

**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE**

**UNIVERSITE FERHAT ABBAS - SETIF  
UFAS (ALGERIE)**

## **MEMOIRE**

Présenté à la faculté des sciences de l'ingénieur  
Département d'électrotechnique  
Pour l'obtention du diplôme de

## **MAGISTER**

Option : **Machines électriques et leur commande**

Par :

**Mr : BELHAOUCHET Nouri**

## **THEME**

**La commande dead beat à hystérésis appliquée à l'onduleur  
et au Hacheur AC PWM : Etude par simulation**

Soutenu le : **02/05/2005** devant la commission d'examen :

<b>Dr: M. MOSTEFAI</b>	<b>Maître de conférences</b>	<b>U. Sétif</b>	<b>Président</b>
<b>PR : T. REKIOUA</b>	<b>Professeur</b>	<b>U. Béjaia</b>	<b>Examineur</b>
<b>Dr : N. KHENFER</b>	<b>Maître de conférences</b>	<b>U. Sétif</b>	<b>Examineur</b>
<b>PR : F. KRIM</b>	<b>Professeur</b>	<b>U. Sétif</b>	<b>Rapporteur</b>

## Avant-propos

Le présent travail a été effectué au laboratoire d'électronique de puissance et de commande industrielle (LEPCI) sous la direction du professeur **F.Krim**.

Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements et ma profonde gratitude au **Pr F.KRIM**, Professeur au département d'électronique de l'université de Sétif, pour son accueil au laboratoire LEPCI et pour l'encadrement de ce travail.

Je tiens à exprimer mes remerciements à toutes les personnes qui ont accepté de faire partie de mon jury de thèse.


- ◆ **Dr M. MOSTEFAI**, Maître de conférences au département d'électrotechnique de l'université de Sétif, qui m'a fait l'honneur de présider le jury.
- ◆ **Pr T. REKIOUA**, Professeur à l'université de Béjaia, pour avoir accepté de participer au jury, et pour l'intérêt qu'il a porté à mon travail.
- ◆ **Dr N. KHENFER**, Maître de conférences au département d'électronique de l'université de Sétif, en acceptant de faire partie du jury d'examen pour la soutenance de ce travail, et de porter un intérêt certain à ce modeste travail.

Je souhaite également remercier Monsieur **L. RAHMANI**, chargé de cours et responsable du laboratoire d'électronique de puissance, pour ses conseils.

J'adresse mes sincères remerciements à tous mes amis qui m'ont aidé, de près ou de loin, pour l'élaboration de ce travail.

# *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail à :*

 *Mes très chers parents qui n'ont pas cessé de m'encourager et de m'aider pour bien suivre mes études.*

 *Mes frères et sœurs.*

 *Mes neveux et nièces.*

 *Toute ma famille.*

 *Tous mes amis et plus particulièrement*

*H.H.A.M.L.A.*

# ***NOMENCLATURE***

## Nomenclature

$m$	Indice de modulation
$r$	Coefficient de réglage
$V_{dc}$	Tension d'alimentation de l'onduleur.
$V_s$	Tension d'alimentation du hacheur
$e$	Force électromotrice
$u$	Tension aux bornes de la charge
$u^*$	Tension de référence
$u_n$	Tension normalisée
$u_0$	Potentiel du neutre par rapport au point milieu de la source d'alimentation de l'onduleur.
$u_N$	Potentiel du neutre du moteur par rapport au neutre la source d'alimentation du hacheur alternatif.
$i_{ch}$	Courant de charge
$i^*$	Courant de référence
$B$	Bande d'hystérésis
$\delta$	Déphasage entre la force électromotrice et le courant
$\varphi$	Déphasage entre la tension et le courant
$R$	Résistance d'un enroulement du moteur
$L$	Inductance d'un enroulement du moteur
$\varepsilon$	Erreur de courant
$T$	Période de commutation réelle
$T_d$	Période de commutation désirée
$f$	Fréquence de commutation réelle
$f_d$	Fréquence de commutation désirée
$\Phi$	Déphasage entre le signal de synchronisation et le signal réel
$u_a, u_b, u_c$	Tensions de trois phases a, b, c.
$u_a^*, u_b^*, u_c^*$	Tensions de référence de trois phases a, b, c
$e_a, e_b, e_c$	Forces électromotrices de trois phases a, b, c

$e_a^*, e_b^*, e_c^*$	Forces électromotrices de référence de trois phases a, b, c
$\varepsilon_a$	Erreur de courant correspondant à la phase a
$\gamma_a$	Terme de découplage
$\zeta_a$	Erreur de courant découplée
THD	Taux d'harmoniques de distorsion

# ***SOMMAIRE***

# SOMMAIRE

	page
<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>1</b>
<b><u>CHAPITRE I : STRATEGIES DE COMMANDE PAR MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSIONS</u></b>	
I.1. Introduction .....	3
I.2. Commande par modulation de largeur d'impulsions PWM.....	3
I.2.1. Commandes PWM explicites .....	4
I.2.2 Commandes PWM implicites .....	4
I.2.2.1 PWM triangulo-sinusoïdale.....	4
I.2.2.2. Commande par modulation conventionnelle .....	5
I.2.2.3. Modulation Delta .....	6
I.2.2.4. Modulation par hystérésis .....	8
I.3. Conclusion .....	9
<b><u>CHAPITRE II : ETUDE DE LA COMMANDE DE COURANT PAR HYSTERESIS DE L'ONDULEUR</u></b>	
II.1. Introduction.....	10
II.2. Etude de la technique par hystérésis de l'onduleur monophasé.....	10
II.2.1. Le contrôle par hystérésis à bande fixe (FBHC).....	12
II.2.1.1. Détermination des intervalles de conduction .....	13
II.2.2 Le contrôle par hystérésis à bande sinusoïdale (SBHC).....	15
II.2.3 Le contrôle par hystérésis à bande adaptative.....	17
II.2.3.1. Principe de fonctionnement.....	17
II.2.4 Le contrôle par hystérésis à bande adaptative synchrone.....	21
II.2.4.1. Principe de fonctionnement de la commande par hystérésis à bande adaptative avec correction de la bande.....	21
II.3. Etude de la commande de courant par hystérésis de l'onduleur triphasé .....	26
II.3.1. Principe de fonctionnement .....	26
II.3.1.1. Moteur avec neutre relié au point milieu de la source d'alimentation .....	26
II.3.1.2 Moteur avec neutre isolé du point milieu de la source d'alimentation .....	27
II.4. Conclusion .....	29
<b><u>CHAPITRE III : ETUDE DE LA COMMANDE DE COURANT PAR HYSTERESIS DU HACHEUR ALTERNATIF</u></b>	
III.1. Introduction.....	30
III.2. Etude de la technique par hystérésis du hacheur alternatif monophasé.....	30
III.2.1. Le contrôle par hystérésis à bande fixe (FBHC).....	31
III.2.1.1. Détermination des intervalles de conduction.....	31



III.2.2. Le contrôle par hystérésis à bande sinusoïdale (SBHC).....	33
III.2.3. Le contrôle par hystérésis à bande adaptative.....	34
III.2.3.1. Principe de fonctionnement.....	34
III.2.4 Le contrôle par hystérésis à bande adaptative synchrone.....	37
III.2.4.1. Analyse de la stabilité de la PLL.....	37
III.3. Etude de la commande de courant par hystérésis du hacheur alternatif Triphasé .....	39
III.3.1. Principe de fonctionnement .....	39
III.3.1.1. Association en étoile de trois hacheurs monophasés avec le neutre du moteur relié au neutre du réseau.....	39
III.3.1.2. Association en étoile de trois hacheurs monophasés avec le neutre du moteur isolé du neutre du réseau.....	40
II.4. Conclusion .....	42

**CHAPITRE IV : ETUDE PAR SIMULATION DE LA COMMANDE DE COURANT PAR HYSTERESIS DE L'ONDULEUR**

IV.1. Introduction .....	43
IV.2. Etude par simulation de la technique par hystérésis de l'onduleur monophasé.....	43
IV.2.1 Fonctionnement en simulation de la technique FBHC .....	43
IV.2.1.1 Modèle de simulation .....	44
IV.2.1.2 Description des différents blocs de simulation .....	44
IV.2.1.3 Fonctionnement en simulation de la technique FBHC avec variation de la tension d'entrée.....	45
IV.2.2 Fonctionnement en simulation de la technique SBHC .....	46
IV.2.2.1 Modèle de simulation .....	46
IV.2.2.2 Description des différents blocs de simulation .....	46
IV.2.3 Fonctionnement en simulation de la technique de commande de courant par hystérésis à bande adaptative.....	51
IV.2.3.1 Modèle de simulation.....	51
IV.2.3.2 Description des différents blocs de simulation .....	51
IV.2.3.3 Etude statique des performances de la loi de commande .....	51
IV.2.3.4 Etude dynamique des performances de la loi de commande .....	54
IV.2.3.4.1 Fonctionnement avec variations de la consigne.....	54
IV.2.4 Fonctionnement en simulation de la technique de commande de courant par hystérésis à bande adaptative synchrone.....	57
IV.2.4.1 Modèle de simulation .....	57
IV.2.4.2 Description des différents blocs de simulation .....	57
IV.2.4.3 Etude statique des performances de la loi de commande .....	57
IV.2.4.4 Etude dynamique des performances de la loi de commande .....	59
IV.2.4.4.1 Fonctionnement avec variation de la consigne.....	59
IV.2.4.5 Exemple d'instabilité de la PLL.....	61

IV.2.5. Variation du THD en fonction de la largeur de bande maximale pour la FBHC et dead beat.....	63
IV.3. Etude par simulation de la technique par hystérésis de l'onduleur triphasé.....	64
IV.3.1 Modèles de simulation .....	64
IV.3.2 Simulation des modèles de l'onduleur triphasé avec la commande FBHC .....	64
IV.3.3 Simulation du modèle de l'onduleur triphasé avec neutre isolé commandé par la technique de commande par hystérésis dead beat du premier ordre .....	65
IV.3.4 Simulation du modèle de l'onduleur triphasé avec neutre isolé commandé par dead beat synchrone.....	67
IV.4. Conclusion.....	67
<b><u>CHAPITRE V: ETUDE PAR SIMULATION DE LA COMMANDE DE COURANT PAR HYSTERESIS DU HACHEUR ALTERNATIF MONOPHASE</u></b>	
V.1. Introduction .....	69
V.2. Etude par simulation de la commande de courant par hystérésis du hacheur alternatif monophasé .....	69
V.2.1 Fonctionnement en simulation de la technique FBHC.....	69
V.2.1.2 Description des différents blocs de simulation .....	70
V.2.1.3 Fonctionnement en simulation de la technique FBHC avec variation de la tension d'entrée.....	75
V.2.2 Fonctionnement en simulation de la technique SBHC .....	76
V.2.2.1 Modèle de simulation .....	76
V.2.2.2 Description des différents blocs de simulation .....	76
V.2.3 Fonctionnement en simulation de la technique de commande de courant par hystérésis à bande adaptative.....	78
V.2.3.1 Modèle de simulation .....	78
V.2.3.2 Description des différents blocs de simulation .....	78
V.2.3.3 Etude statique des performances de la loi de commande .....	79
V.2.3.4 Etude dynamique des performances de la loi de commande .....	82
V.2.3.4.1 Fonctionnement avec variation de la consigne .....	82
V.2.4 Fonctionnement en simulation de la technique de commande de courant par hystérésis à bande adaptative synchrone.....	85
V.2.4.1 Modèle de simulation.....	85
V.2.4.2 Description des différents blocs de simulation .....	85
V.2.5. Variation du THD de courant de charge en fonction de la largeur de bande maximale pour la FBHC et dead beat.....	86
V.3. Conclusion.....	87
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>88</b>

**BIBLIOGRAPHIE**



***INTRODUCTION***  
***GENERALE***

## Introduction générale

L'électronique de puissance est considérée comme la discipline traitant de la conversion de l'énergie électrique produit sous ses deux formes usuelles, alternatives et continues, afin de la rendre exploitable pour de nombreux domaines.

Les convertisseurs statiques constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance, présent dans le domaine d'applications les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatifs. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part, sur le développement des composantes à semi-conducteurs entièrement commandables, puissantes, robustes et rapides. D'autre part, sur la loi de commande des interrupteurs de puissance.

La commande des convertisseurs statiques a fait l'objet de nombreux travaux qui se situent entre le domaine de l'automatique et de l'électronique de puissance. Ces travaux visent à améliorer les performances globales du convertisseur par une meilleure adaptation de la commande à la structure du convertisseur [1].

L'objectif de la commande en boucle fermée des convertisseurs statiques consiste à rendre la grandeur de sortie indépendante des variations de la tension d'alimentation, et de rejeter les perturbations introduites par des impacts de charge.

La commande par hystérésis est une commande en boucle fermée, permet le contrôle direct du courant de charge, reste une stratégie de commande privilégiée. La robustesse de cette stratégie de commande présente un point fort, contrairement à une autre loi de commande, ses performances dynamiques sont maintenues quelque soient les variations des paramètres.

Une loi de commutation avec hystérésis entraîne le fonctionnement à fréquence variable des interrupteurs. Cet inconvénient peut être contourné par l'addition d'une loi numérique basée sur une stratégie dead beat.

On a vu ces dernières années plusieurs travaux de recherches réalisés sur ce type de commande pour l'onduleur [2], [3]. En effet, jusqu'à présent, aucun travail n'a été présenté concernant les hacheurs alternatifs. C'est la raison pour laquelle nous favorisons dans ce travail une loi de commande dead beat à hystérésis appliquée à deux types de convertisseurs, l'onduleur, et le hacheur alternatif.

Le développement de ce thème de travail réalisé dans ce mémoire est réparti en cinq chapitres, tel que :

Le premier chapitre est consacré aux stratégies de commande par modulation de largeur d'impulsions, que ce soit explicites ou implicites.

Le deuxième chapitre expose le principe de la stratégie de commande par hystérésis à bande fixe et à bande sinusoïdale de l'onduleur de tension monophasé et triphasé, et le développement de la loi de commande dead beat du premier ordre avec et sans synchronisation, afin d'éviter l'inconvénient inhérent à la commande à bande fixe.

Le troisième chapitre présente l'étude théorique de la stratégie de commande de courant par hystérésis à bande fixe et à bande sinusoïdale du hacheur alternatif monophasé et triphasé et le développement de la loi de commande dead beat proposée.

Le quatrième et le cinquième chapitre sont consacrés respectivement à la simulation numérique de la commande par hystérésis de l'onduleur et du hacheur alternatif, et d'examiner les performances de la loi de commande dead beat.

Et enfin nous aboutirons à la conclusion finale qui couronne notre travail et perspectives.

# **CHAPITRE I**

*Stratégies de commande par  
modulation de largeur d'impulsions*

**I.1. Introduction :**

La machine asynchrone fonctionnant à vitesse variable peut être alimentée par des convertisseurs continu-alternatif (onduleurs) ou par des convertisseurs alternatif-alternatif. Le contrôle est effectué à tension (ou courant) variable (un degré de liberté), à fréquence variable (un degré de liberté), à tension (ou courant) et fréquence variables (deux degrés de liberté).

Le bon fonctionnement d'un convertisseur résulte d'une adéquation forte entre les différents éléments, c'est-à-dire la structure de conversion, les composants de puissance et la loi de commande.

A l'heure actuelle, la mise au point des lois de commande pour ces convertisseurs est dans la plupart des cas issue d'une extension des techniques de l'automatique linéaire. Si ces procédures sont largement éprouvées, elles arrivent difficilement à suivre les exigences de plus en plus importantes nécessitant des stratégies de commande plus adaptées à la structure du convertisseur.

Les apports techniques récents dans le domaine de l'automatique non linéaire ont permis d'améliorer les performances dynamiques et statiques de la stabilité et de contrôle des grandeurs essentielles du convertisseur [4].

Il y a principalement deux types de stratégies de commande de largeur d'impulsions pour ces convertisseurs, c'est dans le souci d'améliorer le spectre harmonique de la grandeur de sortie.

En effet, il est possible d'appliquer un certain motif de commande aux électrodes de commande afin de produire l'harmonique fondamental désiré en sortie. Dans ce cas, la grandeur de commande du système correspond à la durée de conduction des interrupteurs et c'est pour cette raison que la stratégie de commande est qualifiée de "commande en durée".

Une autre méthode consiste à définir l'état des interrupteurs directement en fonction de l'évolution du courant ou de la tension, les performances dynamiques seront alors caractérisées par l'évolution de grandeur d'état, c'est pour cette raison que la stratégie de commande est qualifiée de "commande en amplitude".

**I.2. Commande par modulation de largeur d'impulsions PWM:**

Les techniques PWM peuvent être classées en deux catégories suivant que les angles de commutation sont exprimés par un calcul numérique ou bien proviennent d'une fonction de régulation.



Dans le premier cas, nous dirons que nous avons une commande PWM explicite, tandis que dans le second cas elle est qualifiée d'implicite.

### **I.2.1. Commandes PWM Explicites [5]:**

Leur principe est basé sur la détermination à priori des instants de commutations des interrupteurs de puissance formant l'onduleur ou le hacheur alternatif par le biais du développement en série de Fourier des formes d'ondes souhaitées en sortie qui répondent à des critères prédéfinis (taux d'harmoniques, valeur du terme fondamental).

Dans les stratégies PWM implicites, il est extrêmement délicat de faire apparaître certains critères sous forme analytique de manière à pouvoir les intégrer au circuit de régulation qui fonctionne en général dans le domaine linéaire. C'est ainsi que dans le circuit de commande en boucle fermée que la prise en compte simultanée de l'amplitude du fondamental de la tension de sortie, de l'amplitude des harmoniques des courants de charge et de source est pratiquement impossible.

Afin de s'intéresser de manière simultanée à ces critères, nous allons aborder les techniques de modulation calculée, dans les quelles il est possible de faire apparaître des conditions explicites. Par contre la détermination des angles de commutation par la méthode de R.G.Hoft et H.Patel [6], ne se fera que par résolution du système d'équations non linéaires.

### **I.2.2. Commandes PWM implicites:**

Les techniques PWM implicites ont été développées essentiellement pour les convertisseurs continu-alternatif mais elles peuvent parfaitement être étendues aux convertisseurs alternatif-alternatif construits autour d'interrupteurs fonctionnant à commutation forcée. Plusieurs techniques analogiques sont largement utilisées pour contrôler le mode d'opération de ces convertisseurs à savoir :

#### **I.2.2.1. PWM triangulo-sinusoïdale :**

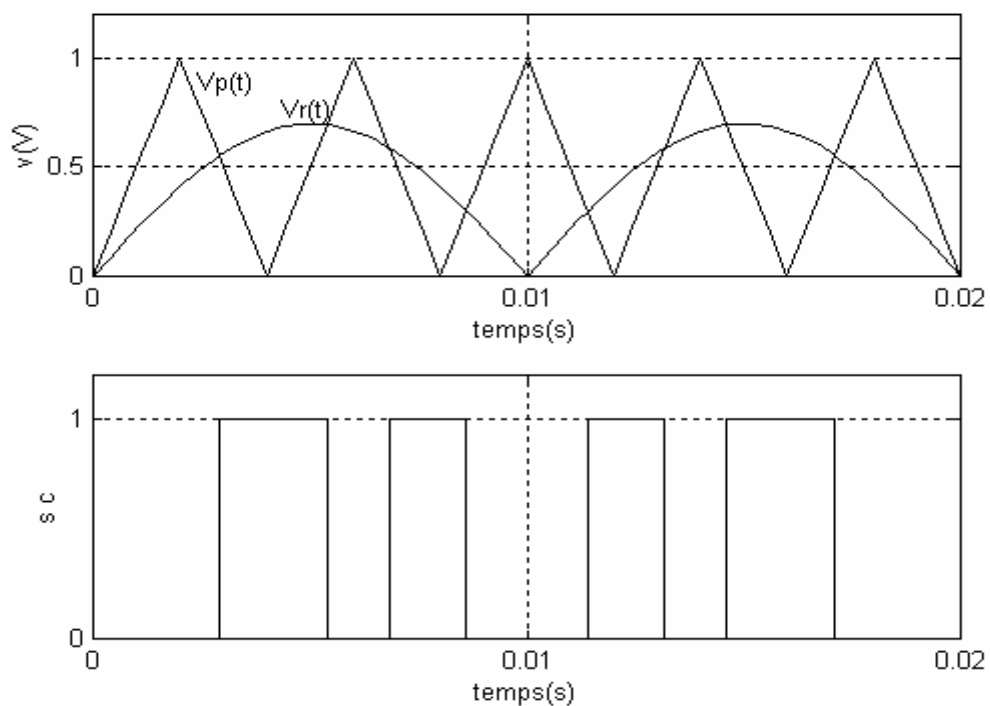
##### **➤ Principe :**

La stratégie triangulo-sinusoïdale est réalisée par comparaison d'une onde modulante de basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse de haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante.

➤ **Caractéristiques de la technique :**

Deux paramètres caractérisent la technique :

- ✓ **L'indice de modulation (m):** On le définit par le rapport  $(\frac{f_p}{f_r})$  de la fréquence de la porteuse et de la référence.
- ✓ **Le coefficient de réglage en tension (r):** On le définit comme le rapport  $(\frac{A_r}{A_p})$  de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de la porteuse.



**Fig I.1.** Principe de la commande PWM triangulo-sinusoidale

### I.2.2.2. Commande par modulation conventionnelle :

Une onde porteuse triangulaire à haute fréquence est comparée à un signal de référence constant variant dans l'intervalle [0 1]. L'intersection de ces deux signaux permet de définir les instants de commutation. La figure (I.2) montre le principe de la commande par modulation conventionnelle.

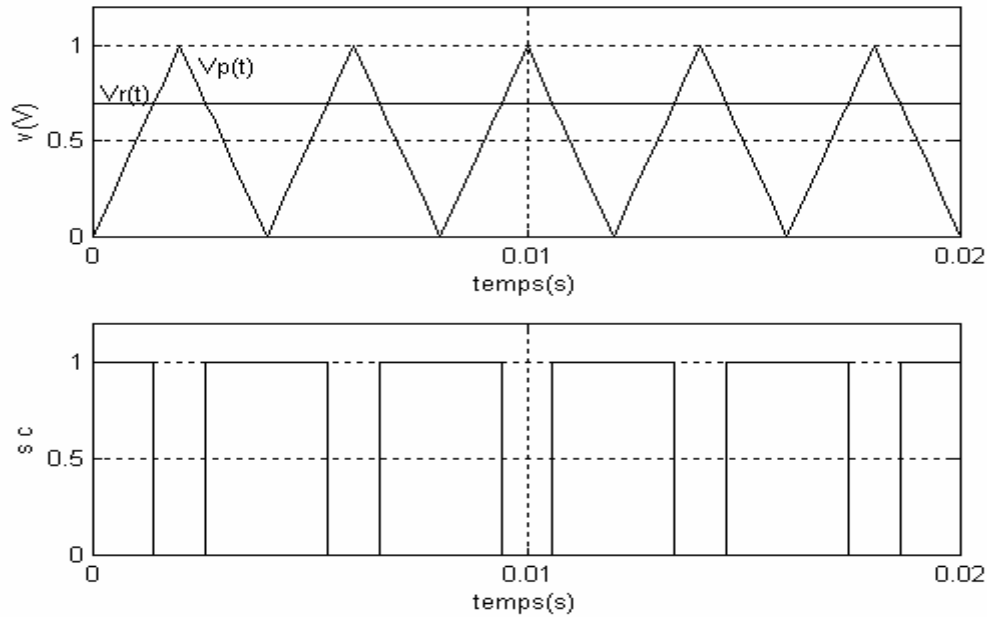


Fig I.2. Principe de la commande par modulation conventionnelle.

### I.2.2.3. Modulation Delta :

Le principe de la modulation Delta a été présenté pour la première fois en 1981 par P.ZIOGAS [7], pour la réduction automatique des harmoniques de la tension à la sortie des convertisseurs continu- alternatif. De plus, cette technique est applicable à des formes d'ondes quelconques, ce qui permet de fixer a priori le spectre de la tension alternative.

La stratégie de commande permet le recopie d'une onde sinusoïdale redressée de référence  $V_r$  à partir d'une porteuse  $V_p$  de fréquence multiple entier de la fréquence de la modulation qui oscille dans une fenêtre d'amplitude  $2\Delta V$ . Les instants de commutation sont déterminés au moment où le signal atteint une des limites de la fenêtre. A cet instant, la pente de la porteuse change de signe et si nous notons "A" la pente de la porteuse et V le signal de commutation, nous aurons les conditions logiques suivantes : Si  $A \geq 0$  alors  $V=1$ , sinon  $V=0$ .

La technique DM (Delta modulé) est une variation de signe d'impulsions utilisées dans les réseaux de communications [8], c'est une méthode simple pour convertir un signal analogique en un signal numérique. La figure (I.3) est un diagramme de blocs fonctionnels de delta, avec  $\bar{x}(t)$  l'estimation du signal réel  $x(t)$ , initialement  $\bar{x}(t) < x(t)$ , la première impulsion a le point de  $+\Delta$ , quand l'impulsion prend le retour et passe par l'intégrateur, elle produit un changement de pas pour une hauteur  $\Delta$ , ce procédé continue jusqu'à ce que  $\bar{x}(t)$  dépasse  $x(t)$  et crée une impulsion négative.

La technique Delta modulé est une technique implicite en boucle ouverte (absence de la notion de temps réel). Son utilisation pour les onduleurs a enrichi les caractéristiques de ce type de convertisseurs. Selon certains travaux [9], l'application de cette technique pour le hacheur alternatif peut améliorer la commande de ce type de convertisseur.

Dans cette technique, l'onde triangulaire est l'estimation de l'onde sinusoïdale, elle doit osciller dans un intervalle de largeur  $2\Delta V$  et suivre le signal de référence  $V_R$ . Les impulsions sont déterminées aux niveaux des instants de changement de signe de la pente du signal triangulaire. La figure (I.4) montre la méthode d'obtention d'un signal de commutation par Delta modulé.

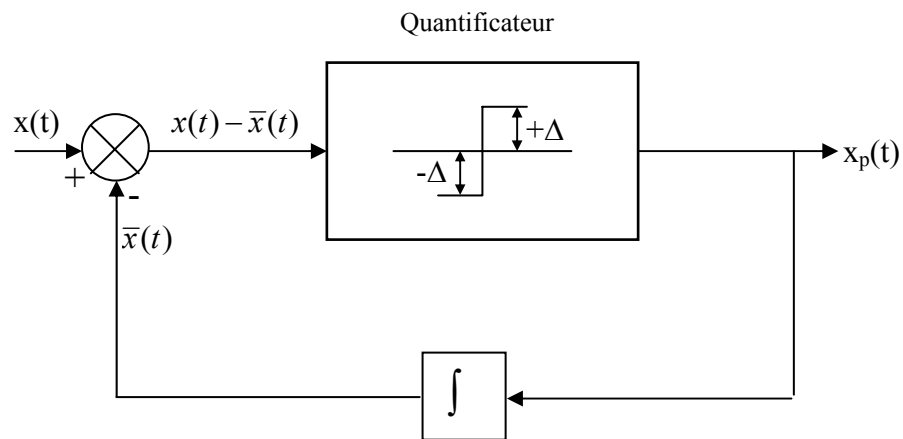


Fig I.3. Schéma fonctionnel de Delta modulé

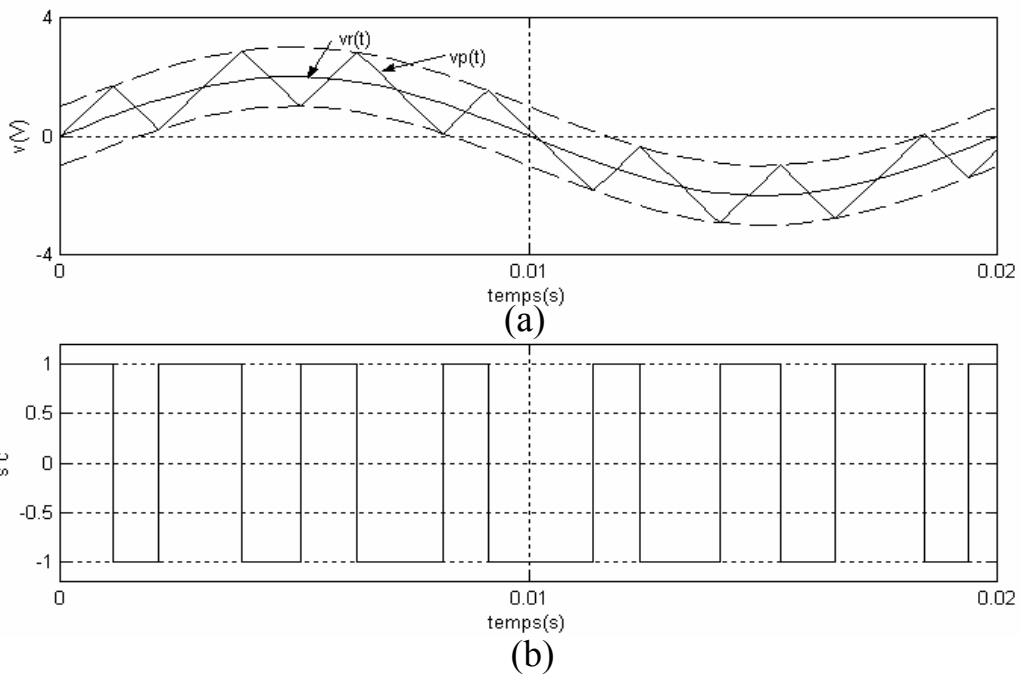


Fig I.4. (a) : Signal Delta désiré, (b) : Signal de commutation

### I.2.2.4. Modulation par hystérésis:

Cette technique de commande est relativement répandue. Elle consiste à imposer les commutations du convertisseur pour maintenir le courant dans une fourchette imposée, c'est le principe de contrôle en courant le plus direct que l'on puisse imaginer. La figure (I.5) montre le schéma bloc de la commande de courant par hystérésis. Le principe d'un organe de commande fonctionnant selon cette stratégie est donné dans la figure (I.6), la détection de l'erreur de courant la plus élevée  $\text{sup}(\varepsilon)$  ou la plus faible  $\text{inf}(\varepsilon)$  permet d'imposer l'état d'hystérésis.

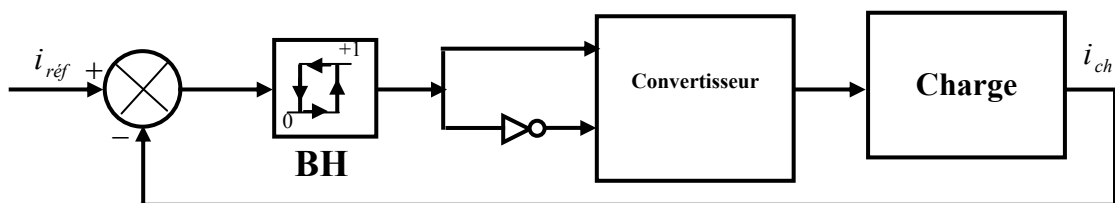


Fig. I.5. Schéma fonctionnel de la commande de courant par hystérésis

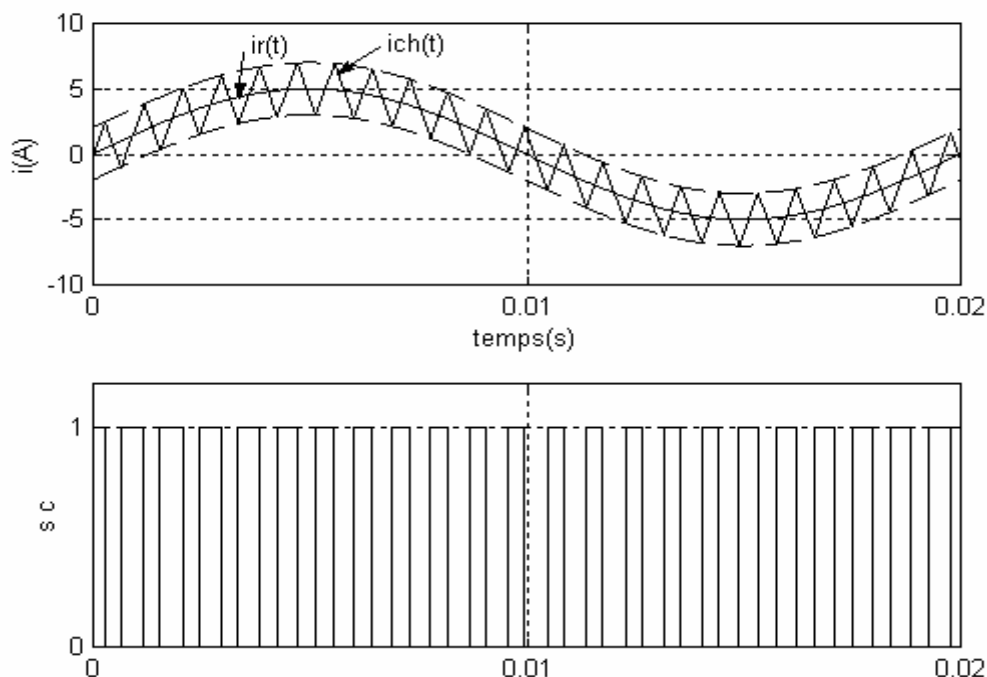


Fig I.6. Principe de la commande de courant par hystérésis

La technique de commande par hystérésis présente plusieurs inconvénients comme le fonctionnement à fréquence de commutation libre (variable) qui peut faire apparaître des problèmes de filtrage, l'interférence entre les phases dans le cas des

systemes triphasés avec neutre isolé ou connexion delta. Beaucoup de recherches ont été faites dans le passé et dans les années récentes pour éliminer de tels inconvénients et beaucoup de solutions efficaces ont été trouvées [3], qui améliorent essentiellement la performance contrôlant la largeur de bande d'hystérésis au moyen des régulateurs complémentaires.

### **I.3. Conclusion :**

Depuis l'apparition des convertisseurs statiques, de nombreuses techniques de commande ont vu le jour. Parmi les solutions proposées, deux stratégies de commande peuvent être distinguées [1] :

- ✓ Commande en durée.
- ✓ Commande en amplitude.

La commande en durée de ces convertisseurs fonctionnant en PWM repose sur un modèle approché d'un convertisseur. Le problème essentiel consiste à trouver un modèle qui décrit le plus exactement possible le comportement dynamique du convertisseur. Les interrupteurs sont commandés par l'intermédiaire d'un modulateur qui transforme la grandeur de commande continue en une série d'impulsions.

Avec une commande en amplitude, les instants de commutation des interrupteurs sont définis par une loi de commutation, une perturbation externe se répercute instantanément sur l'état des interrupteurs.

L'amplitude instantanée du courant pour la commande en durée n'est pas contrôlée et peut donner lieu à des dépassements importants.

C'est la raison pour laquelle nous favorisons dans ce travail une stratégie de commande qui est à la fois simple à réaliser, capable de maîtriser l'évolution du courant et qui montre des performances tout à fait remarquable, il s'agit du contrôle de courant par hystérésis.

## **CHAPITRE II**

*Etude de la commande de courant par  
hystérésis de l'onduleur*

## II.1. Introduction:

Les onduleurs qui sont utilisés pour les moteurs à induction doivent satisfaire des nécessités en particulier les formes du courant et leur exactitude en poursuite du courant de référence. En effet les trois stratégies de commande les plus communes pour atteindre cet objectif sont : la commande prédictive [10], les techniques de comparaison de rampe [11], et la commande par hystérésis [12].

Commande prédictive : détermine la tension optimale appliquée à un moteur, pour forcer les courants à suivre une trajectoire optimale. Ceci donne une excellente commande des courants quand le couple de la charge est connu d'avance, puisque la trajectoire des courants statoriques est alors prédéterminée, mais elle est complexe à mettre en application. Elle exige la bonne connaissance des paramètres du moteur, a une exécution transitoire relativement faible, et ne fournit pas la limitation du courant.

Techniques de comparaison de rampe : sont basées sur une technique PWM asynchrone, l'erreur entre la référence et le courant mesuré agissant comme la fonction de modulation. Elles offrent l'avantage particulier d'une fréquence de commutation constante, mais la réponse du système peut être affectée par les conditions correctives de commutation par le contrôleur du courant, qui limite l'exécution transitoire de la stabilité de la boucle d'alimentation réelle qui dépend à son tour des paramètres du moteur.

Commande par hystérésis : Consiste à rendre le courant de sortie indépendant des variations de la tension d'alimentation, et de rejeter les perturbations introduites par des variations de la charge. Les performances de la loi de commande doivent être évaluées en terme de stabilité, rapidité et de précision statique. Il est primordial de maîtriser en même temps le dépassement du courant et de la tension afin de protéger les semi-conducteurs et éviter la saturation des circuits magnétiques. Ces performances doivent être assurées également sur des objectifs de poursuite (courant de consigne).



**II.2. Etude de la technique par hystérésis de l'onduleur monophasé [5]:**

La structure de base de la commande par hystérésis du courant d'un onduleur est illustrée sur la figure (II.1).

La charge est un moteur à induction représentée par une résistance, une inductance et une force électromotrice connectées en série.

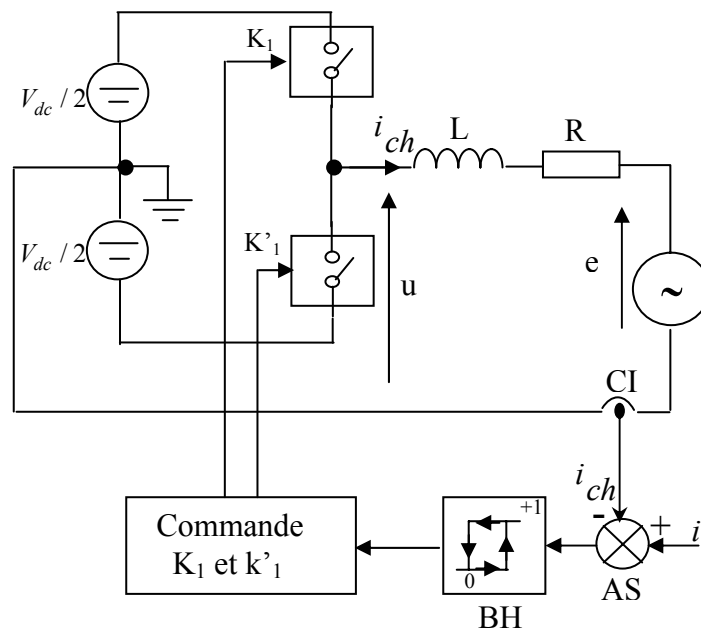


Fig II.1. Schéma équivalent d'un onduleur monophasé et sa commande

Les instants de commutation de  $k_l$  et  $k'_l$  peuvent être déterminés à l'aide d'une bascule à hystérésis BH, commandée par un additionneur\_soustracteur AS, celui-ci soustrait de l'onde de référence  $i^*$  le courant circulant dans le récepteur mesuré par le capteur du courant CI.

Si  $B_p$  désigne la bande supérieure de BH, et  $B_n$  la bande inférieure et si le courant de charge atteint la limite supérieure, l'interrupteur  $k_l$  est fermé et  $k'_l$  est ouvert (en négligeant le temps mort et le temps de retard), et le contraire pour la limite inférieure.

Comme résultat, la tension de sortie passe de  $+V_{dc}/2$  à  $-V_{dc}/2$ , le courant réel est forcé pour suivre le sinus de référence avec l'hystérésis désirée.

- La force électromotrice  $e$  dans le modèle du récepteur est sinusoïdale :

$$e = E \sin(\omega t + \delta) \tag{II.1}$$

- Le courant de référence  $i^*$  est aussi sinusoïdal de même pulsation que la force électromotrice :

$$i^* = I^* \sin \omega t \quad (\text{II.2})$$

Pour faire augmenter  $i_{ch}$ , on rend  $u$  égale à  $+V_{dc}/2$ . Pour le faire diminuer, on rend  $u$  égale à  $-V_{dc}/2$ , encore faut-il que  $V_{dc}/2$  soit suffisante. L'effet de la résistance pour le cas d'un moteur est négligeable, donc le circuit équivalent à un moteur peut être représenté par une inductance et une force électromotrice connectées en série est illustré sur la figure (II.2.a) [13]. La figure (II.2.b) représente le diagramme vectoriel permettant de déterminer l'amplitude  $U^*$  de la tension sinusoïdale qu'il faudrait appliquer au récepteur pour y faire passer le courant  $i^*$ .

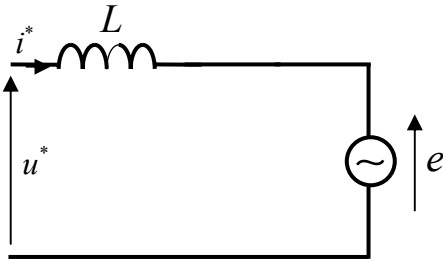


Fig. II.2.a Schéma équivalent d'un moteur

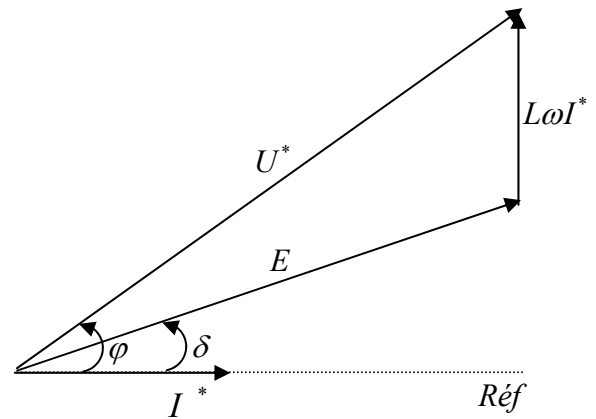


Fig. II.2-b Diagramme vectoriel

A partir de Ce diagramme nous avons :

$$U^* = \sqrt{(E \cos \delta)^2 + (E \sin \delta + L\omega I^*)^2} \quad (\text{II.3})$$

Pour que le courant  $i_{ch}$  puisse suivre le courant de référence  $i^*$ , il faut que la tension  $U^*$  soit nécessairement comprise entre les tensions  $V_{dc}/2$  et  $-V_{dc}/2$  que l'onduleur peut fournir à sa sortie, il faut donc avoir:  $U^* < V_{dc}/2$ .

### II.2.1. Le contrôle par hystérésis à bande fixe (FBHC):

Dans cette technique, la bande d'hystérésis est maintenue fixe (constante) tout au long de la période.

L'algorithme de cette méthode est donné comme suit:

- Comme le courant de référence est donné par l'équation (II.2)

- La limite supérieure de la bande est:

$$i_{\text{sup}} = i^* + \Delta i = i^* + \frac{B}{2} \quad (\text{II.4})$$

- La limite inférieure de la bande est:

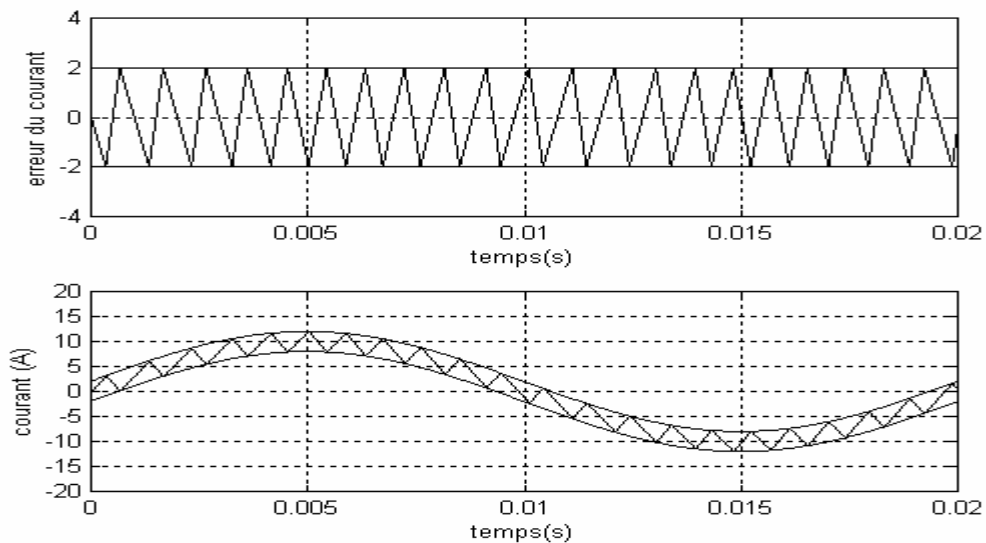
$$i_{\text{inf}} = i^* - \Delta i = i^* - \frac{B}{2} \quad (\text{II.5})$$

Avec :

$$i_{\text{sup}} - i_{\text{inf}} = i^* + \frac{B}{2} - (i^* - \frac{B}{2}) = B \quad (\text{II.6})$$

Où :  $B$  est la largeur de la bande d'hystérésis.

- ✓ La bascule commandée par  $\varepsilon(t)$  passe de un (1) à zéro (0) lorsque  $i_{ch}$  atteint la valeur  $i^* + \frac{B}{2}$ , donc l'état des interrupteurs  $k_l$  est ouvert et  $k'_l$  est fermé.
- ✓ Elle passe de zéro (0) à un (1) lorsque  $i_{ch}$  est tombé à  $i^* - \frac{B}{2}$ , donc  $k_l$  est fermé et  $k'_l$  est ouvert.



**Fig II.3.** Allure de l'erreur de courant et de courant de charge dans une bande fixe.

### II.2.1.1. Détermination des intervalles de conduction [5]:

Pour calculer la fréquence de fonctionnement des interrupteurs, nous allons calculer la durée de deux intervalles.

Si  $t_i$  correspond à un passage de  $-V_{dc}/2$  à  $+V_{dc}/2$

de  $t = t_{i-1}$  à  $t = t_i$ ,  $u = -V_{dc}/2$

de  $t = t_i$  à  $t = t_{i+1}$ ,  $u = +V_{dc}/2$

Durant l'intervalle  $[t_{i-1}, t_i]$ , la tension d'alimentation est appliquée à la charge  $u = -V_{dc}/2$  lorsque  $k'_I$  fermé et  $k_I$  ouvert.

Alors le courant de charge est régi par l'équation qui suit :

$$L \frac{di_{ch}}{dt} + e = u \quad (\text{II.7})$$

Pour  $t \in [t_{i-1}, t_i]$ , l'équation (II.7) devient :

$$-V_{dc}/2 = L \frac{di_{ch}}{dt} + e = L \frac{di_{ch}}{dt} + E \sin(\omega t + \delta) \quad (\text{II.8})$$

Avec

$$i_{ch}(t_{i-1}) = i^*(t_{i-1}) + B/2 = I^* \sin(\omega t_{i-1}) + B/2 \quad (\text{II.9})$$

On déduit :

$$i_{ch} = I^* \sin(\omega t_{i-1}) + B/2 - \frac{V_{dc}}{2L} (t - t_{i-1}) + \frac{E}{L\omega} (\cos(\omega t_{i-1} + \delta) - \cos(\omega t + \delta)) \quad (\text{II.10})$$

A  $t=t_i$  le courant de charge  $i_{ch}$  atteint la valeur :

$$i_{ch}(t_i) = I^* \sin(\omega t_i) - B/2 \quad (\text{II.11})$$

D'où, en reportant dans l'équation (II.10).

$$B - I^* [\sin(\omega t_i) - \sin(\omega t_{i-1})] = \frac{V_{dc}}{2L} (t_i - t_{i-1}) - \frac{E}{L\omega} (\cos(\omega t_{i-1} + \delta) - \cos(\omega t_i + \delta)) \quad (\text{II.12})$$

En linéarisant cette équation autour de  $t = t_i$ , il vient :

$$B - I^* \omega [(t_i - t_{i-1}) \cos(\omega t_i)] = \frac{V_{dc}}{2L} (t_i - t_{i-1}) - \frac{E}{L\omega} \omega (t_{i-1} - t_i) \sin(\omega t_i + \delta) \quad (\text{II.13})$$

D'où la durée de l'intervalle  $[t_{i-1}, t_i]$ .

$$(t_i - t_{i-1}) = \frac{B}{\frac{V_{dc}}{2L} + [\frac{E}{L} \sin(\omega t_i + \delta) + I^* \omega \cos \omega t_i]} \quad (\text{II.14})$$

Par un calcul similaire, on obtient :

$$(t_{i+1} - t_i) = \frac{B}{\frac{V_{dc}}{2L} - [\frac{E}{L} \sin(\omega t_i + \delta) + I^* \omega \cos \omega t_i]} \quad (\text{II.15})$$

On obtiendrait le même résultat si à l'instant  $t=t_i$  on avait une commutation de  $+V_{dc}/2$  à  $-V_{dc}/2$  au lieu de  $-V_{dc}/2$  à  $+V_{dc}/2$ .

Par analogie avec la modulation utilisant la comparaison d'une onde de modulation avec une onde de référence, on peut considérer l'intervalle  $[t_{i-1}, t_{i+1}]$  comme une période de modulation.

A cette période correspond une fréquence instantanée de modulation  $f$  telle que :

$$f = \frac{1}{t_{i+1} - t_{i-1}} = \frac{\frac{V_{dc}^2}{4} - [E \sin(\omega t_i + \delta) + I^* L \omega \cos(\omega t_i)]^2}{V_{dc} \cdot L \cdot B} \quad (\text{II.16})$$

En comparant le deuxième terme du numérateur de l'expression de  $f$  avec l'équation (II.8), on constate que ce terme n'est autre que la tension qu'on aurait aux bornes du récepteur à l'instant  $t=t_i$  si le courant  $i_{ch}$  s'identifiait à sa valeur de référence.

Ce terme varie donc en fonction du temps entre zéro et le carré de la valeur de  $U^*$  donnée par l'équation (II.3).

La fréquence de commutation varie entre :

- Une valeur maximale :

$$f_{\max} = \frac{1}{4 \cdot B \cdot L / V_{dc}} \quad (\text{II.17})$$

cette valeur est inversement proportionnelle à la largeur de la bande d'hystérésis.

- Une valeur minimale :

$$f_{\min} = \frac{1 - \left(\frac{u^*}{V_{dc}/2}\right)^2}{4 \cdot B \cdot L / V_{dc}} = f_{\max} \left[1 - \left(\frac{u^*}{V_{dc}/2}\right)^2\right] \quad (\text{II.18})$$

Donc la fréquence de commutation varie entre  $f_{\max}$  et  $f_{\min}$

Une analyse fréquentielle [5], montre aisément que le spectre du signal obtenu est constitué de groupe des raies centrées autour des harmoniques de la fréquence de modulation  $f$ .

## II.2.2 Le contrôle par hystérésis à bande sinusoïdale (SBHC):

Dans cette technique la bande d'hystérésis varie sinusoïdalement sur la période.

Les limites supérieures et inférieures sont données par :

- La limite supérieure :

$$i_{\text{sup}} = \left(I^* + \frac{B}{2}\right) \cdot \sin \omega t \quad (\text{II.19})$$

- La limite inférieure :

$$i_{inf} = (I^* - \frac{B}{2}) \sin \omega t \quad (II.20)$$

L'algorithme de fonctionnement est donné par les équations suivantes :

Pour  $i^* > 0$

Si  $i_{ch} > i_{sup}$ ,  $u = -V_{dc} / 2$ , ( $k_l$  ouvert,  $k_l'$  fermé).

Si  $i_{ch} < i_{inf}$ ,  $u = +V_{dc} / 2$ , ( $k_l'$  ouvert,  $k_l$  fermé).

Pour  $i^* < 0$

Si  $i_{ch} > i_{inf}$ ,  $u = -V_{dc} / 2$ , ( $k_l$  ouvert,  $k_l'$  fermé).

Si  $i_{ch} < i_{sup}$ ,  $u = +V_{dc} / 2$ , ( $k_l'$  ouvert,  $k_l$  fermé).

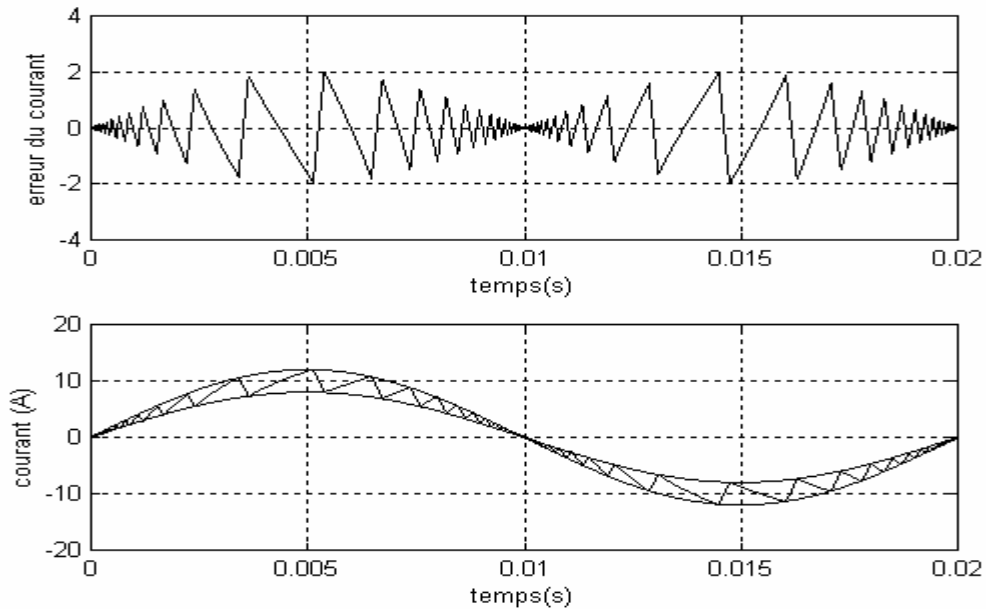


Fig II.4. Allure de l'erreur de courant et de courant de charge dans une bande sinusoïdale.

$$\begin{aligned} i_{sup} - i_{inf} &= (I^* + \frac{B}{2}) \sin \omega t - (I^* - \frac{B}{2}) \sin \omega t \\ &= B_{max} \sin \omega t = B(t) \end{aligned} \quad (II.21)$$

Par un calcul similaire à (II.2.1), la fréquence de commutation est :

$$f = \frac{1}{t_{i+1} - t_{i-1}} = \frac{\frac{V_{dc}^2}{4} - [E \sin(\omega t_i + \delta) + I^* L \omega \cos(\omega t_i)]^2}{V_{dc} \cdot L \cdot B_{max} \cdot \sin(\omega t_i)} \quad (II.22)$$

Cette équation montre que la fréquence de commutation tend vers l'infini à chaque passage du courant de référence à zéro.

### II.2.3 Le contrôle par hystérésis à bande adaptative:

La commande de courant par hystérésis est probablement la technique la plus simple pour le contrôle de courant [5]. Cependant, la FBHC a l'inconvénient principal que la fréquence de commutation est variable tout au long de la période du courant de charge, donc le spectre de l'onde de sortie devient variable sauf si on travaille à des fréquences élevées où on peut négliger ses effets, et par conséquent le filtrage en sortie devient difficile.

Une nouvelle amélioration substantielle de la stratégie de commande de courant par hystérésis, cette technique consiste à commander d'une manière adaptative la bande d'hystérésis afin de garder la fréquence de commutation à une valeur relativement constante. Ceci constitue le principe de la commande prédictive « dead beat » du premier ordre [14], [15], [16].

#### II.2.3.1. Principe de fonctionnement:

Le principe de cette technique ressemble à celle de l'hystérésis classique, où l'erreur de courant est comparée à la bande d'hystérésis pour générer les impulsions de commande des interrupteurs de l'onduleur. Seulement dans ce cas, la bande est ajustée automatiquement par un bloc que l'on appelle bloc de calcul de la bande d'hystérésis.

En se référant à la figure (II.1) [17], [18], [19].

Le courant dans la charge  $i_{ch}$  satisfait l'équation suivante :

$$u = Ri_{ch} + L \frac{di_{ch}}{dt} + e \quad (\text{II.23})$$

Si le courant de référence  $i^*$  circule dans la charge, l'équation (II.23) devient :

$$u^* = Ri^* + L \frac{di^*}{dt} + e \quad (\text{II.24})$$

Où  $u^*$  est la tension qu'il faut appliquer pour faire circuler le courant de référence.

L'erreur instantanée de courant peut être définie comme :

$$\varepsilon = i^* - i_{ch} \quad (\text{II.25})$$

On soustrait (II.23) de (II.24), et en substituant dans (II.25) :

$$u^* - u = R(i^* - i_{ch}) + L \frac{d(i^* - i_{ch})}{dt} \quad (\text{II.26})$$

$$\Rightarrow u^* - u = R\varepsilon + L \frac{d\varepsilon}{dt} \quad (\text{II.27})$$

L'équation (II.27) nous donne la relation qui existe entre l'erreur de la tension et l'erreur de courant est appelée équation dynamique d'erreur de courant.

Pour une fréquence de commutation raisonnablement élevée, l'effet de la résistance peut être négligé de sorte que (II.27) devient :

$$u^* - u = L \frac{d\varepsilon}{dt} \quad (II.28)$$

Le terme  $u^* - u$  peut être considéré constant pendant la période de modulation donc l'erreur  $\varepsilon(t)$  a une forme triangulaire comme le montre la figure (II.5).

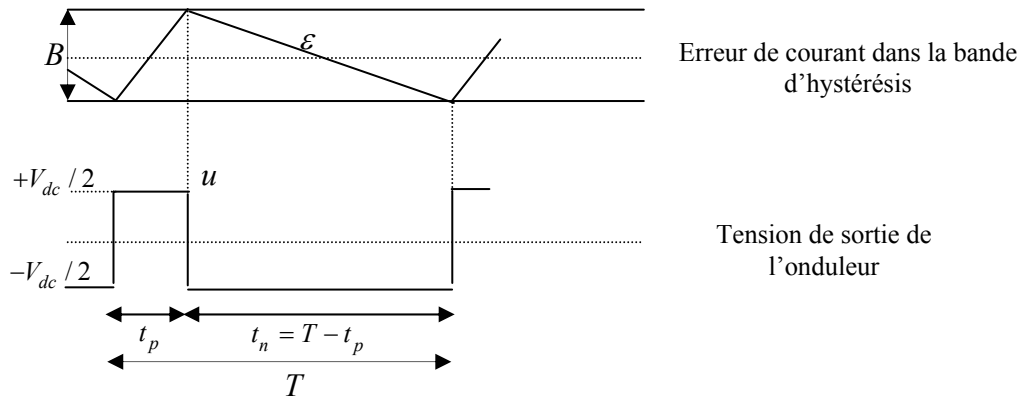


Fig II.5. Allure de l'erreur de courant dans la bande d'hystérésis et de la tension de sortie de l'onduleur

De la figure (II.5), l'équation (II.28) peut être exprimée mathématiquement comme :

$$u^* - \frac{V_{dc}}{2} = L \frac{\Delta\varepsilon}{\Delta t} = L \left( \frac{\varepsilon(t_p) - \varepsilon(0)}{t_p - 0} \right) = L \left( \frac{+B/2 + B/2}{t_p - 0} \right) \quad (II.29)$$

$$u^* + \frac{V_{dc}}{2} = L \frac{\Delta\varepsilon}{\Delta t} = L \left( \frac{\varepsilon(T) - \varepsilon(t_p)}{T - t_p} \right) = L \left( \frac{-B/2 - B/2}{T - t_p} \right) \quad (III.30)$$

De (II.29) et (II.30), la période de commutation est donnée par :

$$T = \frac{L.B.V_{dc}}{(V_{dc}/2)^2 - (u^*)^2} = \frac{4.L.B}{V_{dc} \cdot (1 - (u_n)^2)} \quad (II.31)$$

Où: 
$$u_n = u^* / (V_{dc} / 2) \quad (II.32)$$

L'équation (II.31) montre que la période de commutation est exprimée en fonction de la largeur de bande B et la tension normalisée  $u_n = u^* / (V_{dc} / 2)$ .

Si B est constante et  $u_n$  varie d'une période à l'autre, donc la période de commutation T est variable aussi.



Pour assurer un fonctionnement correct du système de commande, il faut assurer l'accrochage de la modulation, cela veut dire que l'erreur de courant doit toujours reste limitée à la largeur de bande d'hystérésis, autrement dit qu'il faut  $u^* < V_{dc} / 2$ , dans ce cas là la valeur du fondamental ne peut pas dépasser  $V_{dc} / 2$ , d'où un problème de déchet de modulation, car on ne peut pas commander pleinement le fondamental de la tension de sortie [20].

Pour obtenir une fréquence de commutation constante, la largeur de bande d'hystérésis B doit être modifiée d'une façon dynamique, cette modification est faite à l'aide d'un algorithme de commande de la largeur de bande qui doit être implémenté sur un système à microprocesseur ou microcontrôleur. Le principe est basé sur le principe de la commande prédictive du premier ordre.

Le principe de cette méthode de commande est de garder la période T constante quelque soit k. Si on suppose que pour deux périodes de commutation successives que les pentes de montée de l'erreur de courant sont les mêmes d'une période à l'autre et de même pour les pentes de descente, comme le montre la figure (II.6) [25].

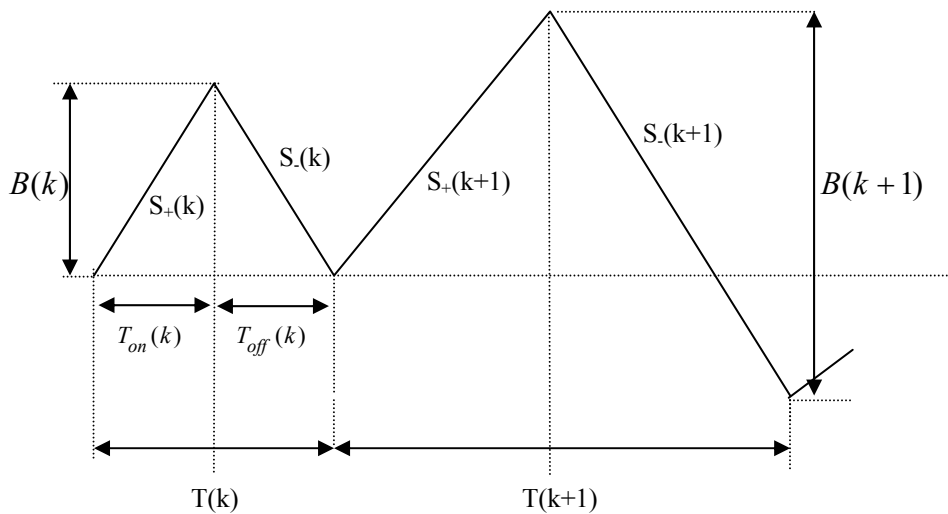


Fig.II.6. Algorithme de contrôle de la largeur de bande

A partir de la figure (II.6), nous déduisons les équations suivantes:

$$\forall k : s_+(k).T_{on}(k) = s_-(k).T_{off}(k) = B(k) \quad (II.33)$$

Tel que :

$$T_{on}(k) + T_{off}(k) = T(k) \quad (II.34)$$

$$T(k) = T_{on}(k) + T_{off}(k) = \frac{B(k)}{s_+(k)} + \frac{B(k)}{s_-(k)} = B(k) \cdot \frac{s_+(k) + s_-(k)}{s_+(k) \cdot s_-(k)} \quad (\text{II.35})$$

Pour une période de commutation correspondant à  $k+1$ , l'équation (II.35) s'écrit:

$$T(k+1) = B(k+1) \cdot \frac{s_+(k+1) + s_-(k+1)}{s_+(k+1) \cdot s_-(k+1)} \quad (\text{II.36})$$

Pour deux périodes successives, nous avons l'hypothèse simplificatrice suivante :

$$\begin{aligned} s_+(k) &= s_+(k+1) \\ s_-(k) &= s_-(k+1) \end{aligned} \quad (\text{II.37})$$

De (II.35) et (II.36), on obtient :

$$\begin{aligned} B(k+1) &= B(k) \cdot \frac{T(k+1)}{T(k)} \\ &= B(k) \cdot \frac{T_d}{T(k)} \end{aligned} \quad (\text{II.38})$$

Où :  $T_d$  : est la période de commutation désirée.

Ce raisonnement conduit à un algorithme équivalent au contrôle dead beat du premier ordre de la période de commutation. La figure (II.7) montre le fonctionnement de l'onduleur par cet algorithme.

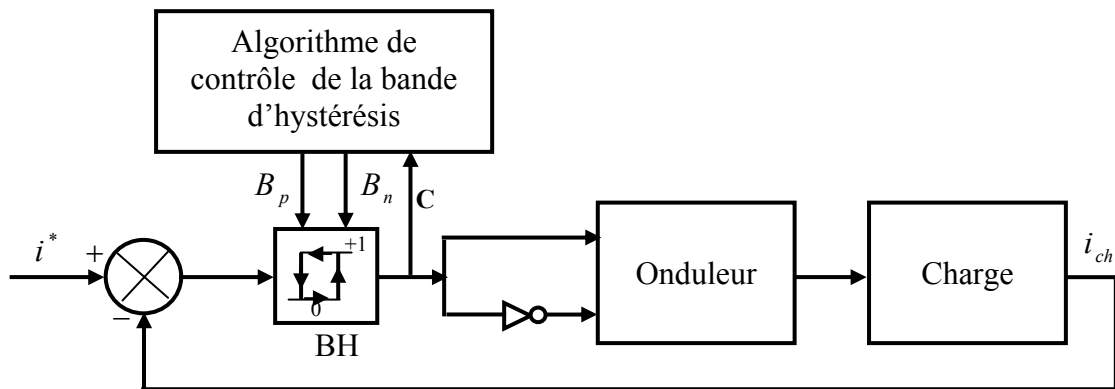


Fig II.7. Schéma bloc de la commande de courant par hystérésis programmable.

Les étapes de cet algorithme sont résumées comme suit :

- ✓ On fixe dans cet algorithme la période désirée et la largeur de la bande initiale.
- ✓ On évalue la période de commutation réelle  $T(k)$ .
- ✓ On calcule le rapport de la période désirée  $T_d$  à la période évaluée  $T(k)$ .
- ✓ On multiplie ce rapport par la bande réelle  $B(k)$  pour trouver la largeur de bande  $B(k+1)$  qui produit la fréquence de commutation désirée.

**Remarque :** l'inconvénient de la commande dead beat du premier ordre c'est qu'on ne peut pas contrôler la position des impulsions de commande, ni les différentes symétries, d'où l'inconvénient principal de cette dernière, c'est qu'elle entraîne des fluctuations importantes au niveau du courant de charge et un bruit acoustique au sein de la machine. Pour éviter ce problème il faut faire la synchronisation des impulsions, et en général la solution est équivalente à la boucle à verrouillage de phase « phase locked loop » (PLL).

#### **II.2.4 Le contrôle par hystérésis à bande adaptative synchrone:**

La commande de courant par hystérésis est de type asynchrone. Le courant de charge n'est plus exactement périodique, cela se traduit par des oscillations de couple du moteur. Pour les entraînements de faible et moyenne puissance, les composants utilisés permettent une fréquence de commutation élevée, l'emploi d'une commande asynchrone est pratiquement sans inconvénients. Par contre pour les entraînements de forte puissance, les semi-conducteurs utilisés imposent une fréquence de commutation plus faible. Dans ce cas là il faut faire la synchronisation afin de réduire les ondulations du courant.

Beaucoup de solutions ont été proposées pour résoudre ce problème, parmi ces solutions nous avons un algorithme dead beat du deuxième ordre, son principe est de modifier séparément les deux bandes d'hystérésis, l'entrée est l'intervalle du temps entre le passage à zéro de l'erreur de courant et un signal de synchronisation externe [21]. Nous avons aussi une solution qui est en général équivalente à la PLL [2], [3], [22], [23], [24]. Cette solution assure non seulement une fréquence de commutation constante, mais minimise également le déplacement de phase entre les impulsions de commande et le signal de synchronisation.

##### **II.2.4.1. Principe de fonctionnement de la commande par hystérésis à bande adaptative avec correction de la bande:**

La PLL est un système asservi, qui assure non seulement une fréquence de modulation constante, mais minimise également le déplacement de phase  $\Phi$  entre le signal de référence (signal de synchronisation) et le signal réel du système avec une précision limitée par le gain de la boucle.

La PLL permet de verrouiller les impulsions de commande sur l'horloge de synchronisation, il faut donc implémenter un système de commande de largeur de bande

à base de l'algorithme dead beat du premier ordre avec un correcteur de largeur de bande [25], comme le montre la figure (II.8).

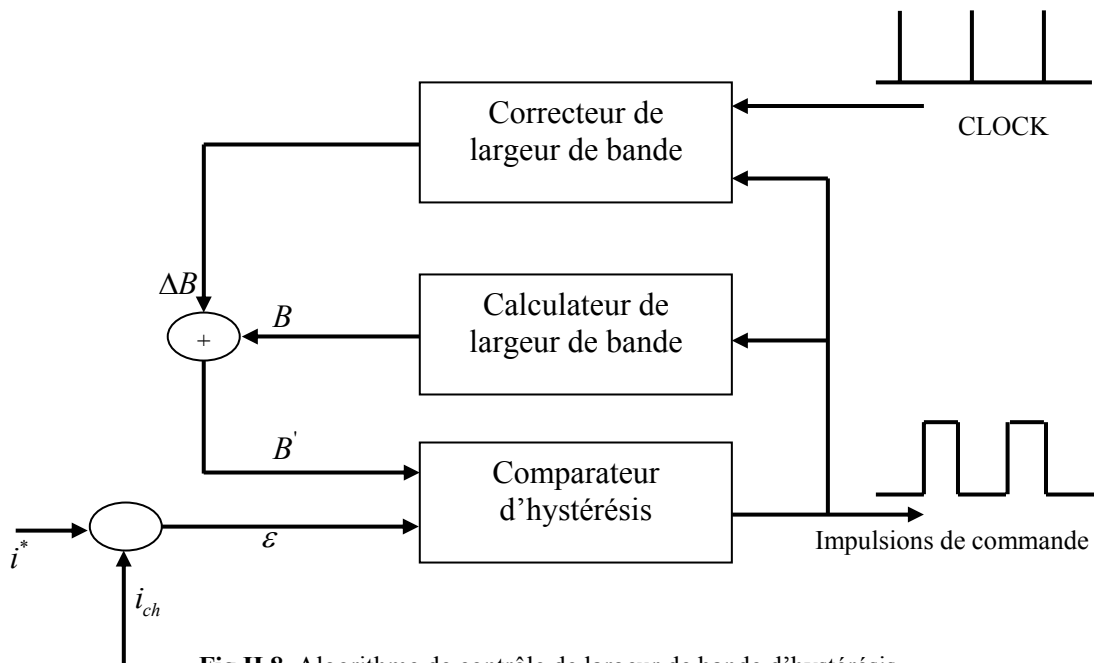


Fig II.8. Algorithme de contrôle de largeur de bande d'hystérésis

♦ **Détermination de l'erreur de phase [26]:**

Bien qu'il existe plusieurs moyens de détermination du déphasage entre le signal de référence et le signal réel du système, nous n'étudierons qu'un seul type qui est le comparateur « OU exclusif ».

√ **Comparateur « OU EXCLUSIF » :**

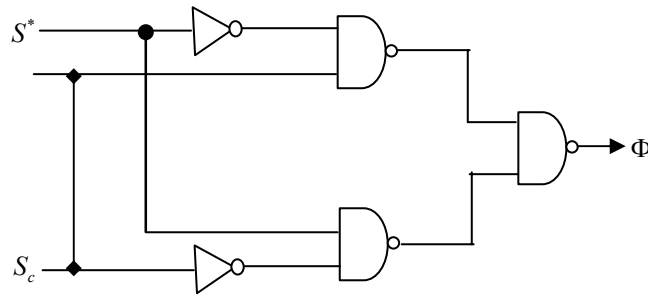
Le circuit est un opérateur logique qui effectue l'opération:

$$S^* \bar{S}_c + \bar{S}^* S_c \tag{II.39}$$

En utilisant le théorème de De Morgan, on peut le mettre sous la forme:

$$\overline{\overline{S^* S_c} \cdot \overline{\bar{S}^* \bar{S}_c}} \tag{II.40}$$

Dont le schéma logique est donné dans la figure suivante :



**Fig II.9.** Schéma logique du comparateur

Où :

$S^*$  : est le signal de référence de rapport cyclique 50%.

$S_c$  : est le signal réel issu de comparateur d'hystérésis

$\Phi$  : est leur déphasage.

Pendant la comparaison :

- Une avance sur le signal de référence peut se traduire par un déphasage négatif.
- Un retard sur le signal de référence peut se traduire par un déphasage positif.
- En phase sur le signal de référence peut se traduire par aucune variation de déphasage  $\Phi = 0$ .

#### ◆ Analyse de la stabilité de la PLL :

De l'équation (II.31), pour obtenir une période constante  $T_d$ , la bande B devrait varier en fonction de  $u_n$ .

$$B = \frac{V_{dc} \cdot T_d}{4 \cdot L} \cdot (1 - (u_n)^2) \quad (\text{II.41})$$

D'après le schéma, nous avons :

$$B' = B + \Delta B \quad (\text{II.42})$$

$B'$  : est la largeur de bande corrigée

$\Delta B$  : est la largeur de bande compensée pendant la synchronisation

La conception du correcteur de bande est compliquée car le gain est en général variable, ce gain est composé d'un détecteur de phase qui est modélisé comme un intégrateur et un régulateur qui est de la forme PI.

Le comparateur d'hystérésis a un gain qui est donné par :

$$H_c = \frac{df}{dB} = -\frac{V_{dc}}{4 \cdot L \cdot B^2} \cdot (1 - u_n^2) \quad (\text{II.43})$$

Si on suppose que ce système est verrouillé à  $f_d$ .

$$H_C = -\frac{f_d}{B} \tag{II.44}$$

La fonction de transfert du détecteur de phase peut être modélisée comme un intégrateur.

$$PHD = \frac{d\Phi}{df} = \frac{2\pi}{s} \tag{II.45}$$

Avec :  $\Phi[rad]$ ,  $f[Hz]$ ,  $PHD[S]$ .

Le filtre est de type proportionnel intégrateur PI pour assurer la stabilité de l'erreur de phase.

$$PI = \frac{d\Delta B}{d\Phi} = k_p \cdot \frac{1+sT_z}{sT_z} \tag{II.46}$$

De (II.43) , (II.44), (II.45) et (II.46), on obtient l'expression du gain comme suit:

$$G = -\frac{8\pi k_p L}{V_{dc}} \cdot \frac{f_d^2}{1-u_n^2} \cdot \frac{1+sT_z}{s^2 T_z} \tag{II.47}$$

L'équation (II.47) montre que le gain G varie en fonction de la tension normalisée  $u_n$ , ce dernier tend vers l'infini quand la valeur absolue de la tension normalisée s'approche de l'unité, et par contre pour de petites valeurs de  $u_n$  le gain diminue. Ce comportement est montré dans la figure (II.10), où des représentations asymptotiques de Bode de G sont représentées pour  $u_n = 0$  et  $u_n = 0.8$ .

Les grandes variations de G peuvent provoquer des résultats d'instabilité, cette instabilité se produit près des valeurs maximum positives et minimum négatives de  $u^*$  où B est minimum qui affecte la régularité de la modulation et de l'erreur de courant.

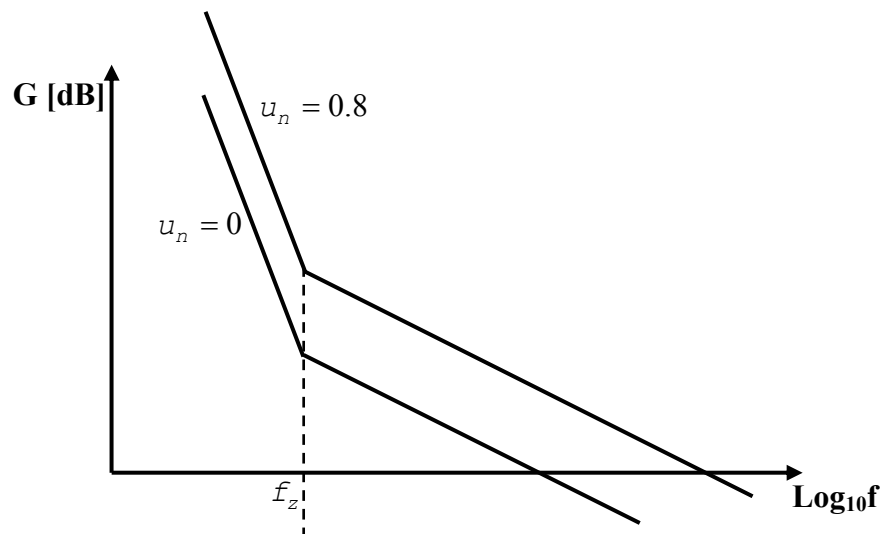


Fig II.10. Diagramme de Bode de la PLL

Finalement, nous avons :

$$\Delta B(k+1) = K_p \cdot \frac{1+sT_z}{sT_z} \cdot PHD \cdot \frac{B(k)}{T(k)} \quad (\text{II.48})$$

$$B'(k+1) = B(k+1) + \Delta B(k+1) \quad (\text{II.49})$$

$$B'(k+1) = B(k) \cdot \frac{T(k+1)}{T(k)} + K_p \cdot \frac{1+sT_z}{sT_z} \cdot PHD \cdot \frac{B(k)}{T(k)}$$

$$B'(k+1) = (T(k+1) + K_p \cdot \frac{1+sT_z}{sT_z} \cdot PHD) \cdot \frac{B(k)}{T(k)} \quad (\text{II.50})$$

L'équation (II.50) montre la loi de commande dead beat du premier ordre avec une correction apportée à largeur de bande.

La largeur de bande compensée  $\Delta B$  dépend de signe de l'erreur de phase.

- Une avance sur le signal de référence peut se traduire par un déphasage négatif, donc :

$$B'(k+1) = (T(k+1) - K_p \cdot \frac{1+sT_z}{sT_z} \cdot |PHD|) \cdot \frac{B(k)}{T(k)} \quad (\text{II.51})$$

- Un retard sur le signal de référence peut se traduire par un déphasage positif, donc :

$$B'(k+1) = (T(k+1) + K_p \cdot \frac{1+sT_z}{sT_z} \cdot |PHD|) \cdot \frac{B(k)}{T(k)} \quad (\text{II.52})$$

- En phase sur le signal de référence peut se traduire par aucune variation de déphasage  $\Phi = 0$ , donc :

$$B'(k+1) = (T(k+1) + 0) \cdot \frac{B(k)}{T(k)} \quad (\text{II.53})$$

### II.3. Etude de la commande de courant par hystérésis de l'onduleur triphasé :

La stratégie de commande de courant par hystérésis peut être exploitée pour les onduleurs triphasés. En effet, il suffit de regrouper trois onduleurs monophasés, et de décaler les signaux de commande de  $120^\circ$ .

La détermination de la loi de commande de l'onduleur en question est axée sur le modèle d'un onduleur en demi pont, la commande des deux autres demi ponts est déduite par un décalage du courant de référence de  $120^\circ$ .

#### II.3.1. Principe de fonctionnement :

Le principe est le même que pour le cas de l'onduleur monophasé. Dans ce cas on tient compte du phénomène d'interférence des phases, pour le montage delta et pour le montage étoile quand le neutre de la charge isolé du point milieu de la source d'alimentation.

L'analyse de cette stratégie de commande va être maintenant considérée pour deux cas, avec neutre relié, et avec neutre isolé.

Le neutre des enroulements du moteur peut être relié au point milieu (o) de la source d'alimentation, figure (II.11), ou isolé, figure (II.12) [27].

##### II.3.1.1. Moteur avec neutre relié au point milieu de la source d'alimentation :

La figure (II.11) montre un entraînement électrique avec le neutre du moteur relié au point milieu de la source d'alimentation. Dans ce cas l'équation de charge est donnée par :

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{cha} \\ i_{chb} \\ i_{chc} \end{bmatrix} + s \cdot \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{cha} \\ i_{chb} \\ i_{chc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.54})$$

Si les courants de références  $i_a^*$ ,  $i_b^*$ ,  $i_c^*$  circulent dans la charge, l'équation (II.54) devient :

$$\begin{bmatrix} u_a^* \\ u_b^* \\ u_c^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} + s \cdot \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.55})$$



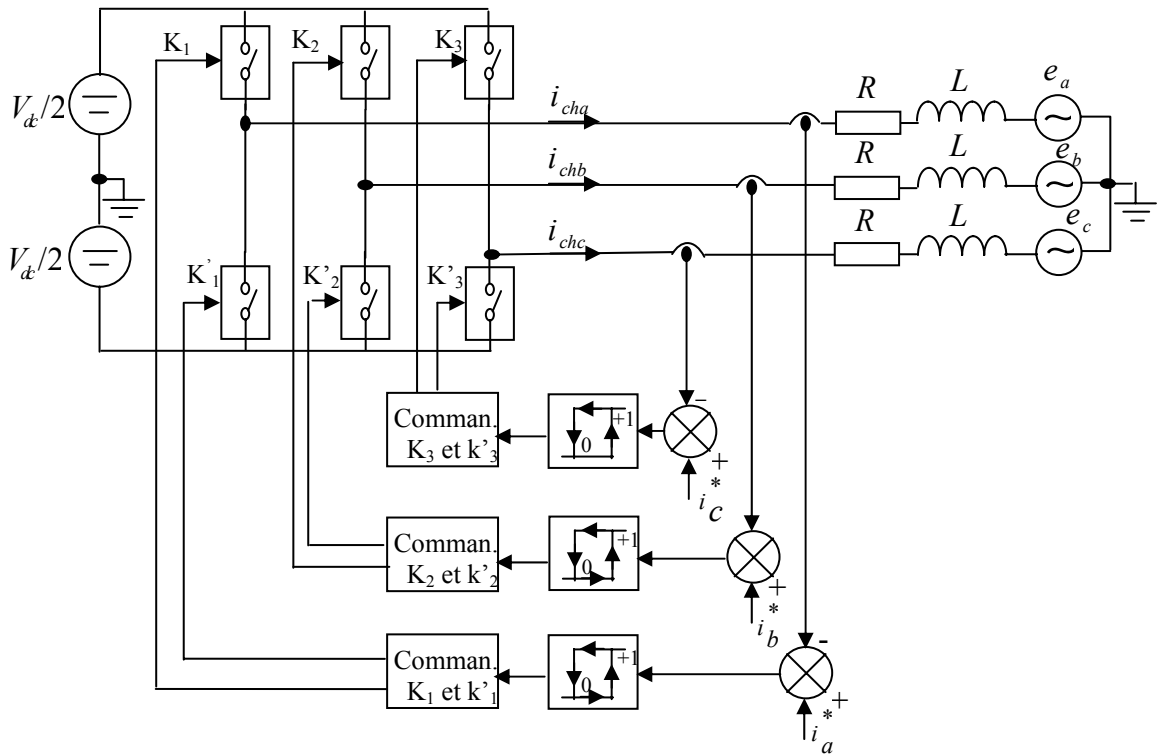


Fig.II.11 Onduleur triphasé alimentant un moteur avec neutre relié au point milieu de la source d'alimentation.

**II.3.1.2 Moteur avec neutre isolé du point milieu de la source d'alimentation :**

La figure (II.12) montre un entraînement électrique avec le neutre du moteur isolé du point milieu de la source d'alimentation.

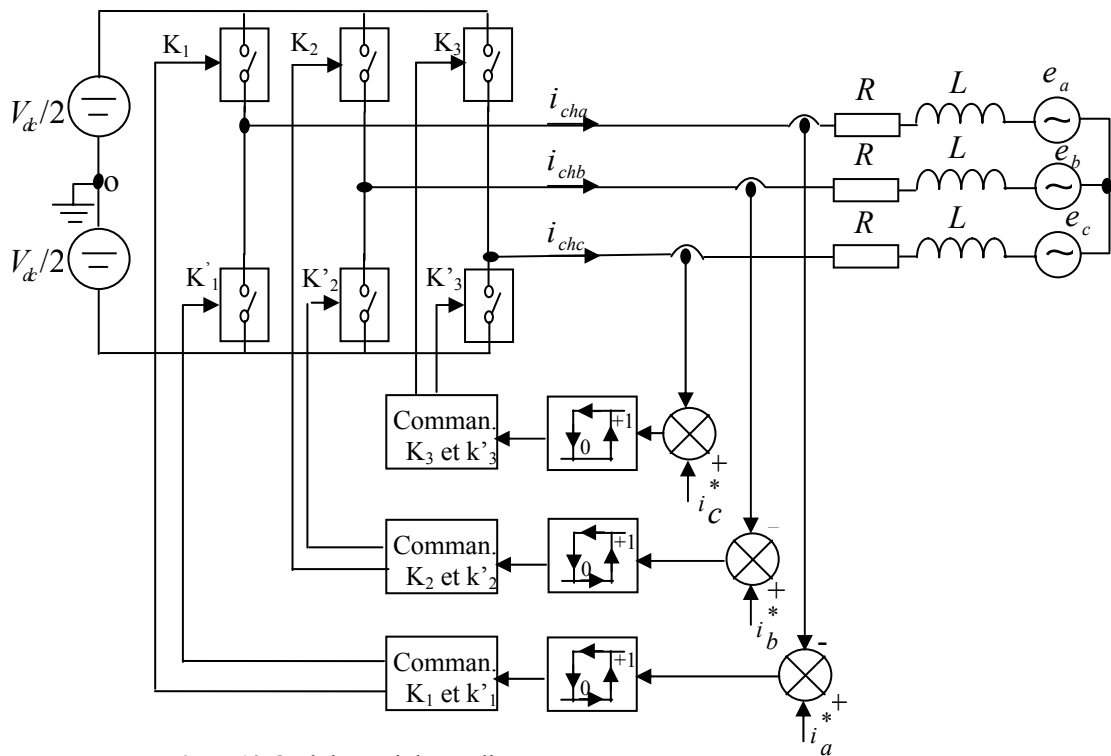


Fig.II.12 Onduleur triphasé alimentant un moteur avec neutre isolé du point milieu de la source d'alimentation.

Dans ce cas là l'équation de charge pour la phase « a », s'écrit sous la forme :

$$u_a = L \cdot \frac{di_a}{dt} + R \cdot i_a + e_a + u_0 \quad (\text{II.56})$$

Où  $u_0$  : est le potentiel du neutre du moteur par rapport au point milieu 0. Son expression est donnée comme suit :

$$u_0 = \frac{(u_a + u_b + u_c)}{3} \quad (\text{II.57})$$

L'équation qui permet de donner l'erreur est modifiée :

$$u_a^* - u_a = L \cdot \frac{d(i_a^* - i_{cha})}{dt} + R \cdot (i_a^* - i_{cha}) - u_0 \quad (\text{II.58})$$

A cause de la présence de  $u_0$ , l'erreur de courant durant une période de commutation n'est pas triangulaire, car sa pente pour chaque phase dépend de l'état de toutes les autres phases à travers  $u_0$ , on appelle ce phénomène : phénomène d'interférence de phases.

Pour éliminer le phénomène d'interférence qui affecte négativement le comportement de la commande par hystérésis, on définit un terme de découplage  $\gamma_a$  :

$$u_0 = L \cdot \frac{d\gamma_a}{dt} + R \cdot \gamma_a \quad (\text{II.59})$$

Pratiquement pour réaliser ce terme de découplage, il faut implanter un filtre qui permet de filtrer la tension  $u_0$  de façon instantanée.

Pour éviter ce phénomène d'interférence entre les phases dû au neutre isolé, il faut agir directement sur l'erreur de courant en ajoutant un circuit analogique additionnel.

$$\varepsilon_a = i_a^* - i_{cha} = \zeta_a + \gamma_a \quad (\text{II.60})$$

$\gamma_a$  : Terme de découplage

On l'appelle erreur de courant découplée, car il est possible de définir une équation dynamique pour cette erreur  $\zeta_a$  ne dépendant plus de  $u_0$ , et dite découplée car l'erreur  $\zeta$  pour une phase donnée ne dépend que de la tension correspondante à cette phase.

$$u_a^* - u_a = L \cdot \frac{d\zeta_a}{dt} + R \cdot \zeta_a \quad (\text{II.61})$$

**Remarque :** On remarque que la commande par hystérésis du système triphasé est équivalente à la commande des trois systèmes monophasés. Lorsqu'il s'agit du système

triphase avec la connexion étoile à neutre isolé (ou connexion delta), il faut toujours travailler avec l'erreur de courant découplée et non pas par l'erreur de courant réelle. L'application de l'algorithme de commande dead beat sur l'onduleur triphasé est la même que l'onduleur monophasé, elle nécessite toujours que la forme de l'erreur de courant doit être linéaire.

#### **II.4. Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons montré le principe de fonctionnement de la stratégie de commande de courant par hystérésis pour un onduleur monophasé en demi pont et un onduleur triphasé.

Dans un premier temps, nous avons étudié deux types de modulations par hystérésis, la modulation de courant par hystérésis à bande fixe (FBHC), puis à bande sinusoïdale (SBHC). L'étude théorique montre que la FBHC a une fréquence de commutation variable, ce qui provoque des fluctuations importantes au niveau du courant de charge et par conséquent le filtrage devient difficile, et la SBHC a une fréquence de commutation tend vers l'infini à chaque passage du courant de référence à zéro, ce qui provoque des pertes considérables dans les composants.

Vu que la FBHC a l'inconvénient principal, que la fréquence de modulation est variable, nous avons proposé une nouvelle technique substantielle qui est la commande dead beat du premier ordre, qui permet de modifier la largeur de bande d'une façon dynamique afin de garder la fréquence de commutation la plus constante possible, mais cette technique est de type asynchrone. Cet inconvénient va provoquer des ondulations importantes au niveau du courant de charge et un bruit acoustique au sein de la machine surtout pour les entraînements de forte puissance, là où nous avons une faible fréquence de commutation. Pour faire la synchronisation nous avons une solution qui est équivalente à la boucle à verrouillage de phase (PLL), cette solution assure non seulement une fréquence de modulation constante mais minimise aussi le déplacement de phase.

Finalement nous avons élargi, notre étude à un onduleur triphasé, nous avons mis en évidence le phénomène d'interférence des phases pour la structure étoile à neutre isolé ou la structure delta.

## **CHAPITRE III**

*Etude de la commande de courant par  
hystérésis du hacheur alternatif*

### III.1. Introduction:

La technique de commande de courant par hystérésis a été beaucoup utilisée pour les onduleurs. En revanche, il n'existe pas beaucoup de travaux concernant les hacheurs alternatifs. Par conséquent l'objectif de ce chapitre est le développement de la technique de commande de courant par hystérésis pour un hacheur alternatif monophasé et triphasé [28], [29], [30].

### III.2. Etude de la technique par hystérésis du hacheur alternatif monophasé [31]:

La structure de base de la commande de courant par hystérésis d'un hacheur alternatif monophasé est illustrée sur la figure (III.1).

La charge est un moteur à induction représentée par une résistance, une inductance et une force électromotrice connectées en série.

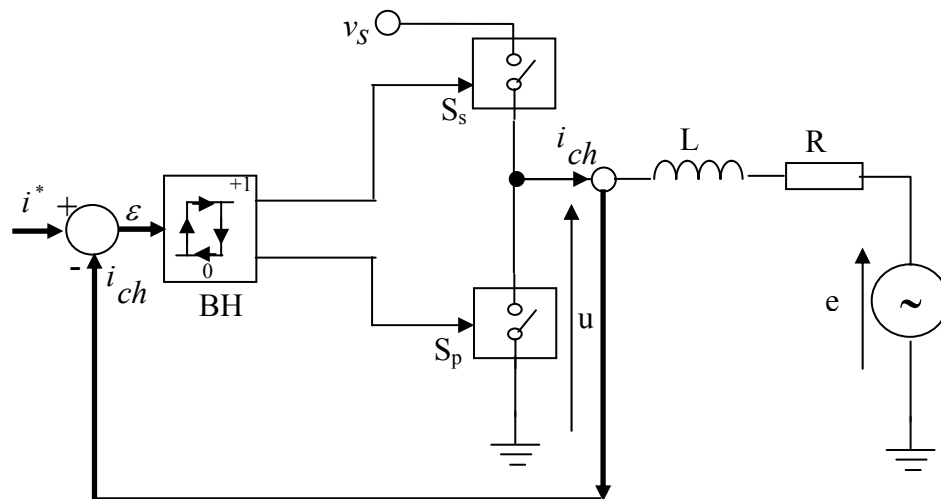


Fig. III.1. Architecture de base de la commande de courant par hystérésis

Le principe est le même que celui de l'onduleur monophasé, le courant de charge est retourné pour être comparé avec le courant de référence. Dans la bascule d'hystérésis (BH), l'erreur de courant  $\varepsilon$  est comparée avec la bande d'hystérésis. Quand  $\varepsilon$  atteint la limite supérieure, l'interrupteur  $S_p$  est fermé et  $S_s$  est ouvert (en négligeant toujours le temps mort et le temps de retard), et le contraire pour la limite inférieure.

Comme résultat, la tension de sortie est  $v_s$  ou 0. Le courant réel est forcé à suivre le sinus de référence avec l'hystérésis désirée.

**III.2.1. Le contrôle par hystérésis à bande fixe (FBHC):**

Le principe de cette méthode est le même que celui de l'onduleur

- Si  $i_{ch} > i_{sup}$ ,  $u = 0$ . ( $S_s$  ouvert,  $S_p$  fermé) (III.1)

- Si  $i_{ch} < i_{inf}$ ,  $u = v_s$ . ( $S_s$  fermé,  $S_p$  ouvert) (III.2)

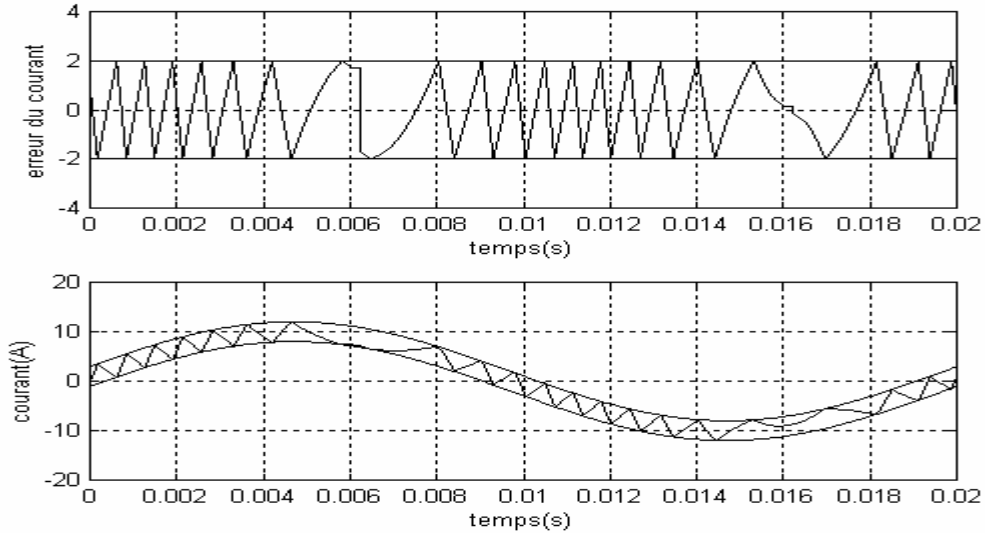


Fig III.2. Allure de l'erreur de courant et de courant de charge dans une bande fixe.

**III.2.1.1. Détermination des intervalles de conduction:**

Pour calculer la fréquence de fonctionnement des interrupteurs, nous allons calculer la durée de deux intervalles.

Si  $t_i$  correspond à un passage de 0 à  $v_s = V_{smax} \cdot \sin(\omega t + \varphi)$ .

de  $t = t_{i-1}$  à  $t = t_i$ ,  $u = 0$

de  $t = t_i$  à  $t = t_{i+1}$ ,  $u = v_s$

Durant l'intervalle  $[t_{i-1}, t_i]$ , la tension d'alimentation appliquée à la charge est nulle  $u=0$ , lorsque  $S_s$  ouvert,  $S_p$  fermé.

Alors le courant de charge est régi par l'équation qui suit :

$$L \frac{di_{ch}}{dt} + e = u \tag{III.3}$$

Pour  $t \in [t_{i-1}, t_i]$ , l'équation (III.3) devient :

$$0 = L \frac{di_{ch}}{dt} + e = L \frac{di_{ch}}{dt} + E \sin(\omega t + \delta) \tag{III.4}$$

Avec :

$$i_{ch}(t_{i-1}) = i^*(t_{i-1}) + B/2 = I^* \sin(\omega t_{i-1}) + B/2$$

On déduit :

$$i_{ch} = I^* \sin(\omega t_{i-1}) + B/2 - \frac{E}{L\omega} (\cos(\omega t_{i-1} + \delta) - \cos(\omega t + \delta)) \quad (\text{III.5})$$

A  $t=t_i$  le courant de charge  $i_{ch}$  atteint la valeur :

$$i_{ch}(t_i) = I^* \sin(\omega t_i) - B/2$$

D'où, en reportant dans (III.5).

$$B - I^* [\sin(\omega t_i) - \sin(\omega t_{i-1})] = -\frac{E}{L\omega} (\cos(\omega t_{i-1} + \delta) - \cos(\omega t_i + \delta)) \quad (\text{III.6})$$

En linéarisant cette équation autour de  $t = t_i$ , il vient :

$$B - I^* \omega [(t_i - t_{i-1}) \cos(\omega t_i)] = -\frac{E}{L\omega} \omega (t_{i-1} - t_i) \sin(\omega t_i + \delta) \quad (\text{III.7})$$

D'où la durée de l'intervalle  $[t_{i-1}, t_i]$ .

$$(t_i - t_{i-1}) = \frac{B}{\left[\frac{E}{L} \sin(\omega t_i + \delta) + I^* \omega \cos \omega t_i\right]} \quad (\text{III.8})$$

Par un calcul similaire, on obtient :

$$(t_{i+1} - t_i) = \frac{B}{\frac{v_{s\max}}{L} \cdot \sin(\omega t_i + \varphi) - \left[\frac{E}{L} \sin(\omega t_i + \delta) + I^* \omega \cos \omega t_i\right]} \quad (\text{III.9})$$

On obtiendrait le même résultat si à l'instant  $t=t_i$  on avait une commutation de  $v_s$  à 0 au lieu de 0 à  $v_s$ .

Par analogie avec la modulation utilisant la comparaison d'une onde de modulation avec une onde de référence, on peut considérer l'intervalle  $[t_{i-1}, t_{i+1}]$  comme une période de modulation.

A cette période correspond à une fréquence instantanée de modulation  $f$  telle que :

$$f = \frac{1}{t_{i+1} - t_{i-1}} = \frac{[E \sin(\omega t_i + \delta) + I^* L \omega \cos(\omega t_i)](v_{s\max} \sin(\omega t_i + \varphi) + (E \sin(\omega t_i + \delta) + I^* L \omega \cos(\omega t_i)))}{LB \cdot v_{s\max} \sin(\omega t_i + \varphi)} \quad (\text{III.10})$$

$$f = \frac{u^* \cdot v_s - u^{*2}}{B \cdot v_s \cdot L}$$

D'après l'équation (III.10), on remarque que la fréquence de commutation varie en fonction de la tension d'entrée du hacheur et de la tension de référence.

- La fréquence de commutation tend vers sa valeur maximale quand la tension d'entrée  $v_s$  et la tension de référence  $u^*$  tendent vers les valeurs crêtes.

- La fréquence de commutation tend vers sa valeur minimale quand  $v_s \approx u^*$ .

### III.2.2. Le contrôle par hystérésis à bande sinusoïdale (SBHC):

L'algorithme de fonctionnement est donné par les équations suivantes :

Pour  $i^* > 0$  :

- Si  $i_{ch} > i_{sup}$ ,  $u = 0$ . ( $S_s$  ouvert,  $S_p$  fermé) (III.11)

- Si  $i_{ch} < i_{inf}$ ,  $u = v_s$ . ( $S_s$  fermé,  $S_p$  ouvert) (III.12)

Pour  $i^* < 0$  :

- Si  $i_{ch} > i_{sup}$ ,  $u = v_s$ . ( $S_s$  fermé,  $S_p$  ouvert) (III.13)

- Si  $i_{ch} < i_{inf}$ ,  $u = 0$  ( $S_s$  ouvert,  $S_p$  fermé) (III.14)

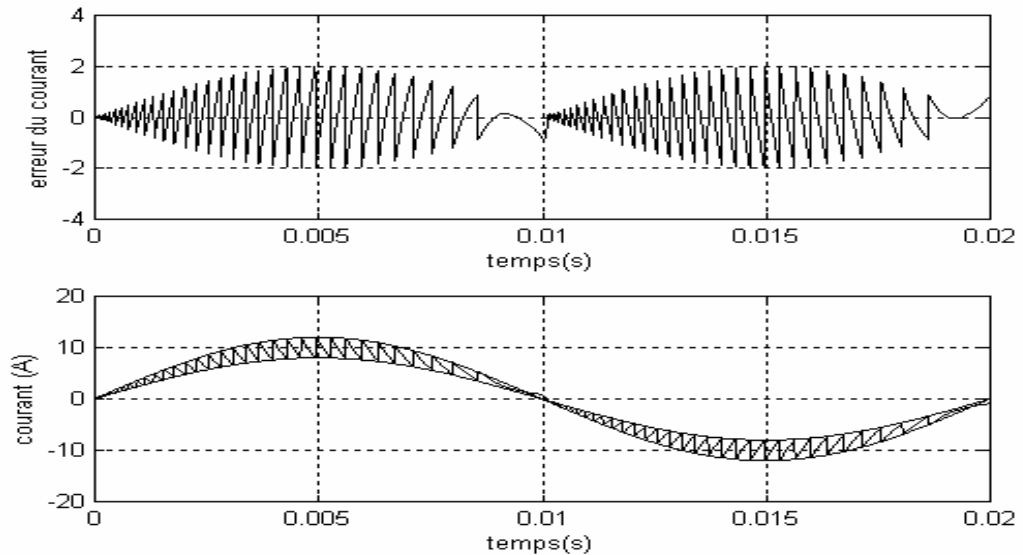


Fig III.3. Allure de l'erreur de courant et de courant de charge dans une bande sinusoïdale.

Par un calcul similaire à (III.2.1), la fréquence de commutation est:

$$f = \frac{u^* \cdot v_s - u^*}{v_s \cdot L \cdot B_{\max} \cdot \sin(\omega t_i)} \quad (III.15)$$

L'équation (III.15) montre que la fréquence de commutation tend vers l'infini à chaque passage du courant de référence à zéro.



### III.2.3. Le contrôle par hystérésis à bande adaptative:

Comme nous avons vu pour le cas de l'onduleur que la FBHC a l'inconvénient principal que la fréquence de commutation est variable, ce qui va dégrader les performances de cette technique. Le même inconvénient apparaît pour le cas du hacheur alternatif.

Pour contourner ce problème, comme pour le cas de l'onduleur, nous avons une nouvelle approche basée sur la commande prédictive « dead beat » du premier ordre.

#### III.2.3.1. Principe de fonctionnement:

Le principe de cette technique est de modifier la largeur de bande d'une façon dynamique afin de garder la fréquence de commutation la plus constante possible, cette modification est réalisée par un bloc de calcul de la bande d'hystérésis comme le montre la figure suivante :

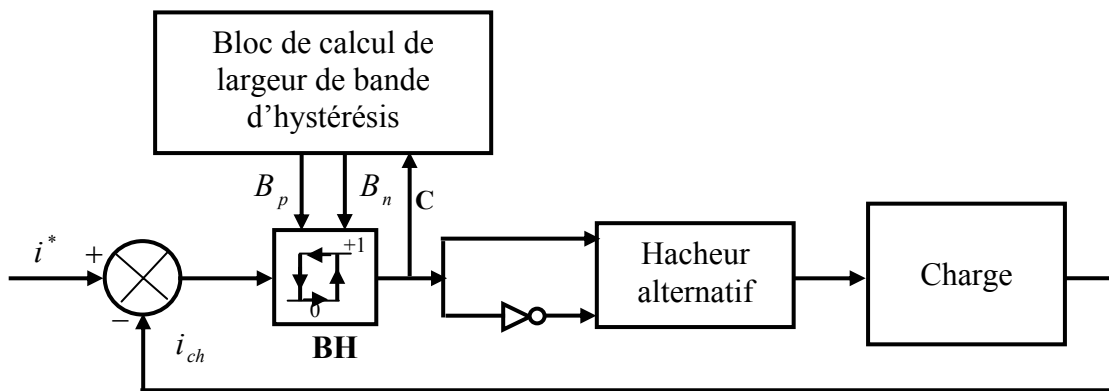


Fig III.4. Schéma bloc de la commande de courant par hystérésis numérique

En se référant à la figure (III.1) :

Le courant dans la charge  $i_{ch}$  satisfait l'équation suivante :

$$u = Ri_{ch} + L \frac{di_{ch}}{dt} + e \quad (III.16)$$

Si le courant de référence  $i^*$  circule dans la charge, l'équation (III.16) devient :

$$u^* = Ri^* + L \frac{di^*}{dt} + e \quad (III.17)$$

L'erreur instantanée de courant peut être définie comme :

$$\varepsilon = i_{ch} - i^* \quad (III.18)$$

On soustrait (III.16) et (III.17), et en substituant dans (III.18) :

$$u - u^* = R(i_{ch} - i) + L \frac{d(i_{ch} - i^*)}{dt} \quad (\text{III.19})$$

$$\Rightarrow u - u^* = R\varepsilon + L \frac{d\varepsilon}{dt} \quad (\text{III.20})$$

L'équation (III.20) nous donne la relation qui existe entre l'erreur de la tension et l'erreur de courant est appelée équation dynamique de l'erreur de courant.

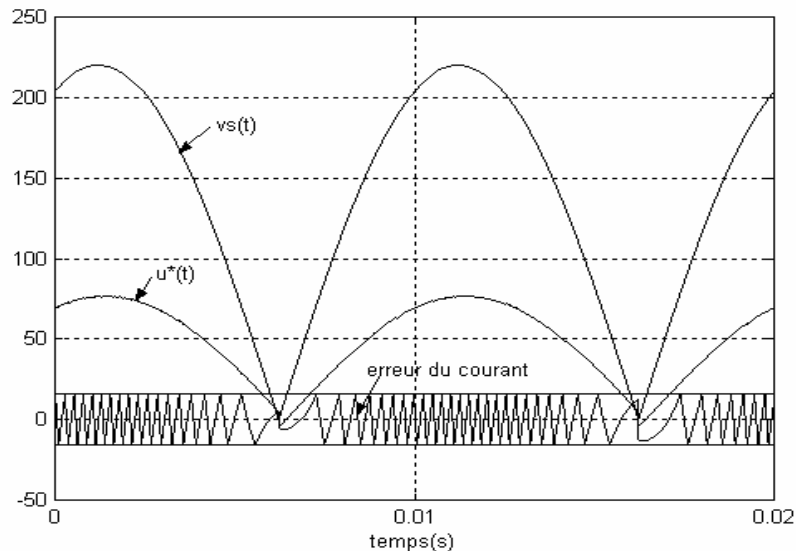
Pour une fréquence de commutation raisonnablement élevée, l'effet de la résistance peut être négligé de sorte que (III.20) devient :

$$u - u^* = L \frac{d\varepsilon}{dt} \quad (\text{III.21})$$

Le terme  $u - u^*$  peut être considéré constant pendant la période de modulation, donc l'erreur  $\varepsilon(t)$  a une forme triangulaire, mais si  $u \approx u^*$ , on peut écrire :

$$L \frac{d\varepsilon}{dt} = 0 \quad (\text{III.22})$$

Dans ce cas là il y a une discontinuité de la forme de l'erreur, puisque il y a une diminution ou augmentation brusque quand  $u^* = v_s$  ou  $u^* = 0$ , donc on peut dire que sa forme devient non linéaire comme le montre la figure suivante :



**Fig III.5.** Forme de la tension d'alimentation  $v_s(t)$  et de la tension de référence  $u^*(t)$  et de l'erreur de courant dans une bande fixe.

Si on fait l'approximation que la forme de l'erreur de courant est linéaire durant la période sauf dans l'intervalle où  $u^* \approx u$  comme indiqué dans la figure (III.5), la figure suivante montre l'erreur de courant dans la bande d'hystérésis et de la tension de sortie du hacheur alternatif.

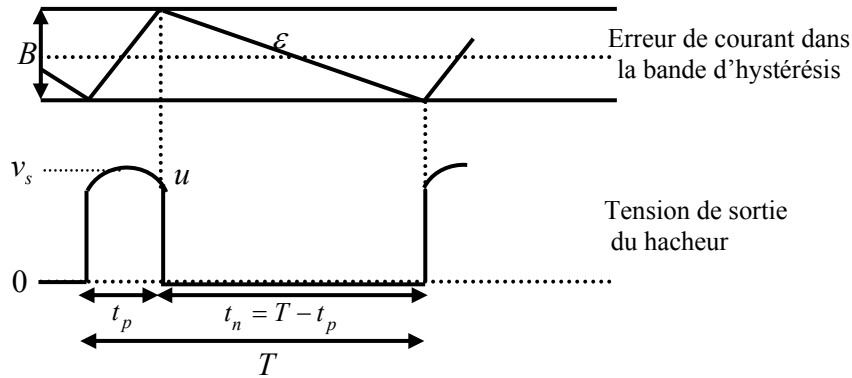


Fig III.6. Allure de l'erreur de courant dans la bande d'hystérésis et de la tension de sortie du hacheur alternatif

De la figure (III.6), l'équation (III.21) peut être exprimée mathématiquement comme :

$$v_s - u^* = L \frac{\Delta \varepsilon}{\Delta t} = L \left( \frac{\varepsilon(t_p) - \varepsilon(0)}{t_p - 0} \right) = L \left( \frac{+B/2 + B/2}{t_p - 0} \right) \quad (III.23)$$

$$0 - u^* = L \frac{\Delta \varepsilon}{\Delta t} = L \left( \frac{\varepsilon(T) - \varepsilon(t_p)}{T - t_p} \right) = L \left( \frac{-B/2 - B/2}{T - t_p} \right) \quad (III.24)$$

De (III.23) et (III.24), la période de commutation est donnée par :

$$T = \frac{L.B.v_s}{v_s.u^* - u^{*2}} = \frac{L.B}{v_s.(u_n - u_n^2)} \quad (III.25)$$

Où la tension normalisée :

$$u_n = u^* / v_s \quad (III.26)$$

L'équation (III.25) montre que la période de commutation est exprimée en fonction de la largeur de bande B, la tension d'alimentation  $v_s$ , et la tension normalisée  $u_n = u^* / v_s$ .

Si B est constante, donc la période de commutation T est variable.

Pour assurer un fonctionnement correct du système de commande, il faut assurer l'accrochage de la modulation, cela veut dire que l'erreur de courant doit toujours rester limitée dans la bande d'hystérésis, autrement dit  $u^* < v_s$ .

Pour obtenir une fréquence de commutation constante, on applique la loi dead beat du premier ordre, et on remarque que cette loi n'est pas valable dans l'intervalle où l'erreur de courant devient non linéaire.

$$B(k+1) = B(k) \cdot \frac{T_d}{T(k)} \quad (\text{III.27})$$

Cette loi est valable seulement dans l'intervalle où l'erreur de courant est linéaire.

Toujours cette loi est accompagnée par un problème qui est le problème de synchronisation des impulsions, ce qui va provoquer des fluctuations importantes au niveau du courant de charge et un bruit acoustique au sein de la machine surtout pour les entraînements de forte puissance là où nous avons des faibles fréquences de modulation. Pour éviter ce problème, beaucoup de solutions ont été proposées, parmi ces solutions nous avons la PLL comme le cas de l'onduleur, cette solution assure non seulement une fréquence de commutation constante, mais minimise également le déplacement de phase entre les impulsions de commande et le signal de synchronisation.

### III.2.4 Le contrôle par hystérésis à bande adaptative synchrone:

La PLL assure non seulement une fréquence de modulation constante, mais minimise aussi le déplacement de phase  $\Phi$  entre le signal de référence et le signal réel du système avec une précision limitée par le gain de la boucle. Son Principe est le même que pour le cas de l'onduleur.

#### III.2.4.1 Analyse de la stabilité de la PLL :

La conception du correcteur de bande est compliquée car le gain en général varie, ce gain est composé d'un détecteur de phase qui est modélisé comme un intégrateur et un régulateur qui est de la forme PI.

Le comparateur d'hystérésis a un gain qui est donné par :

$$H_c = \frac{df}{dB} = -\frac{v_s(u_n - u_n^2)}{L \cdot B^2} \quad (\text{III.28})$$

Si on suppose que ce système est verrouillé à  $f_d$ .

$$H_c = -\frac{f_d}{B} \quad (\text{III.29})$$

La fonction de transfert du détecteur de phase peut être modélisée comme un intégrateur.

$$PHD = \frac{d\Phi}{df} = \frac{2\pi}{s} \quad (\text{III.30})$$

Le filtre est de type proportionnel intégrateur PI pour assurer la stabilité de l'erreur de phase.

$$PI = \frac{d\Delta B}{d\Phi} = k_p \cdot \frac{1+sT_z}{sT_z} \quad (\text{III.31})$$

De (III.28), (III.29), (III.30) et (III.31), on obtient l'expression du gain comme suit:

$$G = -\frac{2\pi k_p L}{v_s} \cdot \frac{f_d^2}{u_n - u_n^2} \cdot \frac{1+sT_z}{s^2 T_z} \quad (\text{III.32})$$

L'équation (III.32) montre que le gain  $G$  varie en fonction de la tension normalisée  $u_n$ , et de la tension d'alimentation  $v_s$ . Ce dernier tend vers l'infini quand la valeur absolue de la tension normalisée s'approche de l'unité, et zéro, et quand la tension d'alimentation tend vers zéro, et par contre pour des grandes valeurs de  $u_n$  et  $v_s$ , le gain diminue.

Les grandes variations de  $G$  peuvent provoquer des résultats d'instabilité, cette instabilité se produit quand  $v_s$  tend vers zéro, c'est-à-dire dans l'intervalle où l'erreur de courant devient non linéaire.

Après correction de la largeur de bande, on arrive à la loi suivante :

$$B'(k+1) = B(k+1) + \Delta B(k+1) \quad (\text{III.33})$$

$$B'(k+1) = (T(k+1) + k_p \cdot \frac{1+sT_z}{sT_z} \cdot PHD) \cdot \frac{B(k)}{T(k)} \quad (\text{III.34})$$

Où :

$B(k+1)$  : est la largeur de bande avant la correction

$\Delta B(k+1)$  : est la largeur de bande compensée pendant la synchronisation

$B'(k+1)$  : est la largeur de bande corrigée.

**Remarque :** cette loi est valable seulement dans l'intervalle où l'erreur de courant est linéaire.

### III.3. Etude de la commande de courant par hystérésis du hacheur alternatif

#### triphasé :

La stratégie de commande de courant par hystérésis peut être appliquée aux hacheurs alternatifs triphasés. En effet il suffit de regrouper trois hacheurs monophasés, et de décaler les signaux de commande de 120°.

#### III.3.1. Principe de fonctionnement :

Le principe est le même que pour le cas du hacheur monophasé. Dans ce cas, on tient compte de phénomène d'interférence des phases, pour l'association delta et pour l'association étoile quand le neutre du moteur isolé du neutre de la source d'alimentation.

Avec une alimentation triphasée, plusieurs schémas sont possibles suivant les couplages effectués au niveau de la charge ou des interrupteurs de puissance [32], [33]. Certains sont plus intéressants que d'autres.

L'analyse de cette stratégie de commande va être maintenant considérée pour deux cas, association en étoile avec le neutre du moteur relié au neutre du réseau figure (III.7), et avec le neutre du moteur isolé du neutre du réseau figure (III.8).

#### III.3.1.1. Association en étoile de trois hacheurs monophasés avec le neutre du moteur relié au neutre du réseau:

La figure (III.7) montre un entraînement électrique avec le neutre du moteur est lié au neutre du réseau. Dans ce cas l'équation de charge est donnée par :

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{cha} \\ i_{chb} \\ i_{chc} \end{bmatrix} + s \cdot \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{cha} \\ i_{chb} \\ i_{chc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.35})$$

Si les courants de références  $i_a^*$ ,  $i_b^*$ ,  $i_c^*$  circulent dans la charge, l'équation (III.35) devient :

$$\begin{bmatrix} u_a^* \\ u_b^* \\ u_c^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} + s \cdot \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.36})$$

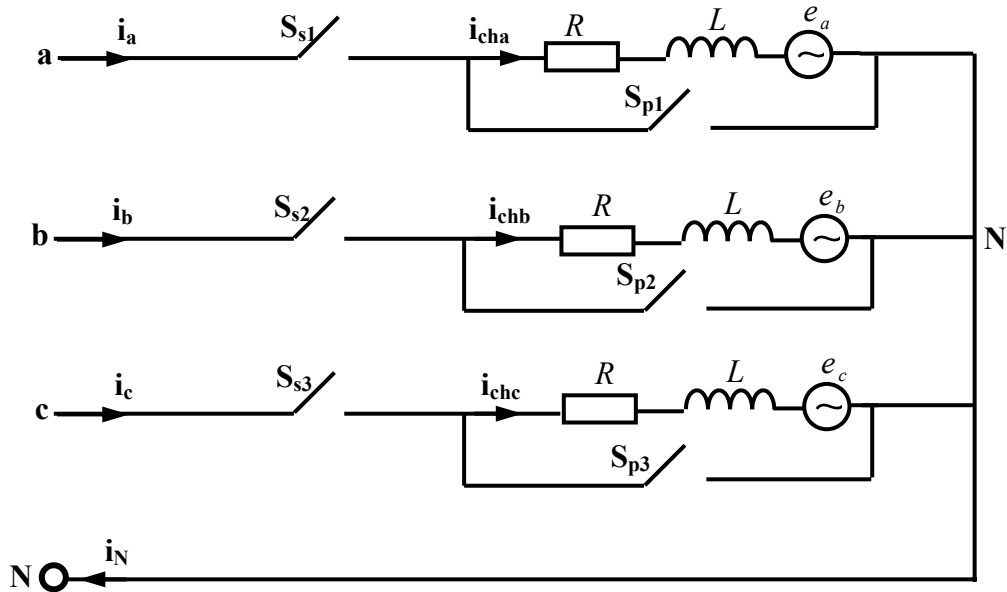


Fig III.7. Trois Hacheurs alternatifs monophasés couplés en étoile avec le neutre du moteur relié au neutre du réseau.

**III.3.1.2. Association en étoile de trois hacheurs monophasés avec le neutre du moteur isolé du neutre du réseau:**

La figure (III.8) montre trois hacheurs monophasés couplés en étoile avec le neutre du moteur isolé du neutre du réseau:

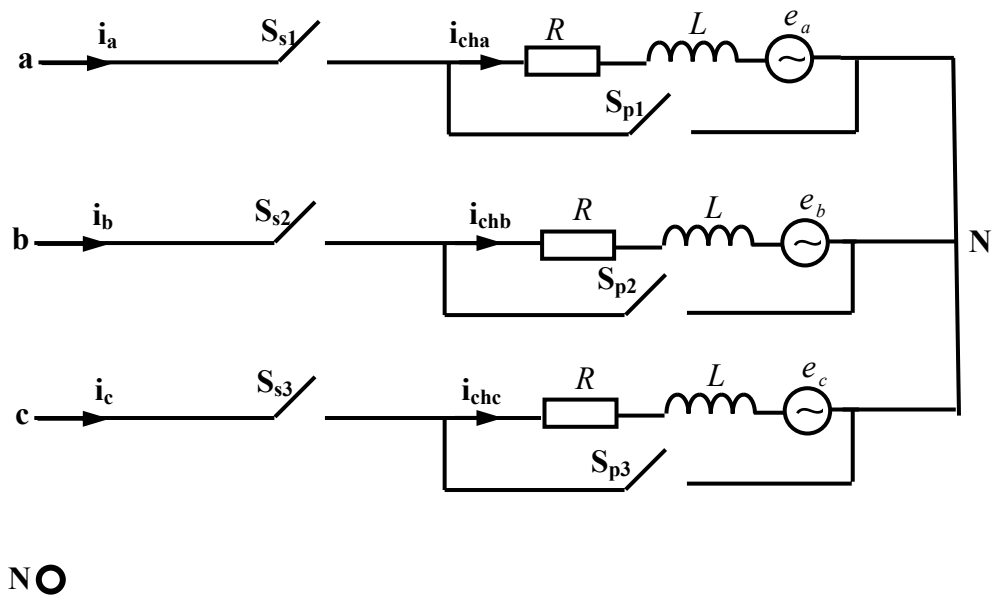


Fig III.8. Trois Hacheurs alternatifs monophasés couplés en étoile avec le neutre du moteur isolé du neutre du réseau.

Dans ce cas là, l'équation de charge pour la phase « a », s'écrit sous la forme :

$$u_a = L \cdot \frac{di_a}{dt} + R \cdot i_a + e_a + u_N \quad (\text{III.37})$$

Où  $u_N$  : est le potentiel du neutre du moteur par rapport au point neutre de la source d'alimentation. Son expression est donnée comme suit :

$$u_N = \frac{(u_a + u_b + u_c)}{3} \quad (\text{III.38})$$

L'équation qui permet de donner l'erreur est modifiée :

$$u_a - u_a^* = L \cdot \frac{d(i_{cha} - i_a^*)}{dt} + R \cdot (i_{cha} - i_a^*) - u_N \quad (\text{III.39})$$

A cause de la présence de  $u_N$ , l'erreur de courant durant une période de commutation n'est pas triangulaire. Pour éliminer le phénomène d'interférence, on définit un terme de découplage  $\gamma_a$  :

$$u_N = L \cdot \frac{d\gamma_a}{dt} + R \cdot \gamma_a \quad (\text{III.40})$$

Pour éviter ce phénomène d'interférence entre les phases dû au neutre isolé, il faut agir directement sur l'erreur de courant en ajoutant un circuit analogique additionnel.

$$\varepsilon_a = i_{cha} - i_a^* = \zeta_a + \gamma_a \quad (\text{III.41})$$

$\gamma_a$  : Terme de découplage

L'erreur de courant découplée  $\zeta$  pour une phase donnée ne dépend que de la tension correspondante à cette phase, ne dépend plus de  $u_N$ .

$$u_a - u_a^* = L \cdot \frac{d\zeta_a}{dt} + R \cdot \zeta_a \quad (\text{III.42})$$

Où  $\zeta_a$  : erreur de courant découplée

**Remarque :** On remarque que la commande par hystérésis du système triphasé est équivalente à la commande de trois systèmes monophasés. Lorsqu'il s'agit du système, il faut toujours travailler avec l'erreur de courant découplée et non pas par l'erreur de courant réelle. L'application de l'algorithme de commande dead beat au hacheur triphasé est la même que le hacheur monophasé, elle nécessite toujours que la forme de l'erreur de courant doit être linéaire.



**II. 4. Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons montré le principe de fonctionnement de la stratégie de commande de courant par hystérésis pour le hacheur alternatif monophasé et triphasé.

Dans un premier temps, nous avons étudié deux types de modulations par hystérésis, la FBHC et la SBHC. L'étude théorique montre que la FBHC a une fréquence de commutation variable, ce qui provoque des fluctuations importantes au niveau de courant de charge et par conséquent le filtrage devient difficile, et la SBHC a une fréquence de commutation tend vers l'infini à chaque passage du courant de référence à zéro, ce qui provoque des pertes considérables dans les composants.

Vu que la FBHC a l'inconvénient principal, que la fréquence de modulation est variable, nous avons proposé une nouvelle technique qui est la commande dead beat du premier ordre, qui permet de modifier la largeur de bande d'une façon dynamique afin de garder la fréquence de commutation la plus constante possible. Cette technique est valable dans l'intervalle où l'erreur de courant est linéaire. Mais quand cette dernière devient non linéaire, la loi de commande devient inapplicable. En outre, cette technique est de type asynchrone, pour faire la synchronisation nous avons une solution qui est équivalente à la PLL, cette solution assure non seulement une fréquence de modulation constante mais minimise aussi le déplacement de phase. Ce système devient complètement instable dans l'intervalle où l'erreur de courant devient non linéaire.

Finalement nous avons élargi, notre étude à un hacheur alternatif triphasé. Nous avons mis en évidence le phénomène d'interférence des phases pour la structure étoile quand le neutre du moteur isolé du neutre du réseau.

## **CHAPITRE IV**

*Etude par simulation de la commande  
de courant par hystérésis de l'onduleur*

### IV.1. Introduction :

Ce chapitre est entièrement consacré à la mise en œuvre des modèles de simulation et l'interprétation des résultats obtenus. Cette simulation permet de valider l'étude théorique et évaluer les performances de la loi de commande à bande adaptative « dead beat » adoptée sur l'onduleur. Le logiciel utilisé est le MATLAB/SIMULINK (version 5.3) [34].

### IV.2. Etude par simulation de la technique par hystérésis de l'onduleur monophasé :

#### IV.2.1. Fonctionnement en simulation de la technique FBHC :

La technique de commande de courant par hystérésis d'un onduleur monophasé débitant sur une charge (R-L-e) représentant un moteur se fait par la FBHC. Le courant de charge est comparé avec le courant de référence. L'erreur de courant est introduite dans une bascule d'hystérésis. La sortie binaire de cette dernière provoque la commutation des interrupteurs  $k_1$  et  $k_1'$ . On traduit ce fonctionnement sous la forme d'équations différentielles suivantes :

La commande FBHC se fait comme suit :

- Si  $i_{ch} - i^* < -B/2$   $K_1$  : fermé,  $K_1'$  : ouvert

$$\frac{V_{dc}}{2} = R.i_{ch}(t) + L.\frac{di_{ch}(t)}{dt} + e(t) \quad (IV.1)$$

Après transformation de Laplace de l'équation (IV.1), nous obtenons :

$$\frac{V_{dc}}{2} = R.i_{ch}(s) + s.L.i_{ch}(s) + e(s) \quad (IV.2)$$

$$i_{ch}(s) = \frac{\frac{V_{dc}}{2} - e(s)}{R + s.L} \quad (IV.3)$$

- Si  $i_{ch} - i^* > B/2$   $K_1$  fermé,  $K_1'$  ouvert

$$-\frac{V_{dc}}{2} = R.i_{ch}(t) + L.\frac{di_{ch}(t)}{dt} + e(t) \quad (IV.4)$$

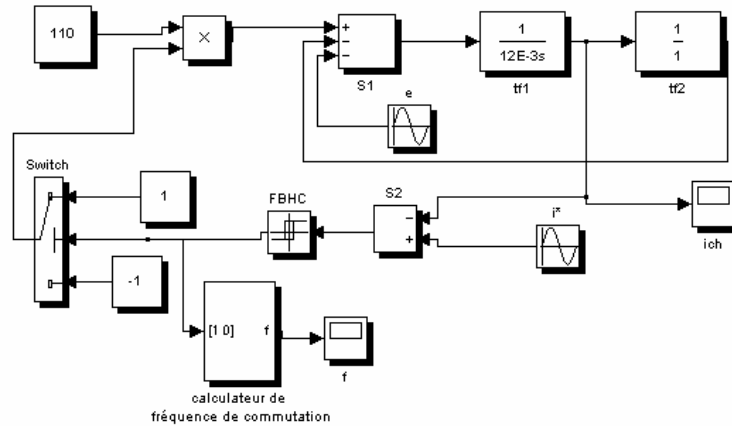
Après transformation de Laplace de l'équation (IV.4), nous obtenons :

$$-\frac{V_{dc}}{2} = R.i_{ch}(s) + s.L.i_{ch}(s) + e(s) \quad (IV.5)$$

$$i_{ch}(s) = \frac{-\frac{V_{dc}}{2} - e(s)}{R + s.L} \quad (IV.6)$$

**IV.2.1.1. Modèle de simulation :**

Le modèle de simulation correspondant à la technique de commande par hystérésis à bande fixe pour un onduleur monophasé est illustré sur la figure (IV.1).



**Fig IV.1.** Modèle de simulation de la technique FBHC

**IV.2.1.2. Description des différents blocs de simulation :**

La structure globale du modèle de simulation du système est composée d'une source de tension continue et deux principaux blocs suivants :

- Bloc de modèle de l'onduleur monophasé et une charge R-L plus une force électromotrice « e » représenté par les fonctions de transfert  $tf_1$  et  $tf_2$  et un sommateur  $S_1$ .
- Bloc de modèle de la loi de commande FBHC, son rôle est de forcer le courant de charge à suivre une valeur de consigne  $i^*$ , un sommateur  $S_2$  et une bascule d'hystérésis « Relay ». Son principe de fonctionnement est donné par le tableau suivant :

**Tableau IV.1.** Principe de fonctionnement de la bascule d'hystérésis

$\varepsilon(t)$	La commande
$\varepsilon(t) > B_p$	-1
$\varepsilon(t) < B_n$	+1
$B_n < \varepsilon(t) < B_p$	Conservation d'état

Donc la tension de sortie de l'onduleur  $u$  peut prendre deux valeurs  $+V_{dc}/2$  ou  $-V_{dc}/2$  suivant l'état de la bascule d'hystérésis (Relay).

- La fréquence de commutation est calculée par un bloc appelé calculateur de fréquence de commutation.

Les données du modèle sont les suivantes :

- Tension d'alimentation  $V_{dc} = 220V$ .
- Courant de référence  $i^*(t) = 10 \sin wt$  ;  $w = 314 \text{ rad/s}$
- Les paramètres de charge  $R = 1\Omega$  ;  $L = 12 \text{ mH}$  ;  $e = 50 \sin(wt + \pi/4)$

En premier lieu, on maintient le courant de référence  $I^*$  constant et égal à 10A, et on fait la simulation pour quatre bandes différentes (B= 1.83, 1.52, 1.3, 1.14 A), qui sont équivalentes à quatre fréquences de commutation maximales différentes respectivement ( $f_{\max}$ =2500, 3000, 3500, 4000 Hz).

Les figures (IV.2), (IV.3), (IV.4) et (IV.5) représentent les résultats de simulation du modèle de simulation de la figure (IV.1) pour quatre bandes différentes B= 1.83, 1.52, 1.3, 1.14 A respectivement. Ces résultats sont résumés dans le tableau (IV.2).

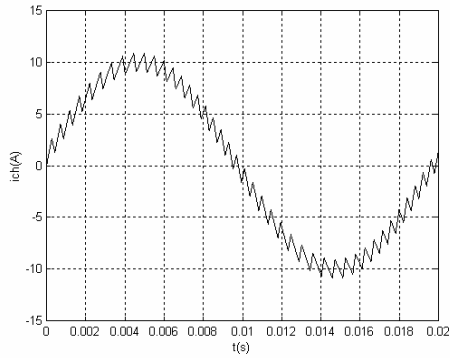
**Tableau IV.2.** Résultats de simulation pour différentes bandes.

Largeur de bande (A)	Fréquence maximale (Hz)	Fréquence minimale (Hz)	THD (%)
1.83	2500	1800	7.46
1.52	3000	2100	6.20
1.3	3500	2400	5.3
1.14	4000	2800	4.66

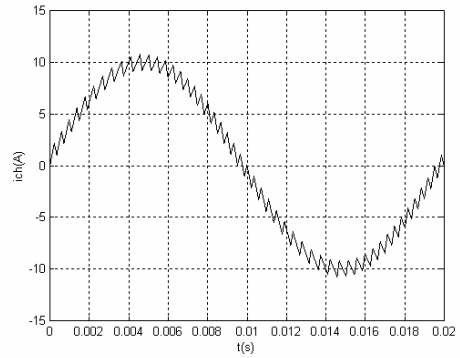
D'après ces résultats, nous avons remarqué que :

- Lorsqu'on diminue la bande, la forme du courant de charge se rapproche de l'onde de référence.
- Les spectres de courant montrent que le THD croît avec l'accroissement de la bande.
- La fréquence de commutation est variable, varie entre une valeur maximale et une valeur minimale tout au long de la période du courant de référence.
- L'analyse spectrale correspondant au courant de charge pour chaque bande montre que le fondamental de courant est centré à la fréquence du courant de référence (50Hz) avec une présence d'harmoniques dans une bande de fréquence. Cette bande est limitée entre la fréquence de commutation minimale et maximale. Les premiers harmoniques significatifs présents dans le courant de charge ont un

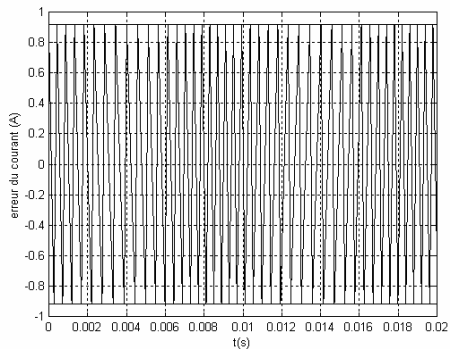
$$\text{rang voisin de : } \frac{\text{fréquence de commutation minimale}}{\text{fréquence du courant de référence (50 Hz)}}$$



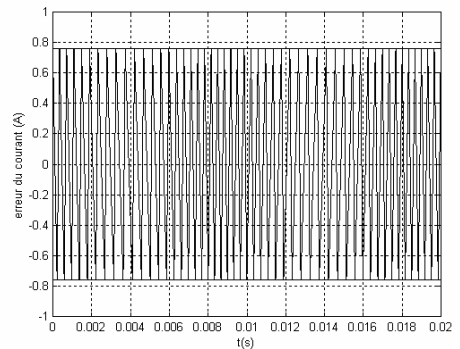
Forme du courant de charge



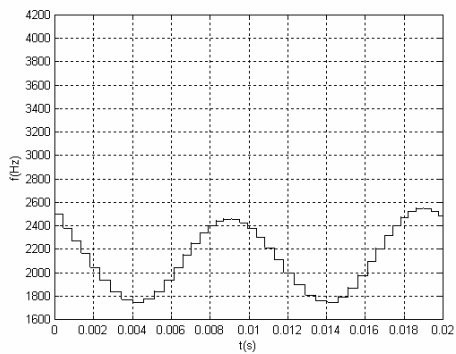
Forme du courant de charge



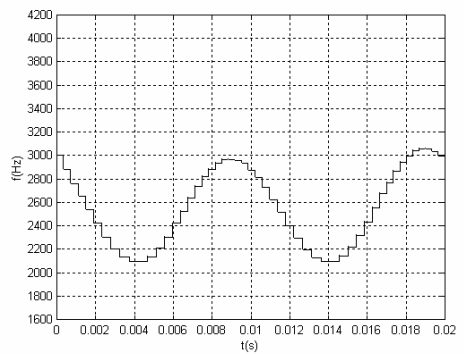
Forme de l'erreur de courant



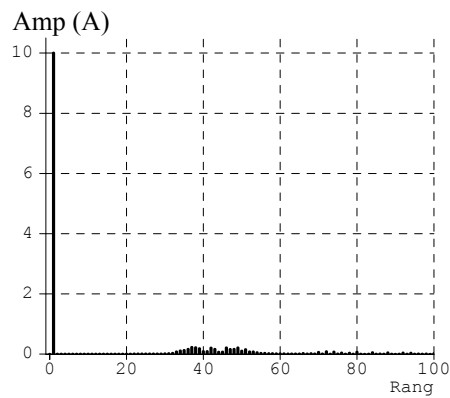
Forme de l'erreur de courant



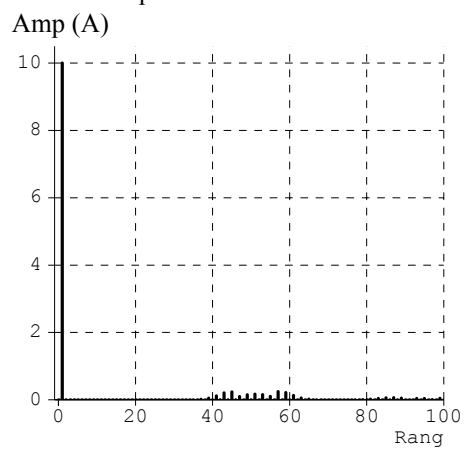
Fréquence de commutation



Fréquence de commutation



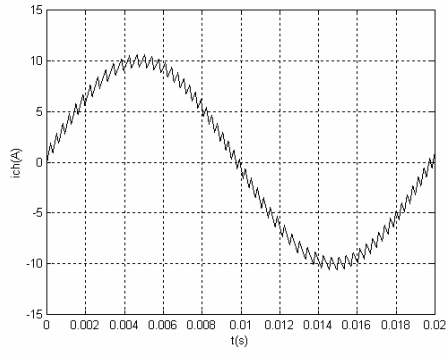
Spectre d'harmonique associe à ich



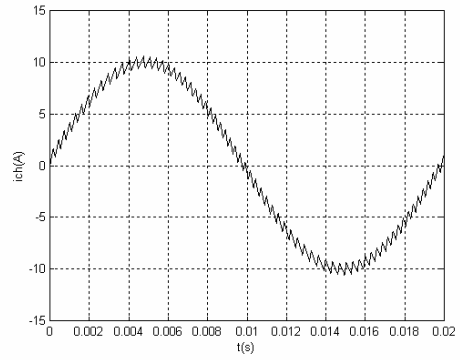
Spectre d'harmonique associe à ich

**Fig IV.2.** Résultats de simulation pour  $B=1.83$  A

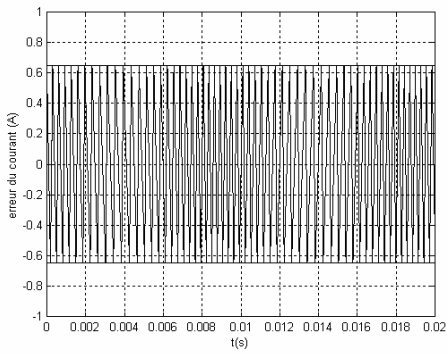
**Fig IV.3.** Résultats de simulation pour  $B=1.52$  A



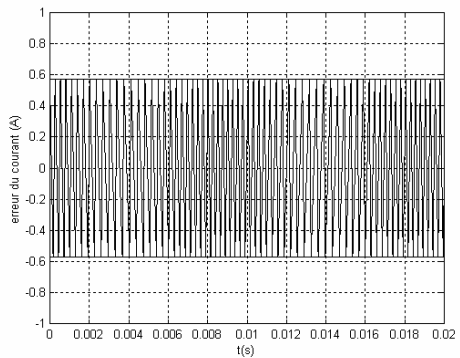
Forme du courant de charge



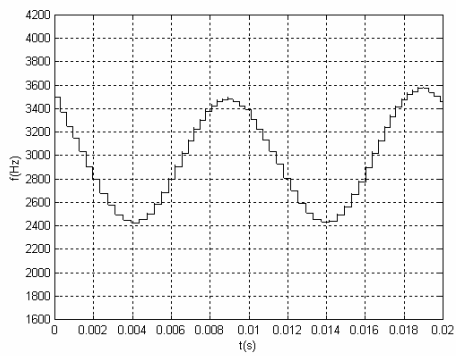
Forme du courant de charge



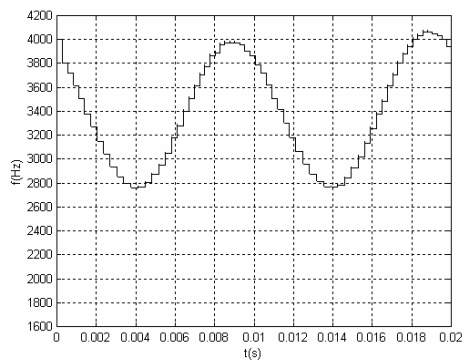
Forme de l'erreur du courant



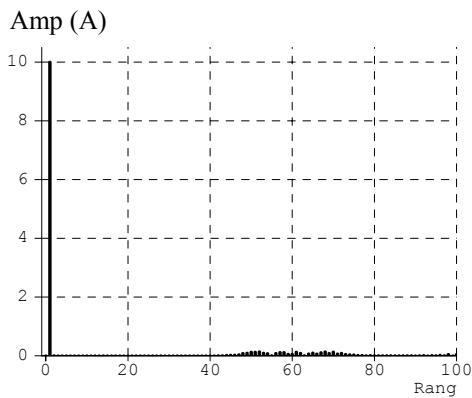
Forme de l'erreur du courant



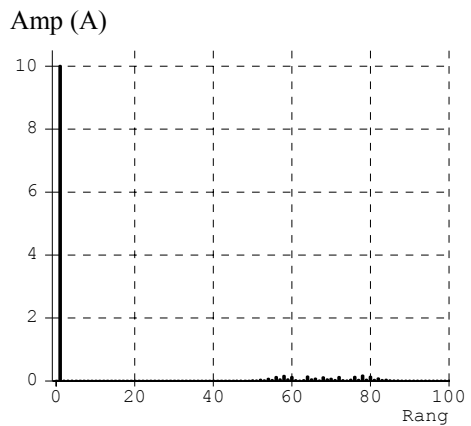
Fréquence de commutation



Fréquence de commutation



Spectre d'harmonique associe à ich



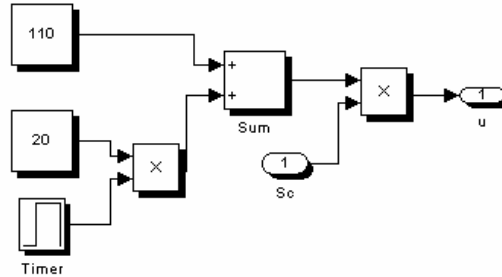
Spectre d'harmonique associe à ich

**Fig IV.4.** Résultats de simulation pour  $B=1.3$  A

**Fig IV.5.** Résultats de simulation pour  $B=1.14$  A

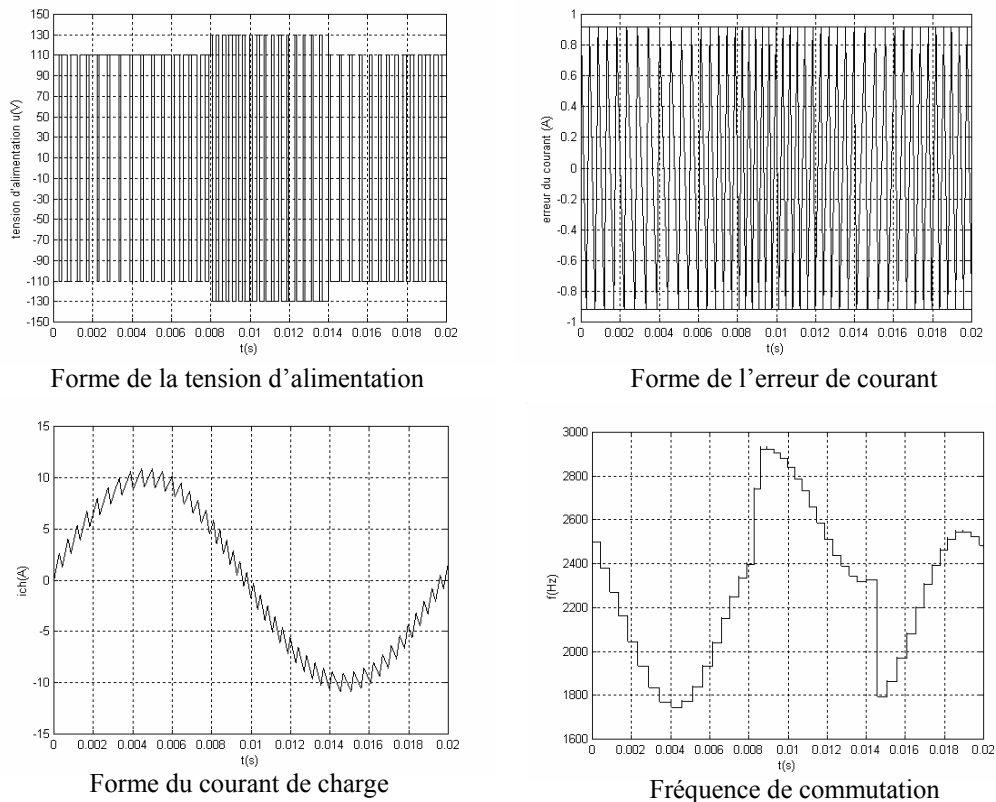
**IV.2.1.3 Fonctionnement en simulation de la technique FBHC avec variation de la tension d'entrée :**

On suppose que la tension d'entrée de l'onduleur  $V_{dc}$  à l'instant  $t = 0.008s$ , subit une augmentation de  $\Delta v_{dc} = 40V$  pendant un intervalle de temps  $\Delta t = 0.006s$ . La simulation de cette perturbation est donnée par ce bloc :



**Fig IV.6.** Bloc de variation de la tension d'entrée

Les résultats obtenus sont donnés par la figure (IV.7). D'après ces résultats, nous avons remarqué que malgré la variation de la tension d'alimentation de l'onduleur  $V_{dc}$ , le courant de charge est maintenu dans la fourchette d'hystérésis choisie, donc le courant de sortie est insensible aux variations de la tension d'alimentation qui est délivrée généralement par un redresseur (présence d'ondulations dans la tension de sortie). La robustesse de cette technique de commande vis-à-vis des variations de la tension d'entrée de l'onduleur constitue le point fort de cette loi de commande.



**Fig IV.7.** Résultats de simulation de la technique FBHC avec variation de la tension d'alimentation



IV.2.2 Fonctionnement en simulation de la technique SBHC :

IV.2.2.1 Modèle de simulation :

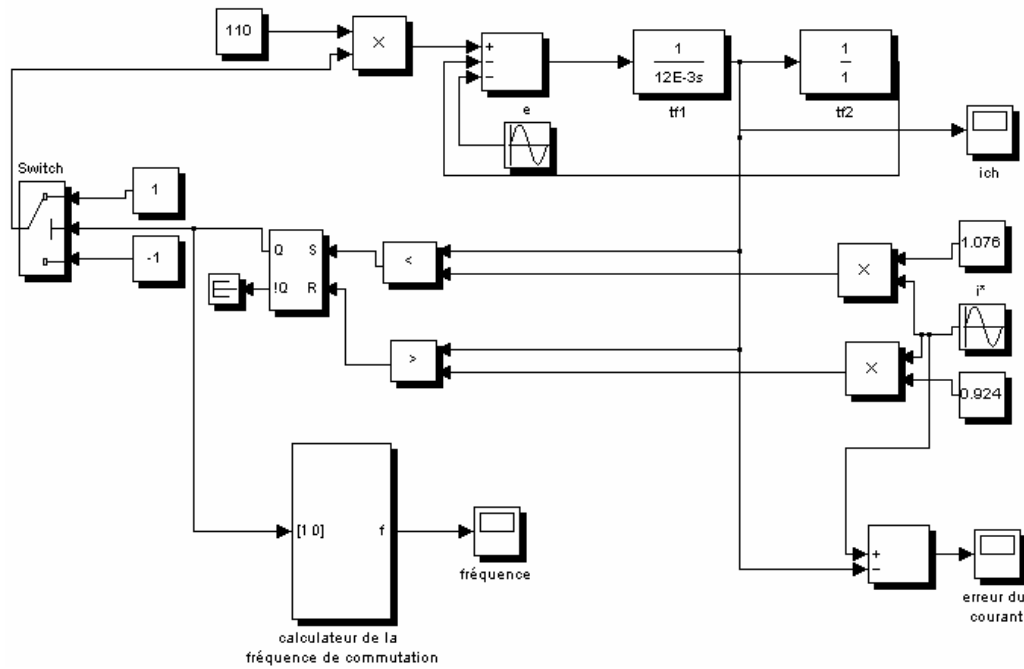


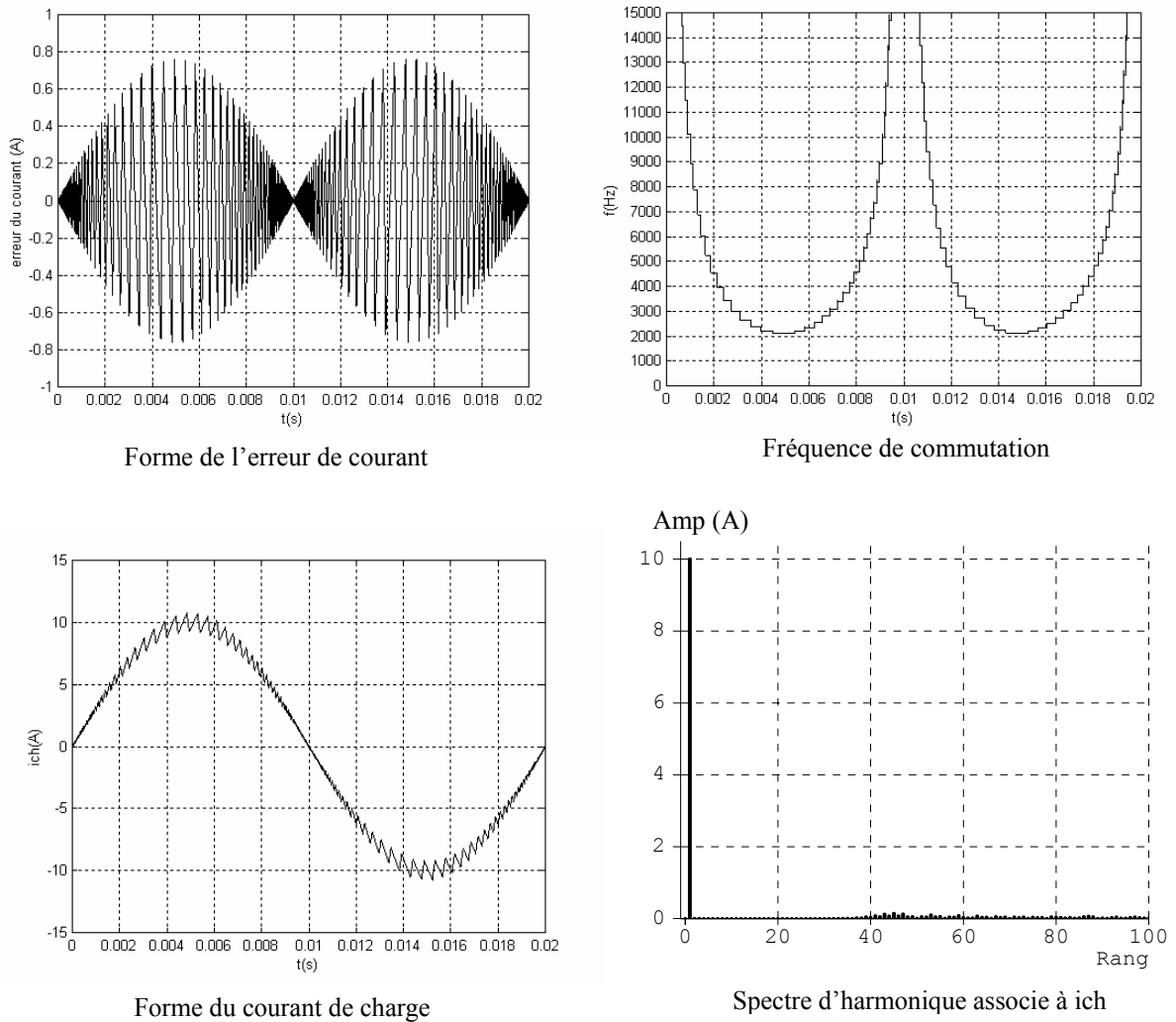
Fig IV.8. Modèle de simulation de la technique SBHC

IV.2.2.2 Description des différents blocs de simulation :

La structure du bloc définissant l'onduleur et la charge est la même que la structure du bloc de FBHC. La différence est dans le bloc représentant la loi de commande (bande sinusoïdale) qui est formé du signal de référence et deux constantes, pour définir les limites supérieures et inférieures, des multiplicateurs, deux comparateurs et un commutateur logique sous forme d'une bascule S-R pour assurer la commutation des interrupteurs selon les résultats de comparaison du  $i_{ch}(t)$  avec  $i_{sup}$  ou  $i_{inf}$  comme le montre le tableau (IV.3):

Tableau IV.3. Fonctionnement du bloc de la commutation SBHC

Allure de courant $i_{ch}$		Entrée de la bascule SR		Sortie de la bascule SR	Etat des interrupteurs	
		S	R	Q		
$i^* > 0$	$i_{ch} > i_{sup}$	0	1	0	$K_I'$ fermé	$K_I$ ouvert
	$i_{inf} < i_{ch} < i_{sup}$	0	0	Conservation de l'état précédent	Conservation de l'état précédent	Conservation de l'état précédent
	$i_{ch} < i_{inf}$	1	0	1	$K_I'$ ouvert	$K_I$ fermé
$i^* < 0$	$i_{ch} > i_{inf}$	0	1	0	$K_I'$ fermé	$K_I$ ouvert
	$i_{inf} > i_{ch} > i_{sup}$	0	0	Conservation de l'état précédent	Conservation de l'état précédent	Conservation de l'état précédent
	$i_{ch} < i_{sup}$	1	0	1	$K_I'$ ouvert	$K_I$ fermé



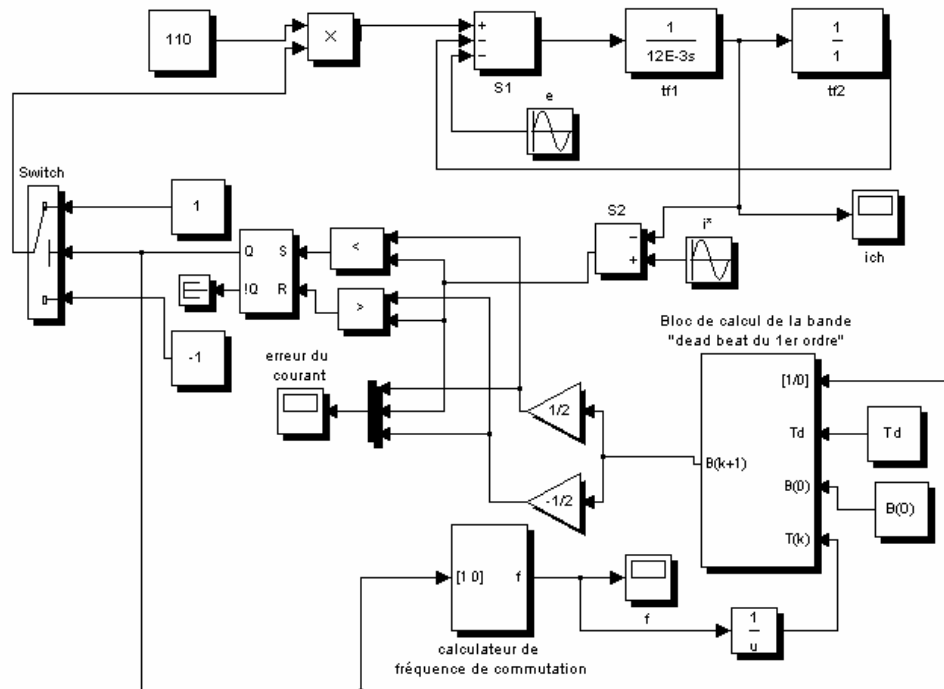
**Fig IV.9.** Résultats de simulation de la technique SBHC

La figure (IV.9) montre les résultats de simulation de la technique SBHC. La variation du courant de charge  $i_{ch}(t)$  se fait dans une bande B de valeur maximale égale à 1.52A formée de deux sinusoïdes ( $B_{p\max} = 0.76A$ ,  $B_{n\max} = -0.76A$ ). Nous avons constaté que le spectre d'harmoniques du courant de charge montre que le THD est meilleur par rapport à la FBHC pour la même bande maximale (THD=4.39%), mais la fréquence de commutation tend vers l'infini à chaque passage du courant de référence à zéro, ce qui constitue l'inconvénient majeur de cette approche.

**IV.2.3 Fonctionnement en simulation de la technique de commande de courant par hystérésis à bande adaptative :**

**IV.2.3.1 Modèle de simulation :**

Le modèle de simulation correspondant à la technique de commande de courant par hystérésis à bande variable à base de l'algorithme dead beat du premier ordre pour un onduleur monophasé est illustré sur la figure (IV.10).



**Fig IV.10.** Modèle de simulation de la technique de commande par hystérésis à bande variable

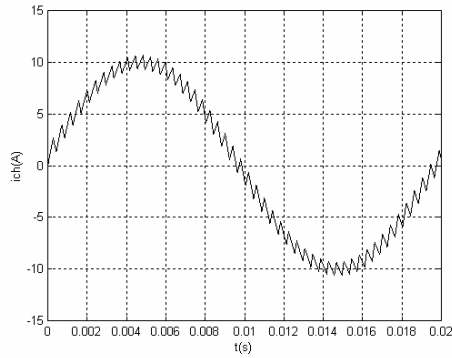
**IV.2.3.2. Description des différents blocs de simulation :**

La structure du bloc définissant l'onduleur et la charge est la même que la structure du bloc de FBHC, la différence est dans le bloc représentant la loi de commande « bande adaptative » qui effectue le calcul de la bande adéquate afin de rendre la fréquence de modulation constante. Les grandeurs amenées à l'entrée de ce bloc sont :

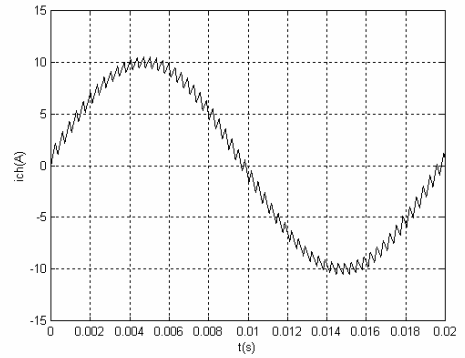
- ⇒ La largeur de bande à l'état initial  $B(0)$
- ⇒ La période de commutation désirée  $T_d$
- ⇒ La période de commutation évaluée  $T(k)$

**IV.2.3.3. Etude statique des performances de la loi de commande :**

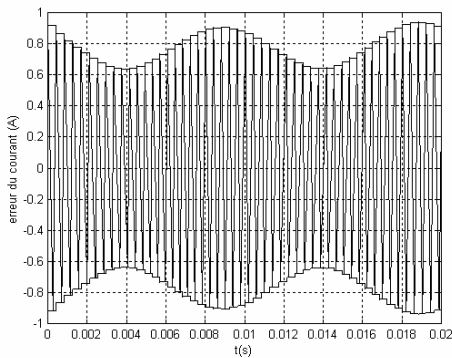
On maintient le courant de référence  $I^*$  toujours constant égal à 10A, et on fait la simulation pour quatre fréquences de commutation désirées successives : 2500, 3000, 3500, 4000 Hz. Les résultats obtenus sont donnés par les graphes suivants :



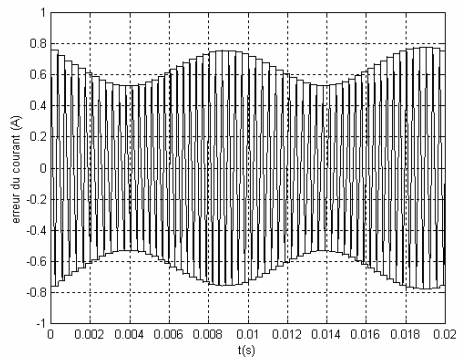
Forme du courant de charge



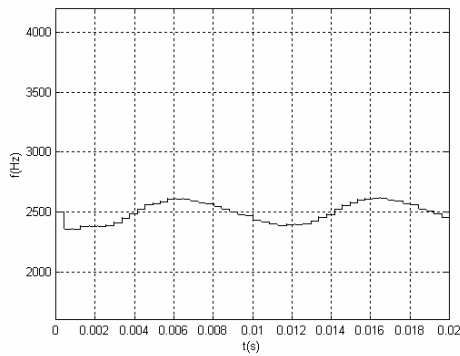
Forme du courant de charge



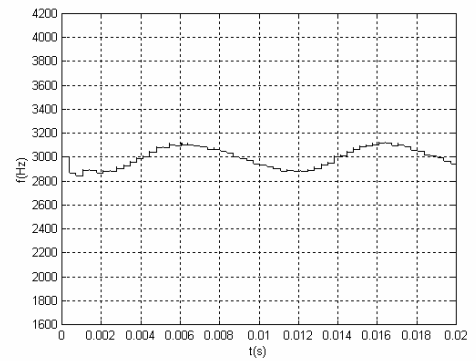
Forme de l'erreur de courant



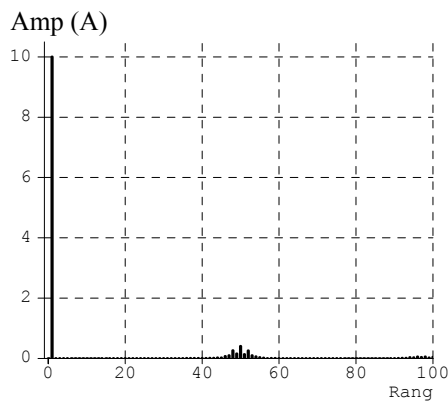
Forme de l'erreur de courant



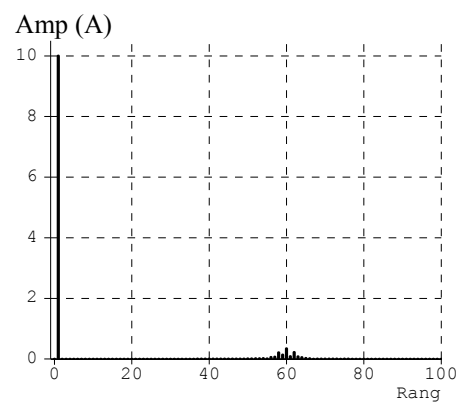
Fréquence de commutation



Fréquence de commutation



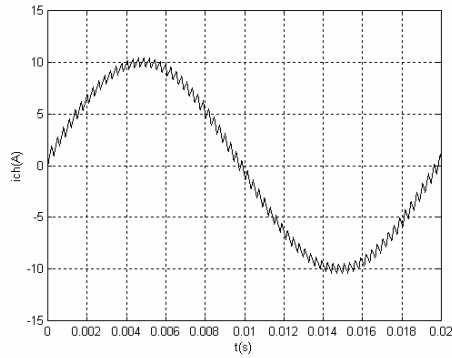
Spectre d'harmonique associé à  $i_{ch}$



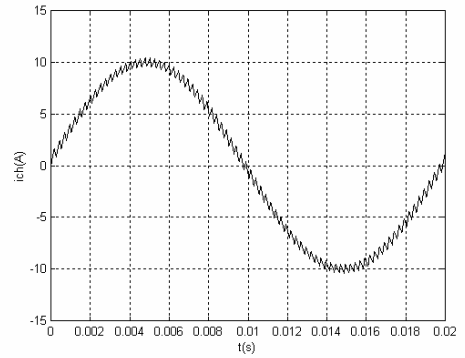
Spectre d'harmonique associé à  $i_{ch}$

**Fig IV.11.** Résultats de simulation pour  $f_d=2500$  Hz

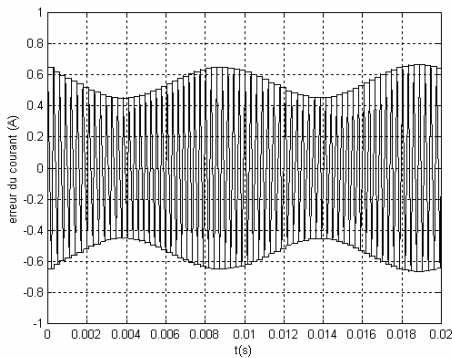
**Fig IV.12.** Résultats de simulation pour  $f_d=3000$  Hz



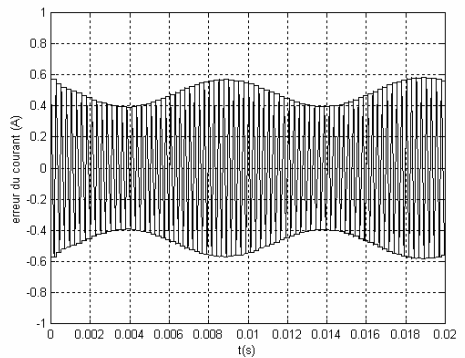
Forme du courant de charge



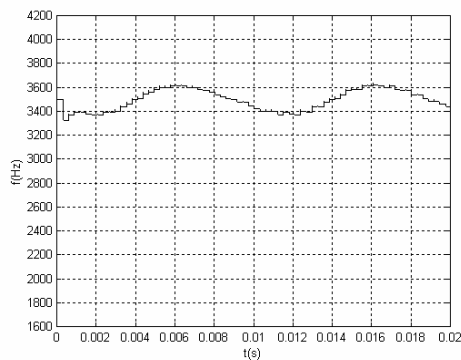
Forme du courant de charge



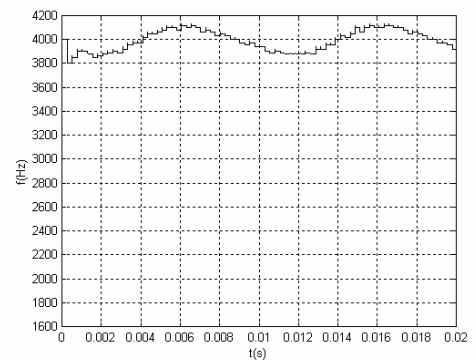
Forme de l'erreur de courant



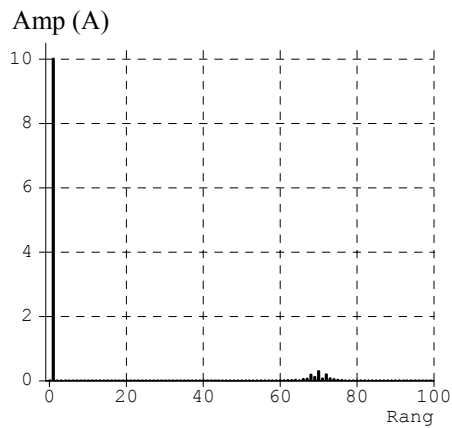
Forme de l'erreur de courant



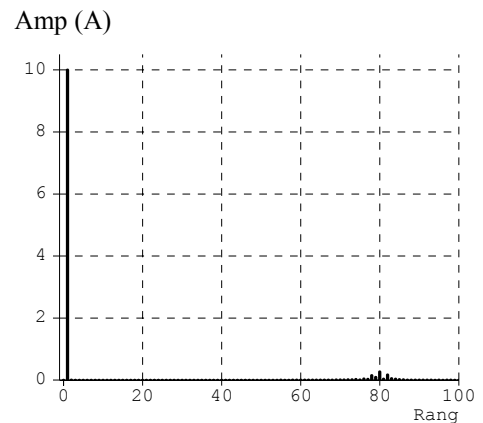
Fréquence de commutation



Fréquence de commutation



Spectre d'harmonique associe à ich



Spectre d'harmonique associe à ich

**Fig IV.13.** Résultats de simulation pour  $f_d=3500$  Hz

**Fig IV.14.** Résultats de simulation pour  $f_d=4000$  Hz

Les figures (IV.11), (IV.12), (IV.13) et (IV.14) représentent les résultats du modèle de simulation de la figure (IV.10) pour quatre fréquences de commutation désirées différentes  $f_d = 2500, 3000, 3500, 4000$  Hz respectivement. Ces fréquences sont limitées par la fréquence de travail des interrupteurs. Les résultats obtenus sont résumés dans le tableau (IV.4).

**Tableau IV.4.** Résultats de simulation pour différentes fréquences de commutation.

Largeur de bande maximale (A)	Fréquence de commutation désirée (Hz)	THD (%)
1.83	2500	6.43
1.52	3000	5.34
1.3	3500	4.47
1.14	4000	4.00

D'après ces résultats, nous avons remarqué que :

- Lorsqu'on augmente la fréquence de commutation désirée, la forme du courant de charge s'approche de l'onde de référence.
- Les spectres de courant montrent que le THD diminue avec l'accroissement de la fréquence de commutation désirée.
- La fréquence de commutation est presque constante.
- L'analyse spectrale correspondant au courant de charge pour chaque fréquence de commutation désirée montre que le fondamental de courant est centré à la fréquence du courant de référence (50Hz) avec une présence d'harmoniques concentrés autour de la fréquence de commutation désirée qui est l'harmonique le plus dominant. Les premiers harmoniques significatifs présents dans le courant de charge ont un rang voisin de  $\frac{\text{fréquence de commutation désirée}}{\text{fréquence du courant de référence (50 Hz)}}$ .

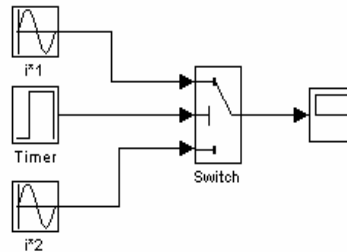
#### **IV.2.3.4 Etude dynamique des performances de la loi de commande :**

##### **IV.2.3.4.1 Fonctionnement avec variations de la consigne :**

Dans le but d'analyser la robustesse de la commande proposée vis-à-vis des variations de la consigne, on considère dans cette phase, le fonctionnement avec une variation de la consigne. Le courant de consigne  $i^*$  va varier pour observer la précision en poursuite. On considère deux cas suivants :

- Augmentation de la consigne
- Diminution de la consigne.

Dans le premier cas, l'amplitude du courant de consigne  $I^*$  croit de 10A à 15A et dans le second cas elle décroît de 10A à 5A à l'instant  $t=0.016s$ . Cette variation se fait à l'aide d'un bloc de simulation comme le montre la figure (IV.15):

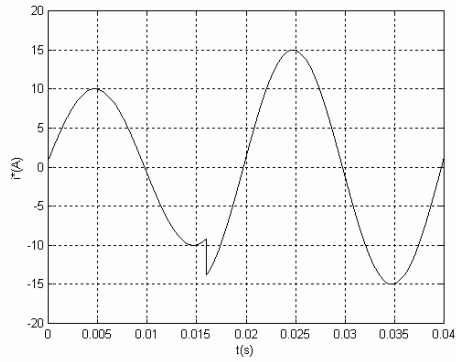


**Fig IV.15.** Bloc de variation de courant de consigne

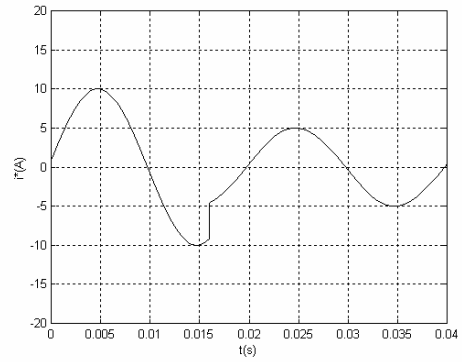
Les figures (IV.16) et (IV.17) représentent respectivement les résultats de simulation pour deux cas, augmentation de la consigne et diminution de la consigne.

D'après les résultats obtenus, nous avons constaté que :

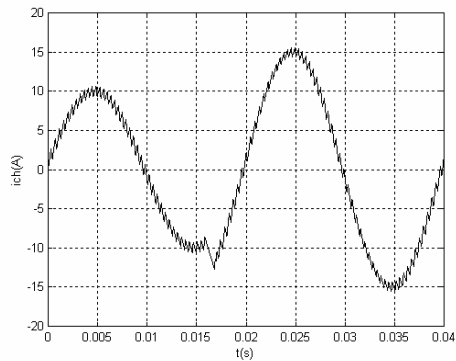
- Lors de la variation du courant de référence, on aperçoit clairement que le courant de charge suit le courant de consigne avec une grande rapidité, il n'y a pas de dépassement pendant cette phase.
- La fréquence de commutation augmente brusquement parce que lors du passage d'un régime à un autre, la période de commutation  $T(k)$  est grande, d'où la bande estimée  $B(k+1)$  est petite et par conséquent la fréquence de commutation devient très élevée. Après le passage du régime transitoire, la fréquence de commutation se stabilise autour de la fréquence désirée.



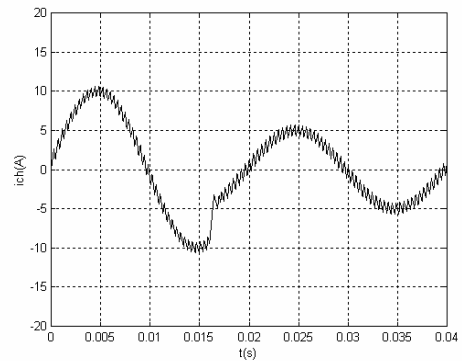
Forme du courant de référence



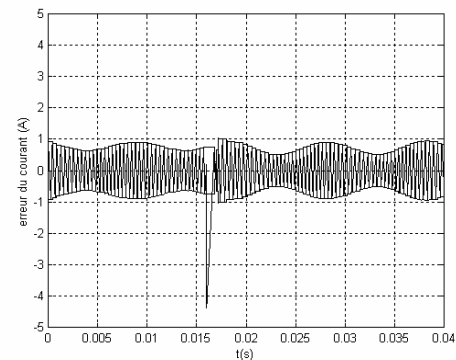
Forme du courant de référence



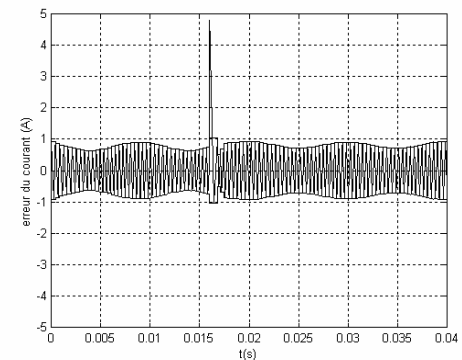
Forme du courant de charge



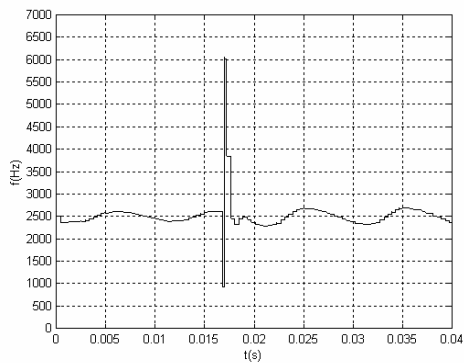
Forme du courant de charge



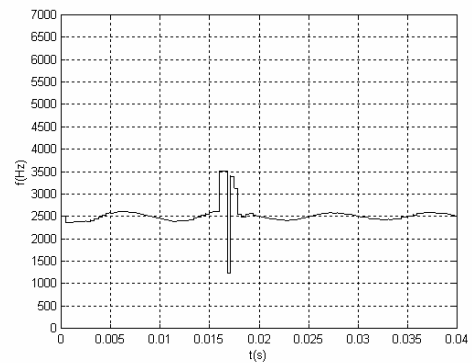
Forme de l'erreur de courant



Forme de l'erreur de courant



Fréquence de commutation



Fréquence de commutation

**Fig IV.16.** Cas : Augmentation de la consigne

**Fig IV.17.** Cas : Diminution de la consigne



#### IV.2.4 Fonctionnement en simulation de la technique de commande de courant par hystérésis à bande adaptative synchrone:

##### IV.2.4.1 Modèle de simulation :

Le modèle de simulation correspondant à la technique de commande par hystérésis à bande variable à base de l'algorithme dead beat du premier ordre avec synchronisation des impulsions de commande, pour un onduleur monophasé, est illustré sur la figure (IV.18).

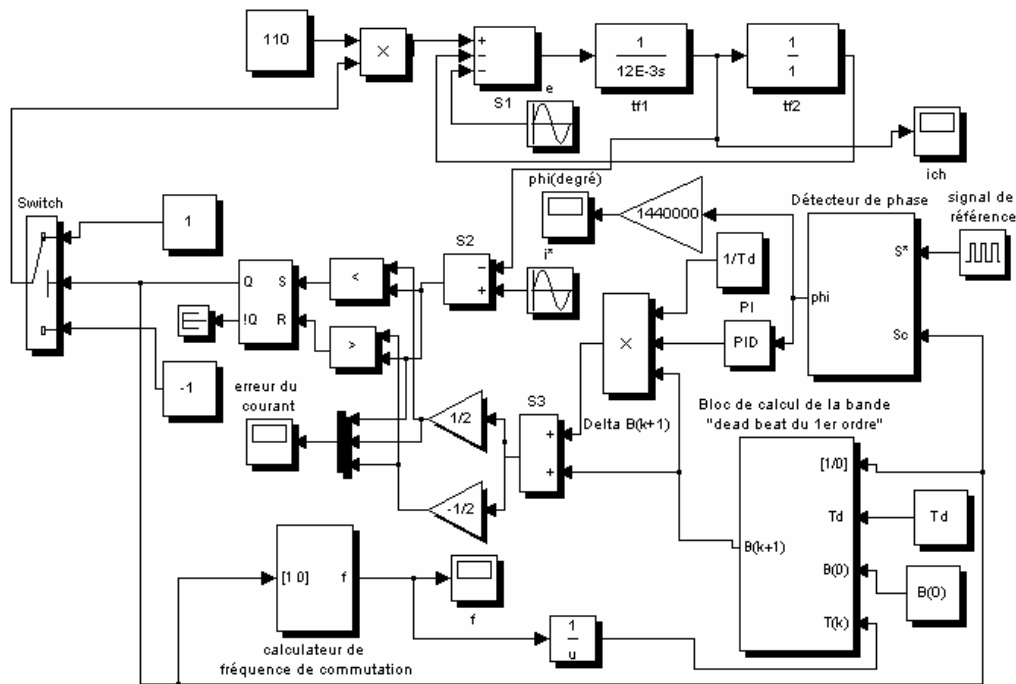


Fig IV.18. Modèle de simulation de la technique de commande de courant par hystérésis à bande variable avec synchronisation des impulsions de commande

##### IV.2.4.2 Description des différents blocs de simulation :

La structure du bloc est la même que la structure du bloc de la commande à bande variable à base de l'algorithme dead beat du 1<sup>er</sup> ordre sans synchronisation. La seule différence est dans le bloc représentant le correcteur de la largeur de bande d'hystérésis qui comporte un détecteur de phase et un régulateur proportionnel intégrateur, ce dernier assure la synchronisation des impulsions de commande.

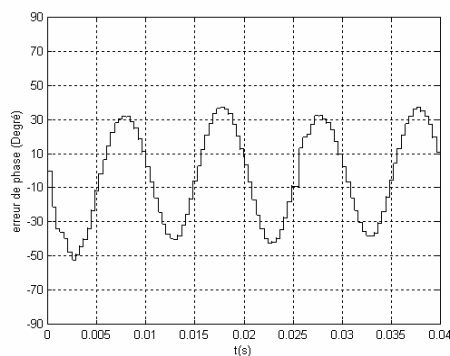
##### IV.2.4.3 Etude statique des performances de la loi de commande

On prend les mêmes paramètres du modèle de simulation de la figure (IV.10), et on fait la simulation pour quatre fréquences de modulation différentes :  $f_d=1/T_d=2500$ ,

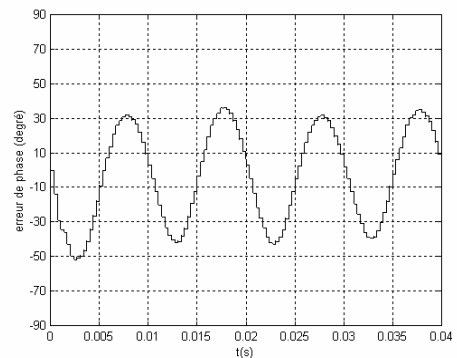
3000, 3500, 4000 Hz. Les paramètres du filtre PI ont été choisis pour assurer une large marge de stabilité de la PLL:  $K_p = 0.42$ , la fréquence du zéro  $f_z = \frac{1}{2\pi T_z} = 186 \text{ Hz}$

Pour observer la synchronisation des impulsions de commande, on s'intéresse à la forme de l'erreur de phase  $\Phi$ .

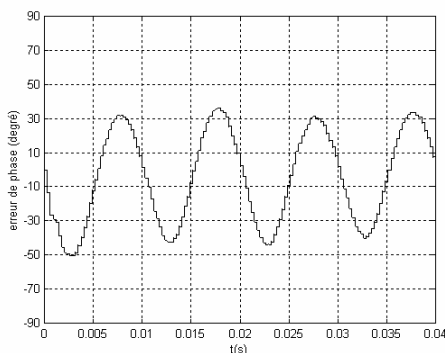
La figure (IV.19) représente les graphes de l'erreur de phase pour quatre fréquences de commutation désirées. D'après ces graphes, nous avons remarqué que l'erreur de phase est comprise entre des limites acceptables (entre  $35^\circ$  et  $-35^\circ$ ), et sa forme est périodique, donc les impulsions de commande pour la première période du courant de référence sont identiques à la deuxième période, à la troisième ... etc. Donc ces impulsions sont symétriques d'une période à l'autre. Dans ce cas là, on peut dire que la synchronisation des impulsions de commande est faite d'une manière correcte et efficace.



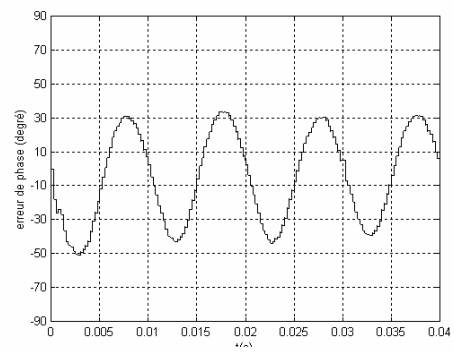
Forme de l'erreur de phase pour  $f_d = 2500 \text{ Hz}$



Forme de l'erreur de phase pour  $f_d = 3000 \text{ Hz}$



Forme de l'erreur de phase pour  $f_d = 3500 \text{ Hz}$



Forme de l'erreur de phase  $f_d = 4000 \text{ Hz}$

**Fig IV.19.** Résultats de simulation de la technique de commande par hystérésis à bande adaptative synchrone

#### **IV.2.4.4 Etude dynamique des performances de la loi de commande :**

##### **IV.2.4.4.1 Fonctionnement avec variation de la consigne :**

On considère toutes les données qui caractérisent le modèle de la figure (IV.18). L'analyse est faite pour les deux cas suivants :

- Augmentation de la consigne.
- Diminution de la consigne.

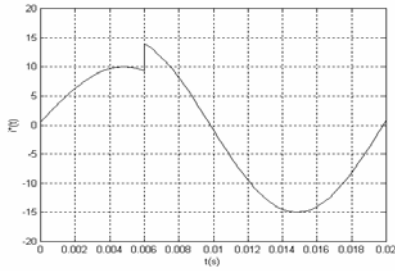
Dans le premier cas, l'amplitude du courant de consigne  $I^*$  croît de 10A à 15A, et dans le second cas elle décroît de 10A à 5A à l'instant  $t=0.006s$ .

Les figures (IV.20) et (IV.21) représentent respectivement les résultats de simulation pour deux cas, augmentation de la consigne et diminution de la consigne.

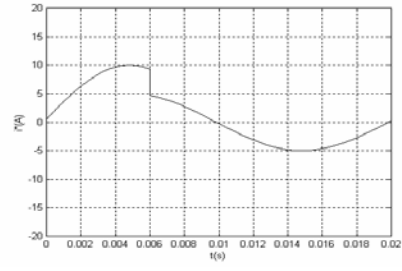
D'après les résultats obtenus, nous avons constaté que :

- Le courant de charge suit le courant de consigne avec une grande rapidité.
- La fréquence de commutation augmente brusquement, et après le passage du régime transitoire, elle se stabilise autour de la fréquence désirée.
- Il y a une perturbation dans la forme de l'erreur de phase, cette perturbation montre une instabilité dans le système. La durée de cette perturbation est très petite. Après le passage du régime transitoire, l'erreur de phase se stabilise, c'est-à-dire sa forme reste toujours périodique entre des limites acceptables.

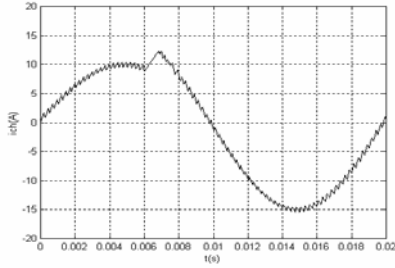
Donc la loi de commande dead beat du premier ordre synchrone est robuste vis-à-vis des variations de la consigne.



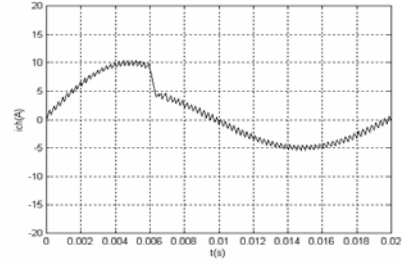
Forme du courant de référence



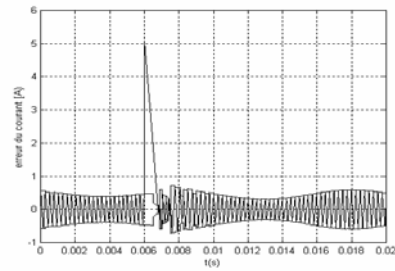
Forme du courant de référence



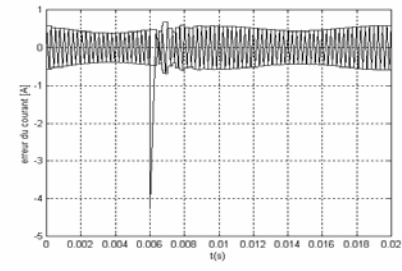
Forme du courant de charge



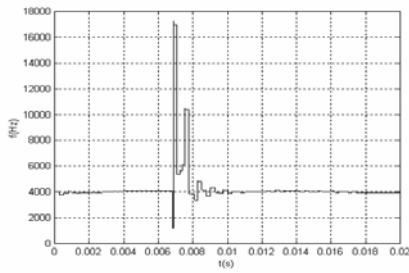
Forme du courant de charge



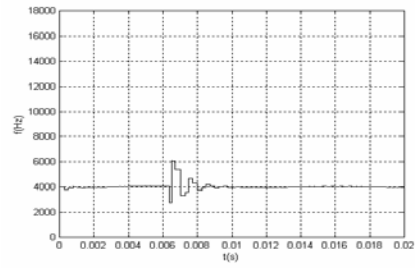
Forme de l'erreur de courant



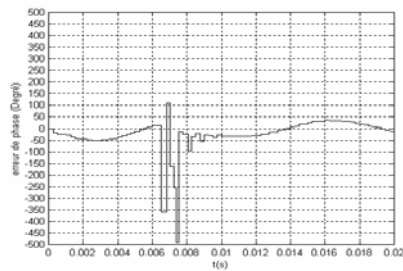
Forme de l'erreur de courant



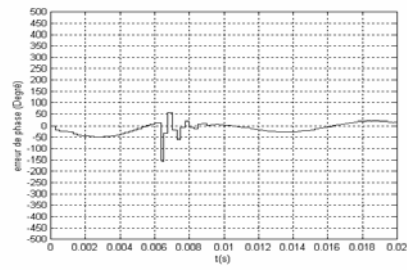
Fréquence de commutation



Fréquence de commutation



Forme de l'erreur de phase



Forme de l'erreur de phase

**Fig IV.20. Cas : Augmentation de la consigne**

**Fig IV.21. Cas : Diminution de la consigne**

#### IV.2.4.5 Exemple d'instabilité de la PLL:

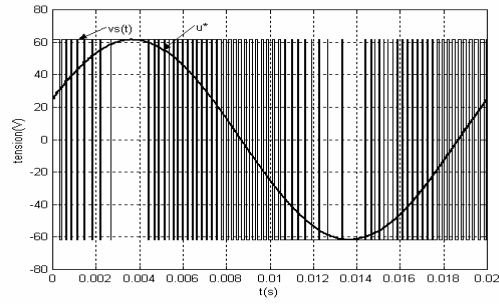
L'instabilité du système de synchronisation est produite par les grandes variations du gain  $G$  de la boucle complète, dont l'expression est donnée par l'équation (II.47).

Pour voir un exemple d'instabilité du système, on prend  $u_n = \frac{u^*}{V_{dc}/2} = 1$ . L'étude théorique selon l'équation (II.47) a montré que lorsque  $u_n = 1$ , le gain  $G$  tend vers l'infini, et dans ce cas là, le système devient complètement instable.

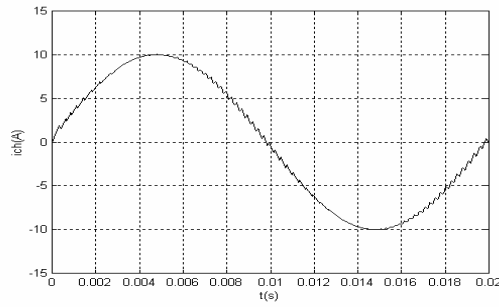
La figure (IV.22), montre les résultats de simulation de cet exemple. D'après les formes d'onde de la tension de charge et de référence, que lorsque la valeur crête de la tension de référence est égale à  $V_{dc}/2$ , ce qui correspond à  $u_n = 1$ , on constate que:

- La forme de l'erreur de phase montre parfaitement l'effet de cette instabilité. Cette dernière se produit près aux valeurs maximum positives et minimum négatives de la tension de référence, où  $u_n = 1$  et  $B$  est minimum.
- Le courant de charge suit le courant de consigne avec une grande rapidité, il n'y a pas de changement quand  $u_n = 1$ .
- Cette instabilité affecte la régularité de l'erreur de courant.
- La fréquence de commutation augmente brusquement, parce que, d'après l'équation (II.31), quand  $u_n = 1$ , la période évaluée  $T(k)$  tend vers l'infini, donc la largeur de bande  $B(k+1)$  devient très petite, et par conséquent la fréquence désirée augmente brusquement.

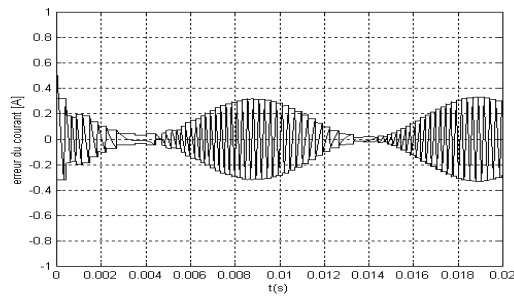
Donc, pour éviter l'instabilité du système, il est possible de fixer une limite inférieure à la largeur de bande  $B$ , ceci correspond à une limite supérieure de la tension normalisée  $u_n$ , pour laquelle la PLL effectue le verrouillage de la fréquence de modulation.



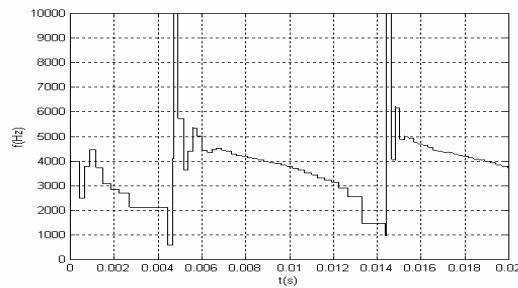
formes d'onde de la tension de charge et de référence



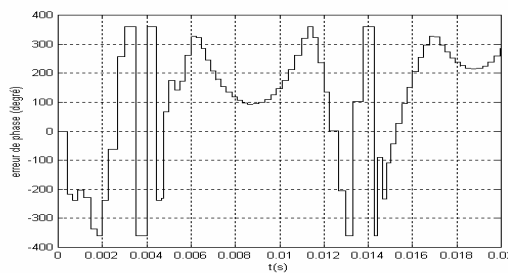
Forme du courant de charge



Forme de l'erreur de courant



Fréquence de commutation



Forme de l'erreur de phase

**Fig IV.22.** Résultats de simulation pour un exemple d'instabilité de la PLL

#### IV.2.5. Variation du THD en fonction de la largeur de bande maximale pour la FBHC et dead beat:

D'après les résultats obtenus précédemment pour les deux techniques de commande par hystérésis, la FBHC et la technique par hystérésis à bande variable à base de l'algorithme dead beat du premier ordre, on peut représenter le THD en fonction de la largeur de bande B maximale comme le montre la figure (IV.23):

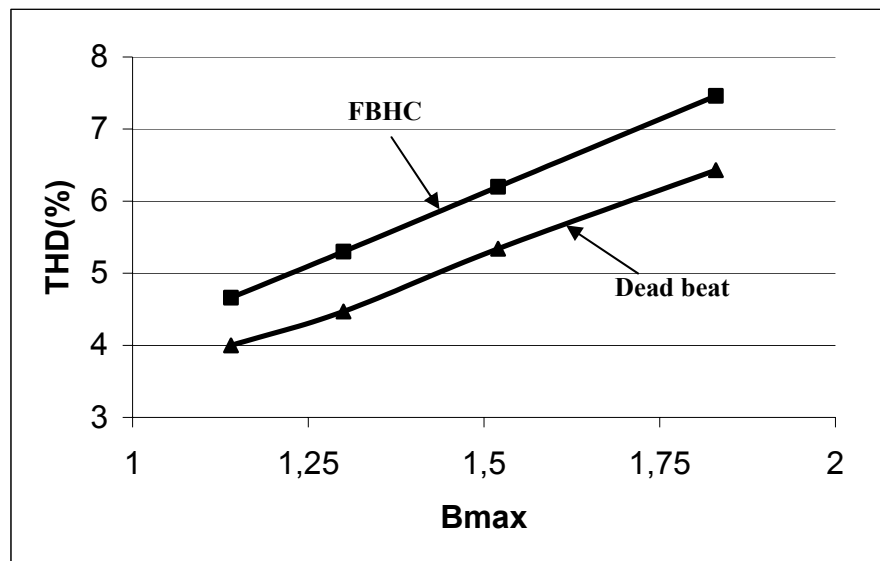
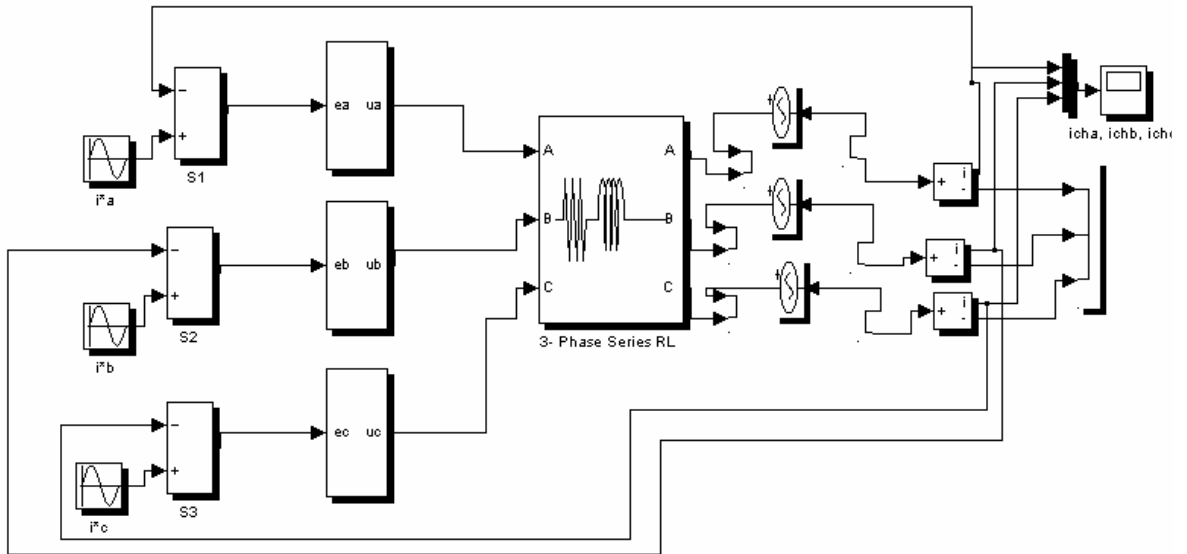


Fig IV.23. Variation du THD en fonction de la largeur de bande maximale  $B_{max}$

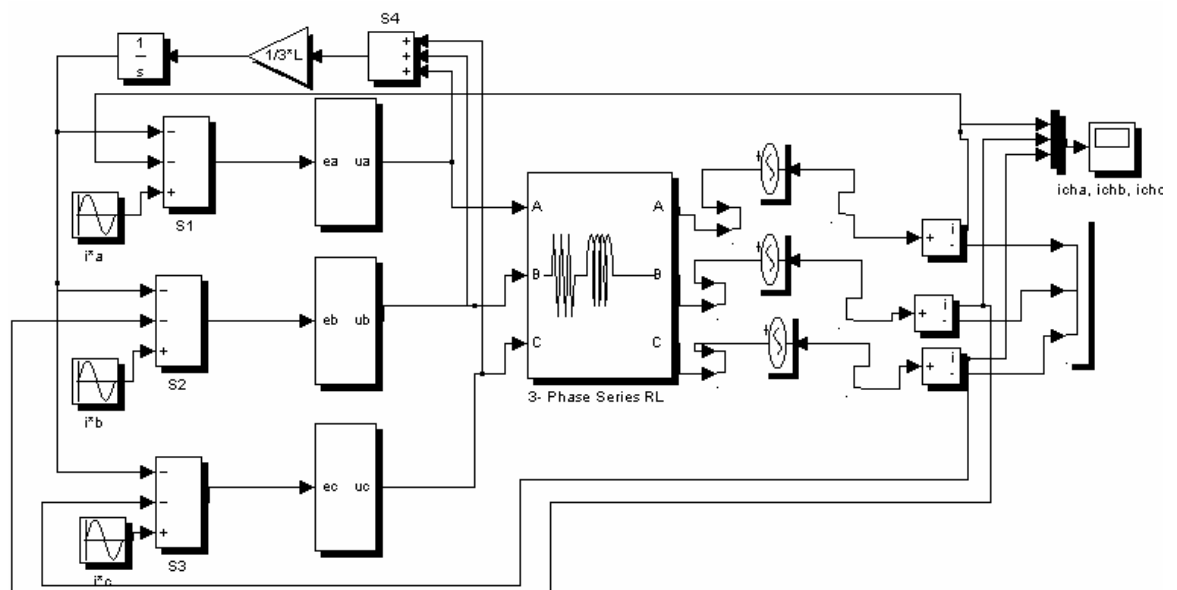
La figure (IV.23), nous permet de voir la variation du THD en fonction de la largeur de bande maximale pour les deux techniques de commande. Dans la stratégie FBHC, la largeur de bande  $B_{max}$  est toujours constante, et pour la stratégie dead beat du premier ordre, nous avons une largeur de bande maximale qui correspond à chaque fréquence de commutation désirée. On a constaté une grande amélioration, le THD pour la commande dead beat est meilleur que celui de la commande à bande fixe.

**IV.3. Etude par simulation de la technique par hystérésis de l'onduleur triphasé:**

**IV.3.1 Modèles de simulation :**



**Fig IV.24.** Modèle de simulation pour un onduleur triphasé avec neutre isolé sans terme de découplage



**Fig IV.24.** Modèle de simulation pour un onduleur triphasé avec neutre isolé avec terme de découplage

**IV.3.2 Simulation des modèles de l'onduleur triphasé avec la commande FBHC :**

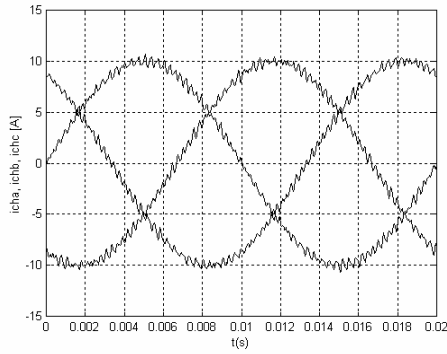
Les figures (IV.25) et (IV.26) représentent respectivement les résultats de simulation d'un onduleur triphasé, commandé par la technique FBHC, pour les deux modèles qui sont montrés dans les figures (IV.23) et (IV.24).

⇒ Modèle avec neutre isolé sans terme de découplage.

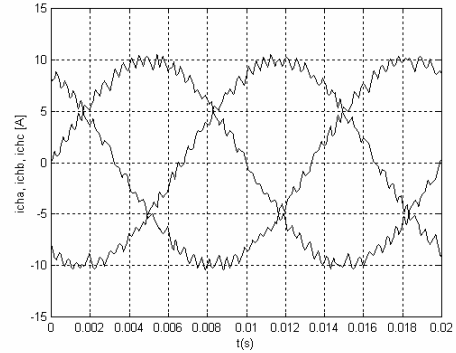
⇒ Modèle avec neutre isolé en tenant compte du terme de découplage.

Les paramètres de simulation sont les mêmes que pour l'onduleur monophasé.

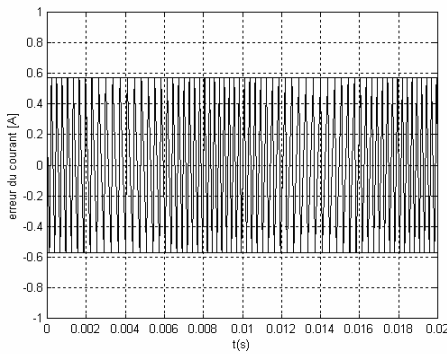




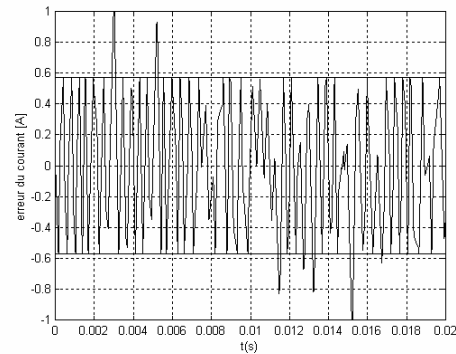
Forme des courants de charge



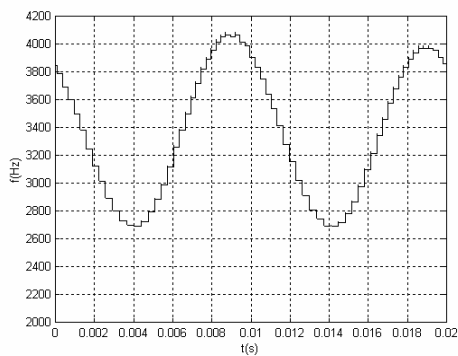
Forme des courants de charge



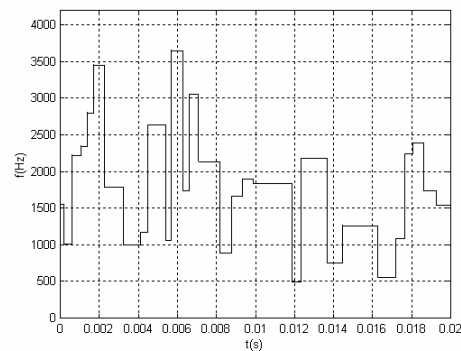
Forme de l'erreur de courant de la phase « a »



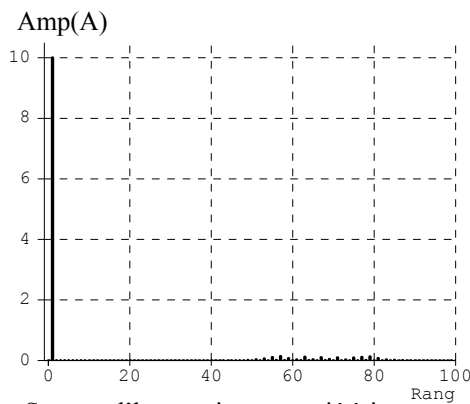
Forme de l'erreur de courant de la phase « a »



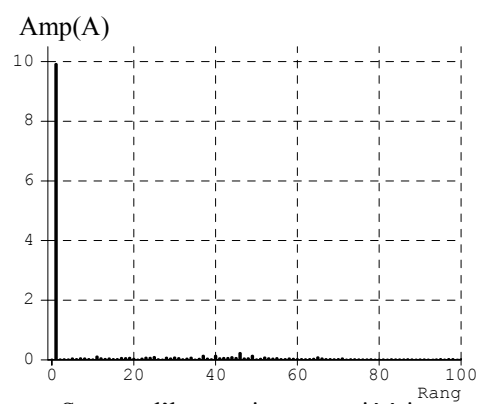
Fréquence de commutation de la phase « a »



Fréquence de commutation de la phase « a »



Spectre d'harmonique associé à  $i_{cha}$



Spectre d'harmonique associé à  $i_{cha}$

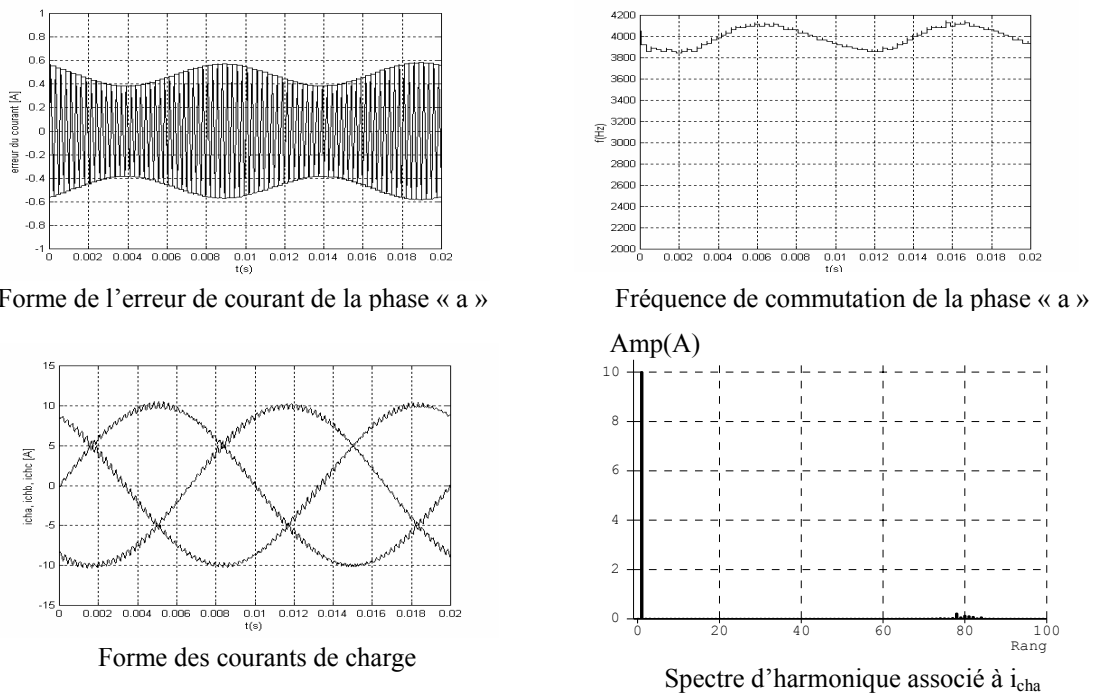
**Fig IV.25.** Résultats de simulation du modèle avec neutre isolé avec terme de découplage

**Fig IV.26.** Résultats de simulation du modèle avec neutre isolé sans terme de découplage

Les figures (IV.25) et (IV.26) qui représentent respectivement les résultats de simulation obtenus pour les deux modèles (Figure (IV.23) et Figure (IV.24)), montrent que les indices de performances du modèle avec l'erreur de courant découplée sont meilleurs par rapport à celui du modèle sans terme de découplage. Nous avons constaté pour le cas du modèle sans terme de découplage que la forme de l'erreur de courant n'est pas triangulaire, et celle du courant de charge est très distordue, le THD est mauvais. Le THD pour le modèle sans terme de découplage est égal à 5.10% et pour le modèle avec le terme de découplage est égal à 3.80%. La non linéarité de l'erreur de courant rend la prédiction de la bande d'hystérésis incorrecte. Donc lorsqu'il s'agit du système triphasé, connexion étoile avec neutre isolé (ou connexion delta), il faut découpler l'erreur de courant, afin que les considérations faites sur les systèmes monophasés s'appliquent aux systèmes triphasés.

**IV.3.3 Simulation du modèle de l'onduleur triphasé avec neutre isolé commandé par la technique de commande par hystérésis dead beat du premier ordre :**

La figure (IV.27) montre les résultats de simulation d'un onduleur triphasé avec neutre isolé avec le terme de découplage, commandé par dead beat du premier ordre. Nous avons remarqué que les spectres d'harmoniques montrent une grande amélioration de la qualité des courants de charge par rapport à la FBHC (THD=3.1%), et les harmoniques sont repoussés vers les plus hautes fréquences.

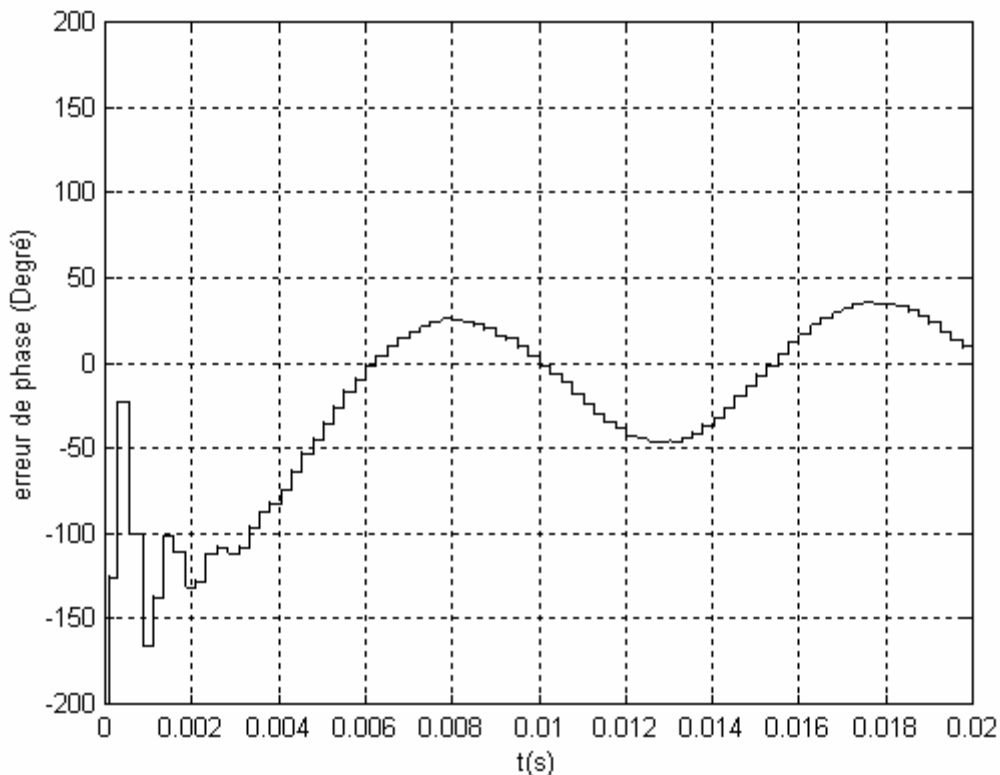


**Fig IV.27.** Résultats de simulation de la commande dead beat du premier ordre

### IV.3.4 Simulation du modèle de l'onduleur triphasé avec neutre isolé commandé par dead beat synchrone:

Comme dans le cas de l'onduleur monophasé, pour observer la synchronisation des impulsions de commande, on s'intéresse toujours à la forme de l'erreur de phase  $\Phi$ .

La figure (IV.28) montre la forme de l'erreur de phase pour une fréquence de commutation désirée égale à 4000 Hz. Nous avons remarqué que la forme de l'erreur de phase est périodique, entre des limites acceptables. Donc les impulsions de commande sont symétriques d'une période à l'autre.



FigIV.28. forme de l'erreur de phase pour la phase « a »

### IV.4. Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons validé l'étude théorique de la technique de commande de courant par hystérésis par une simulation numérique, pour l'onduleur monophasé et triphasé, à source de tension.

Dans un premier temps, nous avons appliqué la FBHC et puis la SBHC, nous avons remarqué que la loi de commande FBHC est insensible à la variation de la tension d'alimentation. La robustesse vis-à-vis des perturbations de la tension d'entrée constitue le grand avantage de cette stratégie de commande. Mais l'inconvénient majeur

de cette dernière est le fonctionnement à fréquence de commutation variable. Cependant la variation de la fréquence de commutation rend le filtrage difficile.

Pour le fonctionnement à bande sinusoïdale, la fréquence de commutation tend vers l'infini à chaque passage du courant de référence à zéro. Dans ce cas là les pertes par commutation sont très élevées.

Afin de surmonter les inconvénients inhérents à la commande par hystérésis conventionnelle, nous avons introduit la technique dead beat du premier ordre. Cette stratégie est simple à implanter, elle demande seulement des mesures du temps qui peuvent facilement être exécutées par l'utilisation d'un microcontrôleur. Elle ne demande aucune information sur les paramètres de charge. Mais l'inconvénient de cette dernière est qu'elle est de type asynchrone. Pour contourner cet inconvénient, nous avons proposé une solution qui est équivalente à la PLL. La forme de l'erreur de phase nous a permis d'observer la synchronisation des impulsions de commande. Cette solution est accompagnée par le problème de l'instabilité du système. Pour assurer la stabilité du système, il faut fixer la tension normalisée et tous les paramètres qui caractérisent le fonctionnement du système.

Finalement, nous avons montré l'utilité de la commande par hystérésis pour l'onduleur triphasé, nous avons mis en évidence le phénomène d'interférence des phases pour les onduleurs à structure étoile avec neutre isolé, ou à structure delta. Nous avons appliqué la technique dead beat du premier ordre avec et sans synchronisation des impulsions de commande qui permet de contrôler d'une façon efficace la largeur de la bande d'hystérésis afin de garder la fréquence de commutation la plus constante possible.

## **CHAPITRE V**

*Etude par simulation de la commande  
de courant par hystérésis du hacheur  
alternatif monophasé*

### V.1. Introduction :

Ce chapitre est entièrement consacré à la simulation numérique de la technique de commande de courant par hystérésis pour le hacheur alternatif monophasé à l'aide du logiciel Matlab/Simulink. Cette simulation permet de valider l'étude théorique et évaluer les performances de la loi de commande dead beat.

### V.2. Etude par simulation de la commande de courant par hystérésis du hacheur alternatif monophasé :

#### V.2.1. Fonctionnement en simulation de la technique FBHC :

La technique de commande de courant par hystérésis d'un hacheur alternatif monophasé débitant sur une charge (R-L-e) représentant un moteur se fait par la FBHC. Le courant de charge est comparé avec le courant de référence. L'erreur de courant est introduite dans une bascule d'hystérésis. La sortie binaire de cette dernière provoque la commutation des interrupteurs  $S_s$ ,  $S_p$ . Ce fonctionnement peut être décrit sous la forme des équations différentielles suivantes :

La commande FBHC se fait comme suit :

- Si  $i_{ch} - i^* < -B/2$ ,  $S_s$  : est fermé (phase de passage d'énergie)

$$v_s(t) = R.i_{ch}(t) + L.\frac{di_{ch}(t)}{dt} + e(t) \quad (V.1)$$

Après les transformations de Laplace, nous avons:

$$v_s(s) = R.i_{ch}(s) + s.L.i_{ch}(s) + e(s) \quad (V.2)$$

$$i_{ch}(s) = \frac{v_s(s) - e(s)}{R + L.s} \quad (V.3)$$

- Si  $i_{ch} - i^* > B/2$ ,  $S_p$  : est fermé (phase de roue libre)

$$0 = R.i_{ch}(s) + s.L.i_{ch}(s) + e(s) \quad (V.4)$$

$$i_{ch}(s) = \frac{-e(s)}{R + L.s} \quad (V.5)$$

#### V.2.1.1 Modèle de simulation :

Le modèle de simulation correspondant à la FBHC d'un hacheur alternatif monophasé est illustré sur la figure (V.1).

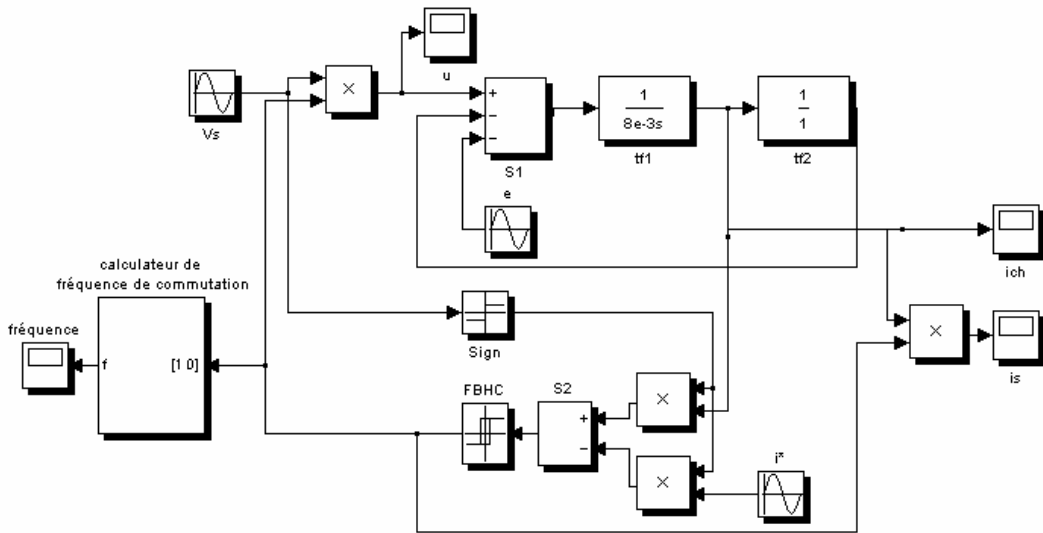


Fig V.1. Modèle de simulation de la technique FBHC

### V.2.1.2. Description des différents blocs de simulation :

La structure globale du modèle de simulation du système est composée d'une source de tension alternative et de deux principaux blocs suivants :

- ❖ Bloc de modèle du hacheur alternatif et une charge R-L plus une force électromotrice « e », représenté par les fonctions de transfert  $tf_1$  et  $tf_2$  et un sommateur  $S_1$ .
- ❖ Modèle de la loi de commande FBHC, son rôle est de forcer le courant de charge à suivre sa valeur de consigne  $i^*$ . Ce bloc est représenté par une consigne ( $i^*$ ), un sommateur  $S_2$ , une bascule d'hystérésis, et un élément de signe (Sign) qui maintient  $i^*$  et  $i_{ch}$  de même signe au moment de la comparaison. Le principe de fonctionnement de la bascule est donné par le tableau suivant :

Tableau V.1 : Principe de fonctionnement de la bascule d'hystérésis (Relay)

$\varepsilon(t)$	La commande	État des interrupteurs	
$\varepsilon(t) > B_p$	0	$S_p$ : fermé	$S_s$ : ouvert
$\varepsilon(t) < B_n$	1	$S_p$ : ouvert	$S_s$ : fermé
$B_n < \varepsilon(t) < B_p$	Conservation de l'état précédent	Conservation de l'état précédent	

Donc la tension de sortie du hacheur  $u$  peut prendre deux valeurs  $V_s$  ou 0 suivant l'état de la bascule d'hystérésis.

- La fréquence de commutation est calculée par un bloc appelé calculateur de fréquence de commutation.

Les données qui caractérisent le modèle sont les suivantes :

- Tension d'alimentation  $V_s = 220 \sin(314t + 68.3^\circ)$ .
- Courant de référence  $i^*(t) = 10 \sin wt$  ;  $w = 314 \text{ rad/s}$
- Les paramètres de charge  $R = 1\Omega$  ;  $L = 8 \text{ mH}$  ;  $e = 50 \sin(314t + \pi/3)$

En premier lieu, on maintient le courant de référence  $I^*$  constant égal à 10A, et on fait la simulation pour trois bandes différentes (B= 1.56, 1.246, 1.046 A), qui sont équivalentes à trois fréquences de commutation maximales différentes respectivement ( $f_{\max} = 4000, 5000, 6000 \text{ Hz}$ ).

Les figures (V.2), (V.3) et (V.4) représentent les résultats de simulation du modèle de simulation de la figure (V.1) pour trois bandes différentes B= 1.56, 1.246, 1.046 A respectivement. Ces résultats sont résumés dans le tableau (V.2).

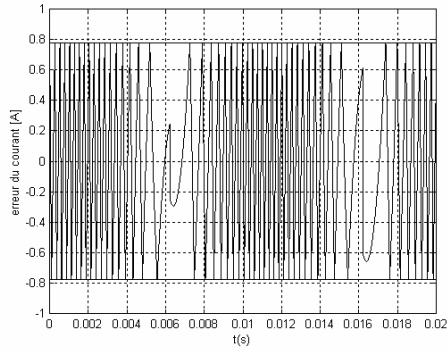
**Tableau V.2 :** Résultats de simulation différentes bandes.

Largeur de bande (A)	THD <sub>v</sub> (%)	THD <sub>i</sub> (%)	THD <sub>ich</sub> (%)
1.56	137.12	150.16	6.27
1.246	136.3	130.55	5.26
1.046	135.55	119.9	4.24

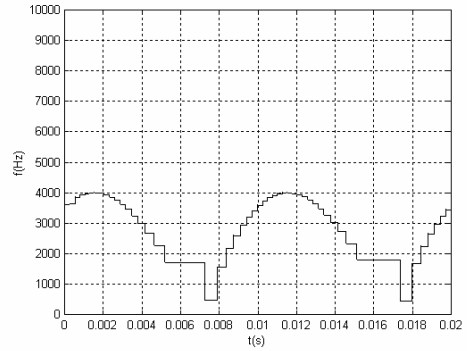
D'après ces résultats, nous avons remarqué que :

- Lorsqu'on diminue la largeur de bande, la forme du courant de charge se rapproche de l'onde de référence.
- Les spectres du courant de charge montrent que le THD diminue avec la diminution de la bande.
- La forme de l'erreur de courant est linéaire mais quand  $v_s \approx u^*$ , cette dernière devient non linéaire.
- La fréquence de commutation varie entre une valeur maximale et une valeur minimale  $f_{\min} \geq 500 \text{ Hz}$ .
- L'analyse spectrale correspondant au courant de charge montre que le fondamental du courant est centré à la fréquence du courant de référence (50Hz) avec une présence d'harmoniques dans une bande de fréquence. Cette bande est limitée entre la fréquence de commutation minimale et maximale, les premiers harmoniques significatifs présents dans le courant de charge ont un rang voisin de :  $\frac{\text{fréquence de commutation minimale}}{\text{fréquence du courant de référence (50 Hz)}}$ .
- L'analyse spectrale correspondant au courant de source et à la tension hachée (tension de charge) montre que le THD est élevé ( $THD > 100\%$ ).

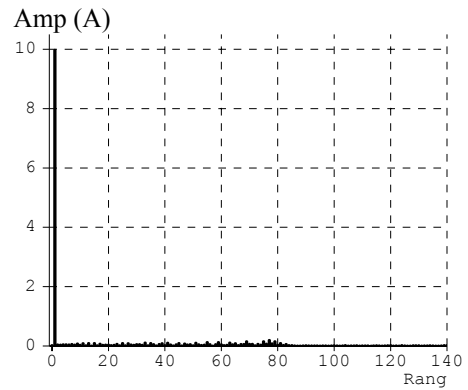
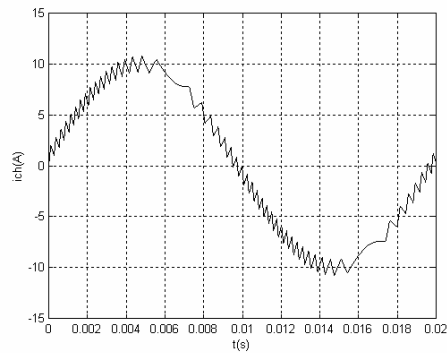




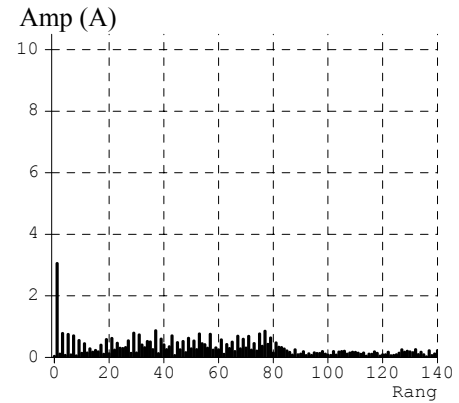
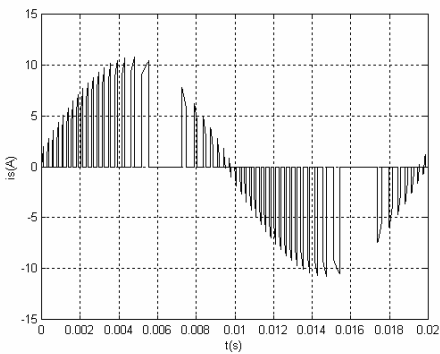
Forme de l'erreur de courant



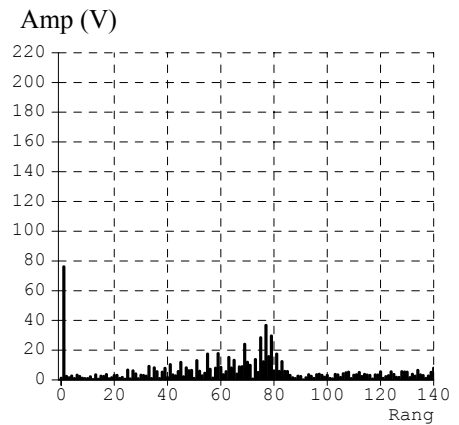
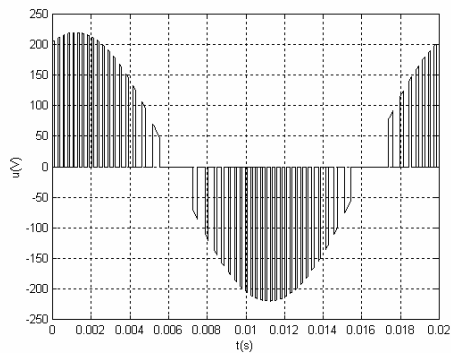
Fréquence de commutation



Forme du courant de charge et spectre associé

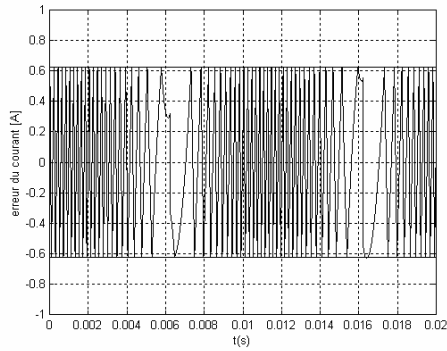


Forme du courant de source et spectre associé

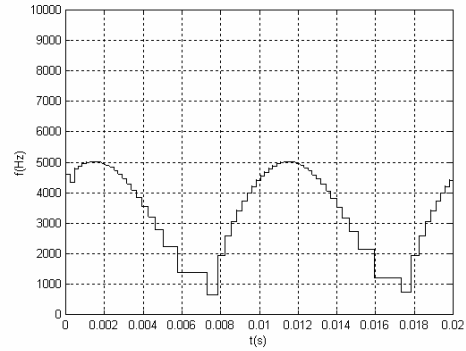


Forme de la tension aux bornes de la charge et spectre associé

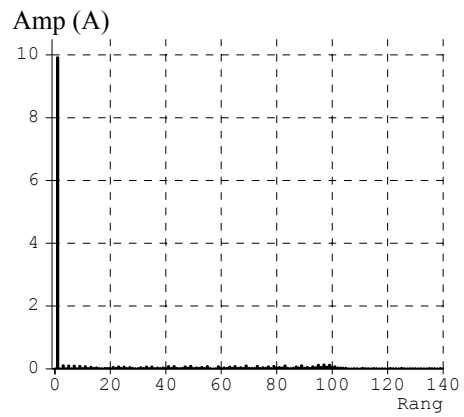
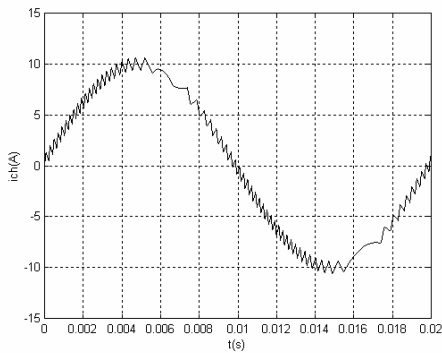
**Fig V.2.** Résultats de simulation pour  $B=1.56$  A



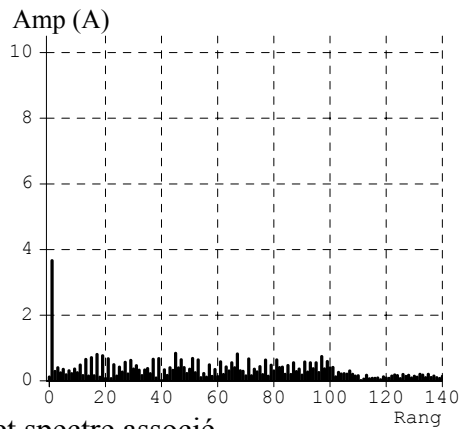
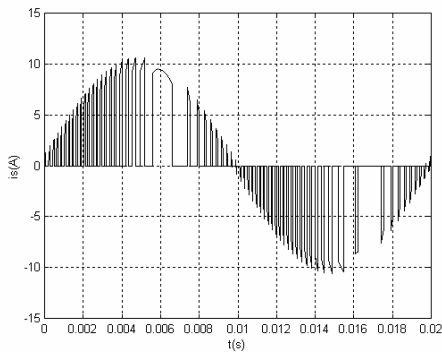
Forme de l'erreur de courant



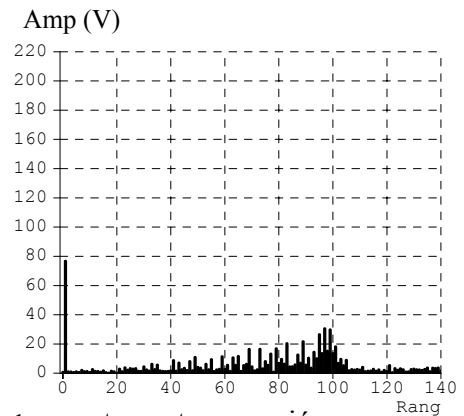
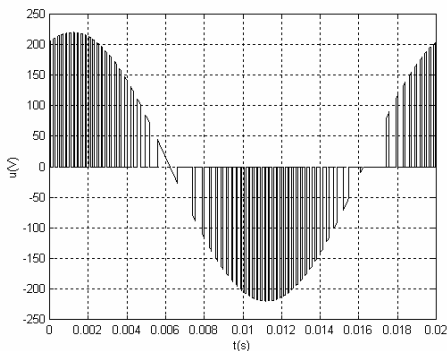
Fréquence de commutation



Forme du courant de charge et spectre associé

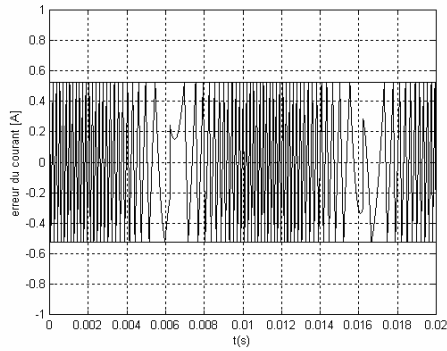


Forme du courant de source et spectre associé

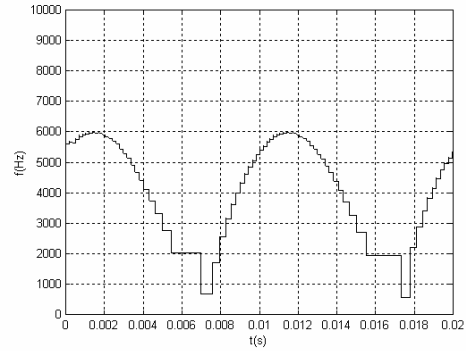


Forme de la tension aux bornes de la charge et spectre associé

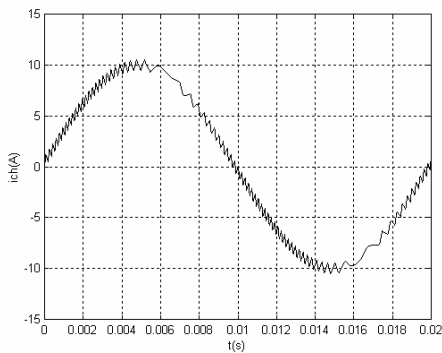
Fig V.3. Résultats de simulation pour  $B=1.246$  A



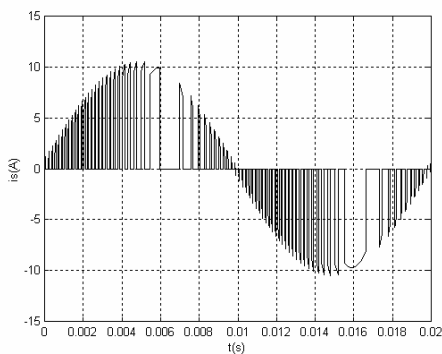
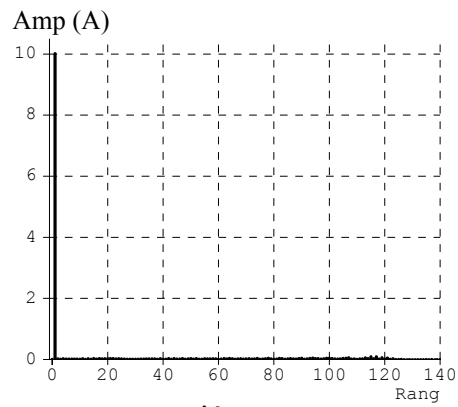
Forme de l'erreur de courant



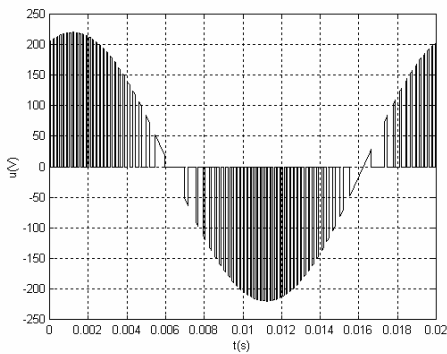
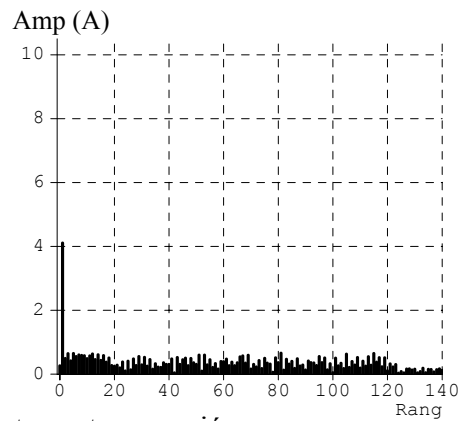
Fréquence de commutation



Forme du courant de charge et spectre associé



Forme du courant de source et spectre associé



Forme de la tension aux bornes de la charge et spectre associé

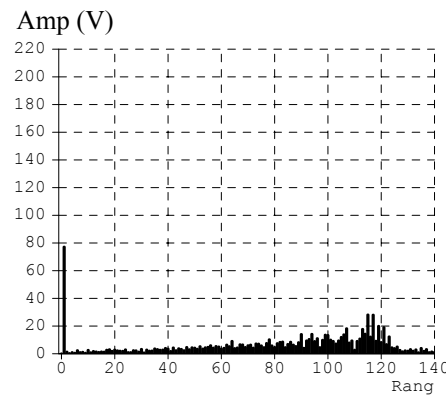
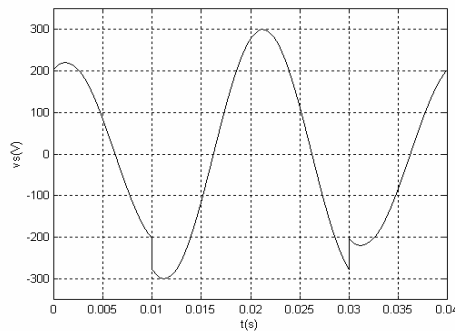


Fig IV.4. Résultats de simulation pour  $B=1.046$  A

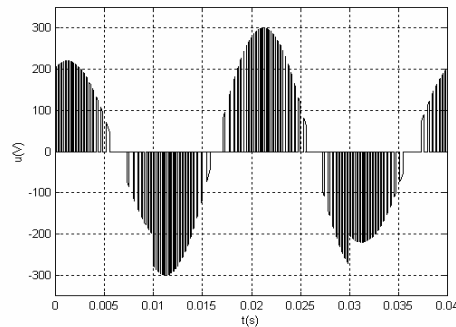
### V.2.1.3 Fonctionnement en simulation de la technique FBHC avec variation de la tension d'entrée :

On suppose que la tension d'entrée à l'instant  $t = 0.01s$  subit une augmentation de  $\Delta v_s = 80V$  pendant un intervalle de temps  $\Delta t = 0.02s$ .

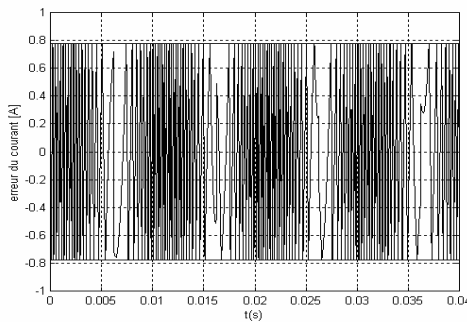
Les résultats obtenus sont présentés par la figure (V.5). Nous avons remarqué que malgré la variation de la tension d'alimentation, le courant de charge est maintenu dans la bande d'hystérésis choisie. Donc cette loi de commande est robuste vis-à-vis des variations de la tension d'entrée.



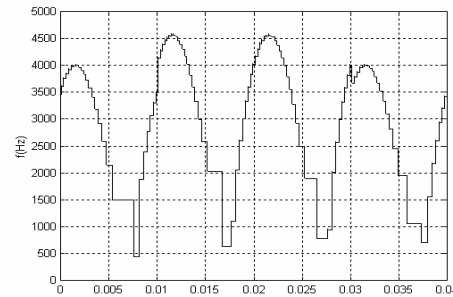
Forme de la tension d'entrée



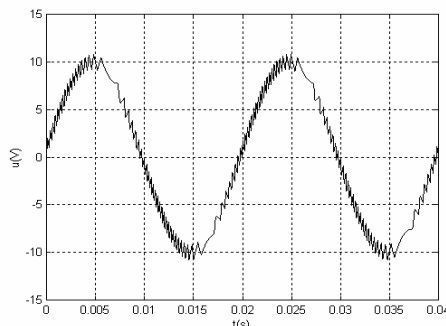
Forme de la tension aux bornes de la charge



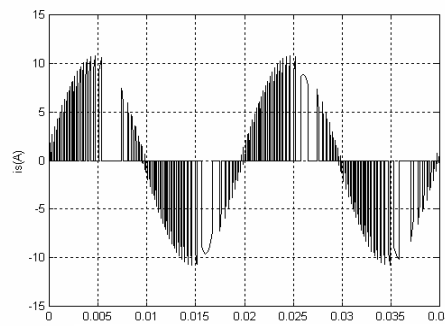
Forme de l'erreur de courant



Fréquence de commutation



Forme du courant de charge



Forme du courant de source

Fig V.5. Résultats de simulation de la technique FBHC avec variation de la tension d'alimentation

V.2.2 Fonctionnement en simulation de la technique SBHC :

V.2.2.1 Modèle de simulation :

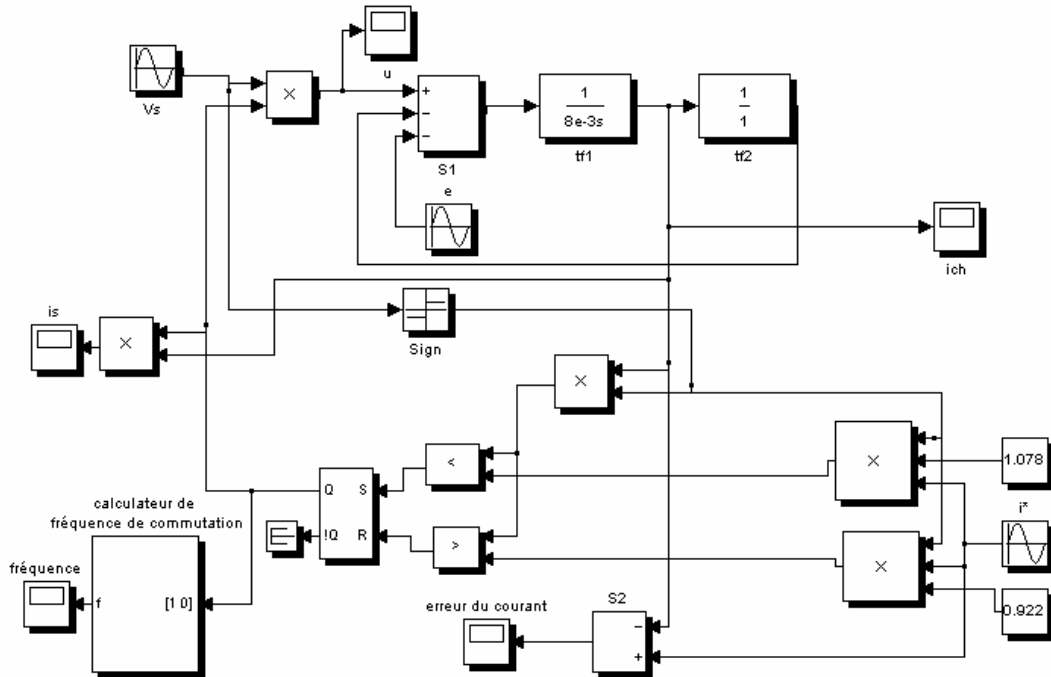


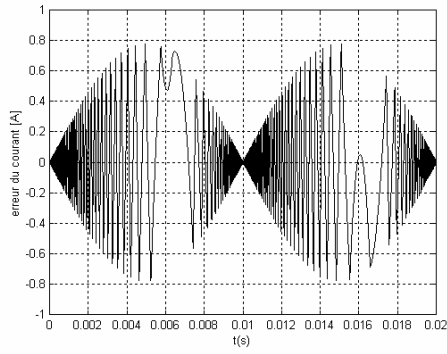
Fig V.6. Modèle de simulation de la technique SBHC

V.2.2.2. Description des différents blocs de simulation :

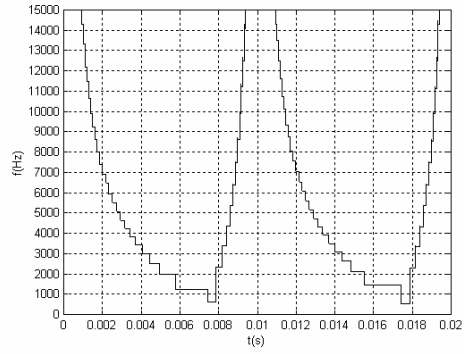
La structure du bloc définissant le hacheur alternatif et la charge est la même que la structure du bloc de FBHC. La différence est dans le bloc représentant la loi de commande (bande sinusoïdale) comme pour le cas de l'onduleur. Le fonctionnement de ce bloc est donné par le tableau (V.2).

Tableau V.2 : Fonctionnement du bloc de la commutation SBHC

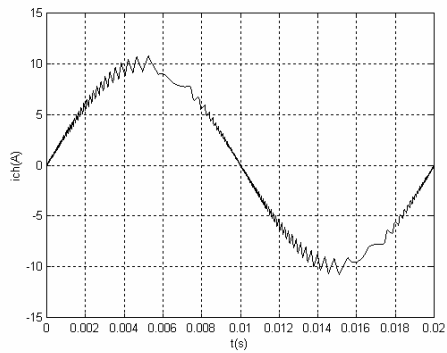
Allure de courant $i_{ch}$		Entrée de la bascule SR		Sortie de la bascule SR	Etat des interrupteurs	
		S	R	Q		
$i^* > 0$	$i_{ch} > i_{sup}$	0	1	0	$S_p$ fermé	$S_s$ ouvert
	$i_{inf} < i_{ch} < i_{sup}$	0	0	Conservation de l'état précédent	Conservation de l'état précédent	Conservation de l'état précédent
	$i_{ch} < i_{inf}$	1	0	1	$S_p$ ouvert	$S_s$ fermé
$i^* < 0$	$i_{ch} > i_{inf}$	0	1	0	$S_p$ fermé	$S_s$ ouvert
	$i_{inf} > i_{ch} > i_{sup}$	0	0	Conservation de l'état précédent	Conservation de l'état précédent	Conservation de l'état précédent
	$i_{ch} < i_{sup}$	1	0	1	$S_p$ ouvert	$S_s$ fermé



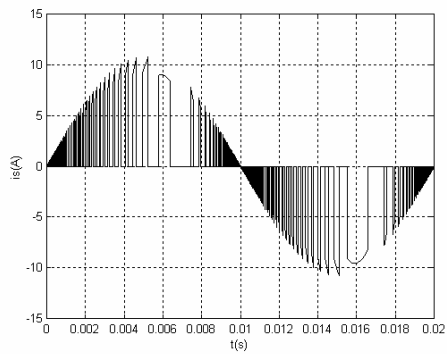
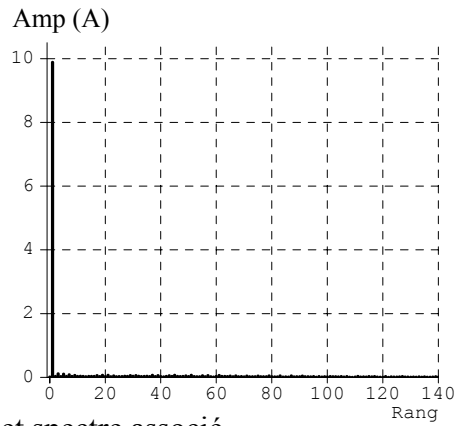
Forme de l'erreur de courant



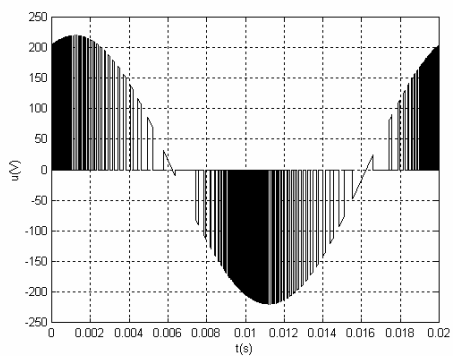
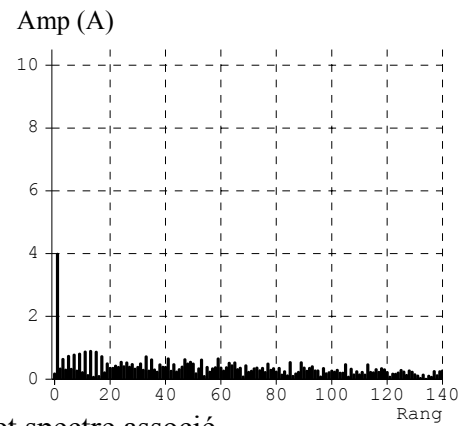
Fréquence de commutation



Forme du courant de charge et spectre associé



Forme du courant de source et spectre associé



Forme de la tension aux bornes de la charge et spectre associé

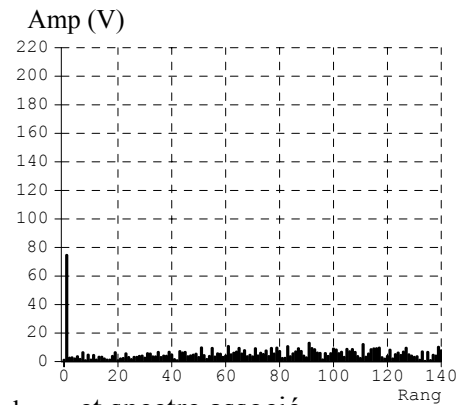


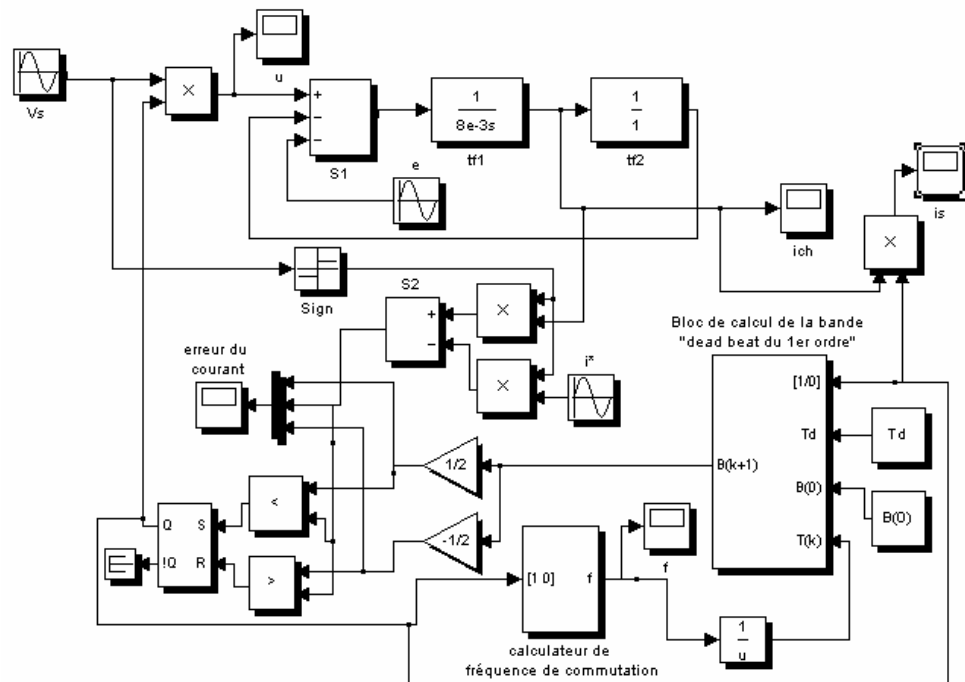
Fig V.7. Résultats de simulation de la technique SBHC

Les résultats de simulation de la technique SBHC sont donnés par la figure (V.7). La variation du courant de charge  $i_{ch}(t)$  se fait dans une bande B de valeur maximale égale à 1.56 formée de deux sinusoïdes ( $B_{p\max} = 0.78A$ ,  $B_{n\max} = -0.78A$ ). Nous avons constaté que le THD du courant de charge est meilleur par rapport à la FBHC pour la même bande maximale (THD=4.6%). Mais cette technique présente un inconvénient majeur qui est la fréquence de commutation qui tend vers l'infini à chaque passage du courant de référence à zéro. Ce qui correspond à une bande presque nulle. L'analyse spectrale du courant de source et de la tension aux bornes de la charge montre que le THD est toujours élevé (THD<sub>is</sub>=124.73%, THD<sub>u</sub>=139.021%).

**V.2.3 Fonctionnement en simulation de la technique de commande de courant par hystérésis à bande adaptative :**

**V.2.3.1 Modèle de simulation :**

Le modèle de simulation correspondant à la technique de commande de courant par hystérésis à bande variable à base de l'algorithme dead beat du premier ordre pour un hacheur alternatif monophasé est illustré sur la figure (V.8).



**Fig V.8.** Modèle de simulation de la technique de commande par hystérésis à bande variable

**V.2.3.2. Description des différents blocs de simulation :**

La structure du bloc définissant le hacheur alternatif monophasé et la charge est la même que la structure du bloc de FBHC, la différence est dans le bloc représentant la loi de commande « bande adaptative » qui effectue le calcul de la bande adéquate afin

de rendre la fréquence de modulation constante. Le principe de cette loi est le même que celui du modèle de l'onduleur qui est montré dans le chapitre IV. Cette loi est valable seulement là où l'erreur de courant est linéaire. Quand cette dernière devient non linéaire ( $v_s \approx u^*$ ), la fréquence de commutation peut prendre des valeurs maximales et minimales. La valeur maximale peut atteindre une valeur égale à 10 fois la valeur choisie. C'est pour quoi on a introduit avec cette loi de commande un limiteur de fréquence, pour permettre une bande acceptable.

**V.2.3.3 Etude statique des performances de la loi de commande :**

On maintient le courant de référence  $I^*$  toujours constant égal à 10A, et on fait la simulation pour trois fréquences de commutation désirées différentes:  $f_d=1/T_d=4000$ , 5000, 6000 Hz.

Les résultats du modèle de simulation de la figure (V.8) pour trois fréquences de commutation désirées différentes sont représentés par les figures (V.9), (V.10) et (V.11) respectivement. Ces résultats sont résumés dans le tableau (V.4).

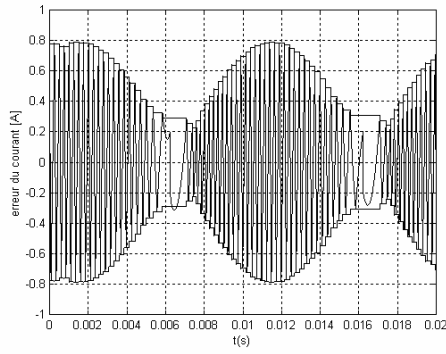
**Tableau V.2.** Résultats de simulation pour différentes fréquences de commutation

Largeur de bande maximale (A)	Fréquence désirée (Hz)	THD <sub>u</sub> (%)	THD <sub>is</sub> (%)	THD <sub>ich</sub> (%)
1.56	4000	135.3	78.38	4.72
1.246	5000	133.2	76.72	3.81
1.046	6000	130.8	73.64	3.25

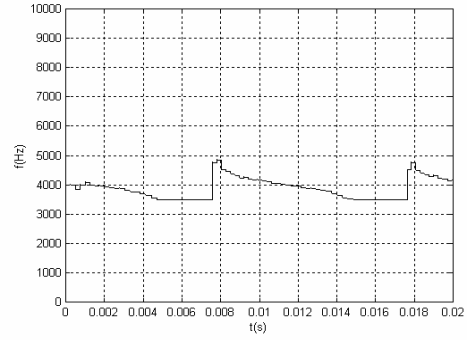
D'après ces résultats, nous avons remarqué que :

- La fréquence de commutation est presque constante dans l'intervalle où l'erreur de courant est linéaire, et varie dans une bande limitée par le limiteur de fréquence dans l'intervalle où l'erreur de courant est non linéaire.
- Les caractéristiques spectrales de la forme d'onde du courant de charge obtenues, montrent que le fondamental de courant est concentré autour de la fréquence du courant de référence avec une présence des raies spectrales concentrés autour de la fréquence de commutation désirée qui est l'harmonique le plus dominant, et des harmoniques résiduels dominants qui ont un rang proche de:
 
$$\frac{\text{fréquence de commutation désirée}}{\text{fréquence du courant de référence}(50 \text{ Hz})}$$
- L'analyse spectrale correspondant au courant de source et à la tension de sortie du hacheur montre certaine amélioration par rapport à la FBHC, mais leur THD reste toujours élevé. Dans ce cas là, tant que la fréquence de commutation est presque constante, le filtrage devient facile à réaliser.

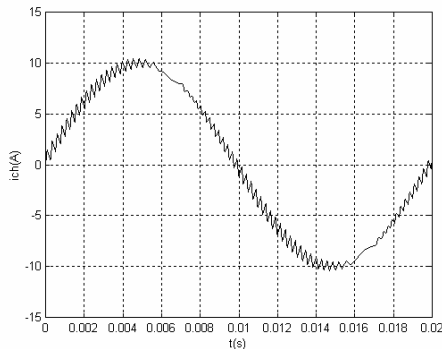




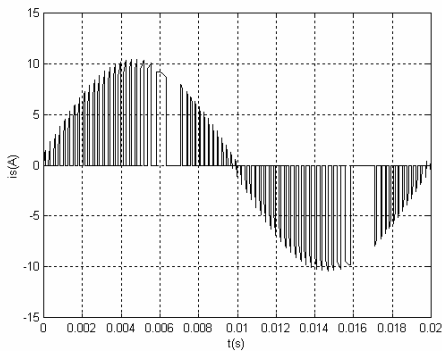
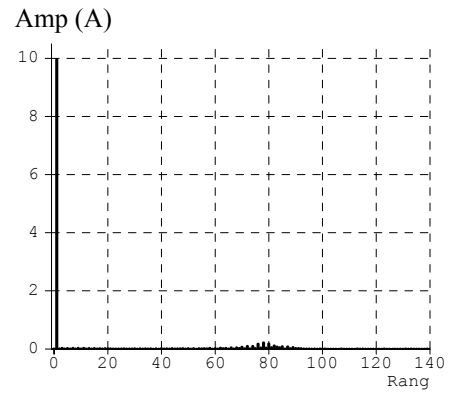
Forme de l'erreur de courant



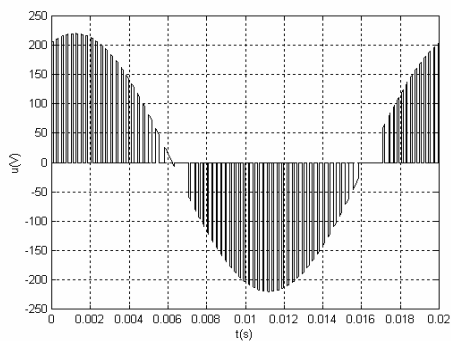
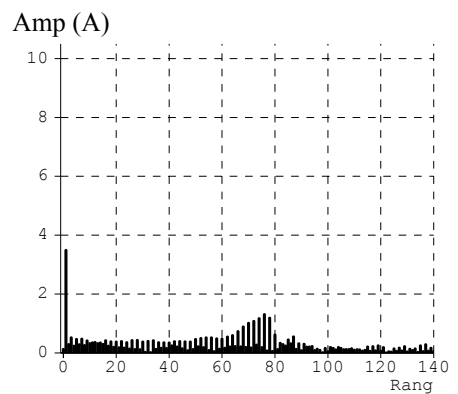
Fréquence de commutation



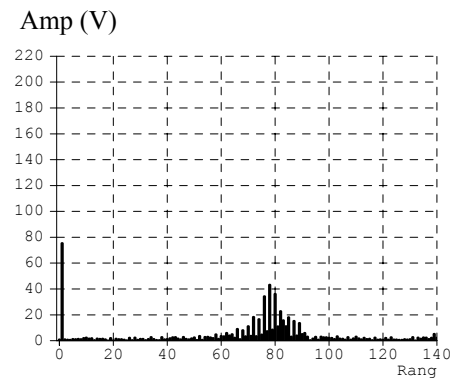
Forme du courant de charge et spectre associé



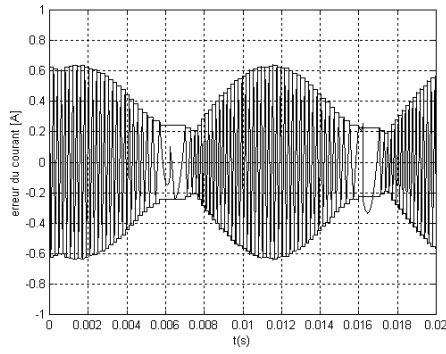
Forme du courant de source et spectre associé



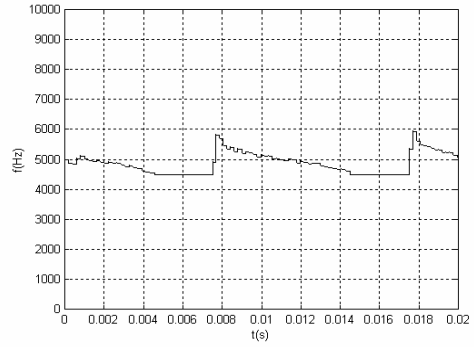
Forme de la tension aux bornes de la charge et spectre associé



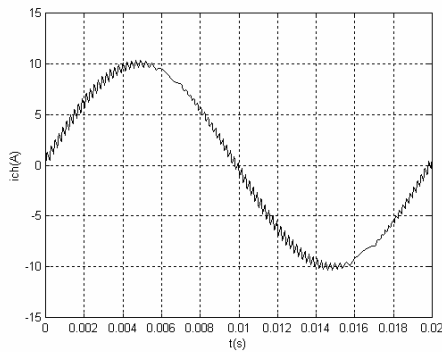
**Fig V.9.** Résultats de simulation pour  $f_d=4000$  Hz



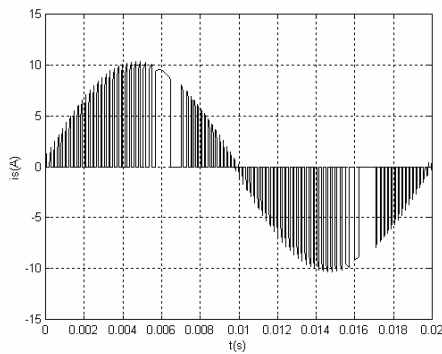
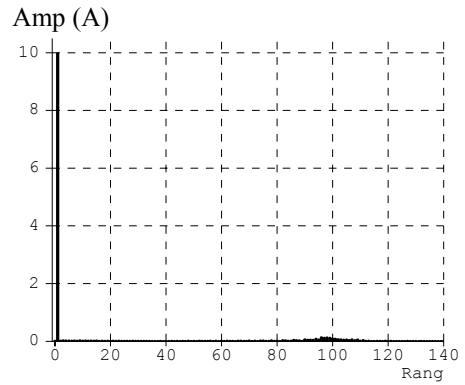
Forme de l'erreur de courant



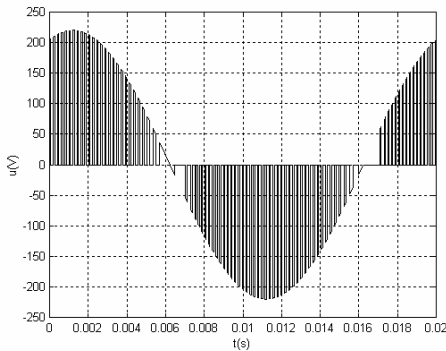
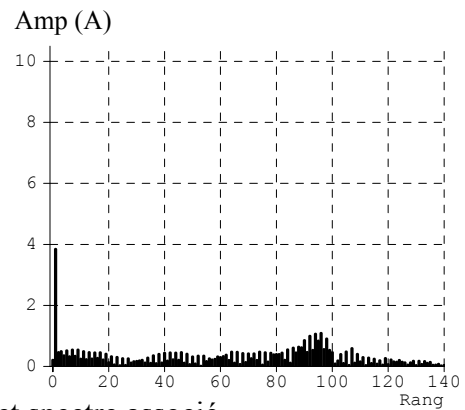
Fréquence de commutation



Forme du courant de charge et spectre associé



Forme du courant de source et spectre associé



Forme de la tension aux bornes de la charge et spectre associé

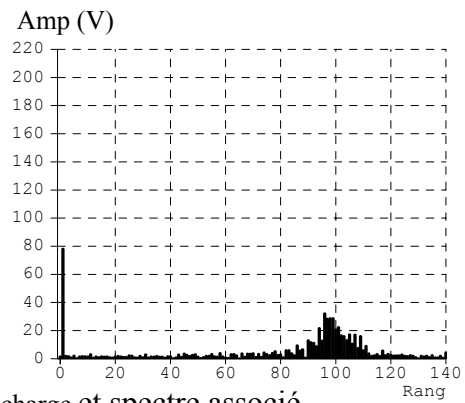
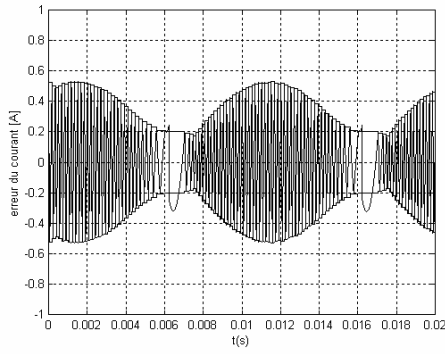
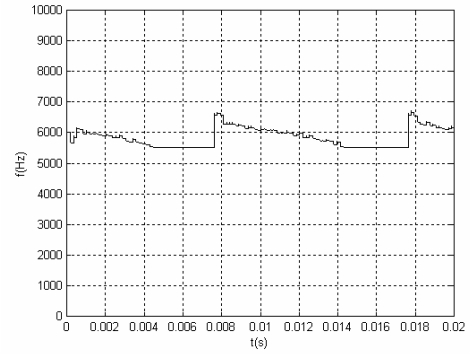


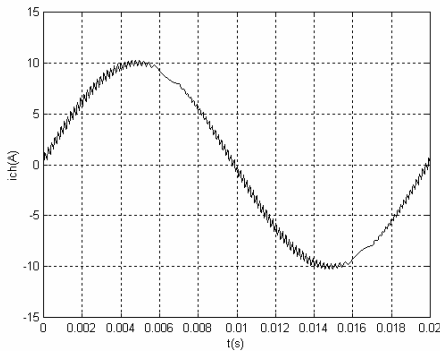
Fig V.10. Résultats de simulation pour  $f_d=5000$  Hz



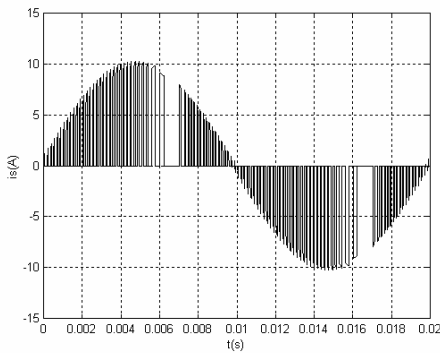
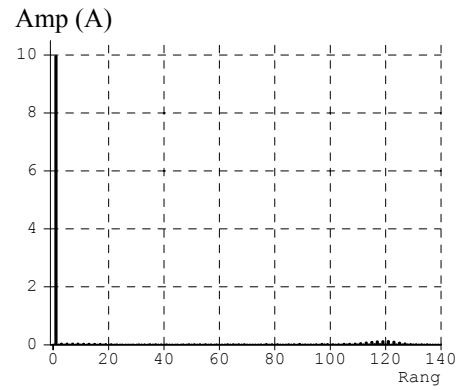
Forme de l'erreur de courant



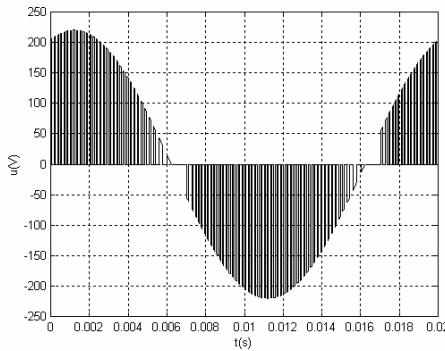
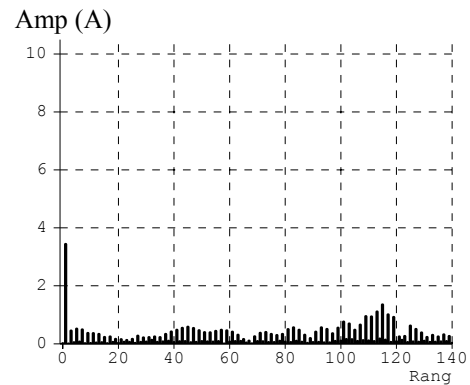
Fréquence de commutation



Forme du courant de charge et spectre associé



Forme du courant de source et spectre associé



Forme de la tension aux bornes de la charge et spectre associé

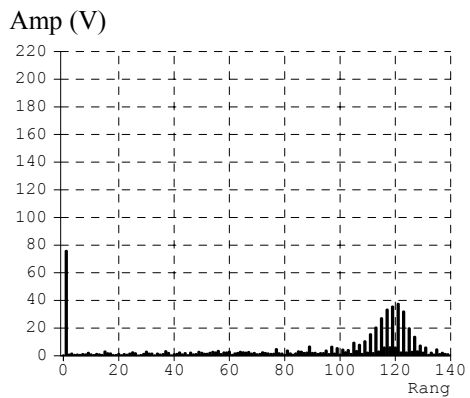


Fig V.11. Résultats de simulation pour  $f_d=6000$  Hz

### **V.2.3.4 Etude dynamique des performances de la loi de commande :**

#### **V.2.3.4.1 Fonctionnement avec variation de la consigne :**

Dans le but d'analyser la robustesse de la commande proposée vis-à-vis des variations de la consigne, on fait notre analyse pour les deux cas suivants:

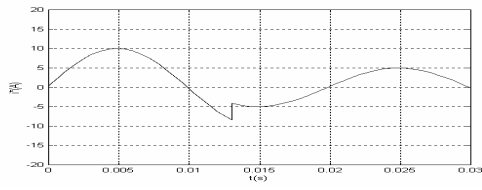
- Augmentation de la consigne
- Diminution de la consigne.

Dans le premier cas, l'amplitude du courant de consigne  $I^*$  croit de 10A à 15A et dans le second cas elle décroît de 10A à 5A à l'instant  $t=0.013s$ .

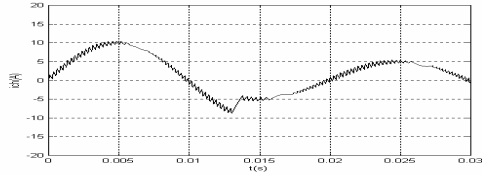
Les figures (V.12) et (V.13) représentent respectivement les résultats de simulation pour deux cas, diminution de la consigne et augmentation de la consigne.

D'après les résultats obtenus, nous avons constaté que :

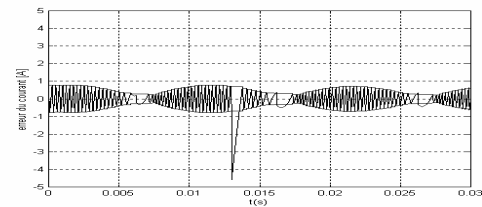
- Lors de la variation du courant de référence, le courant de charge suit le courant de consigne avec une grande rapidité, il n'y a pas de dépassement pendant cette phase.
- La fréquence de commutation passe brusquement à sa valeur minimale qui est limitée par le limiteur de fréquence introduit avec la loi de commande. Après passage du régime transitoire, la fréquence de commutation se stabilise autour de la fréquence désirée.



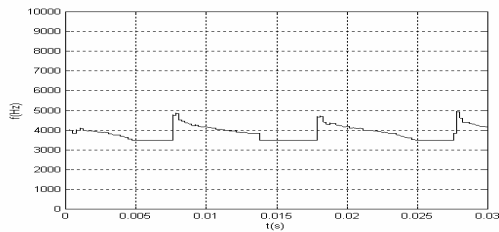
Forme du courant de référence



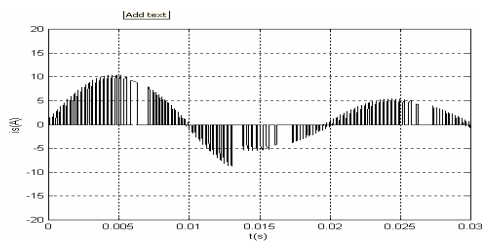
Forme du courant de charge



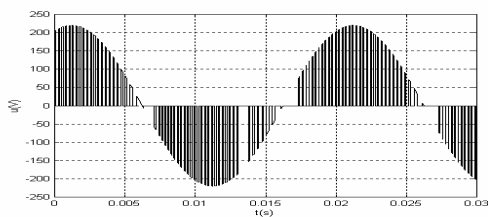
Forme de l'erreur de courant



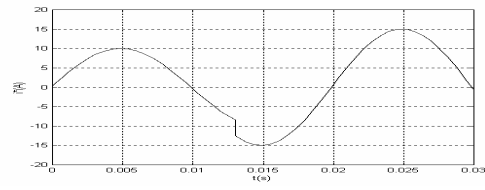
Fréquence de commutation



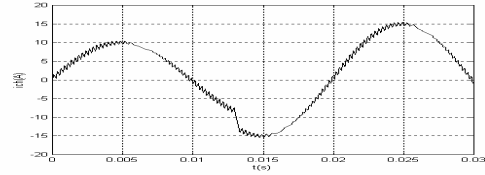
Forme du courant de source



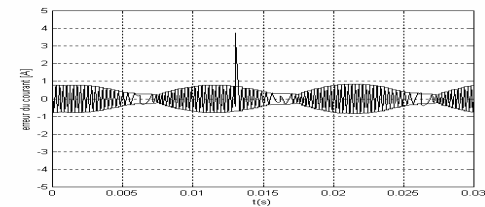
Forme de la tension aux bornes de la charge



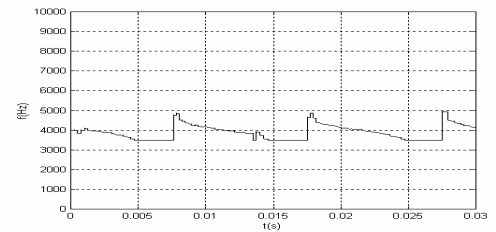
Forme du courant de référence



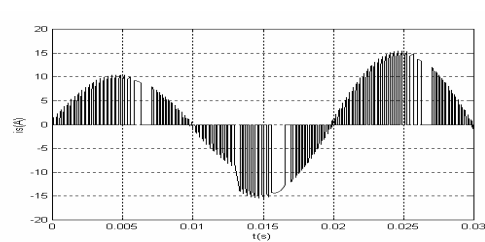
Forme du courant de charge



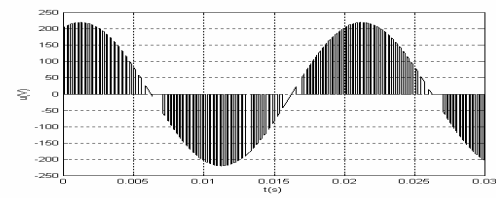
Forme de l'erreur de courant



Fréquence de commutation



Forme du courant de source



Forme de la tension aux bornes de la charge

Fig V.12. Cas : Diminution de la consigne

Fig V.13. Cas : Augmentation de la consigne

### V.2.4 Fonctionnement en simulation de la technique de commande de courant par hystérésis à bande adaptative synchrone:

#### V.2.4.1 Modèle de simulation :

Le modèle de simulation correspondant à la technique de commande par hystérésis à bande variable à base de l'algorithme dead beat du premier ordre avec la synchronisation des impulsions de commande pour un hacheur alternatif monophasé est illustré sur la figure (V.14).

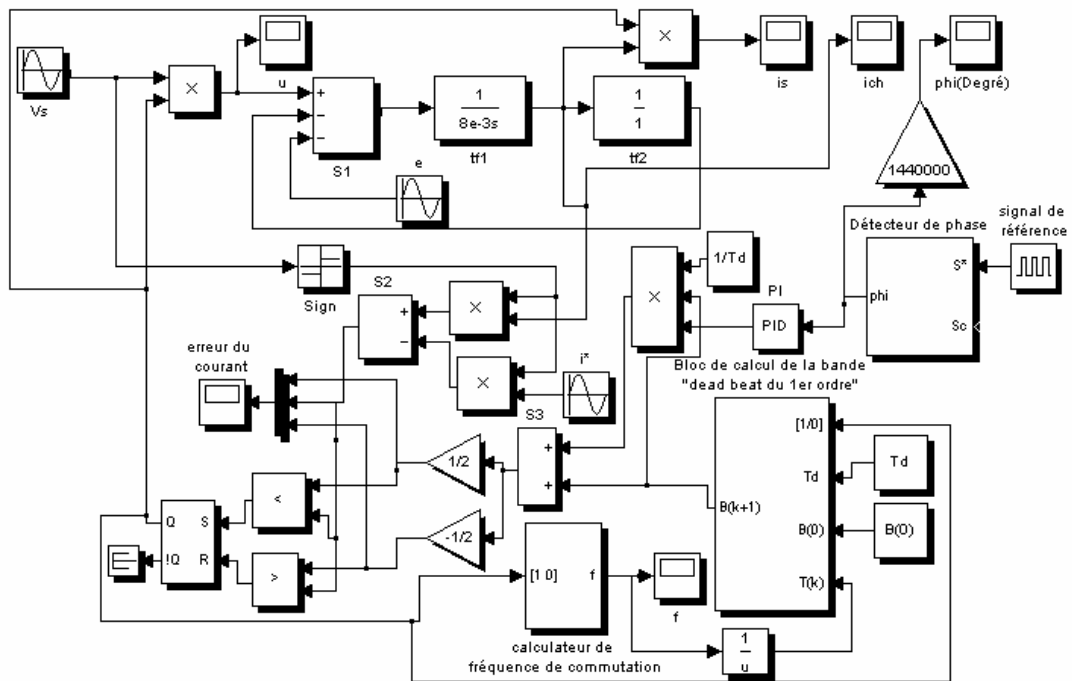


Fig V.14 Modèle de simulation de la technique de commande de courant par hystérésis à bande variable avec synchronisation

#### V.2.4.2 Description des différents blocs de simulation :

La structure est la même que celle du bloc de la commande à bande variable à base de l'algorithme dead beat du 1<sup>er</sup> ordre sans synchronisation, la seule différence est dans le bloc représentant le correcteur de la largeur de bande d'hystérésis qui comporte un détecteur de phase et un régulateur proportionnel intégrateur.

On fait la simulation pour une fréquence de modulation  $f_d = \frac{1}{T_d} = 4000 \text{ Hz}$ . Les paramètres du filtre PI ont été choisis pour assurer une large marge de stabilité de la PLL:  $K_p = 0.5$ , fréquence du zéro  $f_z = \frac{1}{2\pi T_z} = 47.75 \text{ Hz}$ .

Pour observer la synchronisation des impulsions de commande, on s'intéresse toujours à la forme de l'erreur de phase  $\Phi$ .

La figure (V.15) représente l'erreur de phase pour une fréquence de commutation désirée choisie  $f_d = 4000 \text{ Hz}$ , nous avons remarqué une grande instabilité du système, là où l'erreur de courant devient non linéaire, puisque l'équation (III.32) montre que le gain du système tend vers l'infini toujours quand l'erreur de courant devient non linéaire.

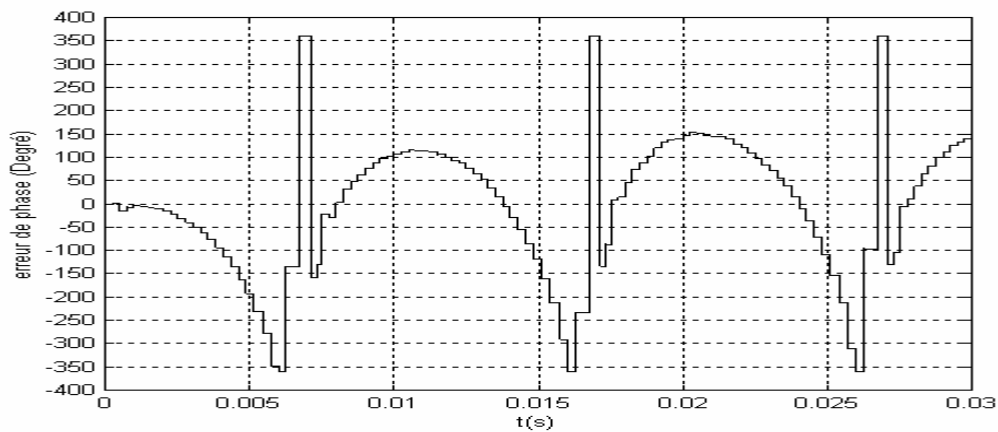


Fig V.15. Forme de l'erreur de phase

### V.2.5. Variation du THD de courant de charge en fonction de la largeur de bande maximale pour la FBHC et dead beat:

D'après les résultats obtenus précédemment pour les deux techniques de commande par hystérésis, la FBHC et la technique dead beat du premier ordre, on peut représenter le THD du courant de charge en fonction de la largeur de bande  $B$  maximale comme le montre la figure (V.16):

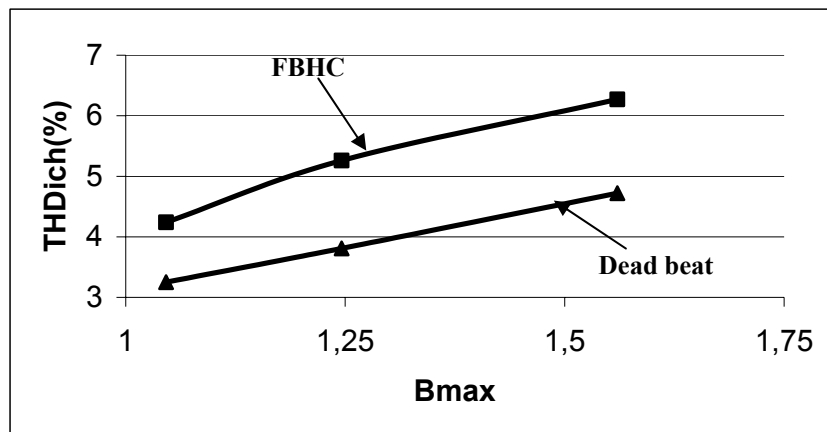


Fig V.16. Variation du THD du courant de charge en fonction de la largeur de  $B_{\max}$

D'après les résultats obtenus pour les deux techniques de commande, on a pu représenter le THD du courant de charge en fonction de la largeur de bande maximale. A partir de ce graphe, nous remarquons une grande amélioration de la qualité du courant de charge, le THD pour la commande à bande adaptative est meilleur que celui de la commande à bande fixe.

### **V.3. Conclusion:**

Dans ce chapitre, nous avons validé l'étude théorique de la technique de commande de courant par hystérésis par une simulation numérique, pour un hacheur alternatif monophasé.

Dans un premier temps, nous avons appliqué la FBHC et puis la SBHC. Nous avons remarqué que la loi de commande FBHC est robuste vis-à-vis des variations de la tension d'alimentation, mais l'inconvénient majeur de cette dernière est le fonctionnement à fréquence de commutation variable.

Pour la SBHC, nous avons remarqué que la fréquence de commutation tend vers l'infini à chaque passage du courant de référence à zéro, ce qui constitue l'inconvénient majeur de cette approche.

Afin de surmonter les inconvénients inhérents à la FBHC, nous avons fait la simulation de la technique de commande de courant par hystérésis à bande variable à base de l'algorithme dead beat du premier ordre. Les résultats de simulation montrent que la validité de la loi de commande est seulement dans l'intervalle où l'erreur de courant est linéaire. Ces résultats montrent aussi une grande amélioration de la qualité du courant de charge, et certaine amélioration de la qualité du courant de source et de la tension de sortie mais leur THD reste toujours élevé. Dans ce cas là, tant que la fréquence de commutation est presque constante, le filtrage de ces formes devient facile à réaliser.

Vu que cette stratégie est de type asynchrone, nous avons proposé une solution qui est équivalente à la PLL pour assurer la synchronisation des impulsions de commande. La forme de l'erreur de phase montre que le système a une grande instabilité dans l'intervalle où l'erreur de courant devient non linéaire.



## ***CONCLUSION GENERALE***

## CONCLUSION GENERALE

Dans le présent travail, nous avons étudié et élaboré une loi de commande numérique dead beat à hystérésis appliquée à l'onduleur et au hacheur alternatif. Cette loi de commande est basée sur une stratégie prédictive, à partir de la période de commutation et la largeur de bande d'hystérésis. Nous avons mis en évidence les avantages de cette loi par rapport à la commande par hystérésis conventionnelle.

Nous avons examiné deux types de modulation, la modulation par hystérésis de courant à bande fixe, et puis à bande sinusoïdale. L'étude théorique a fait l'objet d'une validation par simulation numérique à l'aide du logiciel Matlab/Simulink pour l'onduleur monophasé et triphasé de tension et le hacheur alternatif monophasé. Les performances que nous avons obtenues montrent que la loi de commande proposée est simple à la mise en œuvre, robuste vis-à-vis des variations de la tension d'alimentation, et capable de régler l'amplitude du courant. L'analyse des formes d'onde obtenues par simulation montre que les harmoniques du courant de charge sont fortement atténuées dans le cas de la SBHC par rapport à la FBHC, ce qui est expliqué par l'amélioration du THD. En contre partie l'augmentation de la fréquence, lors du passage de courant de référence à zéro pour la SBHC, entraînant des pertes considérables dans les composants.

Vu que la FBHC a l'inconvénient principal, que la fréquence de commutation est variable, ce qui va dégrader les performances de cette dernière, nous avons proposé une nouvelle approche basée sur une stratégie prédictive « dead beat du premier ordre » qui permet de modifier la largeur de bande d'hystérésis d'une façon efficace, afin de garder la fréquence de commutation la plus constante possible.

L'application la commande dead beat pour le cas de l'onduleur, nous a permis d'observer une grande amélioration de la qualité du courant de charge par rapport à la FBHC. Cette amélioration est expliquée par le THD. L'évaluation des performances dynamiques a été réalisée sur des objectifs de poursuite (suivi de consigne). Les performances que nous avons obtenues montrent que la loi de commande proposée se distingue par :

- La robustesse.
- La maîtrise de l'évolution du courant et donc du dépassement
- La simplicité de la mise en œuvre.

Ces trois aspects sont très importants pour une réalisation pratique, car ils constituent les facteurs qui déterminent le coût et la fiabilité d'un montage industriel.

L'application de cette loi de commande pour le cas du hacheur alternatif, nous a permis aussi d'observer une grande amélioration de la qualité du courant de charge par rapport à la FBHC. Mais la validité de cette dernière est seulement dans l'intervalle où l'erreur de courant est linéaire, parce que cette loi de commande est basée sur les approximations que pour deux périodes de commutation successives que les pentes de montée de l'erreur de courant qui sont les mêmes d'une période à l'autre et de même pour les pentes de descente. Pour le cas du hacheur alternatif, là où la tension de source s'approche de zéro, ces approximations ne seront plus valables et par conséquent la loi de commande devient inapplicable. En outre, cette technique nous a permis ainsi d'observer certaine amélioration de la qualité du courant de source et de la tension de sortie du hacheur par rapport à la FBHC, mais leur THD reste toujours élevé. Dans ce cas là, tant qu'on a limité la fréquence de commutation à une valeur presque constante, le filtrage devient facile à réaliser.

Nous espérons que notre contribution pourra être élargie à :

- Une solution pour que la loi de commande dead beat pour le hacheur alternatif soit applicable dans l'intervalle où l'erreur de courant est non linéaire.
- Une synchronisation des impulsions de commande par la loi dead beat du deuxième ordre pour l'onduleur et le hacheur alternatif.
- Des techniques intelligentes (logique floue, floue adaptative, ...etc.).
- Des applications sur un filtre actif.
- Une implémentation en temps réel.

# ***BIBLIOGRAPHIE***

## **BIBLIOGRAPHIE**

- [1]. B.Nicolas “Contribution à la commande des convertisseurs statiques”, Thèse de doctorat, INP Toulouse, 1996.
- [2]. L.Sonaglioni “Predictive Digital Hysteresis Current Control”, IEEE, IAC, Orlando, FL USA, Vol.3, 8-12 Oct 1995, pp.1879-1886.
- [3]. L.Malesani et al “Digital Adaptive Current Control with Clocked Commutations and Wide Operating Range”, IEEE Trans Ind Applicat, Vol.32, n°2, March/April 1996, pp.316-324.
- [4]. G.Séguier “L’électronique de puissance : Les fonctions de base et leurs principales applications”, 4<sup>ème</sup> Edition. Bordas, Paris, 1979.
- [5]. F.Labrique, H.Buyse. G.Séguier et R.Bausiere “Les convertisseurs de l’électronique de puissance - commande et comportement dynamique- ”, Vol.5, Édition Lavoisier, Paris,1998.
- [6]. H. Patel, R. Haft “ Generalized Techniques of Harmonics Elimination and Voltage Control in Thyristors Inverters”, Part I: IEEE Trans. IA, Vol.IA-9, n°3, May/June 1973, pp 310-317. Part II: IEEE. Trans. IA, Vol.IA-10, n°5, Sept/Oct 1973, pp 666-673.
- [7]. P. Ziogas “Delta Modulation Technique in Static PWM Inverters”, IEEE Trans. Ind. Applicat. Vol.IA-17, 1981, pp.289-295.
- [8]. M. Rahman “Performance Analysis of Delta Modulated PWM Inverters” IEEE Trans. Power Electron. Vol . PE-2, n°3, 1987.
- [9]. A.Mozder et al “Three Phase AC Power Control Using Power Transistor”, IEEE Trans. Ind. Applicat, Vol.12, n°5, 1976, pp. 499-505.
- [10]. H.Le-Huy, L.A.Dessaint “An adaptive Current Control Scheme for PWM Synchronous Motor Drives: Analysis and Simulation”, IEEE Trans, Power Elec, Vol.4, n° 4, Oct 1989, pp. 486-495.
- [11]. D.M.Brod, D.W.Novouny “Current Control of VSI-PWM Inverters”, IEEE Trans. Ind. Applicat, Vol.IA-21, n° 4, May/June 1985, pp. 562-570.
- [12]. P.Freere, P.Pillay “Systematic Design of a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive”, IEEE IAS-90, Seattle, 1990, pp. 373-380.

- [13]. B.SAINT-JEAN “Electrotechnique et machines électriques”, Editions Eyrolles, décembre 1977.
- [14]. L.Malesani, P.Tenti, E.Guio, R.Piovan “Improved Current Control Technique of VSI PWM Inverters with Constant Modulation Frequency and Extended Voltage Range”, IEEE, IASAM, Pittsburgh PA USA, Vol.1, 2-7 Oct 1988, pp. 722-727.
- [15]. L.Malesani, P.Tenti, E.Guio, R.Piovan “Improved Current Control Technique of VSI PWM Inverters with Constant Modulation Frequency and Extended Voltage Range”, IEEE Trans Ind. Applicat., Vol.27, n°2, March/April 1991, pp. 365-369.
- [16]. C.Chiarelli, L.Malesani, S.Pirondini, P.Tomasin “Single Phase Three-Level Constant Frequency Current Hysteresis Control For UPS Applications”, IEEE, PEA. Brighton UK. vol.4, 13-16 Sep 1993, pp. 180-185.
- [17]. Q.Yao, D.G.Holmes “A Simple, Novel Method for Variable-Hysteresis-Band Current Control of A Three Phase Inverter with Constant Switching Frequency”, IEEE, IAS 93 Ann.Meet Conf Rec, Toronto, Oct 1993, pp. 1122-1129.
- [18]. M.Kale, E.Ozdenir “A Novel Adaptive Hysteresis Band Current Controller for Shunt Active Power Filter”, IEEE, CCA, Istanbul, Turkey. Vol.2, 23-25 June 2003, pp. 1118-1123.
- [19]. N.Belhaouchet, Y.Daili, K.Khettab, F.Krim, L.Rahmani “Commande par hystérésis à bande variable pour le contrôle du courant d’un onduleur monophasé à fréquence de commutation constante”, CIGE, 10-12 Oct 2004. Sétif.
- [20]. F.Krim “Modulation par hystérésis” Cours de 1<sup>ère</sup> année P-G électrotechnique UFAS, 2003.
- [21]. S.Busso et al “A Dead-Beat Adaptive Hysteresis Current Control”, IEEE Trans Ind. Applicat. Vol.36, n°4, July/ August 2000, pp.1174-1180.
- [22]. L.Malesani, P.Tenti “A Novel Hysteresis Control Method for Current-Controlled Voltage-Source PWM Inverters With Constant Modulation frequency”, IEEE Trans Ind. Applicat. Vol.26, n°1, January/February 1990, pp. 88-92.
- [23]. L.Malesani, P.Mattavelli, P.Tomasin “High-Performance Hysteresis Modulation Technique for Active Filters”, IEEE, APEC, San Jose, CA USA. Vol.2, 3-7 March 1996, pp. 939-945.
- [24]. L.Malesani P.Mattavelli, P.Tomasin “Improved Constant Frequency Hysteresis Current Control of VSI Inverters with Simple Feedforward Band with Prediction”, IEEE Trans Ind Applicat. Vol.33, n°5, Septemer/October1997, pp.1194-1202.

- [25]. S.Busso “Digital Control of Three-Phase DC/AC Converters: Current Control Techniques, Digital Hysteresis Control”, Lesson 5, University of Padova, November 1999.
- [26]. J.ENCINAS “Systèmes à Verrouillage de phase (P.L.L), réalisations et applications”, Edition Masson, 1990.
- [27]. G.Séguier “L’électronique de puissance : Les fonctions de base et leurs principales applications”, 7<sup>ème</sup> Edition, Bordas, Paris.
- [28]. G.Choë, Al “Asymmetrical PWM Method with Harmonics Elimination and Power Factor Control in AC Choppers”, IEEE trans on Power Electron, Vol.10, n°2, March 1991, pp.587-592.
- [29]. M.S.Khanniche, W.L.Beng “ Real Time Hysteresis Controller for Relay Testing”, IEE Proc, Elect, Power Appl, Vol, 141, n°2, March 1994, pp.71-76.
- [30]. H.Bodu, A.Faruk Bakan and M.Hadi Sarul “Universal Motor-Speed Control with Current Controlled PWM AC Chopper by Using A Microcontroller”, IEEE, ITIC, Istanbul Turkey, Vol.2, 19-22 Jan 2000, pp.394-398.
- [31]. A.Kessal “Etude de simulation de la commande hystérésis du courant d’un hacheur AC PWM sur une charge linéaire”, Mémoire de magister UFAS, 2001.
- [32]. C.Rombaut, G.Seguir M.Boulier “ Les gradateurs entièrement commandés”, RGE. n° 5/92, Mai 1992, pp 74-79.
- [33]. M.Boulier, A.Castelain, C.Rombaut “Three-Phase AC-AC Converter Controlled by PWM”, EPE. FIRENZE, pp 415-417, 1991.
- [34]. M.Mokhtari, A.Mesbah “Apprendre et maîtriser MATLAB et SIMULINK”, version 5.3, Edition Springer, 1997.

---

---

## ملخص

هذا العمل يشمل نشر و معالجة بالحاكاة قانون تحكم بالتنبؤ للتخلف, الذي تم تطبيقه على موج و مطبر ذو التيار المتناوب. الغرض المبتغى هو جعل تردد التبديل ثابت و تأمين تزامن لنبضات التحكم, حتى نتجنب السلبيات المرتبطة بتحكم التخلف الكلاسيكي.

النظام الآلي MATLAB/SIMULINK هو أداة المحاكاة المستخدم في هذا العمل, من أجل نشر النماذج المحللة في الدراسة بالحاكاة, حتى نختبر ميزات قانون التحكم بالتنبؤ.

الكلمات المفتاحية: تحكم قوي, تخلف, تنبؤ, موج, مطبر ذو التيار المتناوب, تضمين طول النبضات.

---

---

## Abstract

The present work consists of development and the simulation study of dead beat hysteresis control rule applied for the inverter and the AC chopper PWM. The required objective is to make the switching frequency constant, and to ensure a synchronization of the control impulses, to overcome the disadvantages inherent in the classical hysteresis control.

The software MATLAB/SIMULINK is the simulation tool used in this work, for the development of the analyzed models in the simulation study, to examine the performance of the proposed dead beat control rule.

**Key words**: Robust control, Hysteresis, Dead beat, Inverter, AC chopper, PWM.

---

---

## Résumé

Le présent travail traite du développement et de l'étude par simulation d'une loi de commande dead beat à hystérésis appliquée à l'onduleur et au Hacheur AC PWM. L'objectif recherché est de rendre la fréquence de commutation constante et d'assurer une synchronisation des impulsions de commande, afin de surmonter les inconvénients inhérents à la commande de courant par hystérésis classique.

Le logiciel MATLAB/SIMULINK est l'outil de simulation utilisé dans ce travail pour le développement des modèles analysés dans l'étude par simulation, afin d'examiner les performances de la loi de commande dead beat élaborée.

**Mots clés** : Commande robuste, hystérésis, dead beat, onduleur, hacheur AC, PWM.