Fig (II.15.c) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=2A$



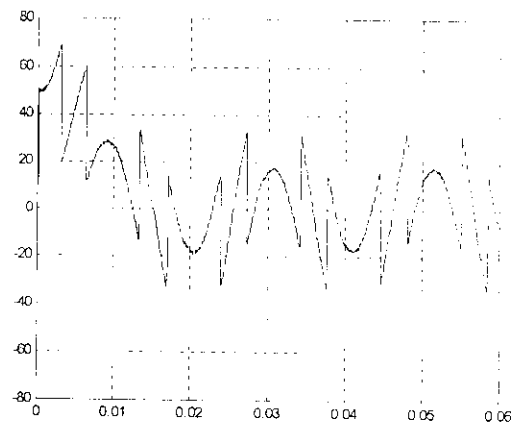
Le courant de charge i_{cl} (A)



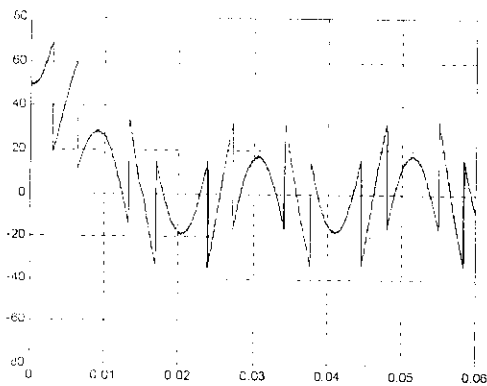
Le fondamental du courant de charge i_f (A)



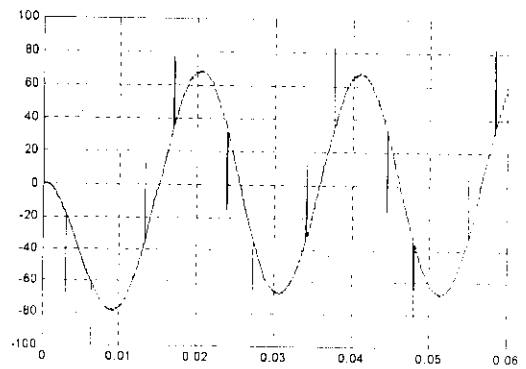
Le courant harmonique de référence i_{h1ref} (A)



Le courant harmonique réel i_{h1} (A)

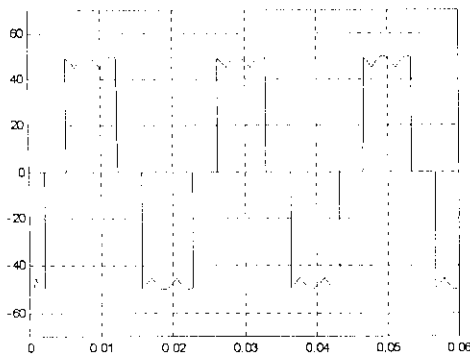


Le courant harmonique i_{h1} et sa référence

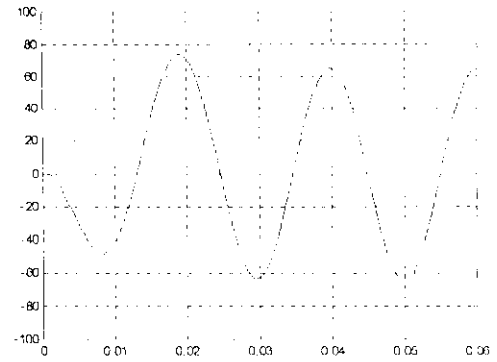


Le courant de source i_{s1} (A)

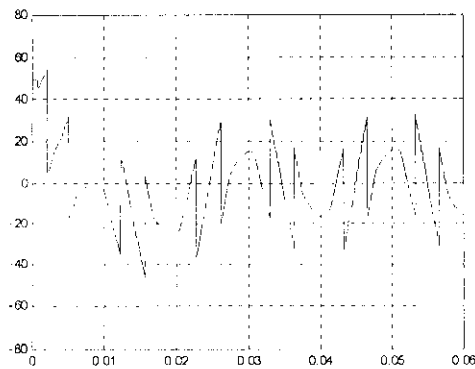
Fig (II.15.d) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=0.5A$ dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/3$)



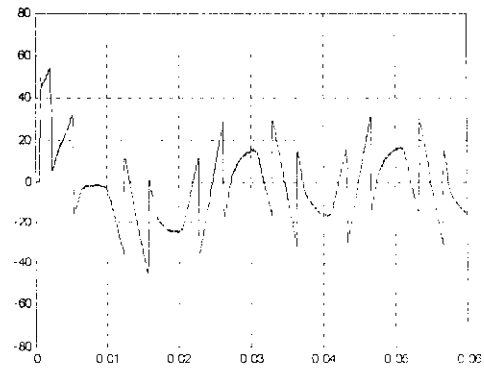
Le courant de charge $i_{c1}=50A$



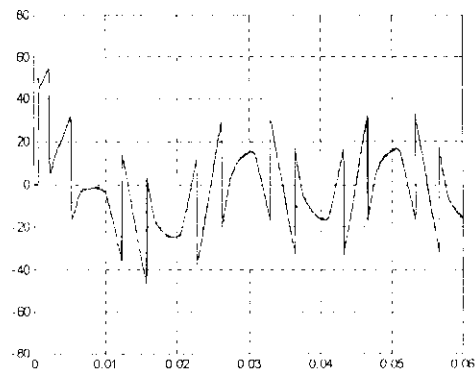
Le fondamental du courant de charge $i_f(A)$



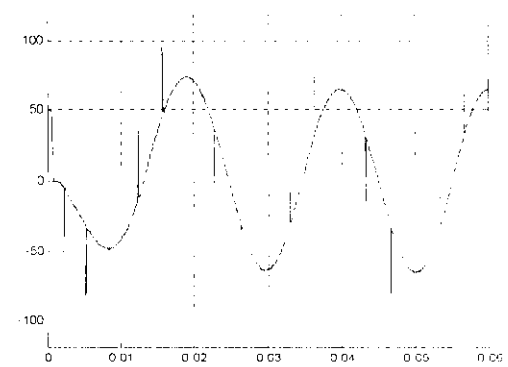
Le courant harmonique de référence $i_{h1ref}(A)$



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

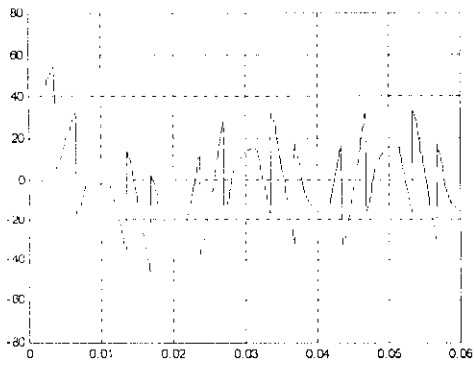


Le courant harmonique réel et sa référence

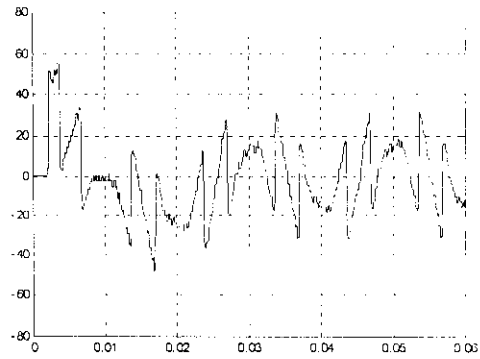


Le courant de source $i_{s1}(A)$

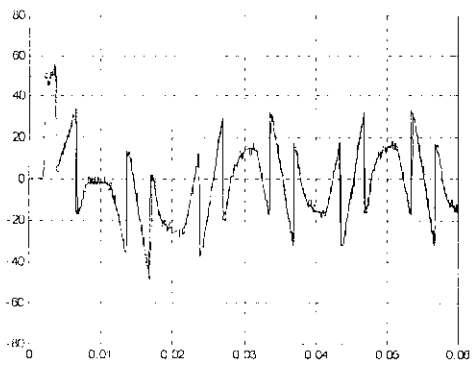
Fig (II.16.a) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=0.5A$ dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/6$)



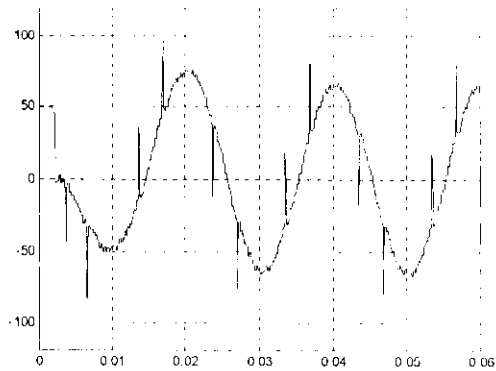
Le courant harmonique de référence i_{h1ref} (A)



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

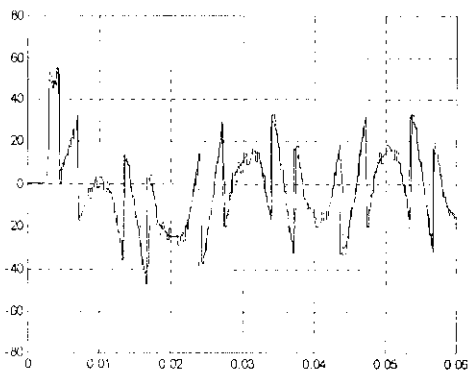


Le courant harmonique réel et sa référence

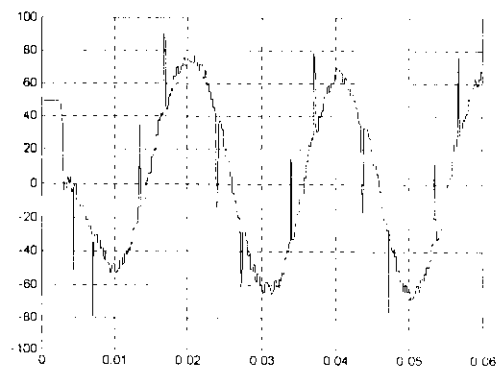


Le courant de source i_{s1} (A)

Fig (II.16.b) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=1A$ dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/6$)



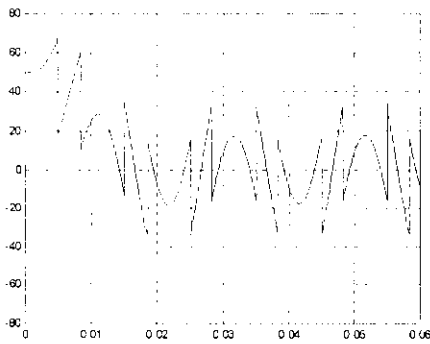
Le courant harmonique réel et sa référence



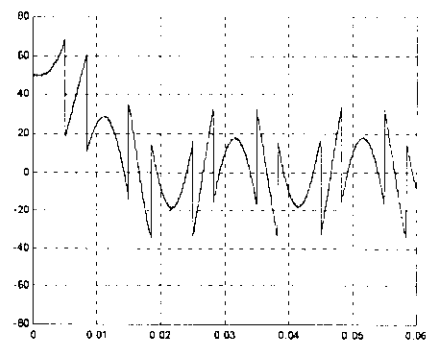
Le courant de source i_{s1} (A)

Fig (II.16.c) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=3A$ dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/6$)

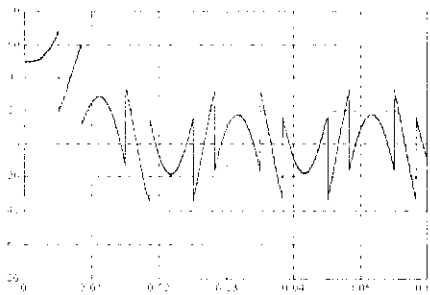
II.7.3. Onduleur à cinq niveaux :



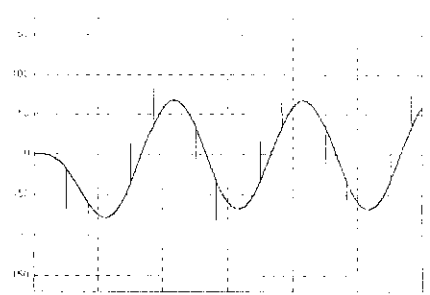
Le courant harmonique de référence ihl (A)



Le courant harmonique réel ihl ref (A)

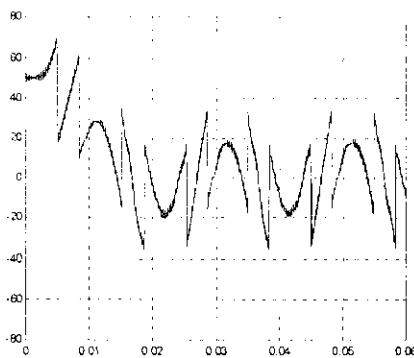


Le courant ihl et sa référence

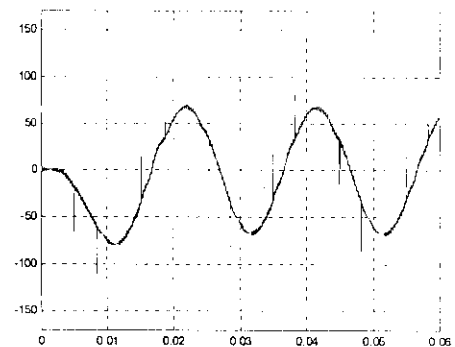


Le courant de source is (A)

Fig (II.17.a) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=0.5$ A le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/3$)

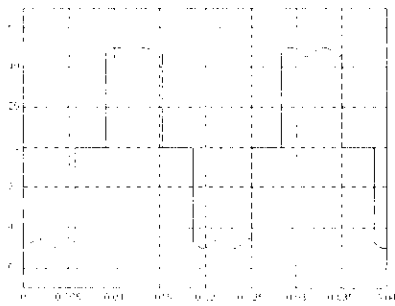


Le courant ihl et sa référence

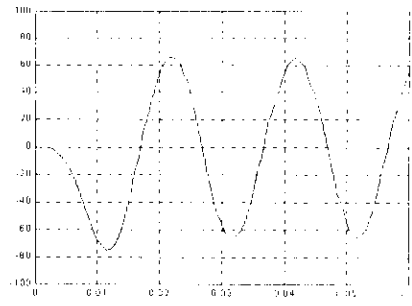


Le courant de source is(A)

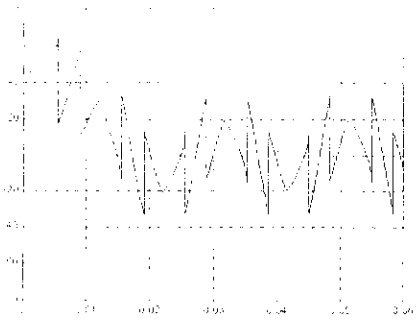
Fig (II.17.b) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=2$ A dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/3$)



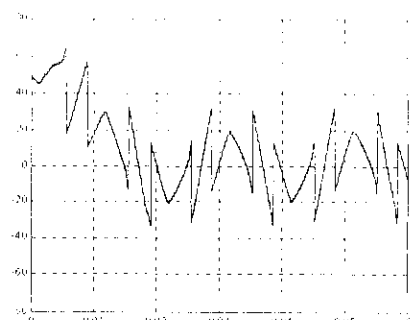
Le courant de charge i_c (A)



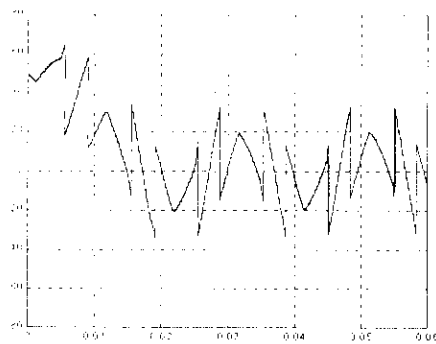
Le courant fondamental i_f (A)



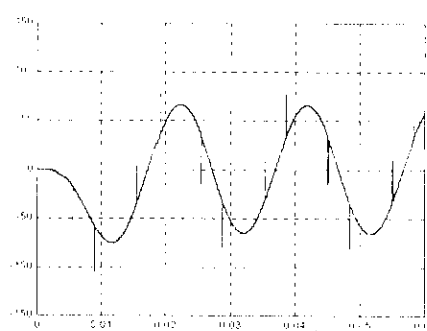
Le courant harmonique de référence i_{h1ref}



Le courant harmonique réel i_h (A)

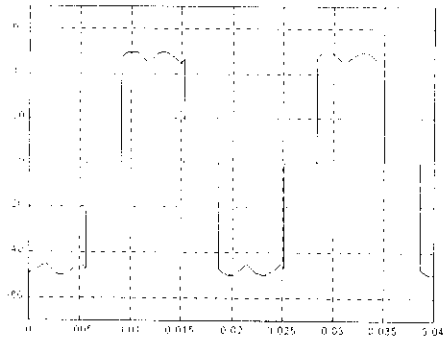


Le courant réel i_h et sa référence

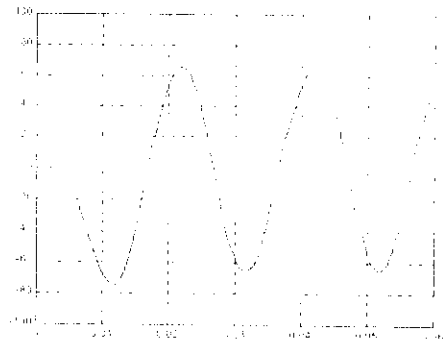


Le courant de source i_s (A)

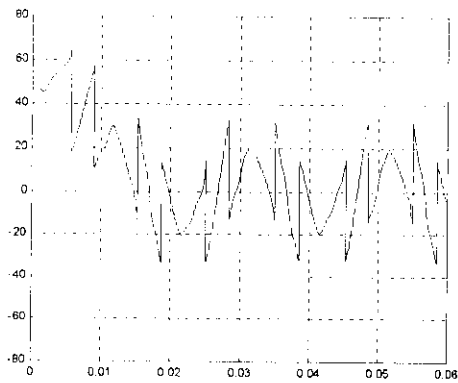
Fig (II.17 c) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=0.5$ A le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/3$)



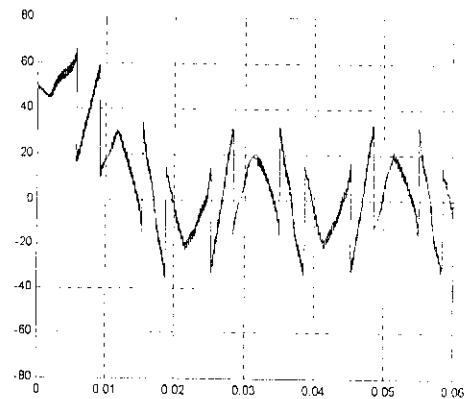
Le courant de charge i_c (A)



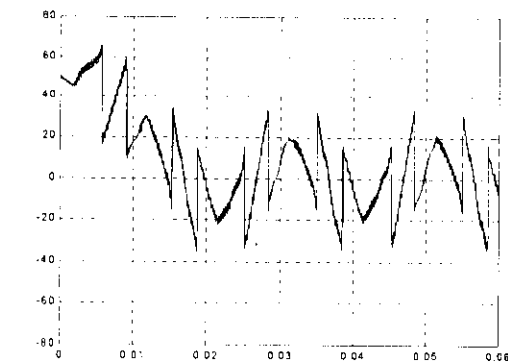
Le courant fondamental i_f (A)



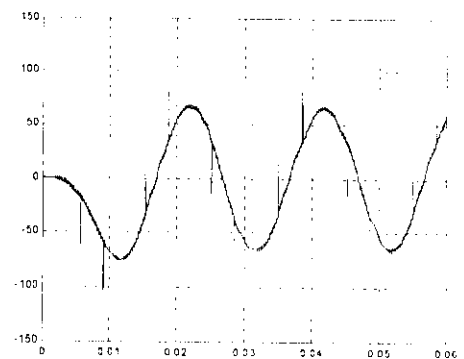
Le courant harmonique de référence i_{h1ref} (A)



Le courant harmonique réel i_{h1} (A)

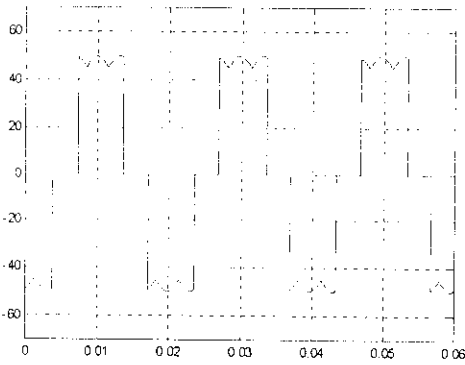


Le courant réel i_h et sa référence

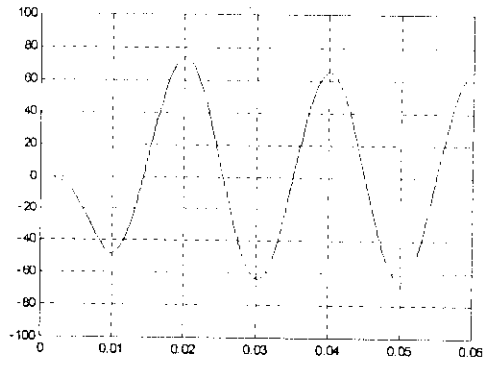


Le courant de la source i_{s1} (A)

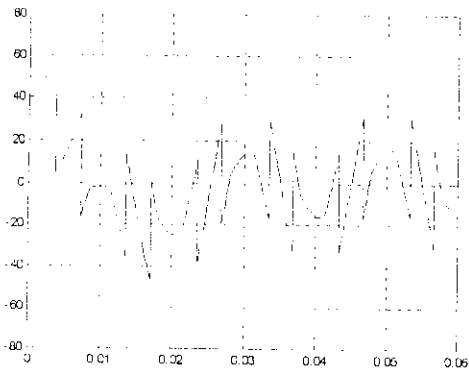
Fig (II.17.d) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=2A$ le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/3$)



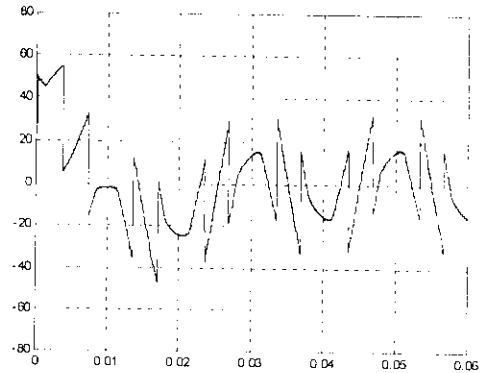
Le courant de charge i_c (A)



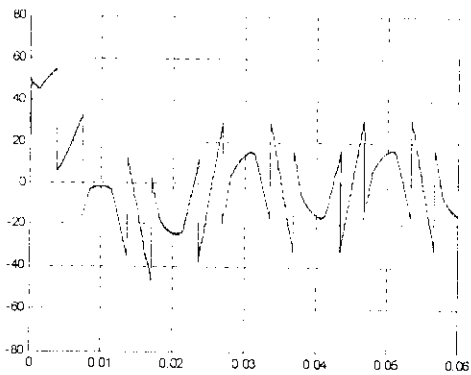
Le fondamental du courant de charge i_f (A)



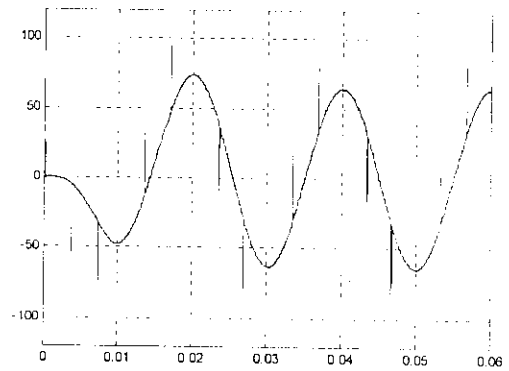
Le courant harmonique réel i_{h1} (A)



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

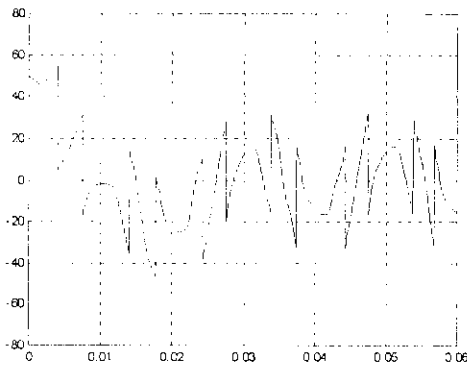


Le courant harmonique réel et sa référence

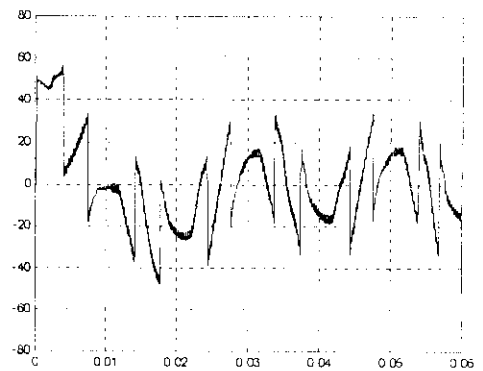


Le courant de source i_{s1} (A)

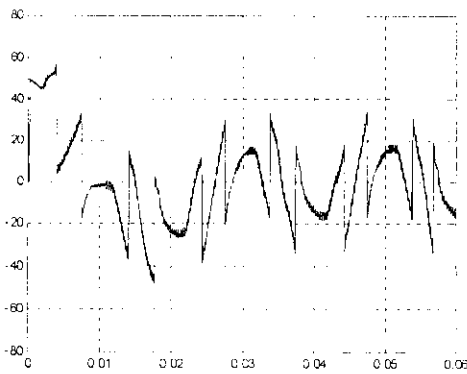
Fig (II. 18. a) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=0.5$ le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/6$)



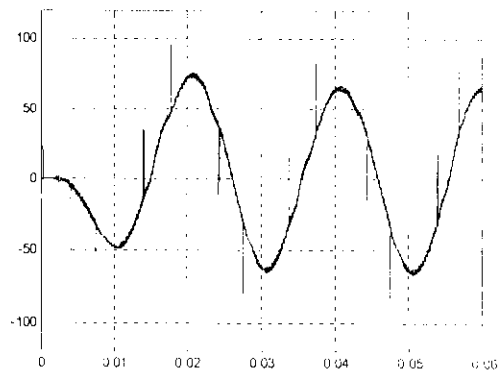
Le courant harmonique réel i_{h1} (A)



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

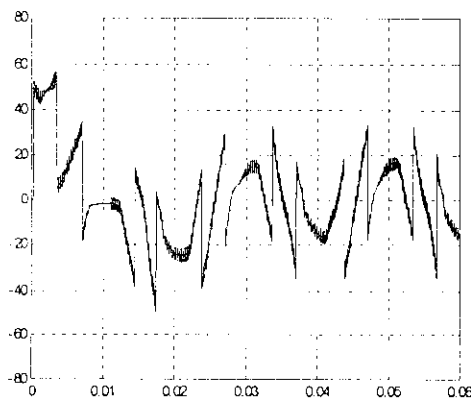


Le courant harmonique réel et sa référence

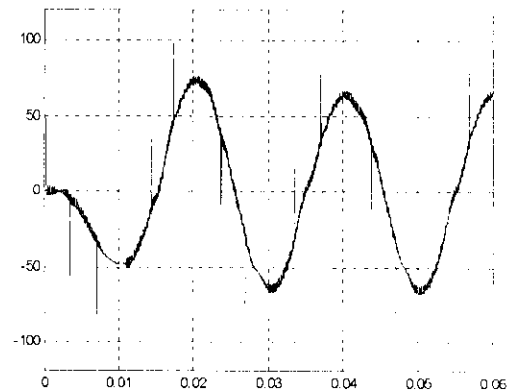


Le courant de source i_{s1} (A)

Fig (II.18.b) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=2A$ le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/6$)



Le courant harmonique réel et sa référence



Le courant de source i_{s1} (A)

Fig (II.18.c) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=4(A)$, le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/6$)

Interprétation des résultats :

On constate que le courant harmonique délivré par le filtre actif parallèle suit bien sa référence repérée dans les différents onduleurs utilisés pour les petites bandes à hystérésis.

On constate que le courant de source (réseau) est sinusoïdal contenant des piques qui sont dû aux variations brusques du courant de la charge.

Ainsi, on a remarqué, en utilisant la commande par la technique d'hystérésis en courant à bande constante avec h grand ($h=1,2,3,\dots$) pour l'onduleur à deux niveaux, les résultats ne sont pas satisfaisants, la poursuite n'est pas bonne et le courant de source est déformé, et pour cela en conte pas beaucoup sur cet onduleur dans les taches de grandes rigueurs. Par contre, pour les onduleurs à trois niveaux qui sont très sollicités, on a vu une nette amélioration par rapport à l'onduleur à deux niveaux, dont le courant harmonique réel suit bien sa référence et le courant de source se rapproche de plus en plus du signal sinusoïdal. Et mieux encore, lors de l'utilisation des onduleurs à cinq niveaux.

En diminuant la bande d'hystéries avec h petit ($h=0.5,0.2,\dots$), on a constaté un grand perfectionnement dans les résultats pour les différents onduleurs étudiés, surtout, pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux qui permet une meilleure poursuite du courant harmonique réel par rapport à sa référence, et une diminution des piques indésirables au niveau du courant de la source et rend ce dernier sinusoïdal, notons que les bandes de faible intensité sont physiquement irréalisables.

Onduleurs utilisés	Deux niveaux	Trois niveaux	Cinq niveaux
Poursuite de la référence avec $h \leq 0.5$	Acceptable	Bonne	Très bonne
Poursuite de la référence avec $0.5 < h \leq 1$	Mauvaise	Moyenne	Bonne
Poursuite de la référence avec $1 < h \leq 3$	Désagréable	Mauvaise	Acceptable
Nombre de composants	6 transistors, 6 diodes	12 transistors, 18 diodes	24 transistors, 30 diodes

Conclusion :

Dans ce chapitre, on a montré d'une manière très claire l'intérêt d'utiliser des convertisseurs (onduleurs) pour la dépollution des réseaux électriques, et surtout, les avantages d'utiliser ces onduleurs avec un niveau supérieur (cinq niveaux par exemple) qui augmentent les performances du filtre actif parallèle, ainsi, la structure de ces onduleurs montre bien que le coût augmente vu l'augmentation du nombre de composants.

D'abord, pour identifier les courants harmoniques de référence, l'image du courant qu'on doit injecter dans le réseau afin d'avoir un courant de source sinusoïdal, on a utilisé un filtre passif passe bas, qui extrait la composante fondamentale du courant imposé par la charge non linéaire (redresseur à thyristors), la soustraction de cette composante fondamentale du courant de charge donne la référence du filtre actif.

Ensuite, pour la génération de ses courants harmoniques qui sont très riches en fréquence, on a utilisé des onduleurs multi-niveaux comme organe de puissance pour le filtrage actif parallèle.

On a choisit la commande en courant parce qu'elle est plus facile à réaliser que les autres stratégies de commande, et pour cela, on a utilisé un comparateur à hystérésis donnant des résultats qui sont fortement liés à la largeur « h » de sa bande.

Puis, nous avons montré que le filtre actif peut dépolluer en temps réel le réseau indépendamment de sa charge polluante, dans notre étude, nous avons pris comme exemple une charge non linéaire de type redresseur à thyristors avec différents angles d'amorçage $\alpha=\pi/3$ et $\alpha = \pi/6$.

Enfin, on a conclu que l'utilisation des onduleurs multi-niveaux à modulation de largeur d'impulsions, comme filtre actif parallèle des courants harmoniques engendrés par les charges non linéaires, donne des résultats très satisfaisants et une grande efficacité pour résoudre le problème de la distorsion du courant de la source et la dépollution des réseaux électriques.

Chapitre III

Equilibrage des tensions d'entrée des onduleurs

Introduction :

Dans le chapitre précédent, on a abordé le cas où l'alimentation de l'onduleur, faite par une batterie de valeur (600 V), avec l'hypothèse faite sur la valeur moyenne des tensions d'entrée, pour le cas d'onduleur à trois niveaux, U_{c1} et U_{c2} restent constantes et égale à 300 V et 150 V pour le cas des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} . Tandis qu'en réalité ces tensions d'entrée ne restent pas stables au cours de fonctionnement du filtre actif, aussi les performances obtenues se voient dégradées.

Afin de résoudre ce problème, on étudiera deux types de solutions possibles que ce soit pour l'onduleur à trois niveaux comme pour celui de cinq niveaux

- Utilisation de capacités de valeurs importantes.
- Utilisation d'un circuit de Clamping.

III.1.EQUILIBRAGE DES TENSIONS D'ENTREE DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX :

La modélisation de l'onduleur à trois niveaux est donnée par les équations ci-dessous :

$$\begin{cases} \frac{dU_{C1}}{dt} = \frac{1}{C1}(I_d - i_{d1}) \\ \frac{dU_{C2}}{dt} = \frac{1}{C2}(i_{d2} + I_d) \end{cases} \tag{III.1}$$

$$i_{d0} = C \frac{d(U_{C1} - U_{C2})}{dt} \tag{III.2}$$

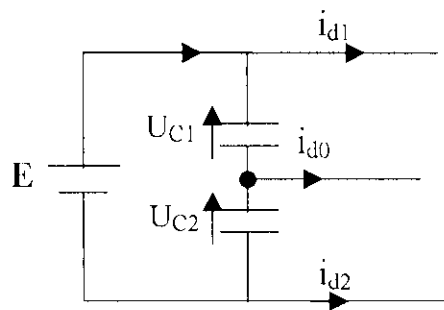


Fig.(III.1) Modèle du pont d'entrée de l'onduleur à trois niveaux

Pour les valeurs de capacités C1 = C2 = 500 µF

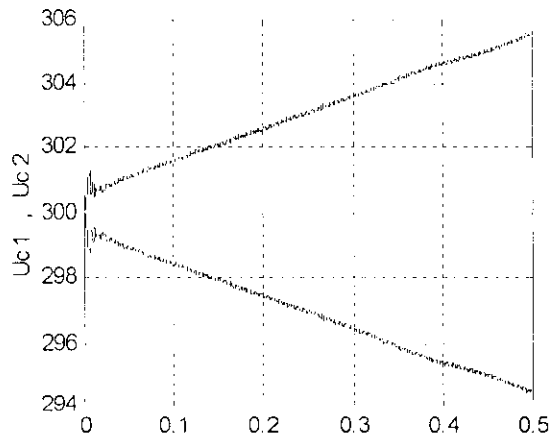


Fig.(III.2) Les tensions d'entrée Uc1 Uc2 de l'onduleur à trois niveaux

III.1.1. Utilisation d'une capacité de valeurs importantes:

L'allure des tensions d'entrée se diverge d'une manière désagréable lors d'utilisation des capacités de valeurs faibles, pour remédier ce problème on propose d'utiliser à l'entrée de l'onduleur deux capacités de valeurs importantes.

La relation (III.2) montre que i_{d0} ne peut être toujours nul pour un onduleur à trois niveaux. Ainsi, les relations (III.1), (III.2) décrivent également qu'on peut réduire la différence entre les deux tensions U_{c1} et U_{c2} en utilisant des capacités importantes[1].

On choisit $C_1=C_2= 50 \text{ mF}$.

III.1.2. Equilibrage des tensions d'entrée pour l'onduleur à trois niveaux en utilisant un circuit de clamping :

Le fonctionnement des onduleurs avec des capacités de grandes valeurs se voit performant, seulement, ce type de circuit pratiquement est irréalisable. D'où la nécessité de penser à d'autres solutions.

On propose l'addition de circuit de Clamping, fig.(III.3), qui permet l'équilibrage des tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux, tel que la modélisation est donnée ci-après :

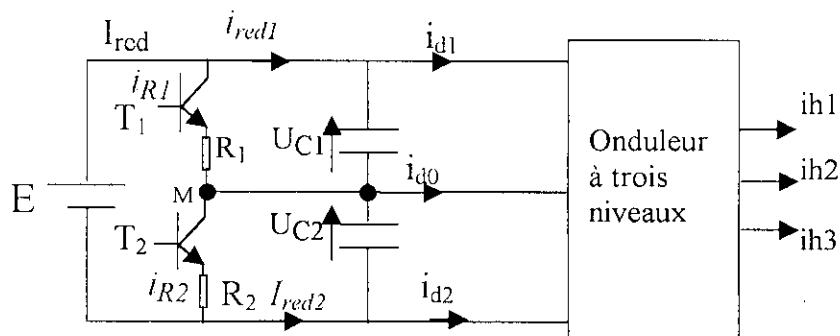


Fig. (III.3). Tensions d'entrée de l'onduleur triphasé et équilibrage avec circuit de Clamping

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{C1}}{dt} = i_{red1} - i_{d1} \\ C_2 \frac{dU_{C2}}{dt} = -i_{red2} + i_{d2} \end{cases} \quad (III.3)$$

$$\text{avec } U_{C2} = E - U_{C1} \quad \text{et } C1 = C2 \quad (III.4)$$

$$\Rightarrow 2C \frac{dU_{C1}}{dt} = (i_{red1} + i_{red2}) - (i_{d1} + i_{d2}) \quad (III.5)$$

Et comme

$$\begin{cases} i_{red1} = i_{red} - i_{R1} \\ i_{red2} = -i_{red} + i_{R2} \end{cases} \quad \Rightarrow \quad i_{red1} + i_{red2} = i_{R2} - i_{R1} \quad (III.6)$$

En remplaçant (III.6) dans (III.5), on aura :

$$\Rightarrow 2C \frac{dU_{C1}}{dt} = (i_{R2} - i_{R1}) - (i_{d1} + i_{d2}) \quad (III.7)$$

$$\begin{cases} \frac{dU_{C1}}{dt} = \frac{1}{2C} (i_{R2} - i_{R1}) - (i_{d1} + i_{d2}) \\ U_{C2} = E - U_{C1} \end{cases} \quad (III.8)$$

Les transistors T1 et T2 du pont de Clamping sont commandés par hystérésis, de telle manière que :

$$\begin{cases} \text{Si } (U_{C1} - U_{C2} > 0) \Rightarrow (T1 \text{ est fermé}) \text{ si non } (T1 \text{ est ouvert}) \\ \text{Si } (U_{C1} - U_{C2} < 0) \Rightarrow (T2 \text{ est fermé}) \text{ si non } (T2 \text{ est ouvert}) \end{cases} \quad (III.9)$$

Ce qui donne :

$$\begin{cases} \text{Si } (T1 \text{ est fermé}) \Rightarrow i_{R1} = \frac{U_{C1}}{R1} \text{ Si non } i_{R1} = 0 \\ \text{Si } (T2 \text{ est fermé}) \Rightarrow i_{R2} = \frac{U_{C2}}{R2} \text{ Si non } i_{R2} = 0 \end{cases} \quad (III.10)$$

$$i_{d0} = \frac{1}{C} \frac{d(U_{C1} - U_{C2})}{dt} \tag{III.11}$$

Avec $C1 = C2 = 50 \mu\text{f}$

$R1 = R2 = 20 \Omega$

III.2.Équilibrage des tensions d'entrées de l'onduleur à cinq niveaux :

La modélisation de l'onduleur à cinq niveaux est donnée par les relations et la figure ci-dessous :

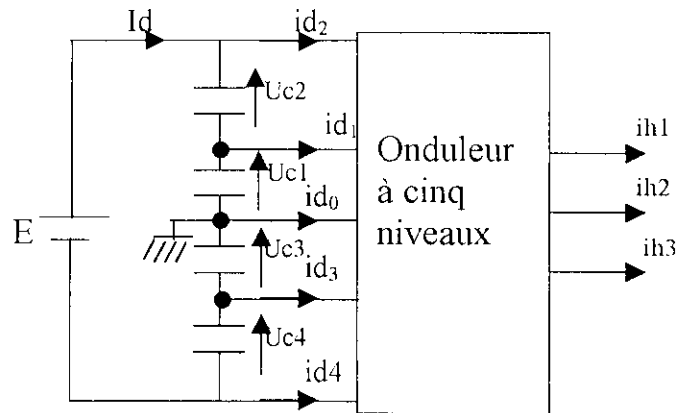


Fig.(III.4) Tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

$$\left\{ \begin{array}{l} c_1 \frac{dU}{dt} C1 = I_d - i_{d1} - i_{d2} \\ c_2 \frac{dU}{dt} C2 = I_d - i_{d2} \\ c_3 \frac{dU}{dt} C3 = -I_d + i_{d3} + i_{d4} \\ c_4 \frac{dU}{dt} C4 = I_d + i_{d4} \end{array} \right. \tag{III.12}$$

Tel que $C1 = C2 = C3 = C4 = 50 \mu\text{F}$

III.2.1. Utilisation de capacités de valeurs importantes :

Comme pour l'onduleur à trois niveaux le problème est posé de la même façon, les tensions d'entrée se déstabilisent comme le montre les figures (III.7.1).

D'où on propose l'utilisation des capacités de valeurs importantes .

$$C1 = C2 = C3 = C4 = 50 \text{ mF.}$$

III.2.2. Équilibrage des tensions d'entrée pour l'onduleur à cinq niveaux en utilisant un circuit de Clamping :

Afin d'améliorer les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC, en minimisant le déséquilibre entre les tensions U_{C1} , U_{C2} , U_{C3} et U_{C4} , on propose d'étudier le pont de Clamping illustré à la figure (III.5)

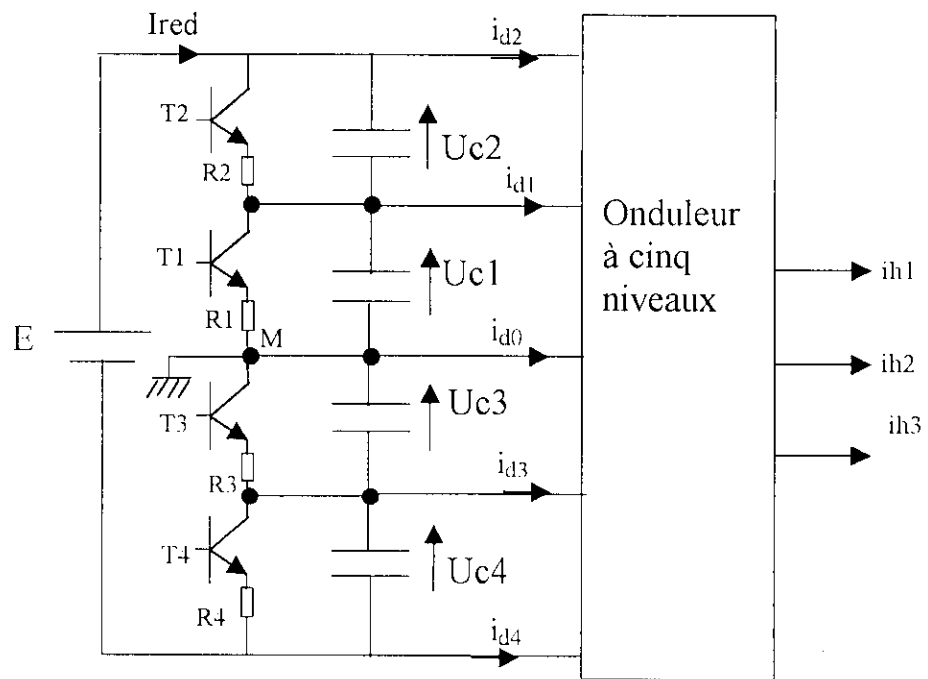


Fig (III.5) Équilibrage des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à laide de circuit de Clamping

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{dU_{C1}}{dt} = I_{red} - I_{R1} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{C2}}{dt} = I_{red} - I_{R2} - i_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{C3}}{dt} = I_{red} - i_{R3} + i_{d4} + i_{d3} \\ C_4 \frac{dU_{C4}}{dt} = I_{red} - I_{R4} + i_{d4} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} I_{R1} = \frac{U_{C1}}{R} \\ I_{R2} = \frac{U_2}{R} \\ I_{R3} = \frac{U_{C3}}{R} \\ I_{R4} = \frac{U_{C4}}{R} \end{array} \right. \quad (III.13)$$

Algorithme de commande :

L'algorithme de commande du pont de Clamping de l'onduleur à cinq niveaux est donné comme suit :

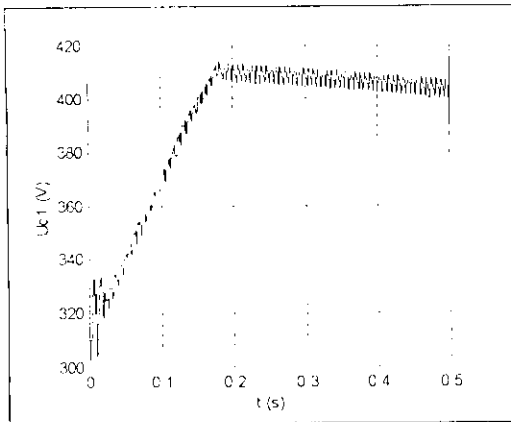
$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta U_{12} > 0 \Rightarrow I_{R1} = 0 \quad \& \quad I_{R2} \neq 0 \quad (T_1 = 0 \quad \& \quad T_2 = 1) \\ \Delta U_{12} < 0 \Rightarrow I_{R1} \neq 0 \quad \& \quad I_{R2} = 0 \quad (T_1 = 1 \quad \& \quad T_2 = 1) \end{array} \right. \quad (III.14)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta U_{34} > 0 \Rightarrow I_{R3} = 0 \quad \& \quad I_{R4} \neq 0 \quad (T_3 = 0 \quad \& \quad T_4 = 1) \\ \Delta U_{34} < 0 \Rightarrow I_{R3} \neq 0 \quad \& \quad I_{R4} = 0 \quad (T_3 = 1 \quad \& \quad T_4 = 1) \end{array} \right. \quad (III.15)$$

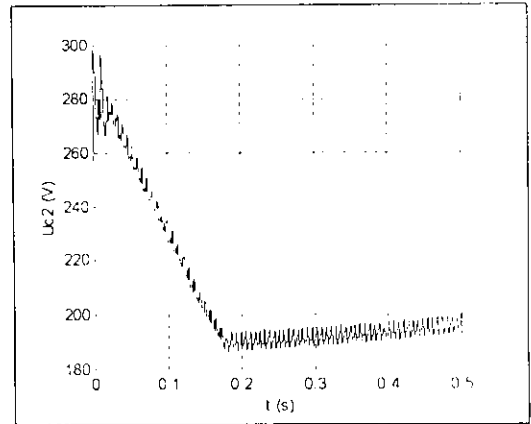
Avec

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta U_{12} = U_{C2} - U_{C1} \\ \Delta U_{34} = U_{C3} - U_{C4} \end{array} \right. \quad (III.16)$$

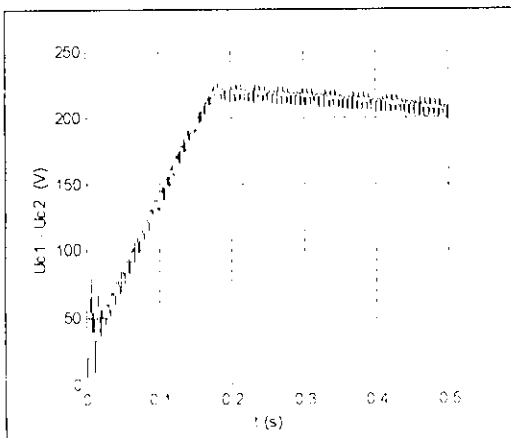
Avec $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 50 \mu\text{F}$



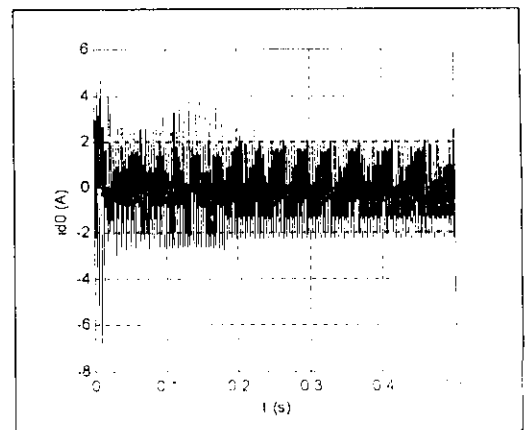
La tension U_{c1} d'entrée



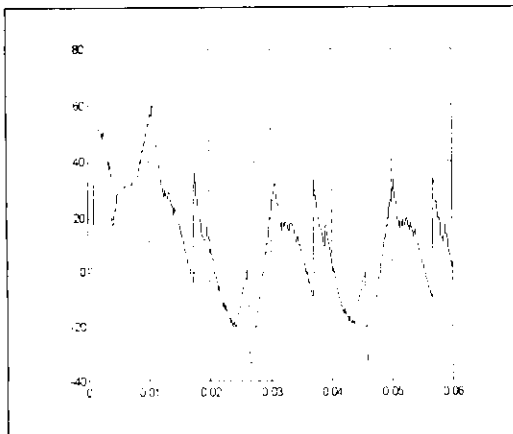
La tension U_{c2} d'entrée



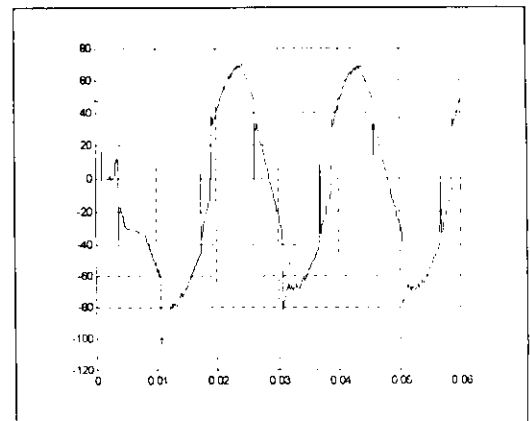
La différence entre les tensions d'entrée $U_{c1} - U_{c2}$ (V)



Le courant i_{d0} de l'onduleur à trois niveaux

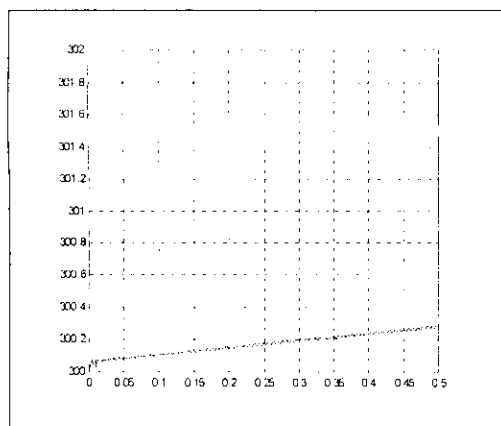


Le courant réseau i_{s1} (A)

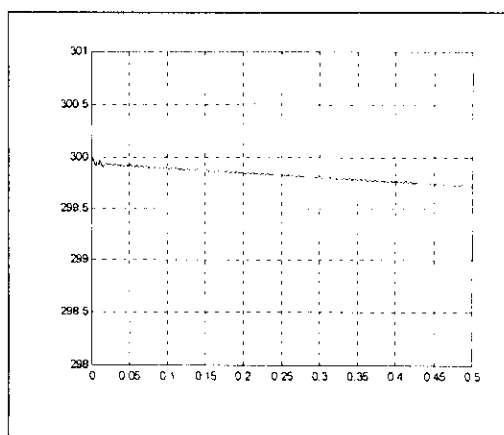


Le courant réseau i_{s1} (A)

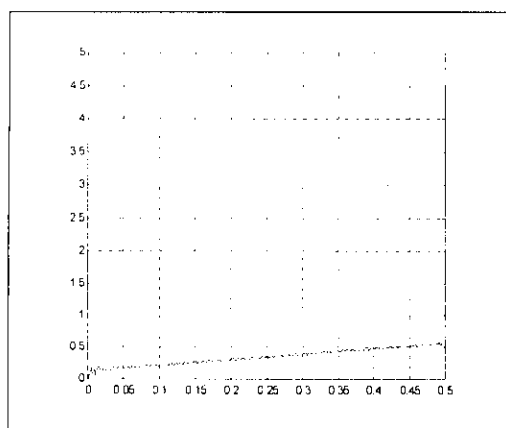
Fig(III 6.1) .les grandeurs simulées pour l'onduleur à trois niveaux commandé en hystérésis en courant avec. $h=1$ A et $C=50\mu f$



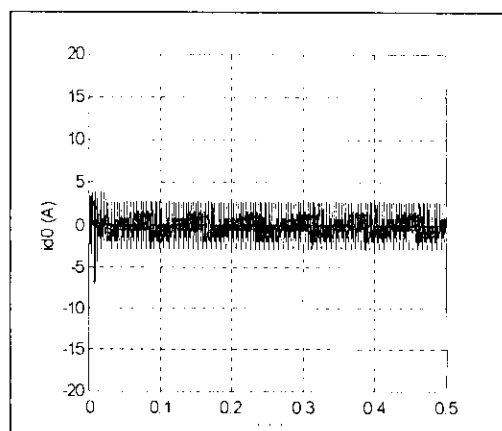
Le tension d'entrée $U_{c1}(V)$



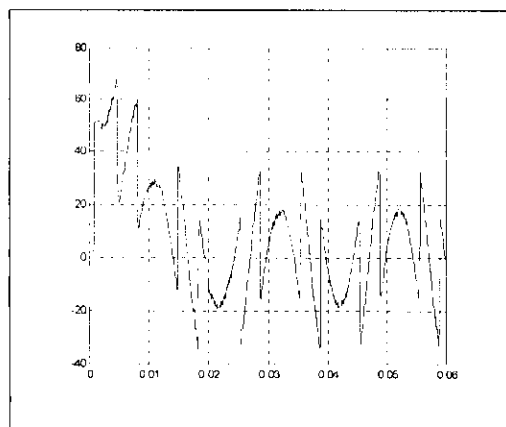
La tension d'entrée $U_{c2}(V)$



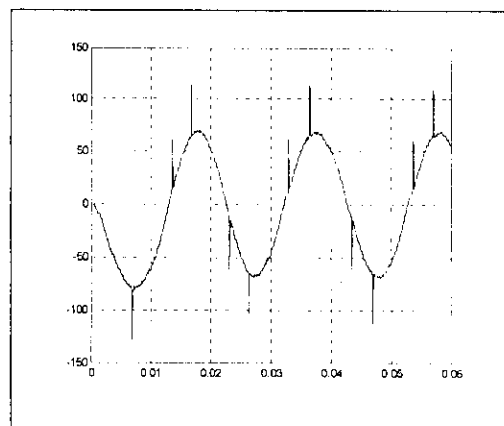
La différence entre les tensions d'entrée $U_{c1}-U_{c2}(V)$



Le courant $i_{d0}(A)$

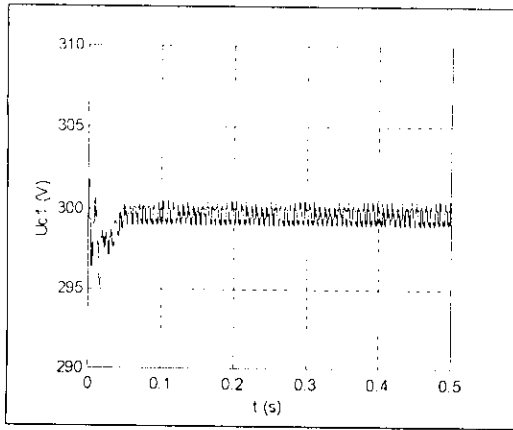


Le courant harmonique $i_{h1}(A)$

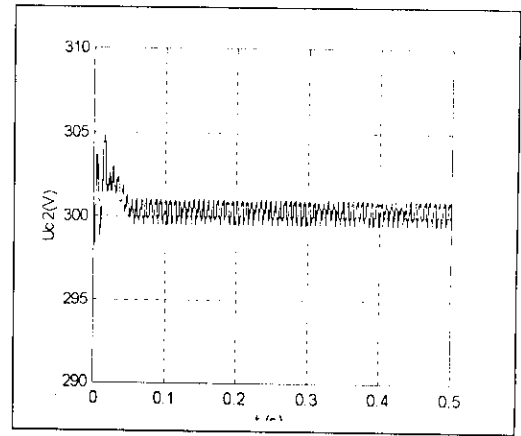


Le courant de source $i_{s1}(A)$

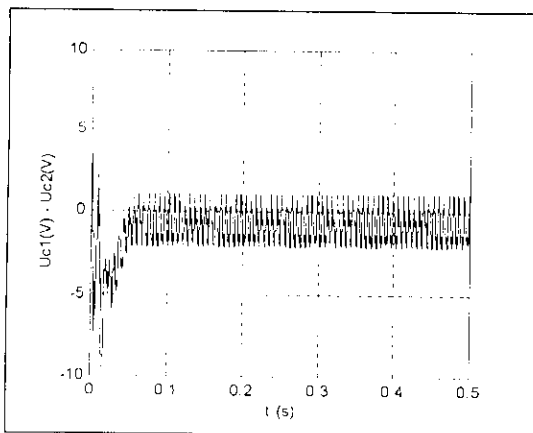
Fig(III.6.2) .les grandeurs simulées pour l'onduleur à trois niveaux commandé en hystérésis en courant avec $h=1$, A et $C= 50mf$



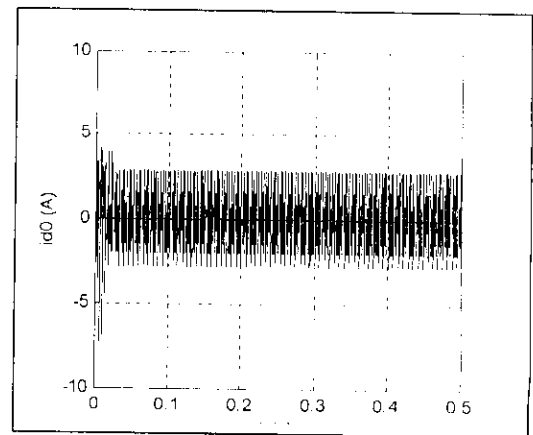
La tension d'entrée U_{c1} (V)



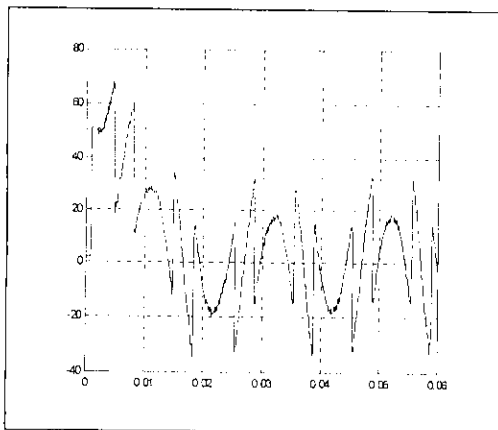
La tension d'entrée U_{c2} (V)



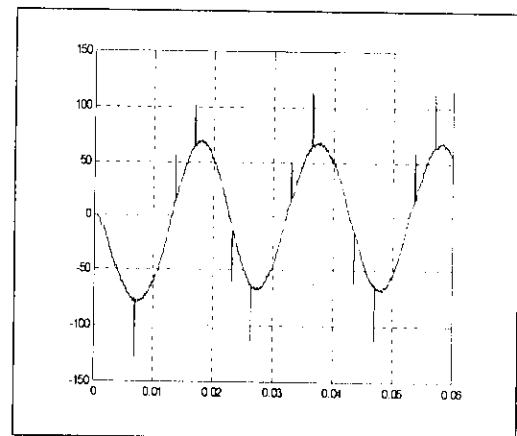
La différence entre les tensions d'entrée $U_{c1} - U_{c2}$ (V)



Le courant i_{d0} (A)

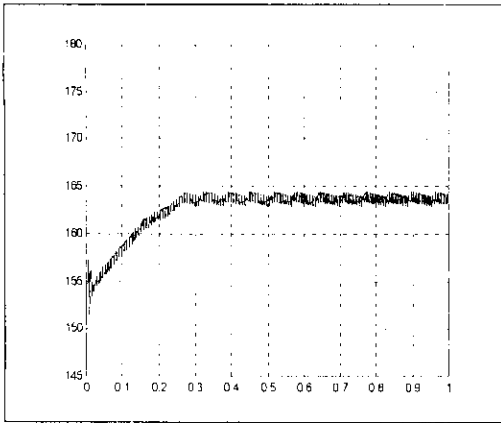


Le courant harmonique i_{h1}

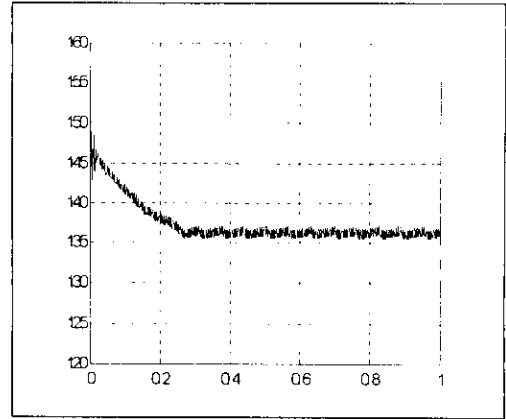


Le courant de source i_{s1} (A)

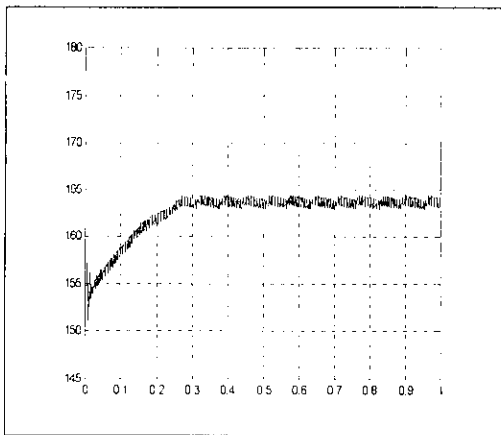
Fig(III.6.3) les grandeurs simulées pour l'onduleur à trois niveaux commandé en hystérésis en courant avec $h = 1$ A et $C = 50\mu\text{f}$ et équilibrage avec circuit de Clamping



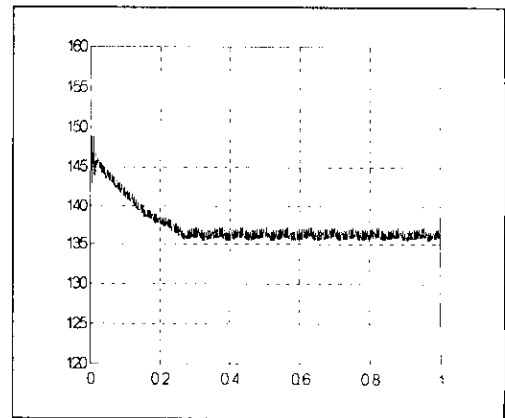
La tension d'entré Uc1 (V)



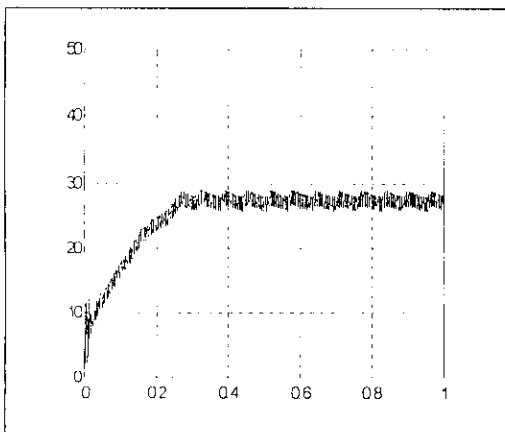
La tension d'entré Uc2(V)



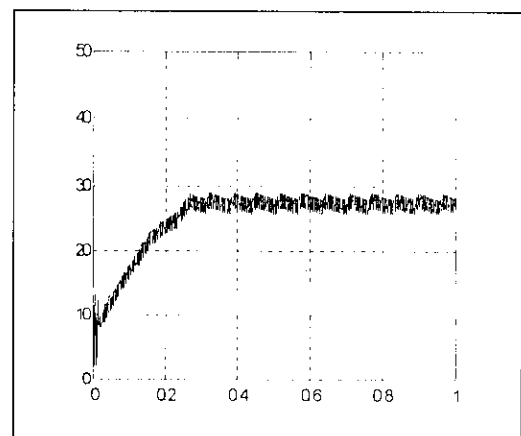
La tension d'entré Uc3 (V)



La tension d'entré Uc4(V)

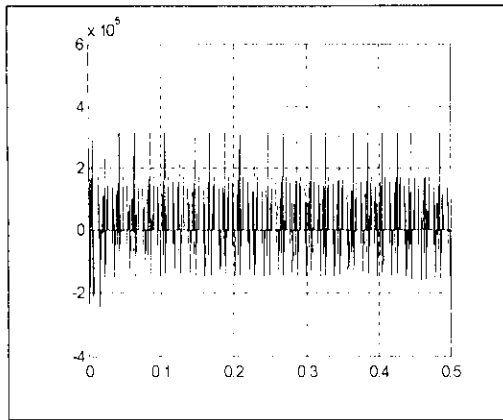


La différence entre Uc1-Uc2(V)

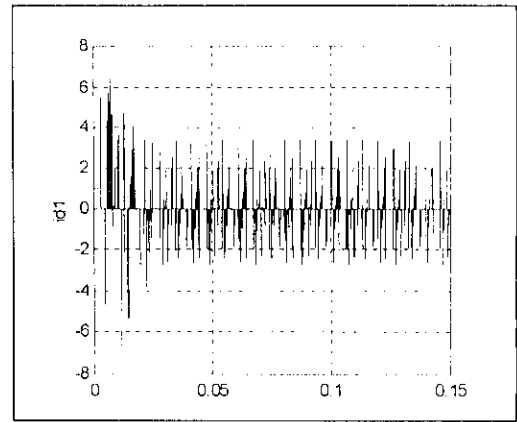


La différence entre Uc3-Uc4(V)

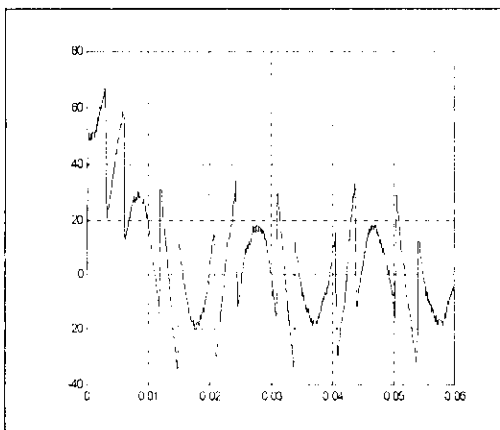
Fig(III.7. 1.a) .les grandeurs simulées pour l'onduleur à trois cinq commandé en hystérésis en courant avec $h = 1 \text{ A}$ et $C = 50 \mu\text{f}$



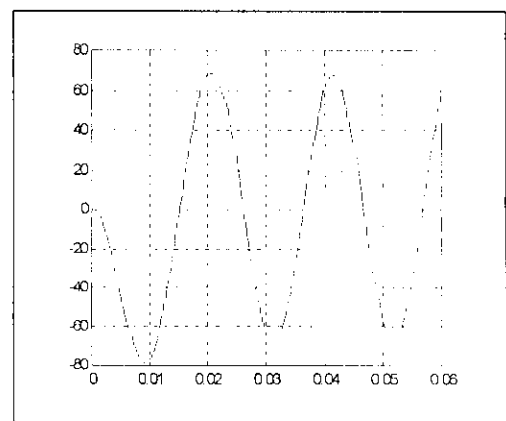
Le courant i_{d0} (A)



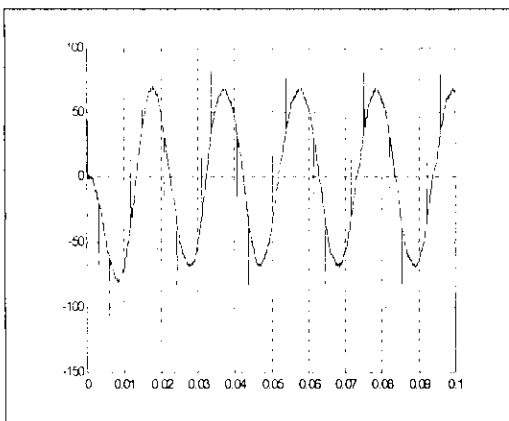
Le courant i_{d1} (A)



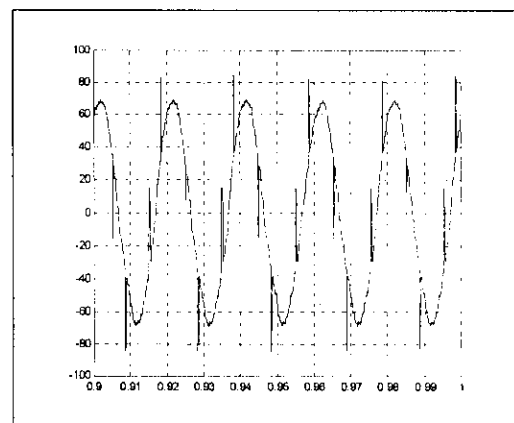
Le courant i_{h1} (A) du filtre



Le courant i_f fondamentale

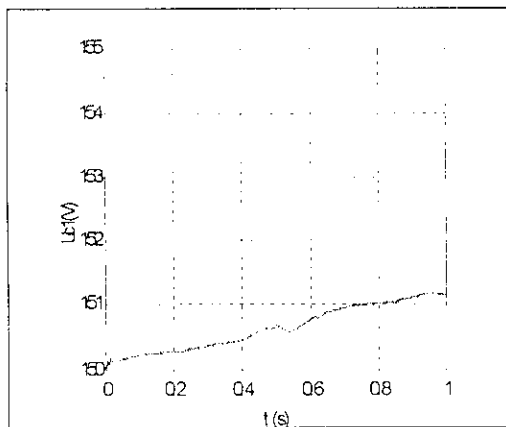


Le courant de source au temps initiale

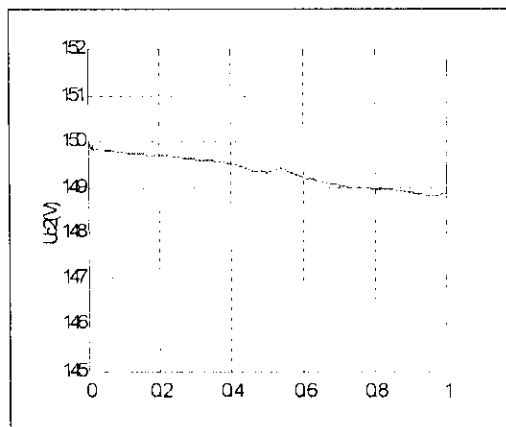


Le courant de source après déstabilisation de l'entrée

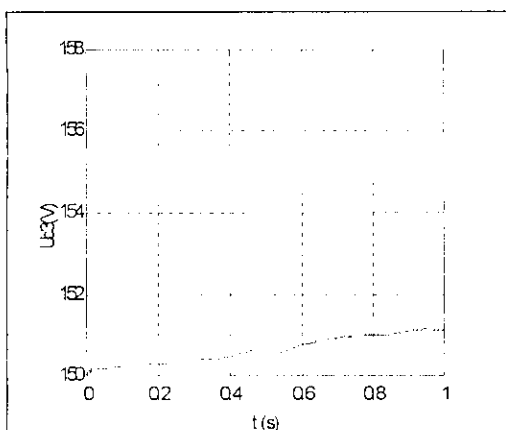
Fig. (III.7.1.b) Les grandeurs simulées pour l'onduleur à cinq niveaux commandé en hystérésis en courant avec $h = 1$ A et $C = 50\mu\text{F}$



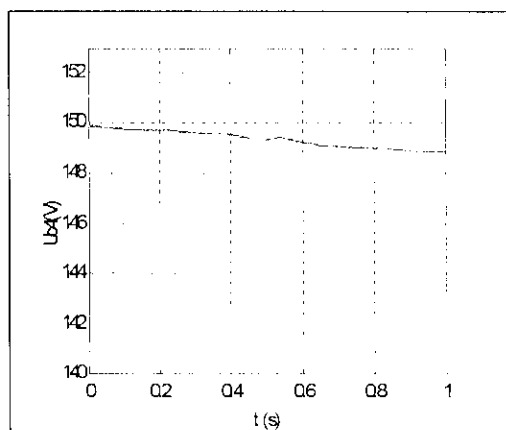
La tension d'entrée U_{c1} (V)



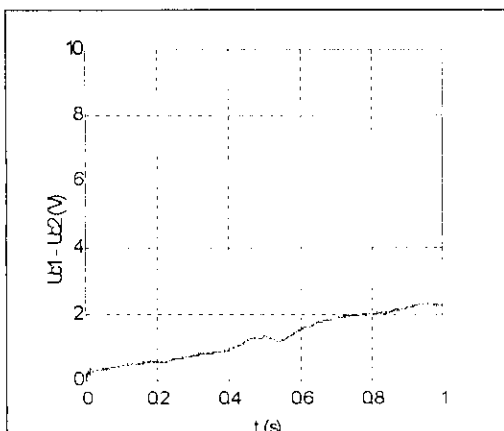
La tension d'entrée U_{c2} (V)



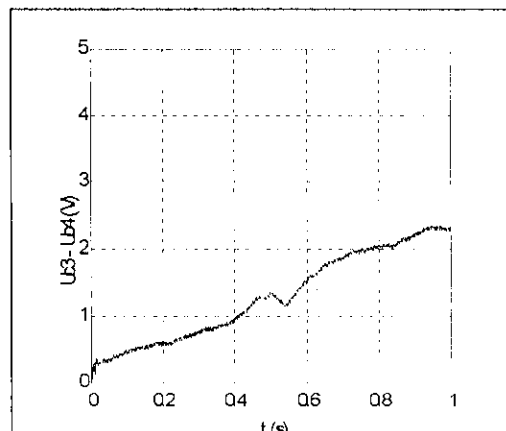
La tension d'entrée U_{c3} (V)



La tension d'entrée U_{c4} (V)

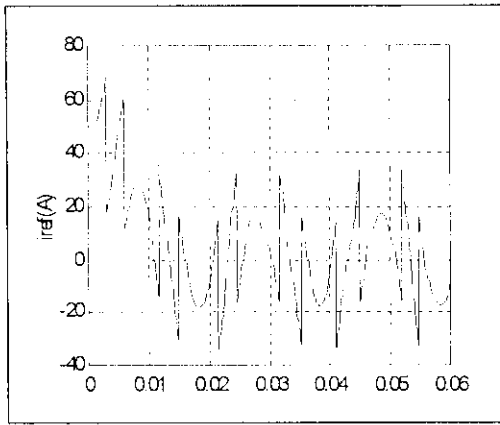


La différence les tensions d'entrée $U_{c1}-U_{c2}$ (V)

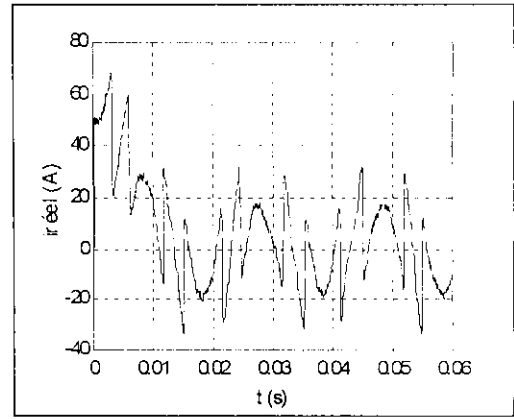


La différence les tensions d'entrée $U_{c3}-U_{c4}$ (V)

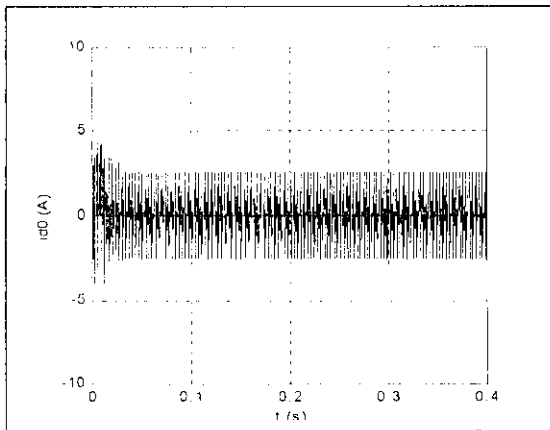
Fig(III.7.2 a) Les grandeurs simulées pour l'onduleur à cinq niveaux commandée par hystérésis en courant avec $h=1A$ $C=50mF$



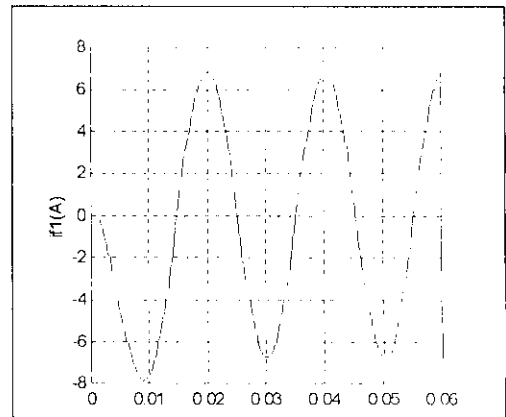
Le courant de référence i_{ref} (A)



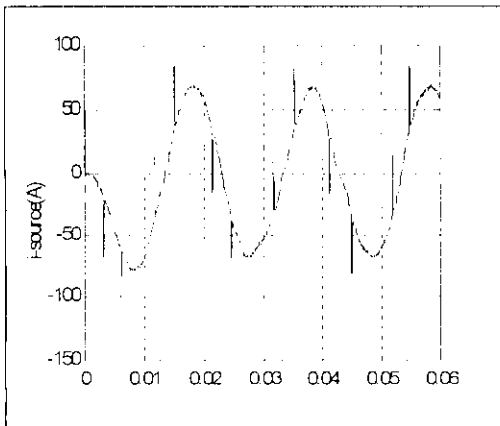
Le courant filtre i_{fel} (A)



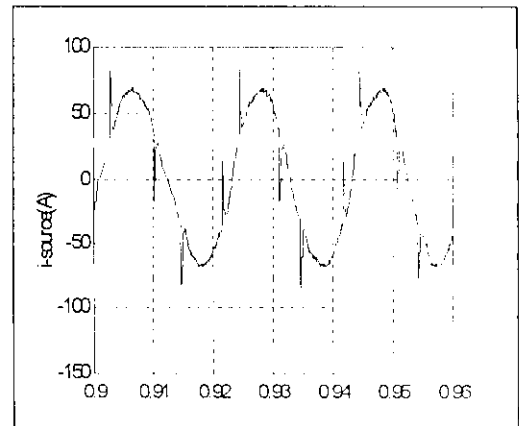
Le courant de i_{d0} (A)



Le courant fondamentale i_f (A)

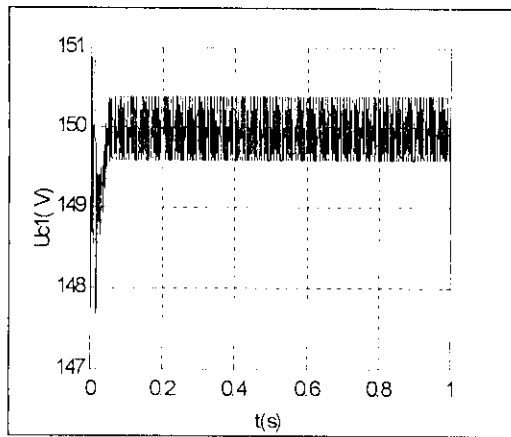


Le courant de source i_{s1} (A) en temps initial

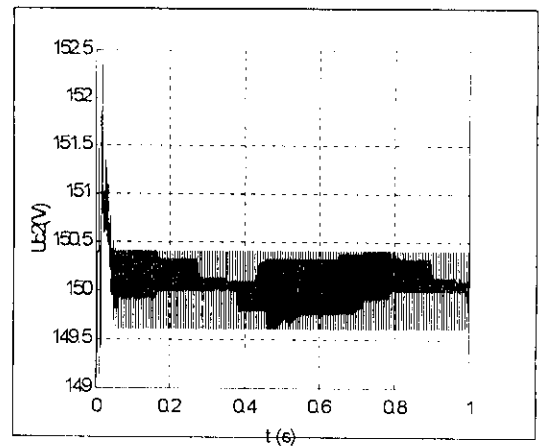


Le courant de source i_{s1} (A)

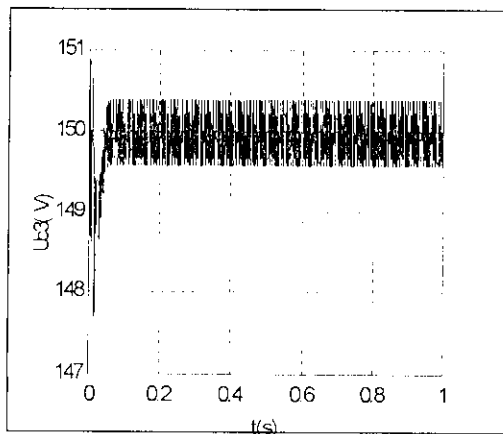
Fig (III.7.2.b) Les grandeurs simulées pour l'onduleur à cinq niveaux commandée par hystérésis en courant avec $h=1A$ $C=50mF$



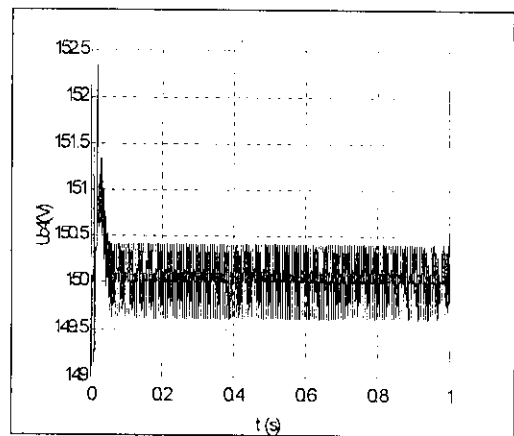
La tension $U_{c1}(V)$



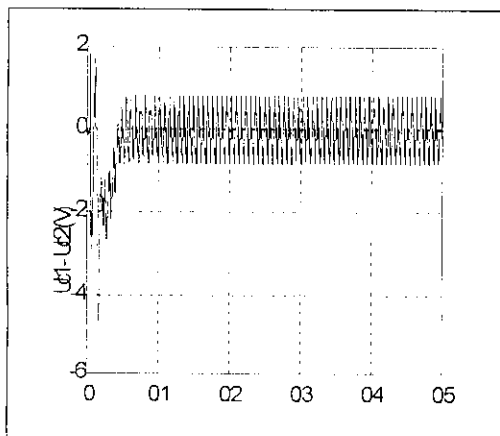
La tension $U_{c2}(V)$



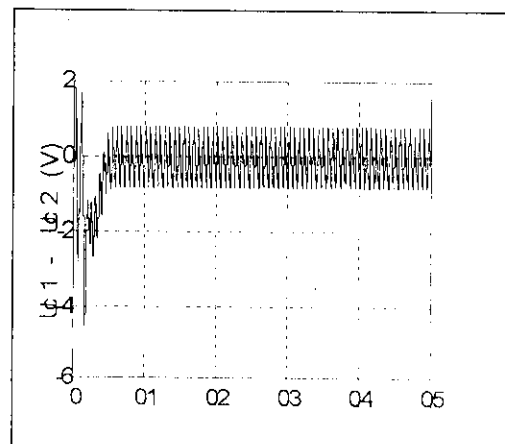
La tension $U_{c3}(V)$



La tension $U_{c4}(V)$

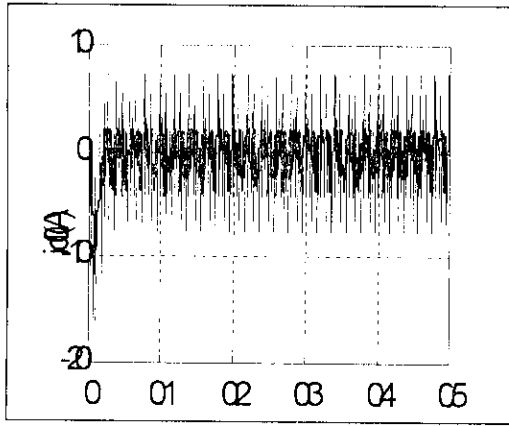


La différence entre les tension $U_{c1}-U_{c2}(V)$

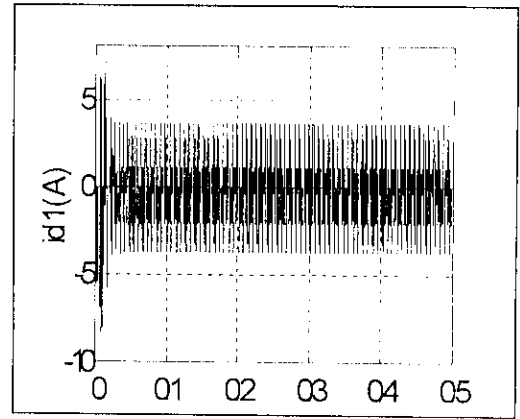


La différence entre les tension $U_{c3}-U_{c4}(V)$

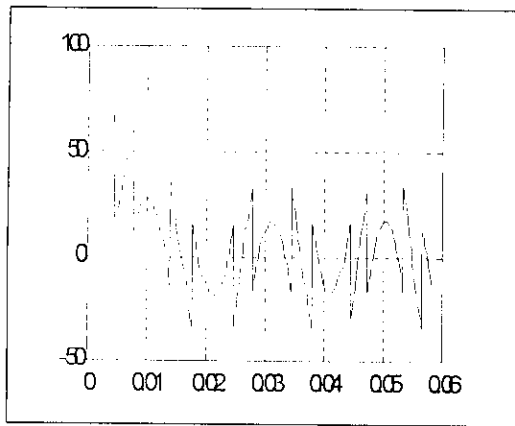
Fig. (III.7.3. a) Les grandeurs simulées pour l'onduleur à cinq niveaux commandé en courant $i=1A$ $C=50 \mu F$ et équilibrage avec circuit de Clamping



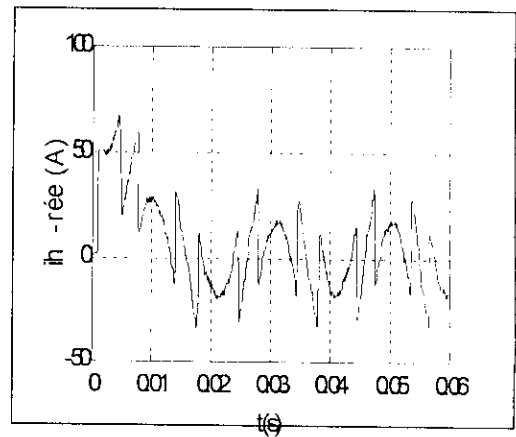
Le courant i_{d0} (A)



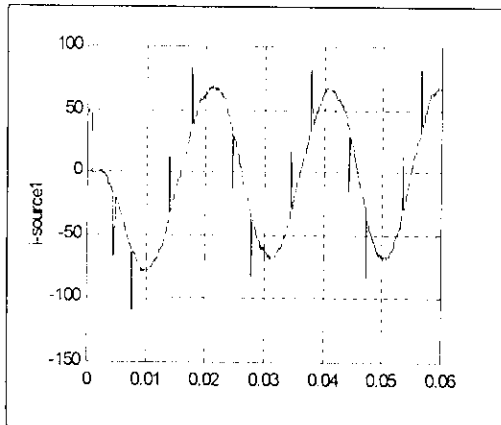
Le courant i_{d1} (A)



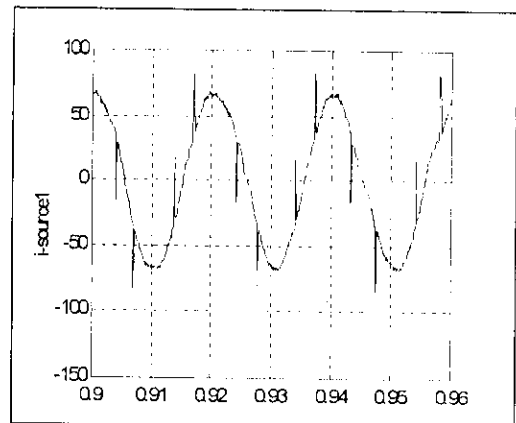
Le courant de référence i_{h1} (A)



Le courant de du filtre i_{h1} (A)



Le courant de source en temps initiale i_{s1} (A)



Le courant de source i_{s1} (A) après déstabilisation

Fig.(III.7.3. b). Les grandeurs simulées pour l'onduleur à cinq niveaux commandé en courant $i_h=1A$ $C=50 \mu F$ et équilibrage avec circuit de Clamping

Interprétation des résultats de simulation :

Les simulations ont été faites pour la charge non linéaire, redresseur à thyristor, la stratégie de commande utilisée est la commande par hystérésis en courant.

Les figures (III.6.1) et (III.7.1) montrent bien comment les tensions se déstabilisent [(Uc1, Uc2) et (Uc1, Uc2, Uc3, Uc4)], respectivement pour le cas des onduleurs à trois et cinq niveaux et d'une manière désagréable notamment lors d'utilisation des valeurs de condensateur de faible capacité $C = 50 \mu\text{F}$.

En augmentant les capacités des condensateurs à $C = 50\text{mF}$, l'instabilité des tensions d'entrée se voit diminuer, comme le montre les figures (III.6.2) (III.7.2), mais elles restent toujours instables.

Nous remarquons que, dans le cas où les tensions d'entrée seraient déséquilibrées, l'allure de la sinusoïde du courant i_s est médiocre.

Nous constatons que l'addition du circuit de Clamping a rapporté de grandes performances à notre système. Voir figures (III.6.3) (III.7.3).

- Stabilisation des tensions d'entrée en un temps transitoire très faible, malgré les grandeurs de capacités qui sont un peu faibles.
- Les résultats sont améliorés d'une manière satisfaisante.

Le courant de la source contient des pointes qui sont dûes aux variations brusques du courant de la charge non linéaire.

Le courant de sortie du redresseur en fonction de ses courants d'entrée et les fonctions de connexion des interrupteurs, est donné par :

$$I_{red} = F_{11} i_{res1} + F_{12} i_{res2} + F_{13} i_{res3} \quad (IV.1.3)$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ I_{red} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{red} \\ i_{res1} \\ i_{res2} \\ i_{res3} \end{bmatrix} \quad (IV.1.4)$$

Tel que $[N(t)]$ la matrice de conversion donnée dans le chapitre (I).

Et pour commander ce redresseur, on rendra les blocs discontinus en blocs de commande continus, en utilisant les fonctions génératrices déjà définies au chapitre(I), ainsi, on aura la matrice génératrice de conversion $[N_g(t)]$ donnée dans le même chapitre, par suite, on aura le modèle de commande suivant :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ I_{red} \end{bmatrix} = [N_g(t)] \begin{bmatrix} U_{red} \\ i_{res1} \\ i_{res2} \\ i_{res3} \end{bmatrix} \quad (IV.1.5)$$

IV.2.1. Théorie de la commande par mode de glissement :

La résolution de l'équation différentielle à second membre discontinu, développée par le mathématicien soviétique A.G FILLIPOV a donnée naissance aux développements théoriques du réglage à structure variable [15]. Ce type de réglage a été étudié d'abord en union soviétique (URSS). Par suite ces travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications possibles. Notamment avec la grande évolution technologique qu'a connu l'électronique de puissance.

Cette dernière a mis à disposition des organes de commande qui possèdent un comportement discontinu par une action à deux positions avec une commutation rapide d'une position à l'autre, il s'agit des variateurs de courant continu (exemple d'hacheur comme organe de commande monovisible, et l'onduleur triphasé à pulsation comme organe de commande multivariable).

Parmi les réglages à structure variable, nous nous intéressons au **réglage par mode de glissement** qui est une technique de commande non linéaire basée sur le choix de la surface de commutation appelée surface de glissement.

L'intérêt de la commande par mode de glissement est multiple [7]. Le plus grand lié aux propriétés de robustesse remarquable qu'elle permet d'obtenir une fois le régime glissant atteint. Ce type de commande peut être utilisé non seulement en régulation, mais aussi dans les problèmes de poursuite de trajectoires ou de poursuite de modèle.

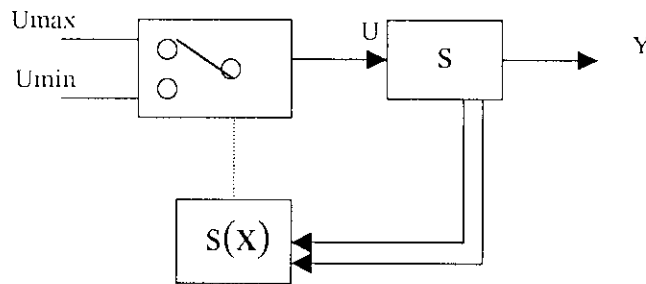
IV.2.1.1. Configuration de réglage en mode de glissement :

Fig. (IV.2.1) Structure du réglage par mode de glissement

L'organe de commande doit être conçu de sorte que la grandeur à régler ne prenne que les deux variables constantes \$U_{max}\$ ou \$U_{min}\$ [7].

La commutation entre ces deux valeurs est imposée par la loi de commutation selon la relation suivante (IV.2.1).

$$\begin{cases} U = U_{max} \text{ pour } S(x) > 0 \\ U = U_{min} \text{ pour } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.2.1})$$

\$S(x)\$ représente la surface de glissement.

IV.2.1.2. Conception de la commande par mode de glissement :

La conception du contrôleur par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de performances. Ainsi elle peut être divisée en trois étapes principales :

- a- Le choix de la surface.
- b- Etablissement des conditions d'existence et de convergence.
- c- La détermination de la loi de commande.

a. Choix de la surface en mode de glissement :

Le choix de la surface en mode de glissement tien compte de deux conditions nécessaires la première concerne le nombre de surface à choisir et la deuxième concerne leurs formes pour un système d'état donné par la formule (IV.2.2).

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, t) + g(x, t)U(t) \\ y = C^T x \end{cases} \quad y \in R^m \quad (\text{IV.2.2})$$

Pour un vecteur y de dimension (m) , il faut choisir (m) surfaces de glissement par contre le choix de la surface peut se faire dans le plan de phases comme il peut se faire dans l'espace d'état.

La surface $S(x)$ représente le comportement dynamique du système. J. J. Slotine a proposé une forme d'équations générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée. [13]

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x\right)^{r-1} e(x) \quad (\text{IV.2.3})$$

Avec :

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

λ_x : une constante positive qui représente la bande passante du réglage désiré.

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

Pour $r = 1$ $S(x) = e(x)$

$r = 2$ $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$ et ainsi de suite.

$S(x) = 0$ est une équation différentielle linéaire son unique solution est $e(x) = 0$

Le problème posé est la poursuite de la trajectoire, donc $S(x)$ tend vers zéro. ce qui est équivalent à une linéarisation exacte, fig (IV.2.2). cette dernière à pour bute de forcer l'écart $e(x)$ à avoir la dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre « r »

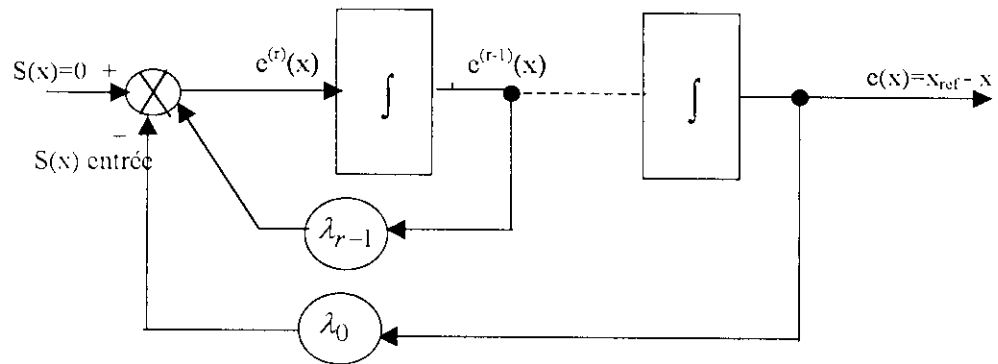


Fig (IV.2.2) Linéarisation exacte de l'écart

b. Condition de convergence :

On réalise la condition de glissement afin de contraindre les points représentatifs de la trajectoire à rester sur la surface de glissement. Nous retenons dans la littérature deux conditions, celle-ci qui correspond en mode de convergence de l'état du système.

b.1- La fonction de commutation :

La condition de convergence a été proposée par Emilyanov et Utkin [12]. Elle est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{S}(x) > 0 \text{ lorsque } S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) < 0 \text{ lorsque } S(x) > 0 \end{cases} \quad (IV.2.4)$$

Autrement dit

$$\dot{S}(x) S(x) < 0 \quad (IV.2.5)$$

La condition (IV.2.5) exige que la dérivée de $S(x)$ doit aussi changer de signe lorsqu'on passe d'un côté à l'autre de la surface. Ceci s'exprime par :

$$Sign \dot{S}(x, U_{\max}) = -Sign \dot{S}(x, U_{\min}) \quad (IV.2.6)$$

b.2- Fonction de Lyapunov :

La loi de Lyapunov consiste à choisir une loi de commutation qui fera décroître une fonction positive $V(x)$. Elle est utilisée pour estimer les performances de la commande et l'étude de la robustesse, et garantir la stabilité des systèmes non linéaires.

$$\dot{V}(x) < 0 \text{ avec } V(x) > 0 \quad (\text{IV.2.7})$$

La fonction de Lyapunov est définie par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{IV.2.8})$$

Pour que cette fonction décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci est vérifié si la relation (IV.2.5) est vérifiée.

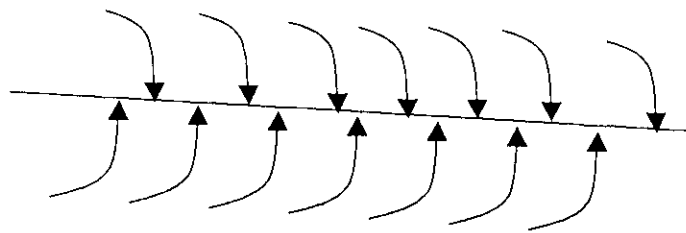


Fig (IV.2.3) Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface de glissement

c. Calcul de la commande:

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que les critères de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la variable à régler vers la surface, ensuite vers un point d'équilibre (origine du plan de phase) en maintenant la condition d'existence du mode de glissement.

Cette commande se décompose en deux parties. La première est discontinue (U_N) ayant comme but de maintenir les conditions d'attractivité, la deuxième est la commande équivalente continue, elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par :

$$\dot{S}(x) = 0 \tag{IV.2.9}$$

D'où

$$U(t) = U_{eq}(t) + U_N(t) \tag{IV.2.10}$$

Méthode d'Utkin pour la commande équivalente :

Pour le système décrit par l'équation d'état, en régime de glissement, on a [6],[12] :

$$S(x,t) = 0 \tag{IV.2.11}$$

$$\frac{dS(x,t)}{dt} = \left(\frac{\partial S}{\partial x}\right)^T \frac{dx}{dt} + \frac{\partial S}{\partial t} = \left(\frac{\partial S}{\partial x}\right)^T [(f(x,t) + g(x,t)U_{eq})] + \frac{\partial S}{\partial t} = 0 \tag{IV.2.12}$$

Avec U_{eq} la commande équivalente, déterminée à partir de (IV.2.9)

$$U_{eq}(x,t) = -\left[\left(\frac{\partial S}{\partial x}\right)^T g(x,t)\right]^{-1} \left\{ \left(\frac{\partial S}{\partial x}\right)^T f(x,t) + \frac{\partial S}{\partial t} \right\} \tag{IV.2.13}$$

Avec

$$\left[\left(\frac{\partial S}{\partial x}\right)^T g(x,t)\right] \neq 0 \tag{IV.2.14}$$

Telle que la relation (V.2.14) est la condition d'existence du mode de glissement .

En remplaçant l'expression de $U_{eq}(x, t)$ dans l'équation (IV.2.2), on obtient la trajectoire d'état de glissement suivante.

$$\frac{dx}{dt} = \left\{ 1 - g(x,t)\left[\left(\frac{\partial S}{\partial x}\right)^T g(x,t)\right]^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial x}\right)^T \right\} f(x,t) - g(x,t)\left[\left(\frac{\partial S}{\partial x}\right)^T g(x,t)\right]^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} \tag{IV.2.15}$$

La commande équivalente est interprétée physiquement comme étant une fonction continue représente la moyenne des commutations successives de U entre U_{max} et U_{min}

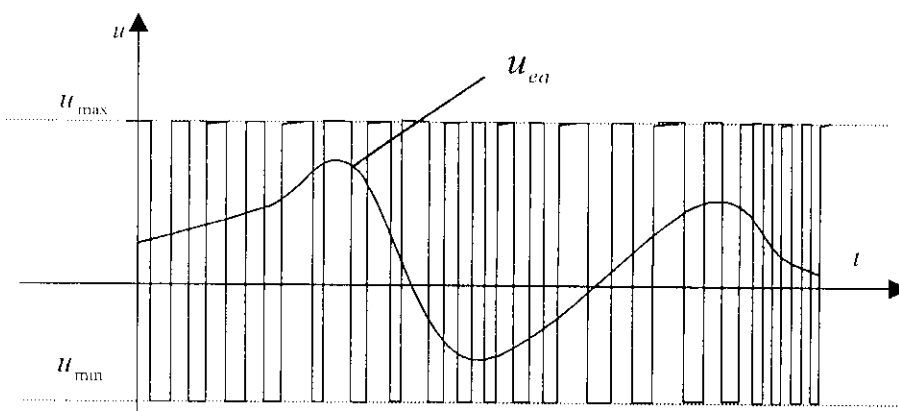


Fig. (IV.2.3) Commande équivalente et commande réelle

La partie discontinue de la commande s'annule sur la surface de commutation : $U_N = 0$

Enfin, nous donnons un schéma illustratif de la trajectoire d'état d'un système à deuxième ordre en mode de glissement.

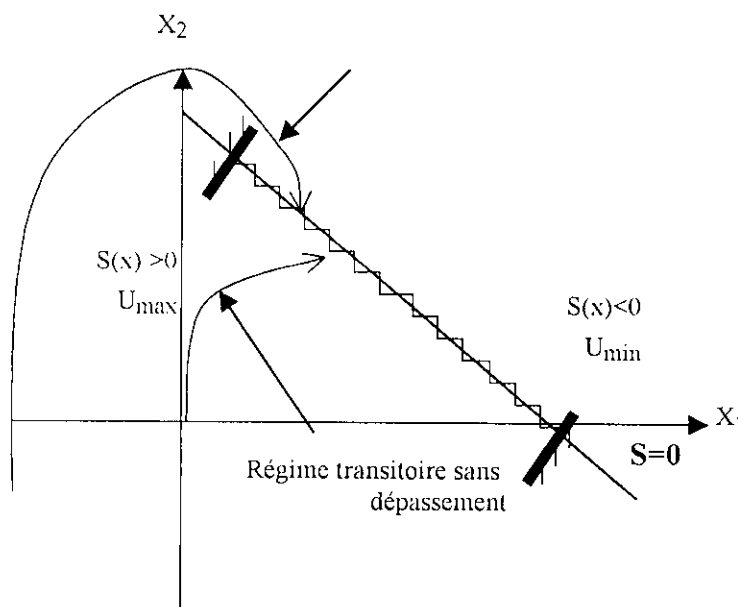


Fig. (IV.2.4) Trajectoire d'état en mode de glissement

IV.2.2. APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT POUR UN REDRESSEUR TRIPHASÉ A DEUX NIVEAUX :

IV.2.2.1. Cascade de redresseur triphasé à deux niveaux avec l'onduleur de tension :

Dans notre étude, la charge est un onduleur triphasé à deux ou à trois niveaux monté en cascade avec ce redresseur.

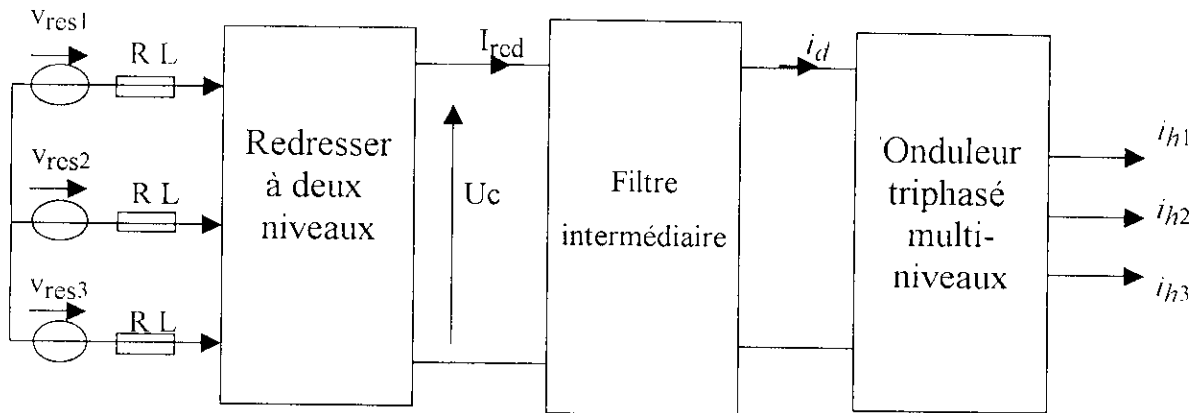


Fig. (IV.2.5) Cascade de redresseur de courant à deux niveaux avec l'onduleur de tension triphasé

IV.2.2.2. Modélisation de la boucle de tension :

La modélisation de la boucle de tension est basée sur le principe de conservation de la puissance instantanée avec l'hypothèse d'un redresseur sans pertes. Cette boucle impose la valeur efficace du courant de référence du réseau.

La puissance d'entrée est donnée comme suit :

$$P_e = \sum_{k=1}^3 \left(v_{resk} i_{resk} - R \cdot i_{resk}^2 - \frac{L}{2} \frac{di_{resk}^2}{dt} \right) \tag{IV.2.16}$$

Et la puissance de sortie est exprimée comme suit :

$$P_s = U_C I_{red} = U_C (i_C + i_{ch}) \tag{IV.2.17}$$

En utilisant la conservation de puissance et en négligeant les pertes joules dans la résistance R , on peut écrire :

$$\sum_{k=1}^3 (v_{res} i_{resk}) = \frac{L}{2} \cdot \frac{di_{resk}^2}{dt} + U_C + I_{red} \quad (\text{IV.2.18})$$

En supposant les courants du réseau sinusoïdaux et en phase avec leurs tensions v_{resk} correspondantes, on peut écrire alors :

$$3V_{eff} \cdot I_e = U_C \cdot I_{red} \quad (\text{IV.2.19})$$

Avec

$$\begin{cases} v_{resk} = \sqrt{2} V_{eff} \sin\left(\omega t - 2 \cdot \frac{\pi}{3}(k-1)\right) \\ i_{resk} = \sqrt{2} I_e \sin\left(\omega t - 2 \cdot \frac{\pi}{3}(k-1)\right) \end{cases} \quad (\text{IV.2.20})$$

Le modèle de la boucle de tension du redresseur triphasé à deux niveaux, déduit de la relation (IV.2.19) est présenté à la figure (IV.2.5) comme suit :

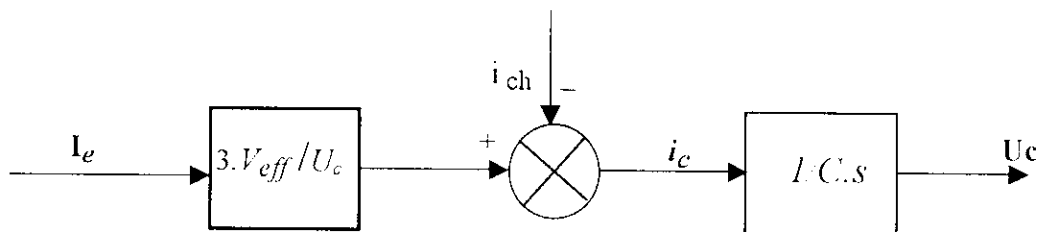


Fig.(IV.2.6) Modèle de la tension du redresseur triphasé à deux niveaux

IV.2.2.3. Dimensionnement du régulateur de tension :

A partir des équations modélisant le filtre intermédiaire entre le redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux et les onduleurs de tension triphasé à deux niveaux et à trois niveaux.

$$\begin{cases} \dot{U}_{red} = \frac{1}{c}(I_{red} - i_{ch}) \\ i_{ch} = \frac{1}{2}(i_{d1} - i_{d2}) \end{cases} \quad (IV.2.21)$$

Pour l'onduleur triphasé à deux niveaux

$$i_{ch} = i_d \quad (IV.2.22)$$

En utilisant le principe de conservation de l'énergie, on aura :

$$I_{red} = \frac{3V_e I_e}{U_{red}} \quad (IV.2.23)$$

En remplaçant dans l'équation (IV.2.21), on aura.

$$\dot{U}_{red} = \frac{1}{c} \left(\frac{3I_e V_e}{U_{red}} - i_{ch} \right) \quad (IV.2.24)$$

La grandeur à réguler est la tension de sortie du redresseur. Pour cela on choisit la surface de glissement comme suit :

$$S = U_{red} - U_{red-ref} \quad (IV.2.25)$$

La dérivée de la surface égale : $\dot{S} = \dot{U}_{red}$ (IV.2.26)

Détermination de la commande :

Pour ce faire, il suffit de choisir

$$\dot{S} = -k_1 \cdot \text{sign}(S) - k_2 \cdot S \quad (IV.2.27)$$

Avec k_1, k_2 constantes positives.

D'où, on aura la valeur efficace du courant de référence du réseau :

$$I_e = - \left[c (k_1 \cdot \text{sign}(S) + k_2 \cdot S) - i_{ch} \right] \cdot \frac{U_{red}}{3 \cdot V_e} = I_{e_Attr} + I_{e_eq} \quad (IV.2.28)$$

On constate que la commande est constituée d'une partie attractive, dépendante de la surface et qui assure la convergence vers cette dernière et s'annule si celle-ci est atteinte, et d'une partie équilibrage s'activant sur la surface et qui permet la convergence vers le point d'équilibre sur cette surface.

Pour asservir la tension U_c , un régulateur glissant est très utile, alors on propose l'algorithme ci-dessous :

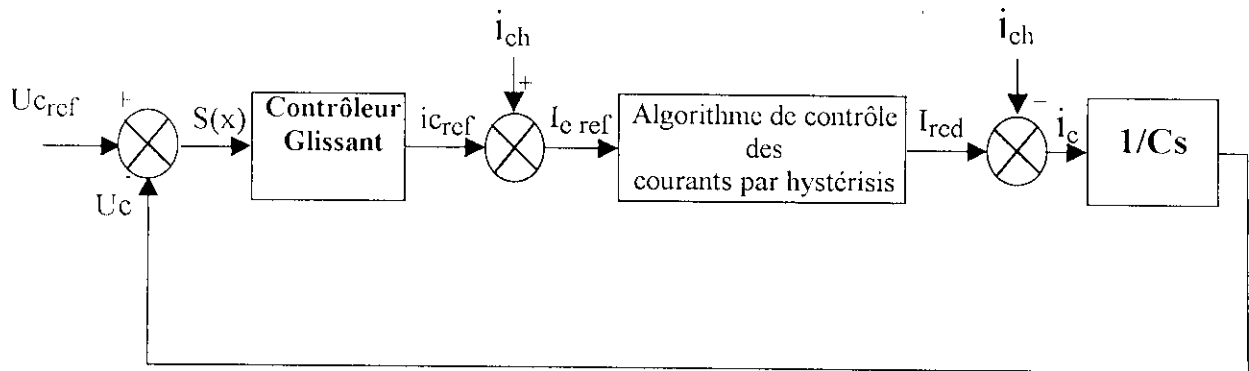


Fig (IV.2.7) Algorithme de commande par glissement de la tension de redresseur triphasé.

IV.3. Résultats des simulations :

IV.3.1. Onduleur à deux niveaux :

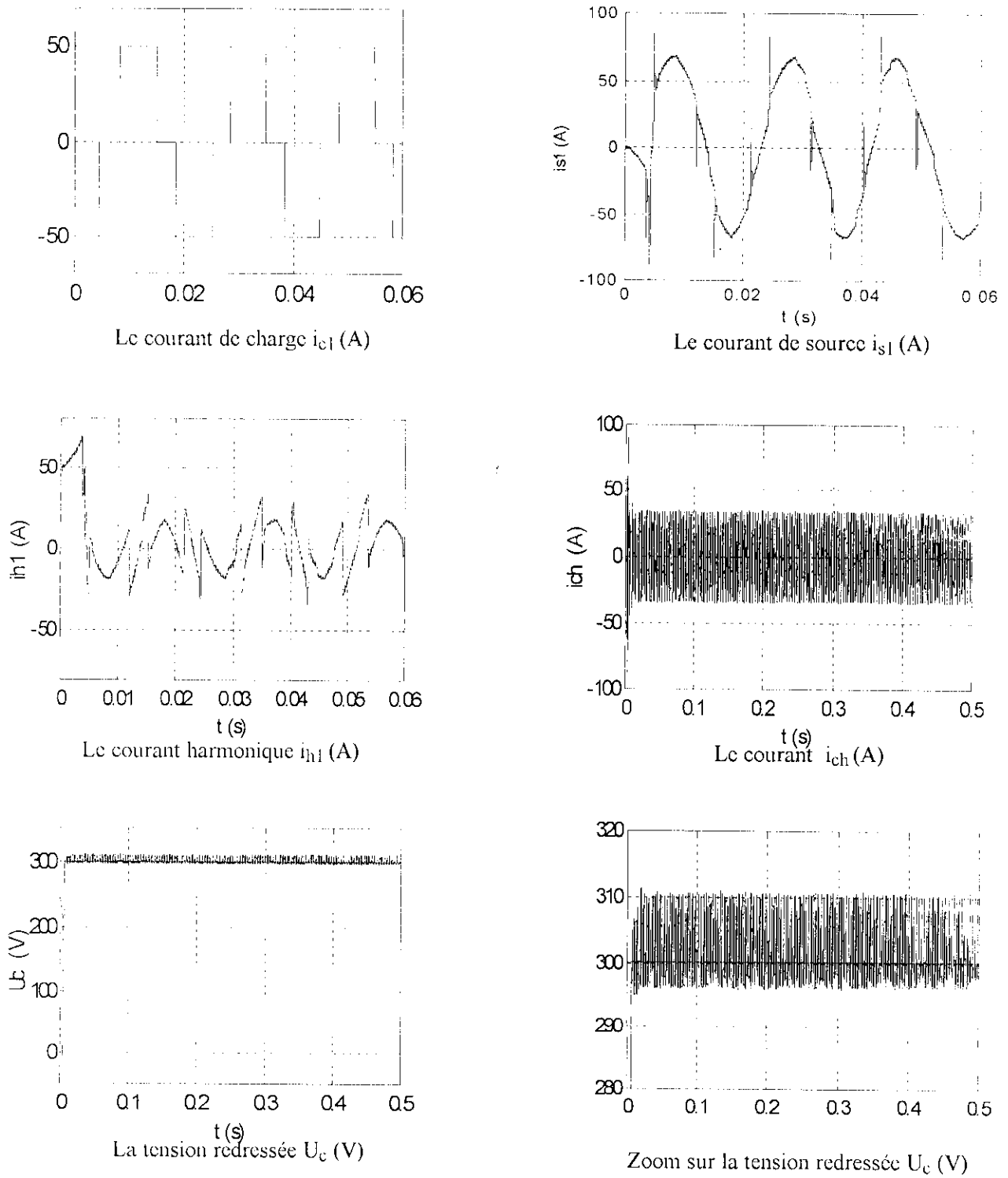


Fig.(IV.3.1) Grandeurs simulées par la stratégie d'hystérésis avec $h=1$ A, en introduisant un contrôleur glissant pour le redressement de la tension d'entrée.

IV.3.2. Onduleur à trois niveaux :

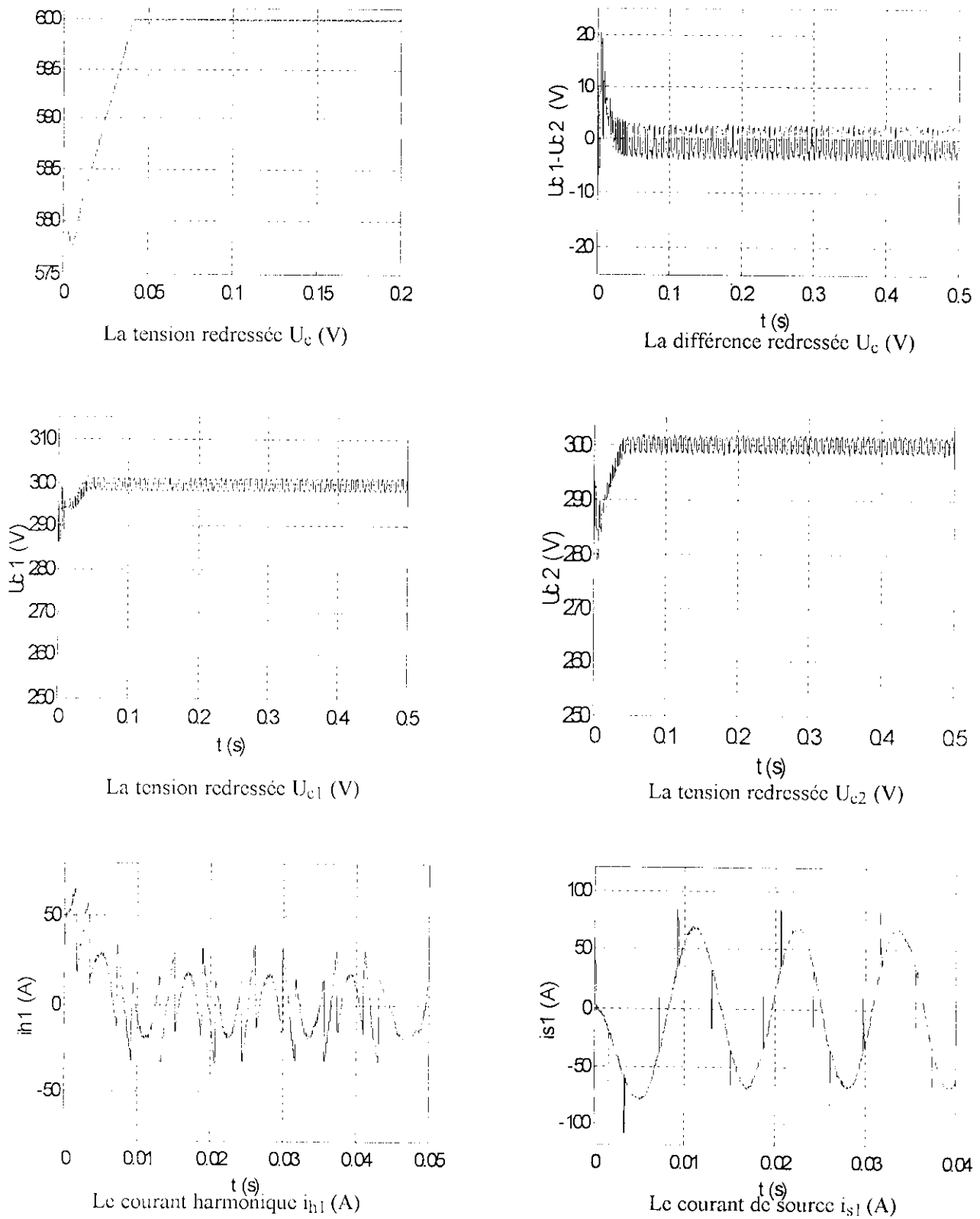


Fig.(IV.3.2) Grandeurs simulées par la stratégie d'hystérésis avec $h=1$ A, en introduisant un contrôleur glissant pour le redressement de la tension d'entrée.

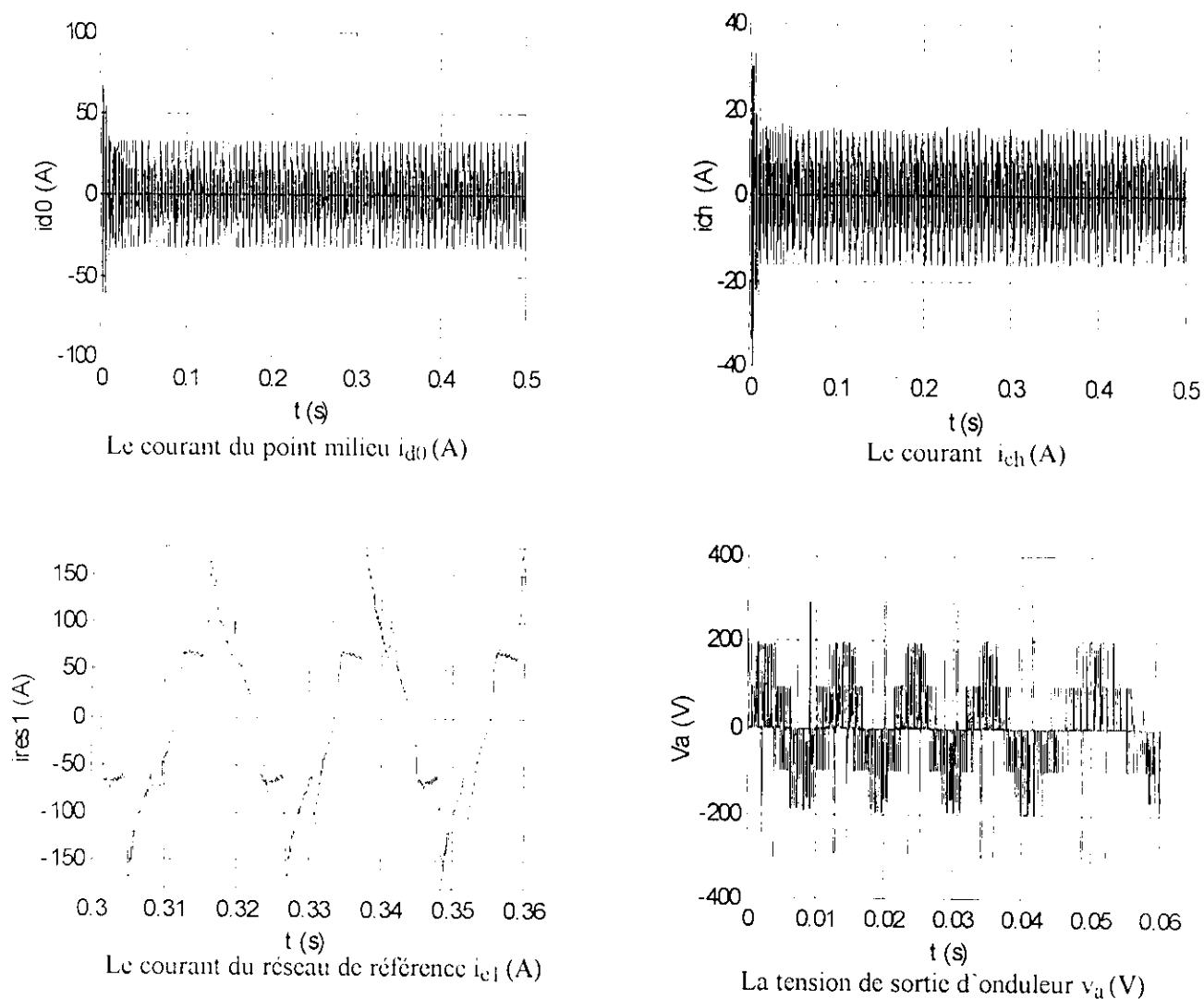


Fig (IV.3.3) Grandeurs simulées par la stratégie d'hystérésis avec $h=1$ A, en introduisant un contrôleur glissant pour le redressement de la tension d'entrée.

Interprétation des résultats :

La stratégie de commande par mode de glissement appliquée au redresseur triphasé à deux niveaux nous a permis de constater que la tension redressée glisse autour de sa référence, indépendamment de la nature de la charge, phénomène visualisé, soit pour l'onduleur à deux niveaux dans les figures (IV.3.1), où la tension de sortie de redresseur glisse autour de sa référence de 300V, soit pour l'onduleur à trois niveaux dans les figures (IV.3.2), où la tension redressée glisse autour de sa référence de 600V. Ce qui a permis au filtre de tension de garder son rendement comme dans le cas, où l'alimentation faite par une batterie.

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons évoqué le problème d'alimentation des onduleurs qui posent dans le cas des installations à grandes puissances, pour ce faire, nous avons utilisé un redresseur triphasé à deux niveaux contrôlé par mode de glissement.

La surface choisie est l'erreur entre la tension de sortie et sa référence à donner des bons résultats, vu la simplicité de sa conception et l'exécution de la tâche correctement par le correcteur.

Le phénomène de Chattering apparaît sur la tension redressée est dû à la commutation rapide de la commande et pour le résoudre on propose les fonctions Sat, Smooth [13].

Les résultats ont montré que ce type de réglage est bien adapté à la commande des convertisseurs statiques, vu sa compatibilité avec les systèmes à structure variable, notamment, ceux d'une dynamique très rapide tel que les redresseurs utilisés.

Chapitre V

Filtrage actif parallèle avec compensation de l'énergie réactive

Introduction :

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

V.1.Principe du filtrage actif avec compensation de l'énergie réactive :

Le filtrage actif avec compensation l'énergie réactive consiste à éliminer les harmoniques. Pour avoir un courant de source sinusoïdal et rendre le déphasage entre le courant et la tension du réseau nul, autrement dit, un facteur de puissance unitaire simultanément. Comme le montre la figure (V.1.b)

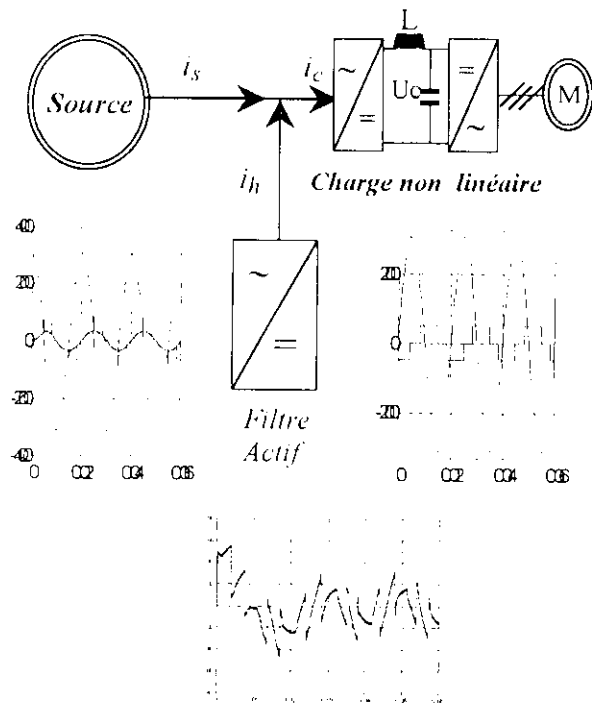


Fig.(V.1.a) filtrage actif sans compensation de l'énergie réactive

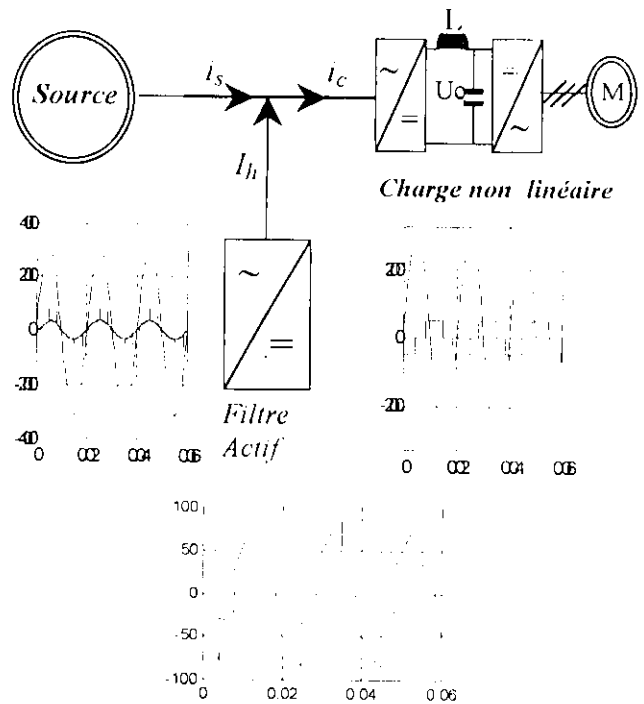


Fig.(V.1.b) filtrage actif avec compensation de l'énergie réactive

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

$$i_k = i_f + i_h = i_c - i_s \tag{V.1}$$

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

- 1- Identification des courants harmoniques de charge (i_{c1}, i_{c2}, i_{c3}).
- 2- Détermination du courant I_{s-max} .
- 3- Imposition d'une sinusoïde en phase avec la tension réseau, ce qui force l'image du courant réseau pour qu'il soit en phase avec la tension, l'extraction de ce dernier du courant de charge donne le courant de référence du filtre.

V.1.1. Détermination de la valeur I_{s-max} :

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

V.1.2. Principe de la méthode :

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

Après avoir trouvé ces deux composantes, on fait passer chacun par un filtre passe-bas pour avoir ses composantes fondamentales, comme l'explique l'algorithme de la figure(V.2).

La racine carrée de ces dernières nous spécifie la valeur maximale du courant de source de référence. En multipliant cette valeur par la sinusoïde $\sin(\omega t + \phi)$ en phase avec la tension du réseau correspondante, on aura le courant de source référence i_{s-ref} . L'extraction de ce dernier du courant de charge donne le courant de référence du filtre[10].

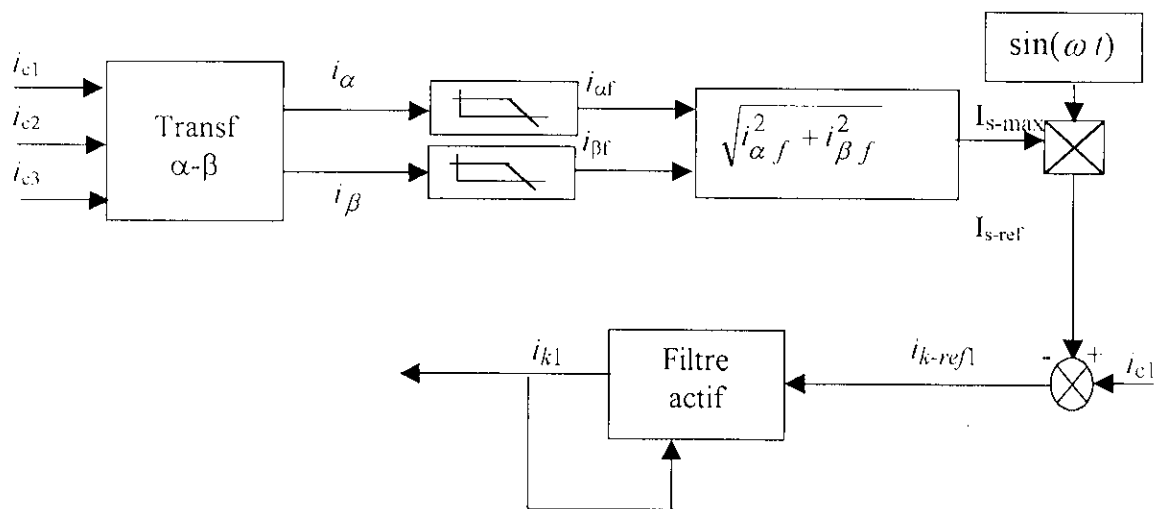


Fig.(V.2) Algorithme de la commande

V.1.3. Expression du courant de charge dans le repère $\alpha - \beta$:

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

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} \quad (V.2)$$

V.1.4. Mise en œuvre de deux filtres passe bas pour l'extraction du courant de source de référence :

La composante fondamentale des courants i_α et i_β peut être tirée, en faisant passer chacun dans filtre passe-bas, fig.(V.3).

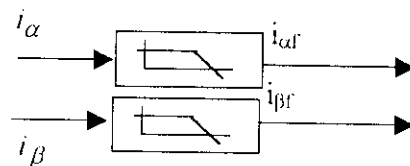


Fig (V.3) Les filtres psse-bas

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

Les deux filtres ont la même fonction de transfert suivante :

$$F(p) = \frac{k}{(1 + \tau p)^4} \quad \text{avec} \quad \frac{1}{\tau} = 2\pi f_c \quad k=4.9 \quad (V.3)$$

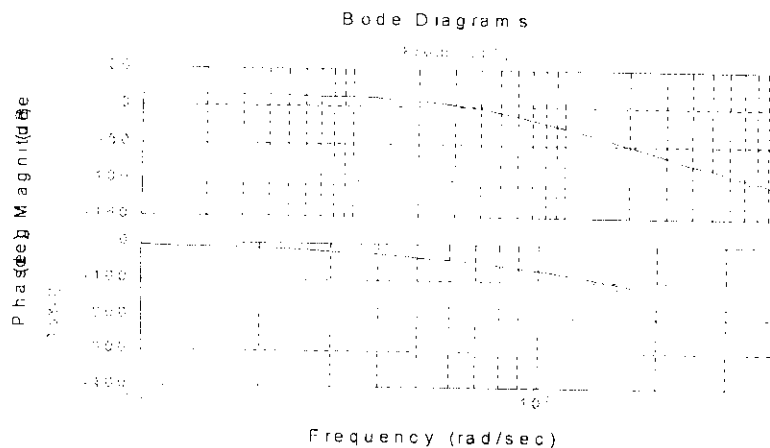


Fig. (V.4) Diagramme de Bode des filtres passe bas utilisés

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

$$I_{\max} = \sqrt{i_{\alpha f}^2 + i_{\beta f}^2} \quad (\text{V.4})$$

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

$$I_{s-ref} = I_{\max} \sin(\omega t + \phi) \quad (\text{V.5})$$

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

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

$$I_{s-ref} = I_{\max} \sin(\omega t) \quad (\text{V.6})$$

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

D'où

$$I_{k-ref} = i_c - i_{s-ref} \quad (\text{V.7})$$

Une comparaison entre le courant réel du filtre actif i_k et le courant du filtre de référence i_{k-ref} permet la détermination des commandes des interrupteurs de ce dernier.

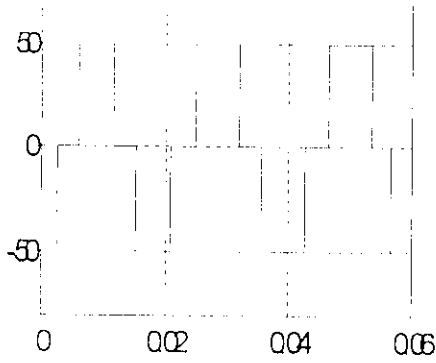
V.2. Application de principe du filtrage actif avec compensation de l'énergie réactive sur une charge non linéaire :

L'algorithme général du filtre actif d'harmonique avec compensation d'énergie réactive, en utilisant la transformation i_{α} et i_{β} , le courant de source de référence déterminé par cette méthode est soustrait du courant de charge pour déterminer le courant filtre de référence. Ce dernier est comparé au courant réel généré par le filtre pour déterminer la commande des interrupteurs du filtre actif.

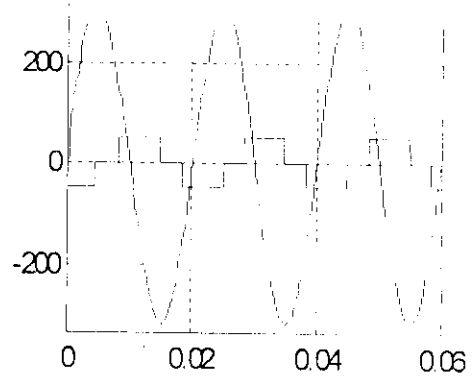
Le principe de cette méthode est appliqué sur une charge non linéaire telle qu'un pont redresseur à thyristors, pour deux angles d'amorçage ($\pi / 3$ et $\pi / 6$) pour la commande du filtre actif, en utilisant la commande par hystérésis.

V.3. Résultats de simulation :

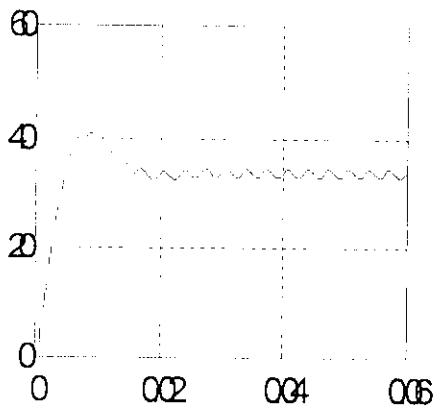
V.3.1. Onduleur à deux niveaux :



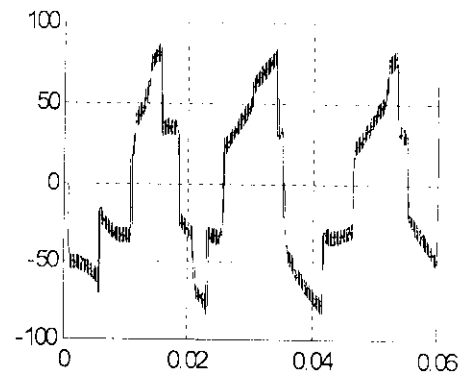
Le courant de charge ic1(A)



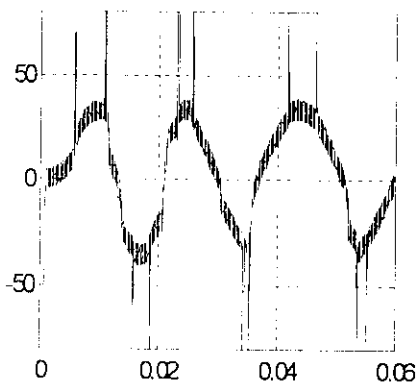
Le courant de charge et la tension du réseau



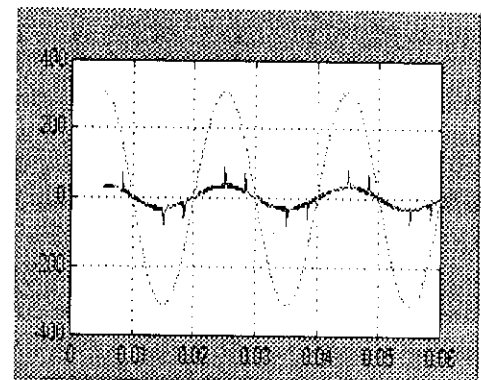
Le courant ismax (A)



Le courant du filtre réel et sa référence(A)

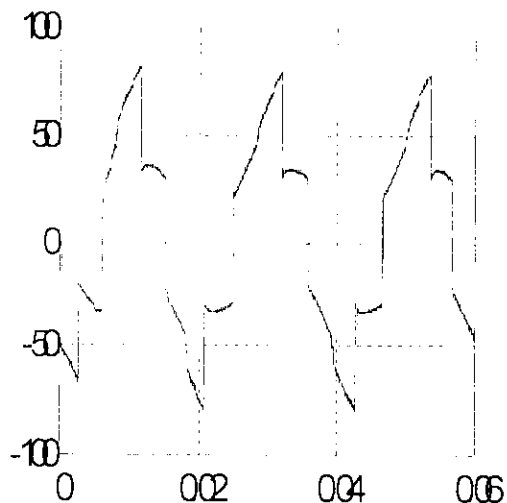


Le courant de source (A)

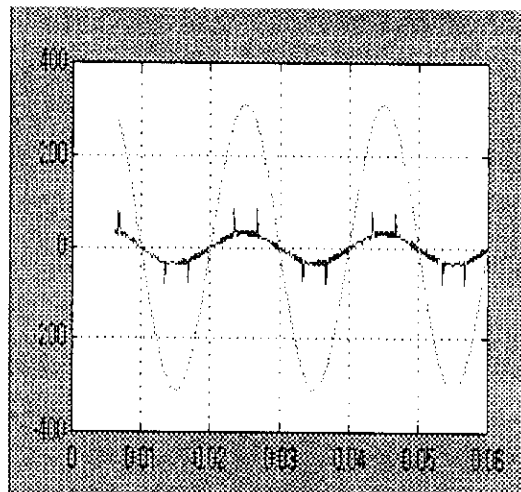


Le courant et la tension du réseau

Fig.(V.4.a) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=1$ A dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/6$)

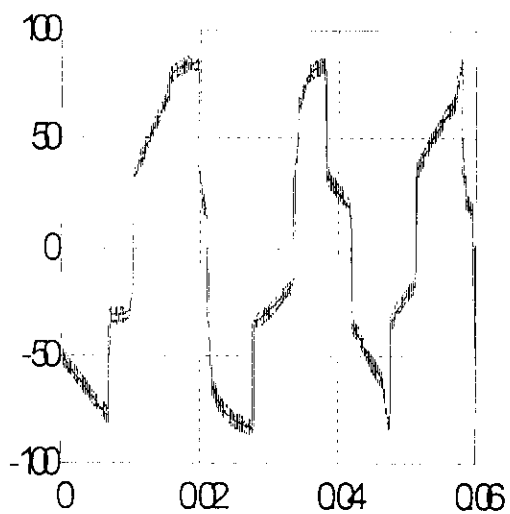


Le courant du filtre réel et sa référence (A)

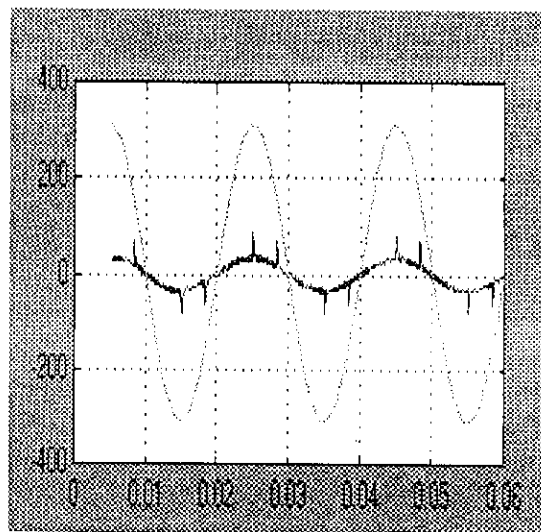


Le courant et la tension du réseau

Fig.(V.4.b) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=0.2$ A dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/6$)



Le courant du filtre réel et sa référence (A)



Le courant et la tension du réseau

Fig.(V.4.c) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=1$ A dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/3$)

V.3.2. Onduleur à trois niveaux :

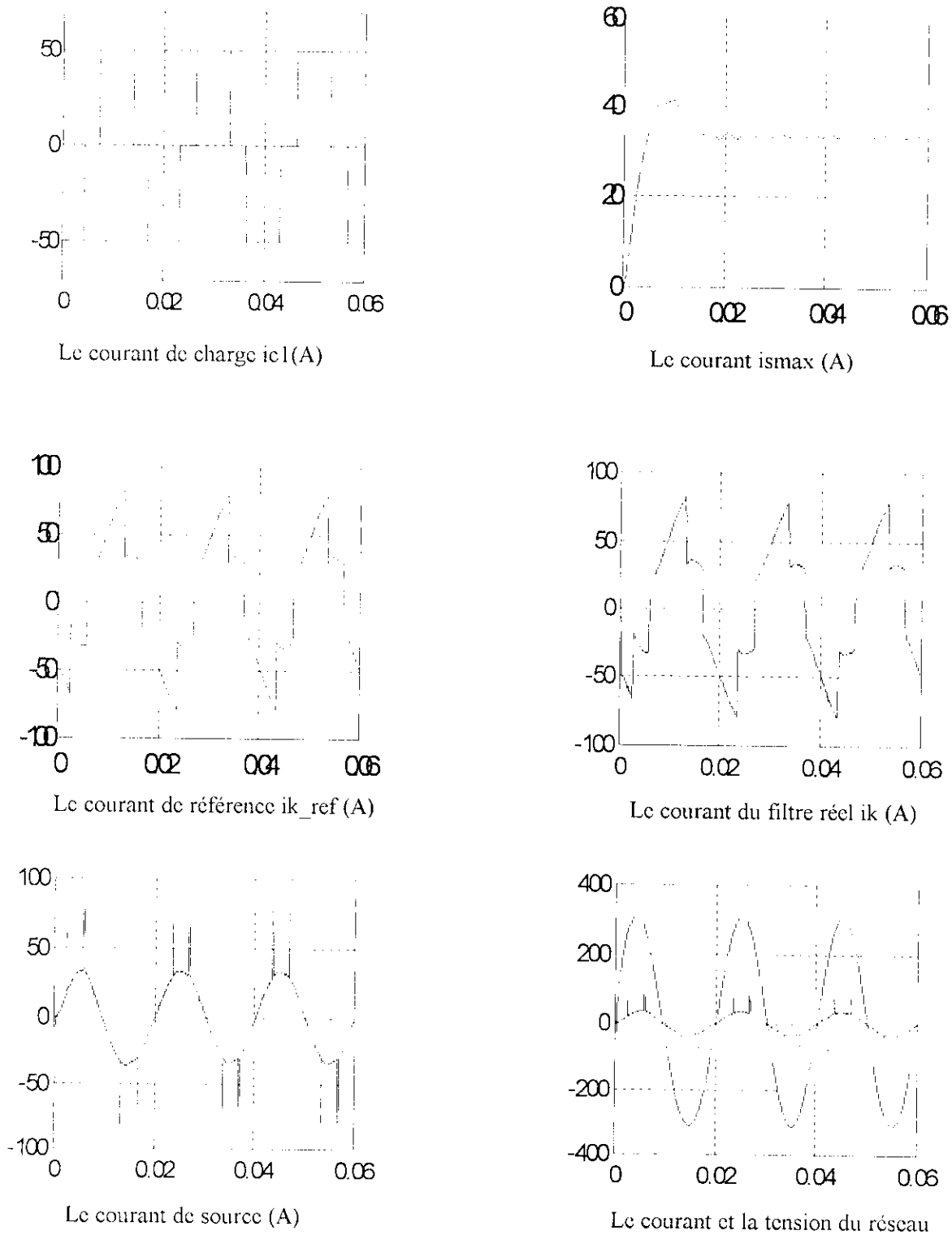
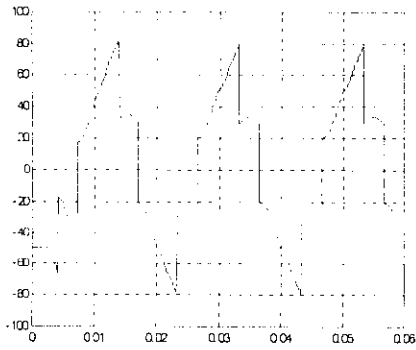
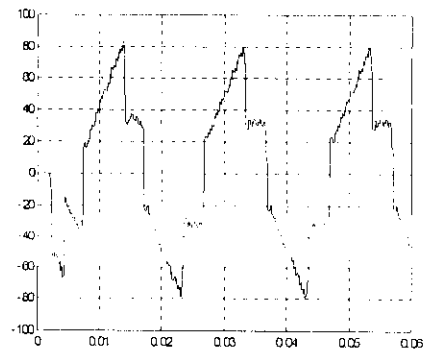


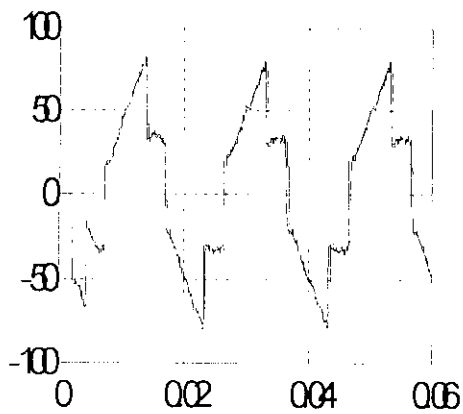
Fig (V.5.a) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=0.2 A$ dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/6$)



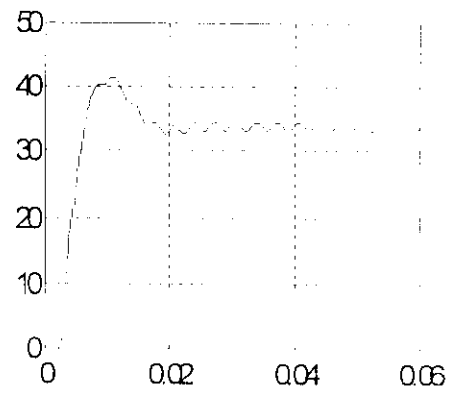
Le courant de référence i_{k_ref} (A)



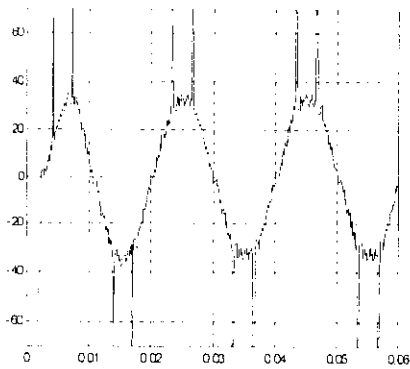
Le courant du filtre réel i_k (A)



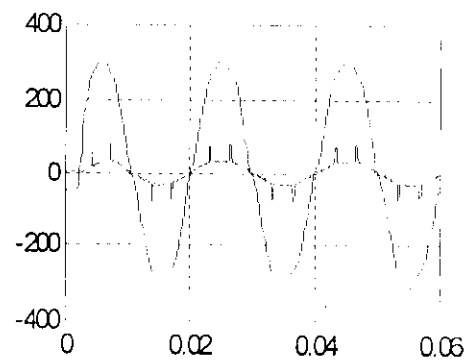
Le courant du filtre réel et sa référence



Le courant i_{smax} (A)

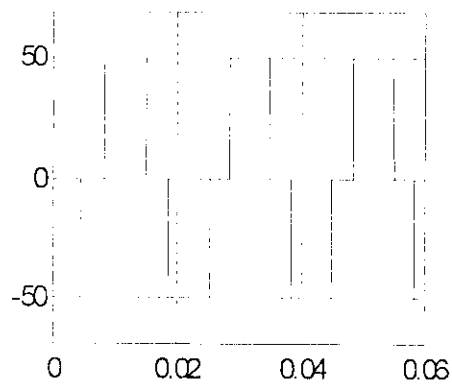


Le courant de source (A)

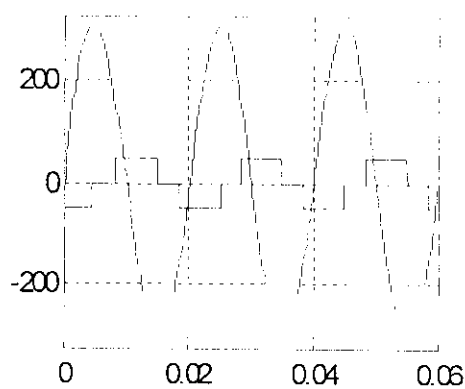


Le courant et la tension du réseau

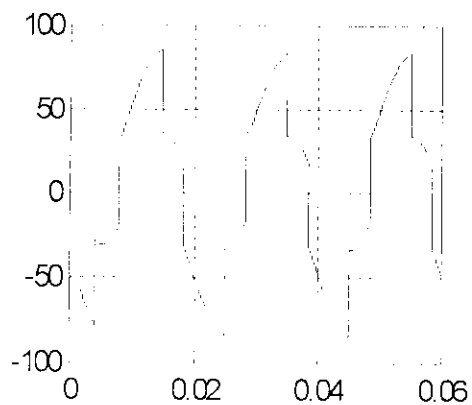
Fig.(V.5.b) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=1$ A dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/6$)



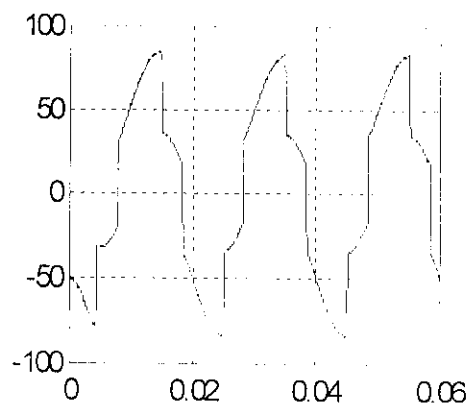
Le courant de charge i_l (A)



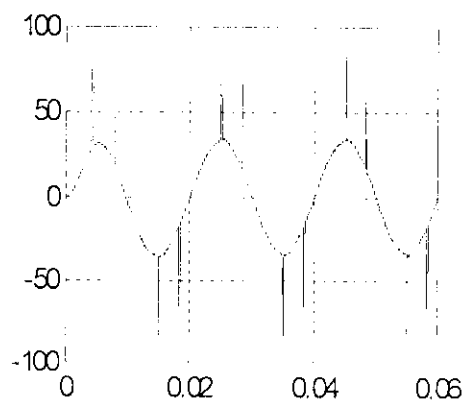
Le courant de charge et la tension du réseau



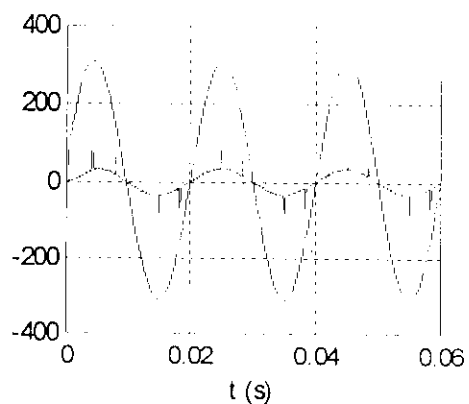
Le courant de référence i_{k_ref} (A)



Le courant du filtre réel i_k (A)

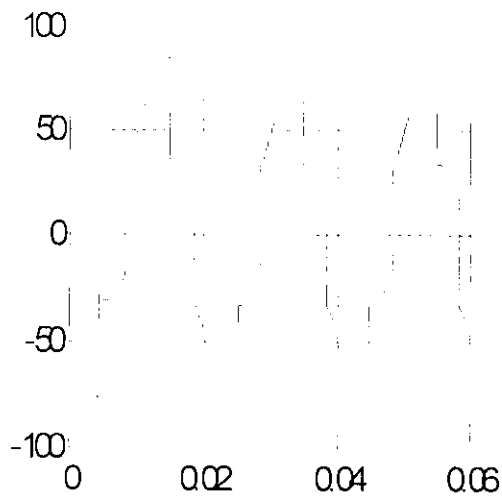


Le courant de source (A)

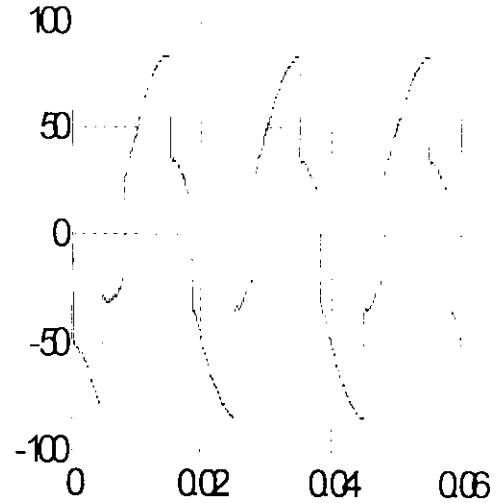


Le courant et la tension du réseau

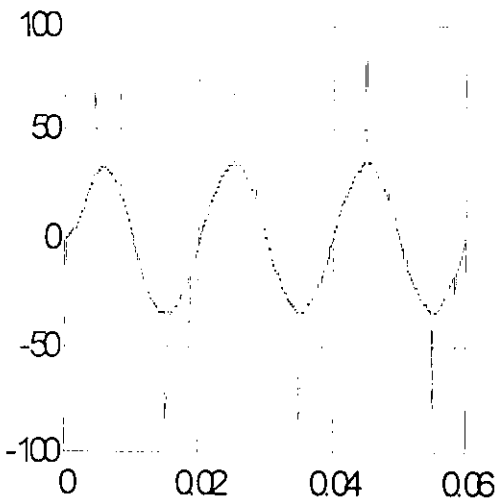
Fig.(V.5.c) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=0.2$ A dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/3$)



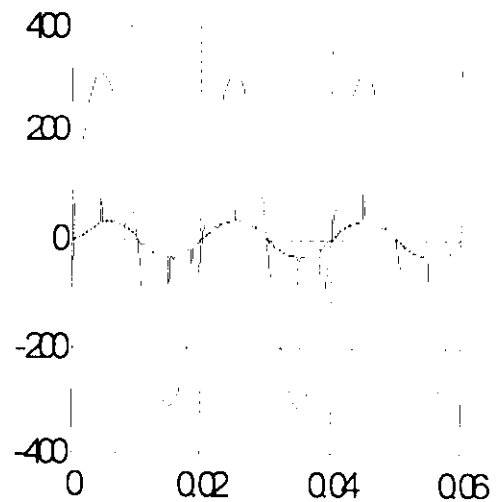
Le courant de référence i_{k_ref} (A)



Le courant du filtre réel i_k (A)



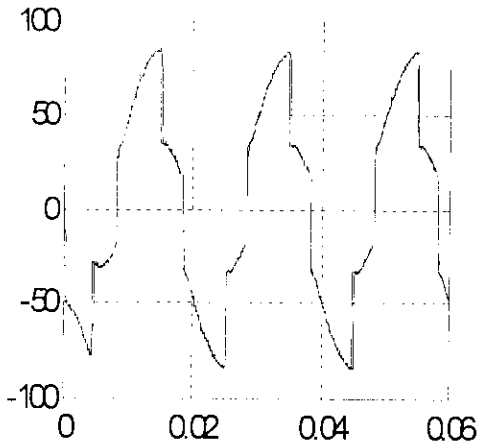
Le courant de source (A)



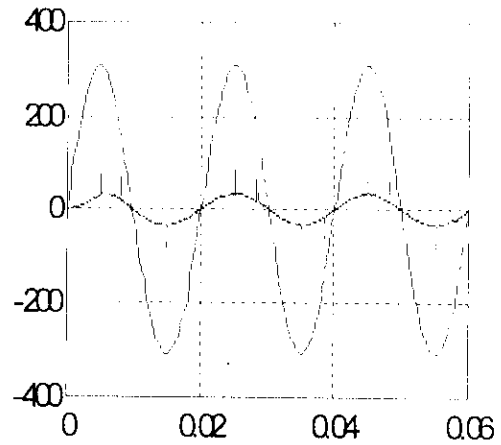
Le courant et la tension du réseau

Fig. (V.5.d) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h = 1$ A dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha = \pi/3$)

V.3.3. Onduleur à cinq niveaux :

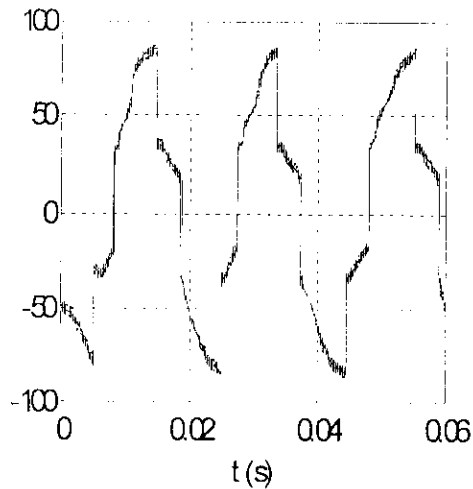


Le courant du filtre réel et sa référence

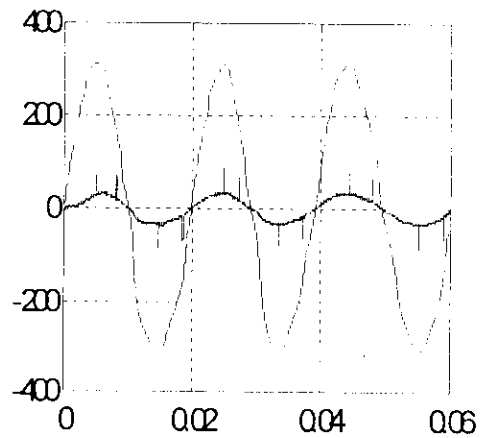


Le courant et la tension du réseau

Fig. (V.6.a) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=1$ A dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/6$)

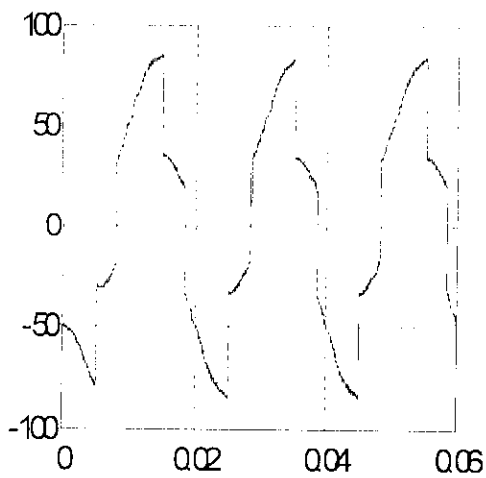


Le courant du filtre réel et sa référence

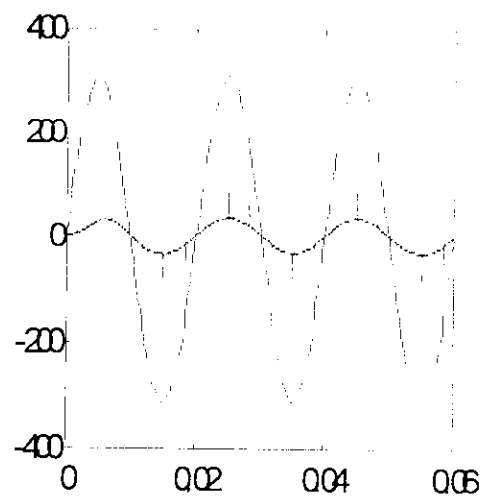


Le courant et la tension du réseau

Fig. (V.6.b) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=3$ A dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/6$)

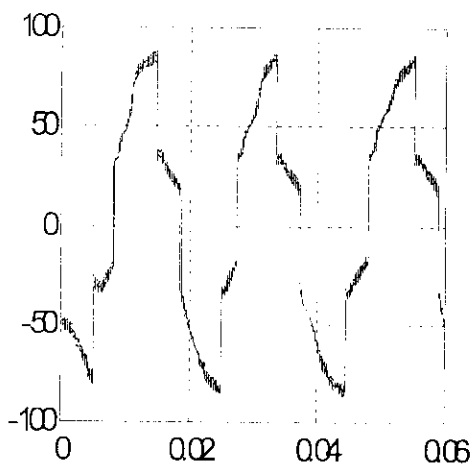


Le courant du filtre réel et sa référence

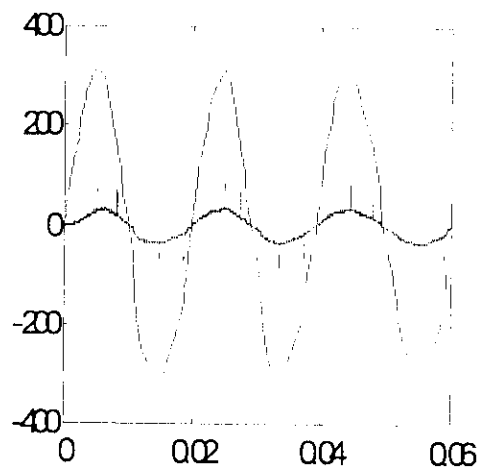


Le courant et la tension du réseau

Fig.(V.6.c) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=1$ A dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/3$)



Le courant du filtre réel et sa référence



Le courant et la tension du réseau

Fig.(V.6.d) Les grandeurs simulées pour la commande à hystérésis, avec une bande $h=3$ A dans le cas d'un redresseur à thyristors ($\alpha=\pi/3$)

Interprétation des résultats :

On constate que le courant i_k délivré par le filtre actif suit bien sa référence, lors d'utilisation des bandes hystérésis à valeurs petites pour tous les types d'onduleur, mais lorsqu'on utilise des bandes d'hystérésis de valeurs importantes les performances diminuent dans l'ordre décroissant des niveaux des onduleurs.

Ainsi, on remarque que le courant de source contient des pics, dû aux variations du courant de la charge.

Nous remarquons aussi que le déphasage est nul quel que soit l'angle d'amorçage du redresseur à thyristor utilisé comme charge non linéaire.

Conclusion :

Le but de ce chapitre est de montrer d'une manière simple comment un onduleur multi-niveaux peut être utilisé comme un compensateur du courant harmonique et de l'énergie réactive simultanément.

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

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

Conclusion générale

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

Afin d'aborder cette étude, nous avons commencé par présenter la structure de trois types d'onduleur de tension à structure NPC, et leurs modèles de connaissance sans a priori sur la commande, en utilisant la méthode de DESIGN associée au réseau de Petri, ensuite, nous avons établi un modèle de commande au sens des valeurs moyennes du convertisseur, en utilisant des fonctions génératrices. Ainsi on a montré que l'onduleur à trois niveaux est la mise en série de deux onduleurs à deux niveaux et l'onduleur à cinq niveaux est la mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux, ou bien c'est la mise en série de deux onduleurs à trois niveaux.

Dans le deuxième chapitre, nous avons évoqué le principe détaillé du filtrage actif parallèle.

D'abord, nous avons donné deux méthodes d'identification des courants harmoniques qu'absorbent les charges non linéaires, la première est basée sur la comparaison entre le courant de charge et son fondamental, la deuxième est fondée sur principe des puissances actives et réactives instantanées. Ensuite, nous avons appliqué l'algorithme de commande par hystérésis sur les trois types d'onduleur utilisés. Les résultats ont montré que l'objectif de compensation des harmoniques est atteint, cependant, les performances évoluent avec l'utilisation des onduleurs de niveaux supérieurs.

Nous avons constaté que l'utilisation des bandes d'hystérésis faibles donne des meilleurs résultats, mais ça entraîne une forte sollicitation des composants de puissance, ce qui complique la maîtrise de la commande.

Dans le chapitre II, nous avons supposé que les tensions d'entrée des onduleurs sont constantes et stables, mais cette hypothèse n'est pas vraie en pratique le fait que la tension d'entrée se déstabilise au cours de fonctionnement, alors le troisième chapitre avait pour but de stabiliser ces tensions d'entrée, pour ce faire, nous avons apporté deux types de solutions, la première est de placer des condensateurs de grandes capacités à l'entrée de l'onduleur, la seconde, est d'ajouter un pont de Clamping. Les résultats ont montré que ces deux solutions apportent un remède au problème cité, surtout lors de l'utilisation du circuit de Clamping qui rend les tensions d'entrée constantes et stables d'une manière formidable.

Dans l'étude faite dans les chapitres II et III, le filtre actif parallèle est alimenté par une batterie, or ceci n'est pas vrai en pratique que dans le cas des installations de faibles puissances. Alors, nous avons abordé au chapitre IV l'utilisation d'un redresseur triphasé à deux niveaux contrôlé par une technique moderne de l'automatique, appelée commande par mode de glissement, réputée par sa robustesse et son adaptation aux convertisseurs électriques.

Ce chapitre est divisé en deux parties, la première est consacrée pour la modélisation du redresseur à deux niveaux, cependant, la seconde illustre la mise en œuvre de l'application de la commande par mode de glissement sur un redresseur à deux niveaux.

Les résultats ont montré que ce type de réglage est bien adapté à la commande des convertisseurs statiques, vu sa compatibilité avec les systèmes à structure variable, ainsi, l'alimentation des onduleurs peut se faire à travers le réseau par l'intermédiaire d'un redresseur remplaçant les batteries notamment dans les installations à grandes puissances.

Enfin, le dernier chapitre a montré que le dispositif utilisé pour le filtrage actif parallèle des harmoniques peut être utilisé aussi pour neutraliser le déphasage entre le courant et la tension de la source, autrement dit, compenser l'énergie réactive et éliminer les harmoniques indésirables simultanément.

Annexes

Le choix de la commande complémentaire :

1. Onduleur à deux niveaux :

La commande complémentaire qui rend le système commandable à deux niveaux est :

$$\bar{B}_{k1} = B_{k0}$$

La table logique correspondante à cette commande est donnée comme suit :

B_{k1}	B_{k0}	v_k
0	1	-Uc
1	0	Uc

2. Onduleur à trois niveaux :

La commande complémentaire qui rend le système totalement commandable à trois niveaux est :

$$\begin{cases} B_{k1} = \bar{B}_{k4} \\ B_{k2} = \bar{B}_{k3} \end{cases}$$

La table logique correspondante à cette commande est donnée ci-dessous :

B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	v_k
0	0	1	1	-Uc2
0	1	1	0	Non connue
1	0	1	1	0
1	1	0	0	Uc1

3. Onduleur à cinq niveaux :

La commande complémentaire qui rend le système totalement commandable à cinq

niveaux est :

$$\begin{cases} B_{k4} = \bar{B}_{k2} \\ B_{k5} = \bar{B}_{k1} \\ B_{k6} = \bar{B}_{k3} \end{cases}$$

La table logique correspondante à cette commande est donnée ci-dessous :

B _{k1}	B _{k2}	B _{k3}	B _{k4}	B _{k5}	B _{k6}	v _k
0	0	0	1	1	1	-Uc3-Uc4
0	0	1	1	1	0	0
0	1	0	0	1	1	Non connue
1	0	0	1	0	1	Non connue
0	1	1	0	1	0	Uc1
1	0	1	1	0	0	Non connue
1	1	0	0	0	1	Non connue
1	1	1	0	0	0	Uc1+Uc2

N.B : v_k est la tension de sortie du bras k par rapport au point milieu.

Fonction de transfert des filtres passe bas utilisés :

Pour l'extraction du fondamental du courant de la charge, la fonction de transfert de filtre passe bas est :

$$F(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + 2 \frac{\xi}{\omega_n} s + 1}$$

Avec $\omega_n = 2\pi f_b$ est la pulsation propre et ξ est le coefficient d'amortissement.

La fonction de transfert du filtre passe bas utilisé lors de la compensation de l'énergie réactive est donnée comme suit:

$$G(s) = k \left(\frac{1}{1 + \tau s} \right)^4 \quad \text{tel que} \quad \tau = 1 / 2\pi f_c, \quad f = 50 \text{ HZ} \quad \text{et} \quad k = 4.9$$

Charges du filtre actif :

$$R = 0.1 \Omega, \quad L = 0.01 \text{ H}$$

Chapitre IV:

Les constantes positives utilisées lors de la commande par mode de glissement sont :

$$k1=8, \quad k2=15000$$

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **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.
- [2] **E.M. Berkouk ,Y.B.Ramdhane ,G.Manesse** «Knowledge and control models for three-level voltage inverters ».IMACS, Allemagne, 1995.
- [3] **E.M. Berkouk ,Y.B.Ramdhane ,G.Manesse** « Etude comparative entre un onduleur deux et trois niveaux pour la conduite d'une machine asynchrone triphasée » , EPE, Suisse, 1994.
- [4] **S.Boulekerachef**, « Analyse et commande d'un onduleur à structure NPC. Application à la machine asynchrone commandé par logique floue ». Thèse Magister, ENP, Alger 2001.
- [5] **M. Boulkhrachef , L.kadri**, « Méthodologie de commande de la machine asynchrone incluant la logique floue ». P.F.E ,ENP, Alger,1997.
- [6] **F.Boudjema** , «Commande par mode de glissement application aux convertisseurs électriques ». Thèse Doctorat , CNRS ,Toulouse Lausanne, 1991.
- [7] **H. Bühler** , «Réglage par mode de glissement» presses polytechniques Romandes, Lausanne,1986.
- [8] **H.Bühler**, «Conception des systèmes automatiques» presses polytechniques Romandes, Lausanne,1989.
- [9] **H.Akagi, Y.Kenzawa, A. Nabae** « Generalized theory of the instantaneous reactive reactive power in tree-phase circuit» IPEC, Tokyo, 83, pp.1375-1384.
- [10] **I. Ait hammouda, H. Cherouat** , « Commande non linéaire d'un filtre actif parallèle à trois niveaux ». PFE, ENP, 2000.
- [11] **K.Aliouane** , « Contribution et l'étude du filtrage actif d'harmonique des réseaux de distribution à l'aide de l'association de filtres séries et passifs parallèles ». Thèse doctorat INPL,Nancy, 1995.
- [12] **V.I.Utkin** , «Sliding mode control design principles and application to electric drives» IEEE, Trans. Automat. Contr, Vol Ac-22 pp.212-222,1977.
- [13] **J.J. Slotine** « Sliding controller design for non-linear systems », international journal control, Vol. 43,N°2, pp.421-434, 1984.
- [14]**G.Seguir, F.Labrique**, «Les convertisseurs de l'électronique de puissance» Tome.II,Ed. Tec et Doc,Lavoisier,1989.

- [15] **A. F. Filipov** « Differential equations with second members discontinuous on intersecting surface ». Vol 15, N°10, pp.1814-1832, 1979.
- [16] **H.Faucher**, « Modélisation des convertisseurs en pont bidirectionnel en courant, application au redressement et au filtrage ». Thèse doctorat, Paris VI, 1993.
- [17] **N.Lourci, R.Amour** « Modélisation et commande d'un onduleur à cinq niveaux à structure NPC application à la machine asynchrone », PFE, ENP, 1998.
- [18] **Y. Abdelli, M.I.Krouma** « Filtrage Actif Parallèle à trois niveaux, principe, réglage et stabilisation ». PFE, ENP, 1997.
- [19] **H. Foch, F. Forest, T. Meynard** « Onduleurs de tension ». Techniques de l'ingénieur, D3 176, Toulouse, 1998.
- [20] **H. Foch, Y.Chéron** « Convertisseurs continu-alternatif et alternatif continu ». Techniques de l'ingénieur, D3 170, Toulouse, 1993.
- [21] **J.P. Hautier, G.Manesse** « Utilisation des réseaux de Petri pour l'analyse des systèmes électriques » D3 740, Paris, 1989.
- [22] **A. Akhenak, D. Cherifi** « Différents Algorithmes de commande d'un filtre actif parallèle ». , DER génie électrique et informatique, ENP, Alger 1995
- [24] **P. Delarue, R.Bausière** « Filtres Actifs: Commande directe du courant de lignes », Colloque « Perturbation réciproques des convertisseurs et des réseaux », Nantes, pp.201-213, 1995.