

**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: Automatique

Par

M^{elle} : BEGAG Souhila

THEME

**Commande en Courant par Hystérésis Numérique pour les
Systèmes de l'électronique de Puissance**

Soutenue le: 19/02/2008 devant la commission d'examen:

PR. M. MOSTEFAI	Professeur	U. Sétif	Président
PR. F. KRIM	Professeur	U. Sétif	Examineur
Dr. B. SAIT	Maître de conférences	U. Sétif	Examineur
Dr. K.E. HEMSAS	Maître de conférences	U. Sétif	Examineur
Dr. L. RAHMANI	Maître de conférences	U. Sétif	Rapporteur

Avant-propos

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au laboratoire d'électronique de puissance du département d'électrotechnique de l'université de Ferhat Abbas-Sétif sous la direction du docteur **Lazhar RAHMANI**.

Tout d'abord, je tiens à remercier très chaleureusement mon encadreur **Dr. Lazhar RAHMANI**, Maître de conférences au département d'électrotechnique de l'université de Sétif, pour son accueil au laboratoire d'électronique de puissance et pour l'encadrement de ce travail avec ses orientations et ses sages conseils. Son encadrement m'a permis d'élargir mon spectre de connaissances scientifiques.

Je remercie également **Mr. Nouri BELHAOUCHET** pour ses encouragements et ses discussions tout au long de ce travail.

Je tiens à exprimer aussi mes plus vifs remerciements et ma profonde gratitude à l'ensemble des membres de jury qui m'ont fait l'honneur d'accepter d'examiner et d'évaluer ce modeste travail.

Finalement, j'adresse mes sincères remerciements à tous ceux qui m'ont aidé, de près ou de loin, pour l'élaboration de ce mémoire.

SOMMAIRE

SOMMAIRE

	page
INTRODUCTION GENERALE.....	1
 <u>CHAPITRE I: Généralités sur les systèmes de l'électronique de puissance et différente stratégies de commande PWM</u>	
I.1. Introduction	3
I.2. Convertisseur Statique	3
I.2.1. Construction du convertisseur de puissance	4
I.2.1.1. Interrupteur non commandable	4
I.2.1.2. Interrupteur commandé seulement à la fermeture	4
I.2.1.3. Interrupteurs à ouverture et à fermeture commandées	4
I.2.2. Performances des interrupteurs à commutation forcée	6
I.2.3. Réversibilité des convertisseurs	8
I.2.4. Différents types de convertisseurs statiques	8
I.2.4.1. Conversion continu-continu: les hacheurs	9
I.2.4.2. Conversion alternatif-alternatif: les gradateurs	9
I.2.4.3. Conversion alternatif-continu: les redresseurs	9
I.2.4.4. Conversion continu-alternatif: les onduleurs.....	9
I.2.5. Exploitation des convertisseurs continu-alternatif dans l'électronique de puissance	9
I.2.5.1. Structures de l'onduleur monophasé	10
I.2.5.2. Structures de l'onduleur triphasé	11
I.3. Différentes stratégies de commande PWM	13
I.3.1. Commandes PWM explicites	13
I.3.2. Commandes PWM implicites	13
I.3.2.1. Commande par modulation conventionnelle	13
I.3.2.2. Commande par modulation naturelle	14
I.3.2.3. Commande par modulation delta	14
I.3.2.4. Commande par modulation en courant par hystérésis	15
I.4. Conclusion	16
 <u>CHAPITRE II: Commande en courant par hystérésis numérique pour les onduleurs triphasés</u>	
II.1. Introduction	17
II.2. Commande en courant par hystérésis à bande fixe (FBHC)	18
II.2.1. Moteur à neutre relié au point milieu de la source d'alimentation	19
II.2.2. Moteur à neutre isolé du point milieu de la source d'alimentation	21
II.2.3 Détermination des instants de commutation	23
II.3. Commande en courant par hystérésis à bande sinusoïdale (SBHC)	24
II.4. Commande en courant par hystérésis numérique	25
II.4.1. Algorithme 1	26
II.4.1.1. Fonctionnement à fréquence de commutation constante	26
II.4.1.2. Synchronisation des impulsions de commande	27
II.4.1.2.1. Analyse de la stabilité	28
II.4.1.2.2. Compensation du gain de la PLL	31

II.4.2. Algorithme 2	32
II.4.2.1. Fonctionnement à fréquence de commutation constante	32
II.4.2.2. Synchronisation des impulsions de commande	34
II.4.2.2.1. Analyse de la stabilité	35
II.4.2.2.2. Compensation du gain de la PLL	35
II.5. Conclusion	36

CHAPITRE III: Étude en simulation de la commande en courant par hystérésis numérique de l'onduleur triphasé

III.1. Introduction	37
III.2. Paramètres de simulation	37
III.3. Commande en courant par hystérésis a bande fixe (FBHC)	38
III.3.1. Modèles de simulation	38
III.3.2. Résultats de simulation	40
III.4. Commande en courant par hystérésis à bande sinusoïdale (SBHC)	42
III.5. Commande en courant par hystérésis numérique	42
III.5.1. Algorithme 1	42
III.5.1.1. Fonctionnement à fréquence de commutation constante sans synchronisation.	42
III.5.1.2. Fonctionnement à fréquence de commutation constante avec synchronisation.	44
III.5.1.3. Variation du THD de courant de charge en fonction de la fréquence de commutation	47
III.5.1.4. Variation de l'erreur de phase maximale en fonction de la tension normalisée	47
III.5.1.5. Fonctionnement avec variation de la consigne	48
III.5.2. Algorithme 2	49
III.5.2.1. Fonctionnement à fréquence de commutation constante sans synchronisation.	49
III.5.2.2. Fonctionnement à fréquence de commutation constante avec synchronisation.	50
III.5.2.3. Variation du THD de courant de charge en fonction de la fréquence de commutation	53
III.5.2.3. Variation de l'erreur de phase maximale en fonction de la tension normalisée	54
III.5.2.4. Fonctionnement avec variation de la consigne	54
III.5.3. Exemple d'instabilité du système.....	55
III.6. Conclusion	56

CHAPITRE IV: Commande en courant par hystérésis numérique pour les FAP triphasés

IV.1. Introduction	57
IV.2. Perturbations des réseaux électriques	58
IV.2.1. Origine des harmoniques.....	58
IV.2.2. Conséquences des harmoniques	58
IV.3. Filtrage actif pour l'amélioration de la qualité de l'énergie	60
IV.4. Filtre actif parallèle (FAP)	61
IV.4.1. Etude de la partie puissance du FAP triphasé	62
IV.4.1.1. L'onduleur triphasé	62
IV.4.1.2. Système de stockage d'énergie	63
IV.4.1.3. Inductance de couplage	63

IV.4.2. Etude de la partie commande du FAP triphasé	63
IV.4.2.1. Méthode de détection des harmoniques	63
IV.4.2.2. Détermination des courants de référence et régulation de la tension continue aux bornes des deux condensateurs de l'onduleur	64
IV.4.2.2. La commande des interrupteurs du FAP	69
IV.4.2.2.1. Commande en courant par hystérésis à bande fixe (FBHC)	69
IV.4.2.2.2. Commande en courant par hystérésis numérique	72
IV.5. Conclusion	75

**CHAPITRE V: Etude en simulation de la commande en courant par
hystérésis du FAP triphasé**

V.1. Introduction.....	76
V.2. Paramètres de simulation.....	76
V.3. Résultats de simulation sans FAP.....	77
V.4. Résultats de simulation avec FAP	78
V.4.1. Commande en courant par hystérésis à bande fixe (FBHC)	79
V.4.1.1. Modèle à neutre isolé sans découplage de l'erreur de courant.....	79
V.4.1.2. Modèle à neutre isolé avec découplage de l'erreur de courant.....	82
V.4.1.3. Résultats de simulation lors d'une variation de charge.....	85
V.4.1.4. Résultats de simulation lors d'une intervention brusque du FAP.....	86
V.4.2. Commande en courant par hystérésis numérique.....	87
V.4.2.1. Algorithme 1.....	87
V.4.2.2. Algorithme 2.....	89
V.4.2.2.1. Contrôle Dead-Beat du premier ordre sans synchronisation.....	89
V.4.2.2.2. Contrôle Dead-Beat du premier ordre avec synchronisation.....	92
V.4.2.2.2.1. Utilisation de la PLL sans compensation du gain.....	92
V.4.2.2.2.2. Utilisation de la PLL avec gain compensé	94
V.4.2.2.3. Test de contrôle Dead-Beat lors d'une variation de charge.....	97
V.4.2.2.4. Variation de l'erreur de phase maximale en fonction de la tension normalisée.....	98
V.4.3. Comparaison des deux régulateurs PI et flou	98
V.5. Conclusion	99
CONCLUSION GENERALE	100

BIBLIOGRAPHIE

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

L'utilisation de l'électronique de puissance pour la conversion de l'énergie électrique se généralise dans un nombre sans cesse croissant de secteurs d'activités. Ceci est lié, sans aucun doute, aux récents progrès réalisés en matière de composants semi-conducteurs ainsi qu'à une certaine maturité des techniques de synthèse de la structure des convertisseurs statiques. Il semble néanmoins rester un effort conséquent à produire au niveau de la commande de ces dispositifs [1].

Ces dernières années, l'électronique de puissance a été mise à contribution pour de nouvelles applications où la qualité de l'énergie électrique constitue un concept fondamental, grâce aux nouveaux défis et aux nouvelles opportunités d'un système électrique en pleine évolution technologique [2].

Parmi les systèmes de l'électronique de puissance, les onduleurs sont de plus en plus exploités dans des applications diverses. On les retrouve dans des applications domestiques et ainsi que industrielles. Ces convertisseurs ont subi une évolution importante, poussés d'une part par le développement des composantes à semi-conducteurs entièrement commandables, puissantes, robustes et rapides. D'autre part, par leurs systèmes de commande.

Notre étude sert à exploiter les onduleurs de tension triphasés dans deux champs d'application très importants. Le premier est inclus dans l'alimentation des moteurs alternatifs connu sous le vocable "entraînement électrique", et le second est inclus dans un système de compensation connu sous le vocable "filtre actif de puissance". Leur fonctionnement nécessite le contrôle de l'amplitude du courant de sortie avec de bonne qualité et sa régularité en poursuite de courant de référence [3,4]. Ceci est assuré par un système de commande adéquat.

En effet, afin de s'intéresser à ces conditions de fonctionnement, la commande en courant par hystérésis est bien adoptée à ce type de convertisseurs [5], dont la robustesse vis-à-vis des variations de paramètres et la simplicité de la mise en œuvre constituent les atouts de cette stratégie de commande. Cependant, la dégradation de ses caractéristiques se généralise dans plusieurs termes tels que, le fonctionnement à fréquence de commutation libre, la position des impulsions de commande non contrôlée et l'apparition du phénomène d'interférence pour les systèmes triphasés à neutre isolé. Ces inconvénients peuvent être remédiés par une autre version de contrôle par l'hystérésis à base des algorithmes plus avancés [3,4,6,7].

Notre objectif est d'introduire de nouveaux algorithmes permettant l'adaptation de la bande d'hystérésis afin de contourner les inconvénients inhérents au contrôle par hystérésis conventionnel et d'avoir de bonne qualité du courant en sortie avec un filtrage facile à réaliser. L'application est effectuée à l'onduleur de tension triphasé pour l'alimentation des moteurs alternatifs et au filtre actif parallèle triphasé pour l'amélioration du facteur de puissance d'un réseau pollué.

De manière à atteindre ces objectifs de recherche, ce mémoire est divisé en cinq chapitres:

Le premier chapitre fait l'objet de la présentation des généralités sur les systèmes de l'électronique de puissance. Nous présentons les différents composants de puissance et leur classification, les différents convertisseurs statiques avec une grande attention retenue aux onduleurs qui seront choisis pour l'application dans ce mémoire, et ainsi qu'un aperçu sur certaines stratégies de commande PWM.

Le second chapitre traite de l'étude théorique de la commande en courant par hystérésis appliquée à l'onduleur de tension triphasé alimentant une charge active équivalente à un moteur alternatif. Nous présentons le principe de la commande en courant par hystérésis à bande fixe (conventionnelle) pour les deux cas, onduleur à neutre relié et à neutre isolé, puis le deuxième type de modulation par hystérésis à bande sinusoïdale. L'étude est ensuite étendue au développement des deux nouveaux algorithmes numériques différents qui font l'objet de l'élimination des inconvénients présentés par la commande en courant par hystérésis conventionnelle, ces derniers sont accompagnés par une analyse détaillée de la stabilité.

L'étude théorique présentée au deuxième chapitre est suivie par une simulation numérique exposée au troisième chapitre, dont les performances des deux nouveaux algorithmes en courant par hystérésis proposés sont vérifiées avec un grand respect aux conditions de la stabilité.

Le quatrième chapitre est consacré à la présentation des problèmes de pollution des réseaux électriques triphasés engendrés par les charges non linéaires. La solution de dépollution proposée est réalisée par le filtre actif parallèle triphasé à structure tension. En tenant compte du bilan énergétique, nous effectuons une régulation de la tension continue aux bornes de ses deux condensateurs de stockage par deux types de régulateurs PI classique et flou afin de fournir les courants de référence sinusoïdaux. Et enfin pour avoir un fonctionnement efficace du filtre, nous faisons appel à la commande en courant par hystérésis où ses inconvénients sont contournés par l'addition des deux nouveaux algorithmes différents.

Dans le dernier chapitre, nous présentons par une étude en simulation l'efficacité du filtre actif parallèle triphasé pour l'amélioration du facteur de puissance d'un réseau électrique pollué par une charge non linéaire (redresseur triphasé) et nous vérifions les performances des deux nouveaux algorithmes de commande en courant par hystérésis proposés avec une étude comparative des deux régulateurs PI classique et flou.

Et enfin, nous terminons notre travail par une conclusion générale et quelques perspectives.

CHAPITRE I

*Généralités sur les systèmes de l'électronique
de puissance et différentes stratégies de
commande PWM*

CHAPITRE I

Généralités sur les systèmes de l'électronique de puissance et différentes stratégies de commande PWM

I.1. Introduction:

Etymologiquement, l'électrotechnique est l'étude des applications techniques de l'électricité, on réserve plutôt ce terme aux applications qui mettent en jeu plutôt une énergie qu'un signal, on l'appelle aussi Génie électrique. Son domaine d'intervention est la production, le transport, la distribution, le traitement, la transformation, la gestion et l'utilisation de l'énergie électrique.

L'électronique de puissance est la branche de l'électrotechnique qui a pour objet l'étude de la conversion statique de l'énergie électrique (notamment, les structures, les composants, les commandes et les interactions avec l'environnement... etc.).

L'électronique de puissance traite l'énergie électrique par voie statique, elle permet:

- une utilisation plus souple et plus adaptée de l'énergie électrique
- une amélioration de la gestion, du transport et de la distribution de l'énergie électrique
- une discrétion par une réduction des masses et des volumes ainsi que par un fonctionnement ultrasonore des dispositifs.

La conversion statique réalisée au moyen de convertisseurs statiques qui transforment l'énergie électrique disponible en une forme appropriée à l'alimentation d'une charge. Le bon fonctionnement d'un convertisseur statique 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 [1]. Dans ce chapitre, nous nous attacherons à présenter une classification apportée aux composants de puissance qui peuvent construire un convertisseur statique selon ses utilisations, les différents convertisseurs statiques utilisés dans le domaine de l'électronique de puissance, les différentes structures de convertisseurs continu-alternatif qui seront choisis dans ce travail et quelques stratégies de commande de modulation de largeur d'impulsions PWM (Pulse Width Modulation) qui assurent la commande de ces convertisseurs.

I.2. Convertisseur Statique:

Un convertisseur statique est un montage utilisant des interrupteurs à semi-conducteurs permettant par une commande convenable de ces derniers de régler un transfert d'énergie entre une source d'entrée et une source de sortie comme le montre la figure (I.1). La source d'entrée peut être un générateur ou un récepteur (idem pour la source de sortie).

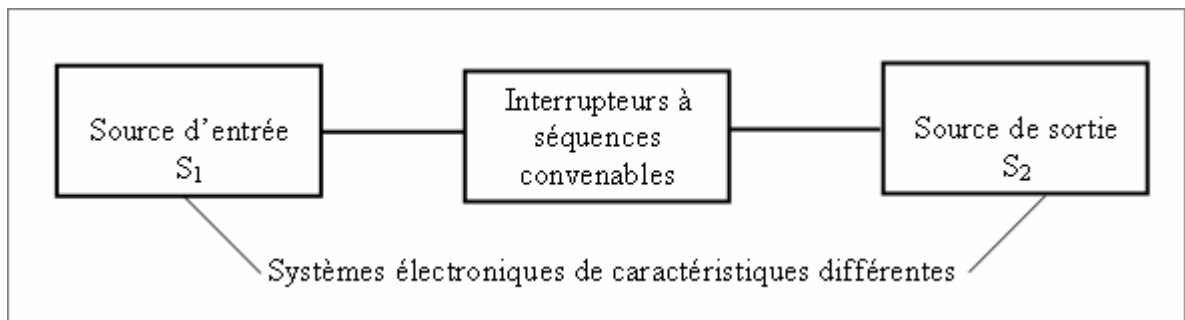


Figure.1. Convertisseur statique.

I.2.1. Construction du convertisseur de puissance:

La fonction de base de la construction des convertisseurs statiques est les composants (interrupteurs) de puissance. Selon leurs utilisations, on distingue [8]:

I.2.1.1. Interrupteur non commandable:

Est un interrupteur à ouverture et à fermeture spontanée, c'est la fonction **diode**. Sa représentation symbolique est montrée dans la figure (I.2.a).

- Il s'ouvre (cesse de conduire) quand le courant qui le traverse s'annule (devient légèrement négatif),

- Il se ferme (conduit) quand la tension à ses bornes devient positive (dépasse une certaine valeur appelée tension de seuil).

On trouve les diodes dans les circuits de mise en forme pour supprimer les alternances négatives des créneaux par exemple, calibrer les signaux ou en tant qu'interrupteurs de puissance. On les trouve également dans les circuits à transformateur d'impulsions [9].

I.2.1.2. Interrupteur commandé seulement à la fermeture:

Est un interrupteur à ouverture spontanée et à fermeture commandée, c'est la fonction **Thyristor**. Sa représentation symbolique est montrée dans la figure (I.2.b).

- Il s'ouvre (cesse de conduire) quand le courant qui le traverse s'annule (devient légèrement négatif) comme une diode,

- Il se ferme (conduit) quand un signal de commande est envoyé sur la gâchette et la tension à ses bornes est positive.

Les thyristors sont utilisés comme interrupteurs dans les applications basses fréquences comme les redressements commandés. On peut également les trouver dans les onduleurs et les gradateurs.

I.2.1.3. Interrupteurs à ouverture et à fermeture commandés:

Le choix de ces interrupteurs est fondamental dans la démarche qui conduit à la réalisation d'un circuit de puissance, dans la plupart des cas, la réversibilité de la source et de la charge impose des interrupteurs pouvant fonctionner dans les quatre quadrants du plan, c'est-à-dire bidirectionnels

en courant et en tension. En outre ces interrupteurs devront être commandés à l'ouverture et à la fermeture de manière à pouvoir assurer la commutation forcée, c'est-à-dire interrupteurs bicommandables. On distingue quatre interrupteurs bicommandables essentiels:

A. Fonction thyristor à ouverture commandée:

Cet interrupteur est représenté comme un thyristor muni d'une seconde gâchette pour montrer qu'il est à amorçage et à blocage commandés, c'est la fonction thyristor à ouverture commandée **GTO** (Gate Turn-Off) comme le montre la figure (I.2.c).

B. Fonction transistor bipolaire de puissance:

Les transistors bipolaires ou BJT (Bipolar Junction Transistor) de puissance sont des transistors, d'ordinaire du type NPN (figure I.2.d) spécialement conçus pour fonctionner en commutation.

Le collecteur C et l'émetteur E constituent les bornes de l'interrupteur, V_{CE} est la tension à ses bornes, i_c est le courant dans le circuit où il est inséré. L'état de l'interrupteur est commandé par le courant i_b allant de la base B à l'émetteur E.

C. Fonction transistor MOS de puissance:

Les transistors à effet de champ ou FET (Field Effect Transistor) peuvent, comme les transistors bipolaires, être utilisés en interrupteurs.

Il y a deux types de transistors à effet de champ:

Les transistors à jonction ou JFET,

Les transistors à grille isolée ou MOSFET.

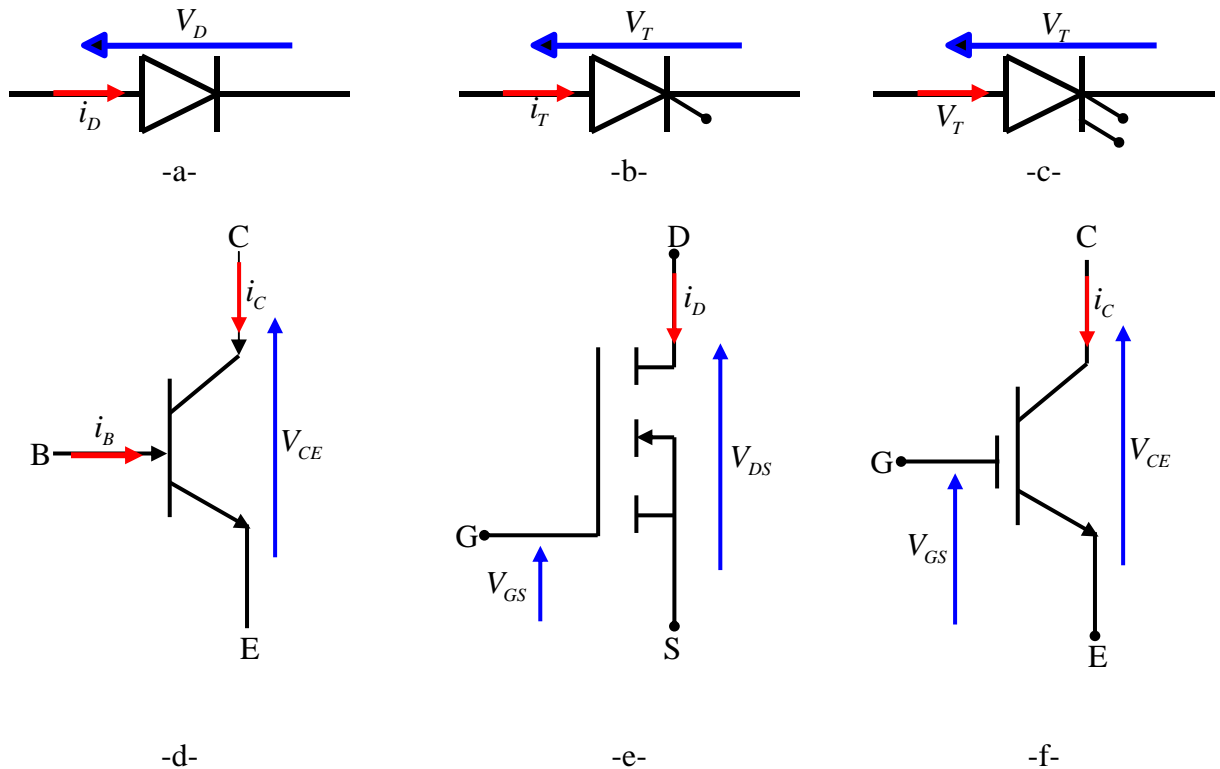
Ces derniers, souvent appelés tout simplement transistors MOS, sont les seuls utilisés pour réaliser des "interrupteurs" de puissance. MOS vient de Métal-Oxyde-semi-conducteur; le contacte métallique de l'électrode de commande, la grille (gate) est séparée de la pastille semi-conductrice par une couche d'oxyde isolante. Il n'y a donc pas de passage de courant électrique en continu entre la partie commande et la partie commandée de ce type de composant.

La grille n'agit pas, comme la base d'un transistor bipolaire, par injection ou extraction de charges, mais par modification du champ électrique dans le semi-conducteur. Elle contrôle ainsi le courant passant du drain D vers la source S par une multitude de petits canaux. La représentation symbolique de cet interrupteur est montrée dans la figure (I.2.e).

D. Fonction transistor IGBT:

Le transistor bipolaire à grille ou **IGBT** (Insulated Gate Bipolar Transistor) est un composant qui réunit dans la même structure. C'est un transistor bipolaire incluant une commande par transistor MOS comme le montre la figure (I.2.f).

- Coté commande, entre grille G et émetteur E, c'est un MOS
- Coté commandé, entre collecteur C et émetteur, c'est un bipolaire



Figures. I.2. Représentation symbolique des différents composants de puissance.

Remarque:

Actuellement, il n'existe pas de composant unique ayant une caractéristique tension-courant dans les quatre quadrants et commandable à l'ouverture et à la fermeture, pour synthétiser cette fonction généralement nous faisons donc appel à des associations [10].

I.2.2. Performances des interrupteurs à commutation forcée:

Il y a dizaine années, dans le système d'axes fréquence de commutation f_c , tension directe blocable V, courant commutable I, on situait [8]:

- **Le domaine de GTO**, dans les très fortes puissances et les fréquences modestes
V jusqu'à 5000V, I jusqu'à 5000A, f_c jusqu'à 1000 HZ ;
- **Le domaine de BJT**, dans les moyennes ou fortes puissances et les fréquences moyennes
V jusqu'à 1200V, I jusqu'à 800A, f_c jusqu'à 5 KHZ ;
- **Le domaine de IGBT**, dans les moyennes ou fortes puissances et les fréquences élevées
V jusqu'à 1200V, I jusqu'à 500A, f_c jusqu'à 20 KHZ ;
- **Le domaine de MOS**, dans les faibles puissances et les fréquences élevées
V jusqu'à 50V, I jusqu'à 500A, f_c jusqu'à 200KHZ.

La figure (I.3) montre la classification des différents interrupteurs de puissances à commutation forcée selon le système d'axes fréquence de commutation, tension directe blocable, courant commutable.

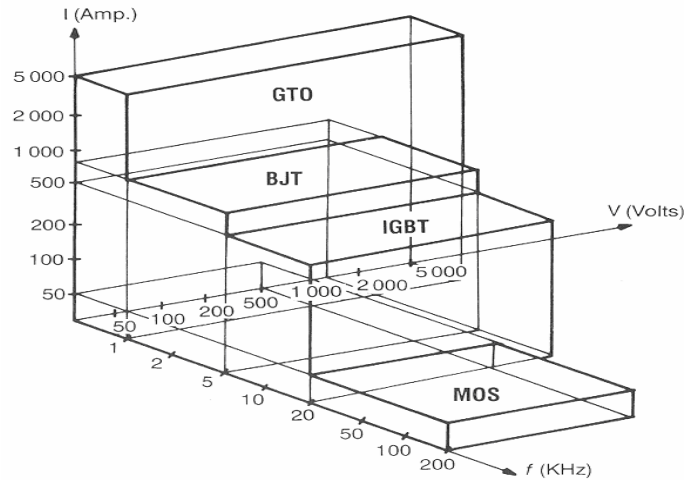


Figure.I.3. Classification des interrupteurs de puissance.

La figure (I.4) schématise, dans le même système d'axes que celui de la figure (I.3), les zones d'élection du GTO et assimilés, de l'IGBT, et du MOS. Parmi les applications préférentielles de ces trois composants, on peut citer:

IGBT: vitesse variable (jusqu'à 2000KW), filtres actifs de puissance, induction de forte puissance, électrothermie, traction (métro, RER, automotrices de ligne, tramways, trolley, bus, voiture électrique) ...

GTO: liaisons à courant continu à haute tension (HVDC), convertisseurs de fréquences 50 Hz-16 Hz 2/3 , flexible Alternatif Current Transmission Systems, très gros équipements à vitesse variable (>2MW), traction de très grande puissance (>2MW)...

MOS: Applications grandes fréquences: induction à fréquence élevée et puissance moyenne, Smart Powers qui devraient avoir un développement très important dans les produits grand public du futur.

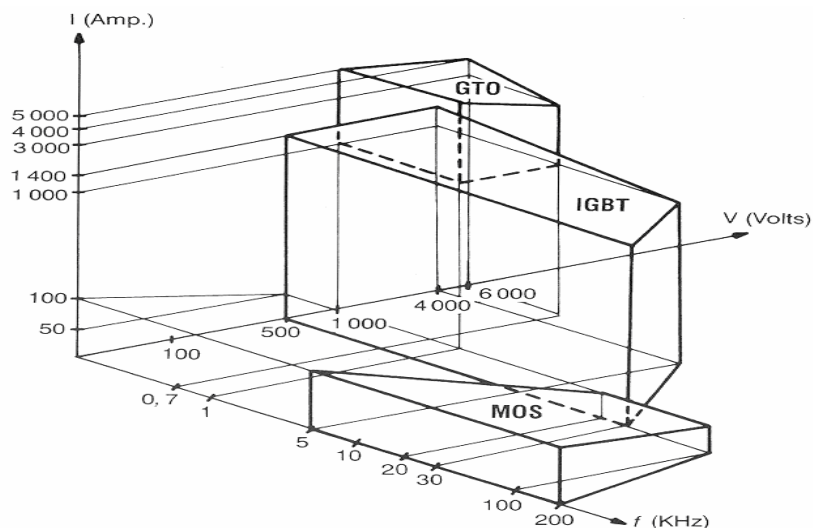


Figure.I.4. Zones d'utilisation des interrupteurs de puissance.

I.2.3. Réversibilité des convertisseurs:

Dans le traitement de l'énergie, une notion importante en électronique de puissance (et en électrotechnique) est la notion de réversibilité.

Un convertisseur statique est dit réversible lorsque l'énergie peut transiter (en général être contrôlée) de manière bidirectionnelle, c'est-à-dire aussi bien dans un sens que dans l'autre.

Un convertisseur non réversible transfère (et convertit) l'énergie d'une source vers une charge utilisatrice, l'énergie ne peut pas transiter dans l'autre sens.

Certains convertisseurs statiques sont naturellement réversibles (onduleurs,...). D'autres sont naturellement non réversibles (redresseurs à diodes,...) suivant le schéma de leur structure. La représentation de la réversibilité et la non réversibilité est montrée dans la figure (I.5).



Figure.I.5. Réversibilité et non réversibilité des convertisseurs statiques.

I.2.4. Différents types de convertisseurs statiques:

L'énergie électrique est disponible soit sous forme alternative (réseau de distribution électrique, alternateur), soit sous forme continue (batterie d'accumulateurs, génératrice à courant continu, alimentation par caténaire...). La charge peut nécessiter une alimentation en alternatif ou en continu. On définit donc quatre classes de convertisseurs transformant directement l'énergie électrique, ce sont «les fonctions de base» de convertisseurs statiques. Ces fonctions de base peuvent toute être remplies par des convertisseurs mono-étages. La figure (I.6) représente les différents types (classes) des convertisseurs statiques.

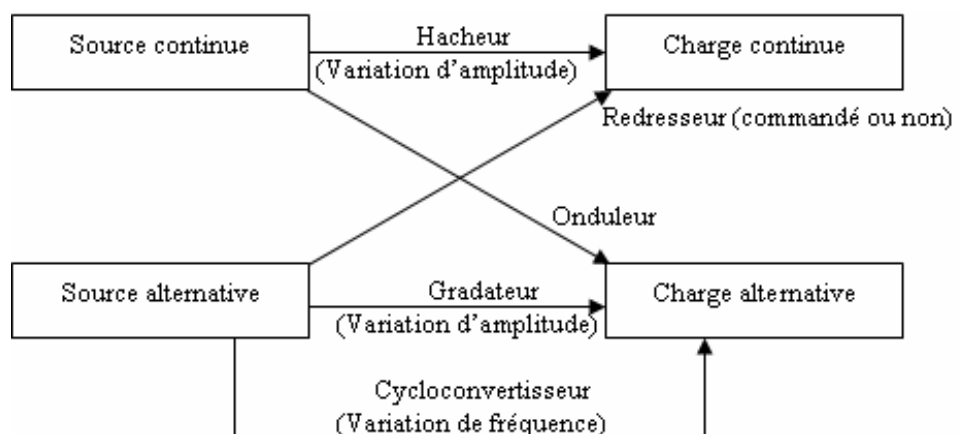


Figure.I.6. Différents types de convertisseurs statiques.

I.2.4.1. Conversion continu-continu: les hacheurs

Les hacheurs sont des convertisseurs directs du type continu-continu. Ils permettent d'obtenir une tension continue de valeur moyenne réglable à partir d'une source de tension continue.

Les hacheurs sont utilisés pour la variation de vitesse des moteurs à courant continu et dans les alimentations à découpage.

I.2.4.2. Conversion alternatif-alternatif: les gradateurs

Les gradateurs permettent d'obtenir une tension alternative de valeur efficace réglable à partir d'une tension alternative de valeur efficace et de fréquence fixe.

Les gradateurs sont utilisés en électrothermie (sur charge résistive), dans des systèmes de compensation de puissance réactive et des démarrages progressifs de moteurs asynchrones.

I.2.4.3. Conversion alternatif-continu: les redresseurs

Les redresseurs permettent d'obtenir une tension de valeur moyenne non nulle à partir d'une tension alternative (monophasée ou triphasée) de valeur moyenne nulle.

Les redresseurs commandés permettent de régler la valeur moyenne de la tension redressée.

Les redresseurs sont utilisés comme étage intermédiaire dans les cartes électroniques, les fours, les électrolyses, le transport à courant continu et pour la variation de vitesse des moteurs à courant continu.

I.2.4.4. Conversion continu-alternatif: les onduleurs

Le convertisseur qui transforme l'énergie électrique délivrée sous forme continue pour alimenter une charge en alternatif est l'onduleur.

La charge alternative peut être de plusieurs types. Si elle peut aussi délivrer de la puissance et présente des forces électromotrices (réseau de distribution électrique, machine synchrone, alternateur...). L'onduleur pourra avoir une structure identique à celle d'un redresseur. C'est le fonctionnement réversible d'un même convertisseur. On parle alors d'**onduleur assisté** (ou non autonome).

Si la charge est constituée par un circuit oscillant. On pourra utiliser les propriétés de ce dernier pour adapter la structure de l'onduleur. Il prend alors le nom d'**onduleur à résonance**.

Dans tous les autres cas, on emploie un **onduleur autonome** qui ne suppose aucune caractéristique particulière de la charge.

I.2.5. Exploitation des convertisseurs continu-alternatif dans l'électronique de puissance:

Les applications des onduleurs sont très nombreuses et leur utilisation augmente de plus en plus, ils sont utilisés pour les entraînements électriques à courant triphasé. Le plus souvent pour l'alimentation de moteurs asynchrones à vitesse variable, la production d'une tension alternative à une fréquence fixe ou variable, l'alimentation de certains équipements indépendants de la présence

du réseau (notion de continuité de service ou alimentation sans interruption), et l'amélioration de la qualité des réseaux électriques (filtrage actif de puissance). Ces aspects nous ont motivé d'exploiter dans ce travail ce type de convertisseurs en vue de l'utiliser pour différentes applications industrielles. Donc on distingue plusieurs structures d'onduleurs les plus souvent utilisées:

I.2.5.1. Structures de l'onduleur monophasé:

Ce type de l'onduleur délivrant en sa sortie un courant alternatif monophasé, il est généralement destiné aux alimentations de secours (UPS systems) ou à des systèmes couplés aux réseaux conventionnels. Deux classes d'onduleurs monophasés sont distinguées suivant leur topologie.

A. Onduleur monophasé en demi-pont:

Le schéma de principe d'un tel onduleur monté en demi-pont est montré dans la figure (I.7.a). Il est constitué principalement de deux interrupteurs de puissance notés k_1 , k_1' à commande complémentaire.

Lors de la fermeture de l'interrupteur k_1 , la tension aux bornes de la charge u devient $+E/2$, et elle prend la valeur $-E/2$ quand le second interrupteur k_1' se ferme.

La conduction simultanée des interrupteurs est évitée par l'élaboration d'une commande adéquate qui tient compte des différentes caractéristiques des imperfections de ces interrupteurs de puissance (temps de monté, temps de descente, et temps de stockage).

Les diodes D_1 et D_1' dites de récupération, assurent la conduction d'un courant négatif en cas de déphasage de ce dernier par rapport à la tension aux bornes de la charge.

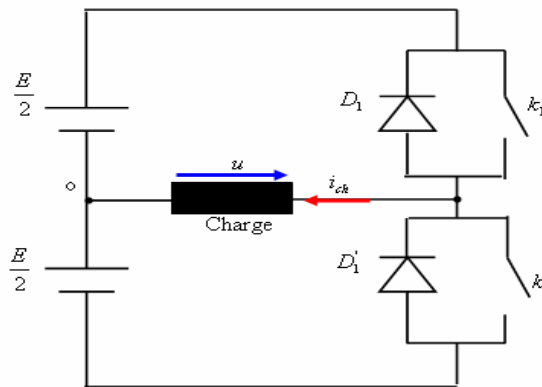


Figure.I.7.a. Schéma de principe d'un onduleur monophasé en demi pont.

Une autre façon de réaliser un onduleur en demi pont avec deux interrupteurs, est de placer à l'entrée un diviseur capacitif formé de deux condensateurs C_1 et C_1' de même capacité. On obtient deux tensions U_{c1} et $U_{c1'}$ sensiblement constantes sont égale à $E/2$. Comme il est montré dans la figure (I.7.b).

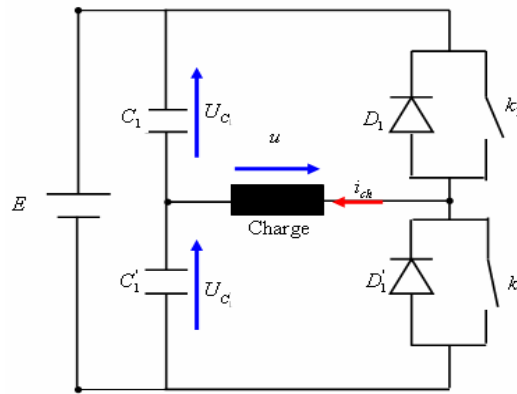


Figure.I.7.b. Schéma de principe d'un onduleur monophasé en demi pont avec diviseur de tension capacitif à l'entrée.

B. Onduleur monophasé en pont:

L'onduleur en pont est représenté dans la figure (I.8), il comporte quatre interrupteurs de puissance désignés par k_1 , k_1' , k_2 et k_2' .

Quand les interrupteurs k_1 et k_2' sont fermés simultanément, la tension aux bornes de la charge u prend la valeur $+E$, et elle prend la valeur $-E$ lors de la fermeture simultanée des deux interrupteurs k_2 et k_1' .

En fait, pour que la tension de sortie ne soit jamais en court-circuit, la seule condition indispensable est que les commandes de k_1 et k_1' soient complémentaires, ainsi que celle de k_2 et k_2' . Le montage en pont permet donc de réduire l'alimentation à une source de tension unique et de régler le rapport cyclique au besoin en utilisant quatre signaux de commande.

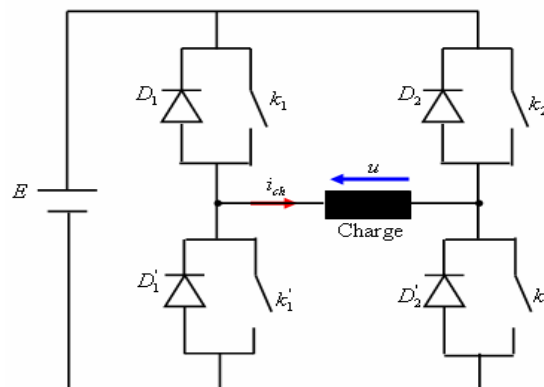


Figure.I.8. Schéma de principe d'un onduleur en pont.

I.2.5.2. Structures de l'onduleur triphasé:

L'onduleur triphasé est plus important et plus utilisé que le monophasé, ce type d'onduleur est généralement recommandé pour des applications de grande puissance, ses principales applications consistent en l'alimentation des machines tournantes triphasées où nous avons besoin d'une source de tension triphasée à tension et fréquence variable. On peut réaliser l'onduleur

triphase en associant trois onduleurs monophasés et en contrôlant la commutation de chaque pont avec un retard de $T/3$ sur le précédent pour produire trois phases décalées de 120° . Ceci est la meilleure solution pour des charges déséquilibrées. Si les charges sont équilibrées, l'onduleur triphasé est déduit du montage en pont monophasé par l'adjonction d'une troisième branche. Cette branche est identique aux deux branches du montage monophasé.

A. Onduleur triphasé composé de trois onduleurs monophasés:

La structure de cet onduleur se fait par l'association en parallèle de trois onduleurs monophasés en demi pont (ou en pont) donnant trois tensions de sortie déphasées de 120° l'un par rapport à l'autre comme le montre la figure (I.9).

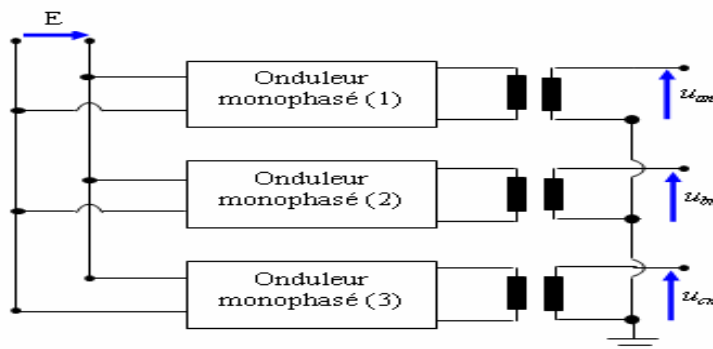


Figure.I.9. Onduleur triphasé composé de trois onduleurs monophasés.

B. Onduleur triphasé en pont:

La structure de cet onduleur est déduite du montage en pont monophasé par l'adjonction d'une troisième branche, cette branche est identique aux deux branches du montage monophasé. La figure (I.10) illustre la topologie de ce type d'onduleur avec un diviseur capacitif à l'entrée. Selon l'état de l'interrupteur k , le neutre de la charge "N" peut être relié ou isolé au point milieu de la source d'alimentation "o".

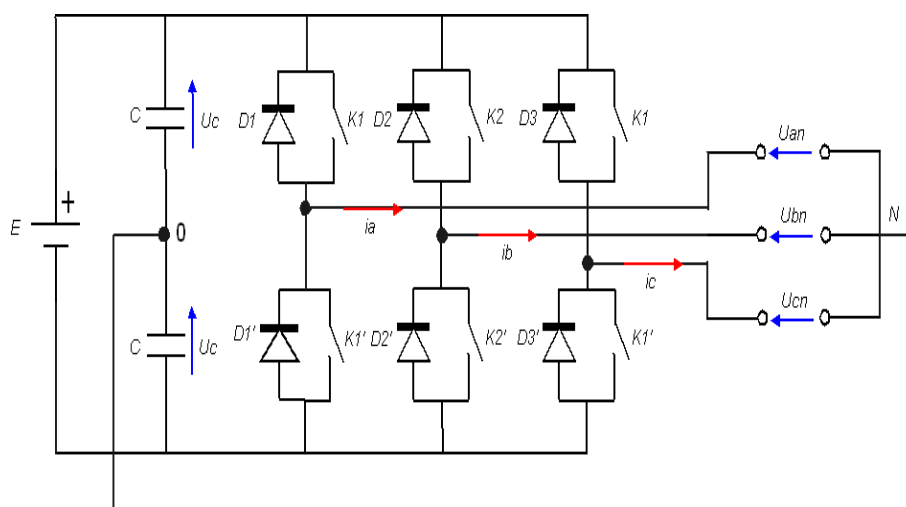


Figure.I.10. Onduleur triphasé en pont.

I.3. Différentes stratégies de commande PWM:

Les techniques de modulation de largeur d'impulsions PWM sont multiples, le choix d'une d'entre elles dépend du type de commande que l'on applique aux systèmes, ces techniques ont été développées essentiellement pour les convertisseurs continu-alternatif que se soit monophasés ou triphasés assurant la commutation forcée des interrupteurs de puissance. ces techniques 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.3.1. Commandes PWM explicites:

Leur principe est basé sur la détermination à priori des instants de commutations des interrupteurs de puissance formant l'onduleur 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) [10].

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.

I.3.2. Commandes PWM implicites:

Plusieurs techniques PWM analogiques sont largement utilisées pour contrôler le mode d'opération d'un onduleur à savoir:

I.3.2.1. 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.

Les positions des angles de commutation varient lorsque nous changeons l'amplitude de référence ou la fréquence de la porteuse. La figure (I.11) montre le principe de la commande par modulation conventionnelle.

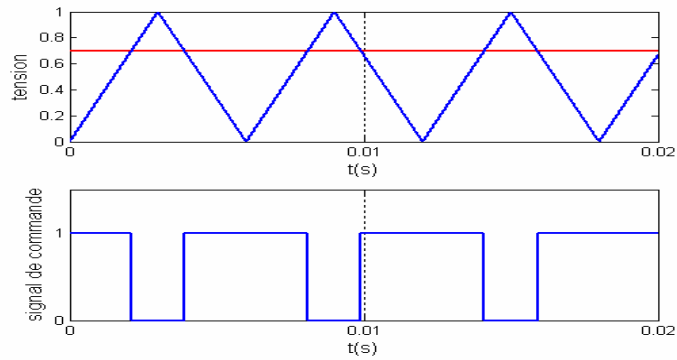


Figure.I.11. Principe de la commande par modulation conventionnelle.

I.3.2.2. Commande par modulation naturelle:

La stratégie naturelle appelée aussi 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. Cette technique est caractérisée par deux paramètres:

- **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.

Pour des raisons de symétrie, il est préférable que la fréquence de la porteuse soit multiple entier de la fréquence de l'onde sinusoïdale. Le principe de la modulation triangulo-sinusoïdale est montré dans la figure (I.12) suivante:

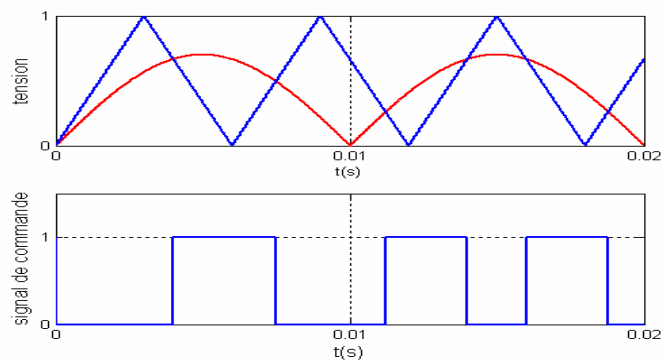


Figure.I.12. Principe de la commande PWM triangulo-sinusoïdale.

I.3.2.3. Commande par modulation delta:

La technique de modulation Delta 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.

Le principe de la modulation Delta est consacré 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 à priori le spectre de la tension alternative [11].

La technique de modulation est une méthode simple pour convertir un signal analogique en un signal numérique. La figure (I.13.a) est un diagramme de blocs fonctionnels de delta, avec l'onde triangulaire de haute fréquence V_p est l'estimation de l'onde de référence sinusoïdale de basse fréquence V_r , initialement $V_p < V_r$, la première impulsion a le point de $+\Delta V$, quand l'impulsion prend le retour et passe par l'intégrateur, elle produit un changement de pas pour une hauteur ΔV , ce procédé continue jusqu'à ce que V_p dépasse V_r et crée une impulsion négative.

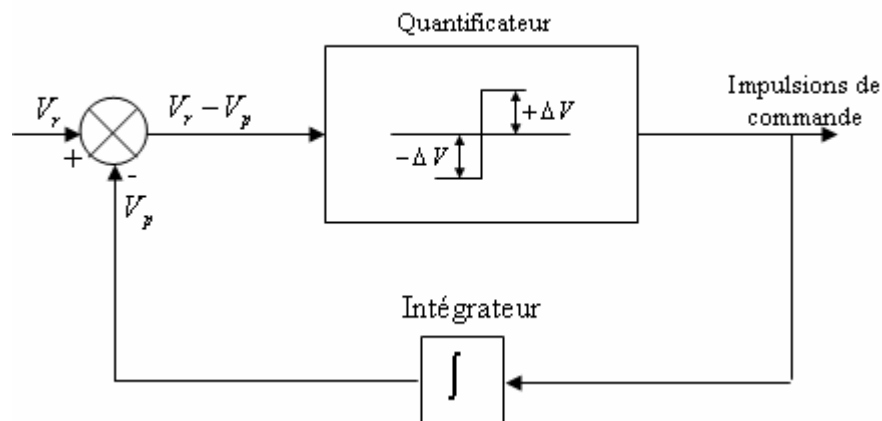


Figure.I.13.a. Schéma fonctionnel de la modulation Delta.

La figure (I.13.b) montre la méthode d'obtention d'un signal de commutation par la modulation Delta:

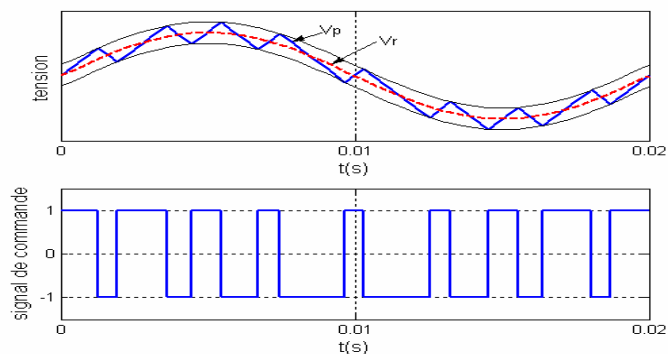


Figure.I.13.b. Principe de la modulation Delta.

I.3.2.4. Commande par modulation en courant par hystérésis:

La technique de commande en courant par hystérésis est une technique implicite en boucle fermée. Elle consiste à imposer les commutations de l'onduleur 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.14.a) montre le schéma bloc fonctionnel de la commande en courant par hystérésis.

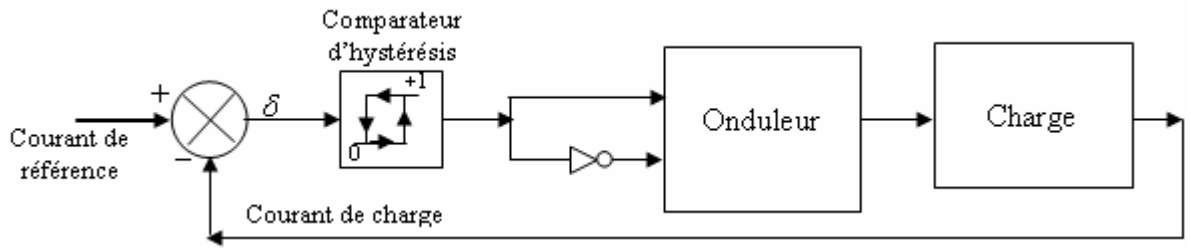


Figure.I.14.a. Schéma fonctionnel de la commande en courant par hystérésis.

Le principe d'un organe de commande fonctionnant selon cette stratégie est donné dans la figure (I.14.b), la détection de l'erreur entre le courant de référence et le courant réel la plus élevée $\sup(\delta)$ ou la plus faible $\inf(\delta)$ permet d'imposer l'état d'hystérésis.

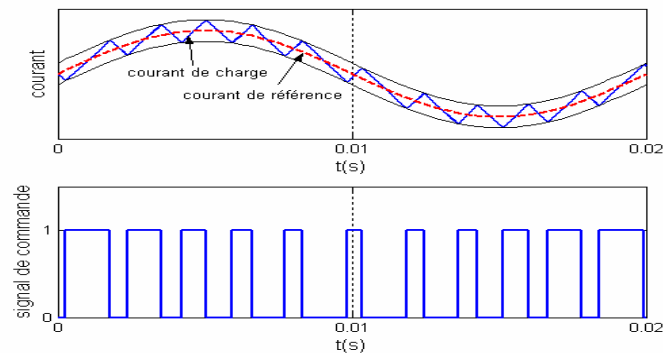


Figure.I.14.b. Principe de la commande en courant par hystérésis.

La technique de commande par hystérésis est de type asynchrone [12], elle présente aussi le fonctionnement à fréquence de commutation libre (variable) qui peut faire apparaître des problèmes de filtrage, et l'interférence entre les phases dans le cas des systèmes triphasés à neutre isolé ou connexion delta.

I.4. Conclusion:

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté les différents convertisseurs statiques utilisés dans le domaine de l'électronique de puissance accompagnés par une classification apportée aux différents interrupteurs à semi-conducteurs de base qui nous peuvent construire ces convertisseurs selon leurs utilisations.

Nous avons traité les différentes structures des convertisseurs continu-alternatif les plus utilisées dans l'électronique de puissance et certaines stratégies de commande PWM implicites et explicites assurant la commande de ces convertisseurs. Les techniques de modulation implicites sont simples et faciles à implanter, la contrepartie de cette simplification est l'impossibilité de prendre en considération certains critères de qualité (taux d'harmonique, amplitude du terme fondamental) des différentes grandeurs d'entrée et de sortie. Les techniques de modulation explicites permettent la prise en charge de ces critères et d'obtenir les formes d'ondes désirées en sortie de l'onduleur.

CHAPITRE II

*Commande en courant par hystérésis
numérique pour les onduleurs triphasés*

CHAPITRE II

Commande en courant par hystérésis numérique pour les onduleurs triphasés

II.1. Introduction:

Les onduleurs triphasés constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance, leur utilisation pour l'alimentation des moteurs alternatifs à vitesse variable augmente de plus en plus. Ces derniers doivent satisfaire des exigences en particulier le contrôle de l'amplitude et la qualité des courants de charge et leur régularité en poursuite de courants de référence.

La commande en courant par hystérésis est une technique de commande en boucle fermée et utilisée largement dans les entraînements à grande vitesse en raison de sa simplicité de mise en œuvre, sa robustesse et sa stabilité. Elle permet le contrôle direct de courant de charge, son principe consiste à rendre le courant de sortie indépendant de variations de la tension d'alimentation, et de rejeter les perturbations introduites par les variations de la charge. 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 de courants de référence.

La commande en courant par hystérésis a pour rôle de régler l'erreur commise par rapport au courant de référence dans une certaine bande, appelée bande d'hystérésis. Dans la commande en courant par hystérésis conventionnelle, les bandes positives et négatives β_p et β_n sont supposées être fixes. Cependant, cette technique de commande présente plusieurs inconvénients, tel que le fonctionnement à fréquence de commutation variable, ce qui va compliquer le filtrage en sortie, elle présente aussi la non symétrie des impulsions de commande, ce qui génère des ondulations importantes au niveau des courants de charge et un bruit acoustique au sein de la machine, et en plus le phénomène d'interférence entre les phases pour les systèmes triphasés à connexion étoile avec neutre isolé au point milieu de la source d'alimentation ou connexion delta, ce qui affecte la régularité de son fonctionnement.

Les inconvénients inhérents à la commande en courant par hystérésis conventionnelle peuvent être contournés par l'introduction de nouvelles techniques de commande modernes de type numérique et en temps réel. Ces techniques sont basées sur la théorie de la commande prédictive (Dead Beat Control) [13,17].

II.2. Commande en courant par hystérésis à bande fixe (FBHC):

La technique de commande en courant par hystérésis à bande fixe FBHC appelée aussi commande en courant par hystérésis conventionnelle est exploitée pour les onduleurs triphasés. Son principe de fonctionnement est le même que pour le cas de l'onduleur monophasé [18]. En effet, il suffit de décaler les signaux de commande de 120° de chaque bras par rapport à l'autre. Dans cette technique, la bande d'hystérésis est maintenue constante (fixe) tout au long de la période de fonctionnement.

La structure de base de la commande en courant par hystérésis à bande fixe d'un onduleur triphasé est illustrée sur la figure (II.1).

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

Chaque bras de l'onduleur comporte deux interrupteurs doivent être complémentaires. Les instants de commutation des interrupteurs pour chaque bras peuvent être déterminés à l'aide d'un comparateur d'hystérésis CH quand l'erreur entre le courant de référence et le courant de charge atteint une des limites du CH. Par exemple, pour le bras 1, si β_p et β_n désignent respectivement la bande supérieure et inférieure du CH, et si l'erreur de courant de la phase « a » atteint la limite supérieure, l'interrupteur k_1 est fermé et k'_1 est ouvert (en négligeant le temps mort et le temps de retard), et le contraire pour la limite inférieure (et de même pour les autres bras 2 et 3). Comme résultat, la tension de sortie pour chaque bras passe de $+E/2$ à $-E/2$, les courants de charge sont forcés pour suivre les courants de référence avec l'hystérésis désirée.

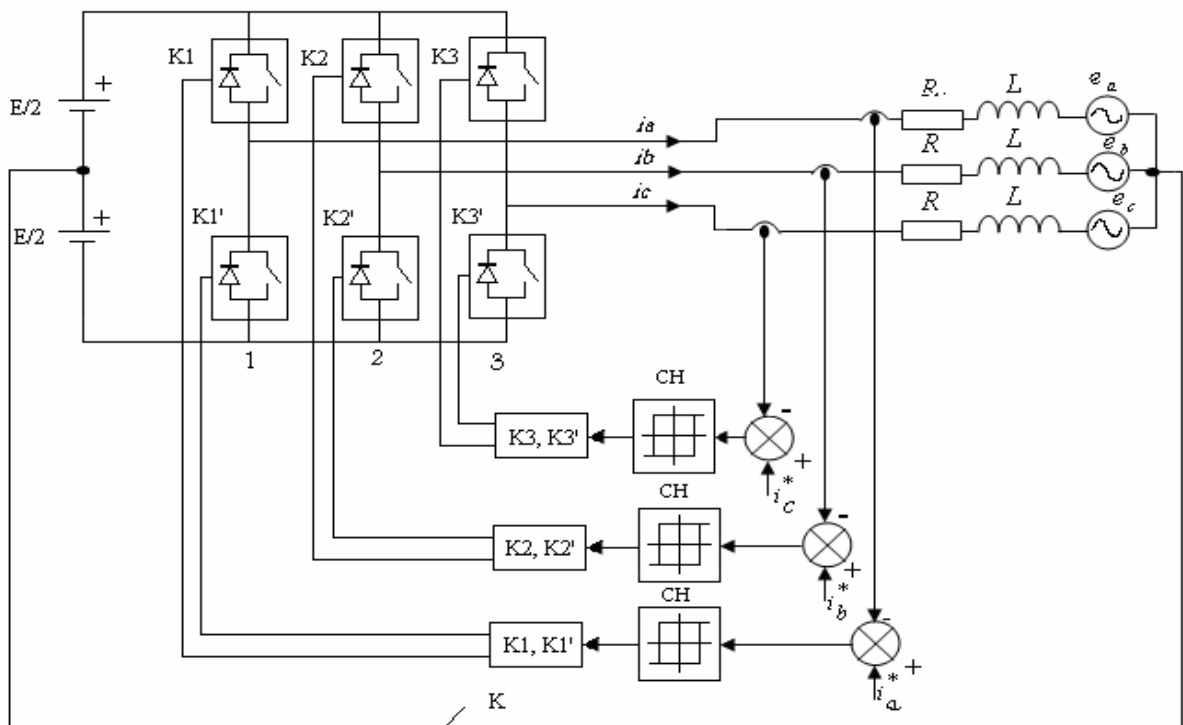


Figure.II.1. Commande en courant par hystérésis d'un onduleur triphasé en pont.

Selon l'état de l'interrupteur K, on distingue deux cas:

- Si K est fermé, le neutre du moteur relié au point milieu de la source d'alimentation de l'onduleur
- Si K est ouvert, le neutre du moteur isolé du point milieu de la source d'alimentation de l'onduleur

L'analyse de cette stratégie de commande va être maintenant considérée pour ces deux cas, à neutre relié, et à neutre isolé [3,19].

II.2.1. Moteur à neutre relié au point milieu de la source d'alimentation:

Dans ce cas on suppose que l'interrupteur K est fermé (pas de tension entre le neutre du moteur et le point milieu de la source d'alimentation).

L'équation de charge est donnée par:

$$u = L \frac{di}{dt} + R.i + e \quad (\text{II.1})$$

Où : u , i et e représentent respectivement les vecteurs de tensions de sortie de l'onduleur, de courants de sortie et de forces contre-électromotrices qui sont définis comme suit:

$$u = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}, i = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, e = \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}$$

La tension de sortie u peut prendre les valeurs $\pm E/2$ selon l'état de commutation.

Si les courants de référence i^* circulent dans la charge, l'équation de charge devient :

$$u^* = L \frac{di^*}{dt} + R.i^* + e \quad (\text{II.2})$$

Où : u^* est le vecteur de tensions qu'il faut appliquer pour faire circuler les courants de référence i^* .

Les vecteurs de tensions et de courants de référence u^* , i^* sont des fonctions sinusoïdales définies comme suit:

$$u^* = \begin{bmatrix} u_a^* \\ u_b^* \\ u_c^* \end{bmatrix}, i^* = \begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix}$$

Le vecteur d'erreurs entre les courants de charge (réels) et les courants de référence peut être défini comme suit:

$$\delta = i - i^* \quad (\text{II.3})$$

On soustrait (II.2) de (II.1), et en substituant dans (II.3):

$$L \frac{d\delta}{dt} + R\delta = u - u^* \quad (\text{II.4})$$

L'équation (II.4) nous donne la relation qui existe entre le vecteur d'erreurs de tensions et le vecteur d'erreurs de courants est appelée équation dynamique d'erreurs de courants.

Pour une fréquence de commutation raisonnablement élevée, l'effet de la résistance peut être négligé (charge active), de sorte que (II.4) devient:

$$L \frac{d\delta}{dt} = u - u^* \tag{II.5}$$

Le terme $u - u^*$ peut être considéré constant pendant la période de modulation, donc l'erreur $\delta(t)$ varie triangulairement dans la bande d'hystérésis β comme le montre la figure (II.2-a).

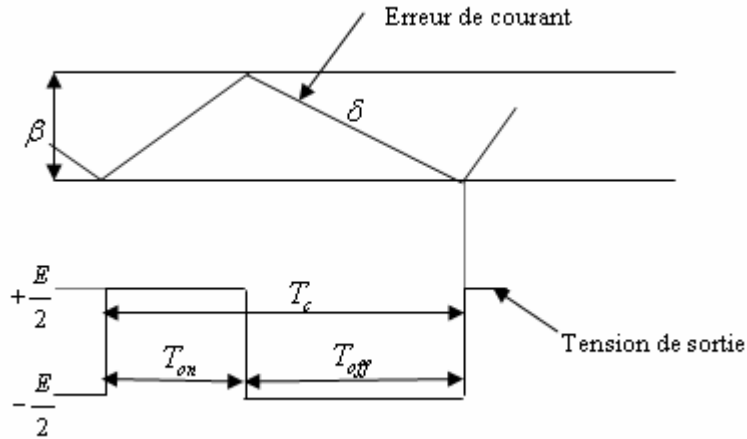


Figure.II.2-a. Erreur de courant dans la bande d'hystérésis et la tension de sortie de l'onduleur pour un bras.

Pour que le courant i puisse suivre le courant de référence i^* , il faut que l'amplitude de la tension de référence u^* soit nécessairement comprise entre les tensions $+E/2$ et $-E/2$ que l'onduleur puisse fournir à sa sortie

L'erreur de courant δ oscille entre deux bandes

- La limite supérieure de la bande est: $\beta_p = +\frac{\beta}{2}$
- La limite inférieure de la bande est: $\beta_n = -\frac{\beta}{2}$

Donc, le courant de charge oscille entre deux limites:

- La limite supérieure de courant est: $i_{sup} = i^* + \frac{\beta}{2}$
- La limite inférieure de courant est: $i_{inf} = i^* - \frac{\beta}{2}$

La figure (II.2.b) montre un exemple de simulation de la commande en courant par hystérésis à bande fixe avec le neutre du moteur relié au point milieu de la source d'alimentation.

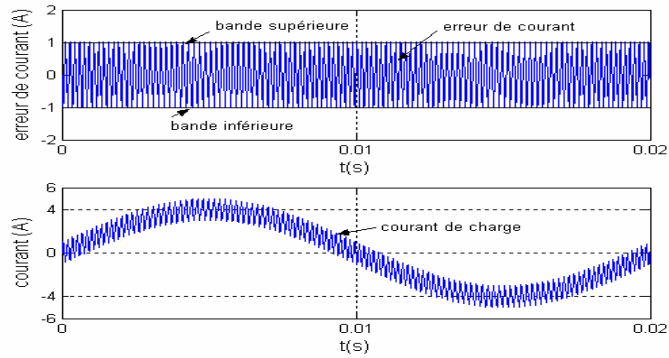


Figure.II.2-b. Exemple de simulation de FBHC.

Cas: neutre du moteur relié.

II.2.2 Moteur à neutre isolé du point milieu de la source d'alimentation:

Dans ce cas on suppose que l'interrupteur K est ouvert (il y a une tension entre le neutre du moteur et le point milieu de la source d'alimentation). Donc, l'équation de charge est modifiée:

$$u = L \cdot \frac{di}{dt} + R \cdot i + e + u_0 \mathbf{I} \quad (\text{II.6})$$

Où : u_0 est la tension entre le neutre de la charge et le point milieu de la source d'alimentation de l'onduleur et \mathbf{I} est le vecteur unitaire défini comme suit:

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

Puisque la somme des courants i_a, i_b, i_c est égale à zéro grâce à l'équilibre de la charge, donc l'équation (II.6) donne:

$$u_0 = \frac{(u_a + u_b + u_c)}{3} \quad (\text{II.7})$$

L'équation qui permet de donner le vecteur d'erreurs de courants est modifiée comme suit:

$$L \frac{d\delta}{dt} + R\delta = u - u^* - u_0 \mathbf{I} \quad (\text{II.8})$$

L'équation (II.8) montre qu'à 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 par u_0 , on appelle ce phénomène "phénomène d'interférence entre les phases". Pour éviter ce phénomène d'interférence entre les phases dû au neutre isolé, nous devons découpler l'erreur de courant comme suit:

$$\delta' = \delta - \delta'' \quad (\text{II.9})$$

Où :

δ' : représente l'erreur de courant découplée et δ'' : représente le terme de découplage.

On l'appelle erreur de courant découplée, car il est possible de définir une équation dynamique pour cette erreur δ' ne dépendant plus de u_0 , et dite découplée car l'erreur de courant pour une phase donnée ne dépend que de la tension correspondante à cette phase, et correspond à celle du cas à neutre relié.

L'équation (II.9) peut être décomposée en deux parties comme suit:

$$L \frac{d\delta'}{dt} + R\delta' = u - u^* \tag{II.10}$$

$$L \frac{d\delta''}{dt} + R\delta'' = -u_0 I \tag{II.11}$$

Après le découplage de l'erreur de courant et pour une fréquence de commutation raisonnablement élevée, l'effet de la résistance du moteur peut être toujours négligé, Le terme $u - u^*$ peut être considéré constant durant une période de commutation, donc l'erreur de courant découplée δ' ayant une forme linéaire, possédant un signe dépend de la différence $u - u^*$ comme le montre la figure (II.3.a).

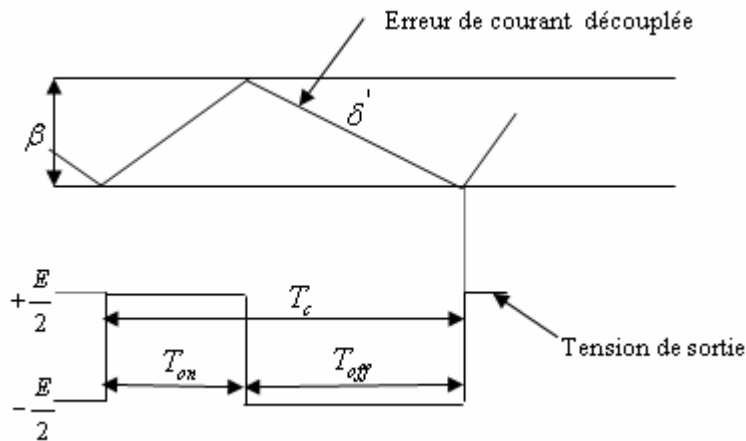


Figure.II.3-a. Erreur de courant découplée dans la bande d'hystérésis et la tension de sortie de l'onduleur pour un bras.

Les figures (II.3.b) et (II.3.c) montrent respectivement des exemples de simulation de la commande en courant par hystérésis à bande fixe avec le neutre du moteur est isolé du point milieu de la source d'alimentation sans et avec découplage de l'erreur de courant.

Remarque:

Lorsqu'il s'agit du système triphasé avec 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.

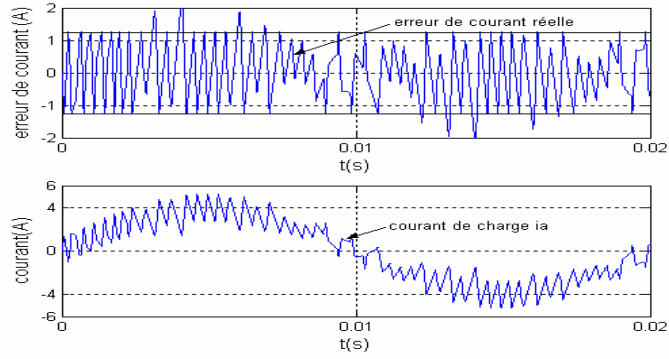


Figure.II.3-b. Exemple de simulation de FBHC.

Cas: neutre du moteur isolé sans terme de découplage.

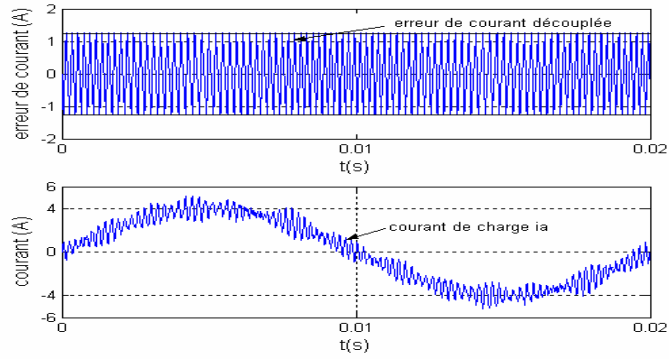


Figure.II.3-c. Exemple de simulation de FBHC.

Cas: neutre du moteur isolé avec découplage de l'erreur de courant.

II.2.3 Détermination des instants de commutation:

On prend le cas du neutre isolé qui est le plus utilisé. Pour calculer la fréquence de fonctionnement des interrupteurs de puissance $f_c = 1/T_c$, nous allons calculer la durée de deux intervalles T_{on} et T_{off} . Le principe de la commande en courant par hystérésis pour une période de commutation est montré dans la figure (II.3.a) où la tension de sortie de l'onduleur pour chaque phase est de forme créneau d'amplitude $\pm E/2$ selon une impulsion positive T_{on} ou négative T_{off} .

De l'équation (II.10), et d'après la figure (II.3.a) et en négligeant toujours la résistance du moteur, on peut écrire:

Pour $0 \leq t \leq T_{on}$, nous avons:

$$\frac{E}{2} - u^* = L \frac{\Delta \delta'}{\Delta t} = L \left(\frac{\delta'(T_{on}) - \delta'(0)}{T_{on} - 0} \right) = L \left(\frac{+\beta/2 + \beta/2}{T_{on} - 0} \right) = \frac{L\beta}{T_{on}} \quad (II.12)$$

Pour $T_{on} \leq t \leq T_c - T_{on}$, nous avons:

$$\frac{E}{2} + u^* = L \frac{\Delta \delta'}{\Delta t} = L \left(\frac{\delta'(T_c) - \delta'(T_{on})}{T - T_{on}} \right) = L \left(\frac{-\beta/2 - \beta/2}{T_c - T_{on}} \right) = -\frac{L\beta}{T_{off}} \quad (II.13)$$

De l'équation (II.12) et (II.13), on arrive au système d'équations suivant:

$$T_c = \frac{4.L.\beta}{E(1-u_n^2)} \quad (II.14)$$

$$T_{on} = T \frac{1+u_n}{2}, T_{off} = T \frac{1-u_n}{2} \quad (II.15)$$

Où : u_n :est la tension normalisée donnée par:

$$u_n = u^* / (E/2) \quad (II.16)$$

L'équation (II.14) montre que pour β est constante et u_n varie d'une période à l'autre, alors la période de commutation T_c varie aussi. Donc, la fréquence de commutation $f_c = 1/T_c$ varie entre deux valeurs:

- Une valeur maximale:

$$f_{c_{max}} = \frac{1}{4.\beta.L/E} \quad (II.17)$$

- Une valeur minimale:

$$f_{c_{min}} = \frac{1 - (\frac{u^*}{E/2})^2}{4.\beta.L/E} = f_{c_{max}} [1 - (\frac{u^*}{E/2})^2] \quad (II.18)$$

Une analyse fréquentielle montre aisément que le spectre du signal obtenu est constitué de groupe des raies centrées autour des harmoniques de la fréquence de modulation f_c [12].

II.3. Commande en courant par hystérésis à bande sinusoïdale (SBHC):

Le principe de cette technique ressemble à celui de l'hystérésis à bande fixe pour les deux cas étudiés précédemment, sauf que dans ce cas la bande d'hystérésis varie sinusoïdalement sur la période de fonctionnement selon cette expression [5,11,18,20]:

$$\beta = \beta_{max} \sin(\omega t) \quad (II.19)$$

L'erreur de courant oscille entre deux bandes:

- La limite supérieure de la bande est: $\beta_p = + \frac{\beta_{max}}{2} \sin(\omega t)$

- La limite inférieure de la bande est: $\beta_n = - \frac{\beta_{max}}{2} \sin(\omega t)$

Donc, le courant de charge oscille entre deux limites:

- La limite supérieure de courant est: $i_{sup} = i^* + \frac{\beta_{max}}{2} \sin(\omega t)$

- La limite inférieure de courant est: $i_{inf} = i^* - \frac{\beta_{max}}{2} \sin(\omega t)$

Par un calcul similaire à (II.2.3.), l'expression de la fréquence de commutation est donnée comme suit:

$$f_c = \frac{E[1-u_n^2]}{4L\beta_{\max} \cdot \sin(\omega t)} \quad (\text{II.20})$$

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

La figure (II.4) montre un exemple de simulation de la commande en courant par hystérésis à bande sinusoidale.

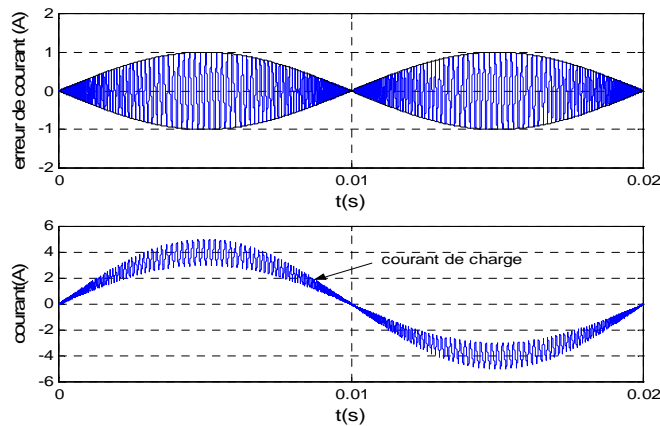


Figure.II.4. Exemple de simulation de SBHC.

Cas: neutre du moteur relié.

II.4. Commande en courant par hystérésis numérique:

La commande FBHC est de type asynchrone, elle apporte un fonctionnement à fréquence de commutation libre. Pour éliminer ces inconvénients, une nouvelle amélioration substantielle de la stratégie de commande en courant par hystérésis est proposée basée sur deux algorithmes différents, le principe est de 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 d'où le nom numérique [16,17]. La synchronisation des impulsions de commande par rapport à une horloge externe est assurée en introduisant la boucle à verrouillage de phase (phase-locked-loop). L'application de ces algorithmes aux systèmes triphasés à neutre isolé nécessite un découplage de l'erreur de courant.

En se référant à l'équation (II.14), nous remarquons bien que si la bande d'hystérésis β est fixe, alors la période de commutation T_c est variable. Pour obtenir une fréquence de commutation constante, la bande d'hystérésis β doit être modifiée selon cette expression suivante:

$$\beta = \frac{ET_d}{4L}(1-u_n^2) \quad (II.21)$$

Où : T_d : est la période de commutation désirée.

La modification de la bande d'hystérésis est effectuée par un contrôle numérique afin que la période de commutation suit la période désirée et de verrouiller les impulsions de commande à une horloge externe (clock) comme le montre la figure (II.5).

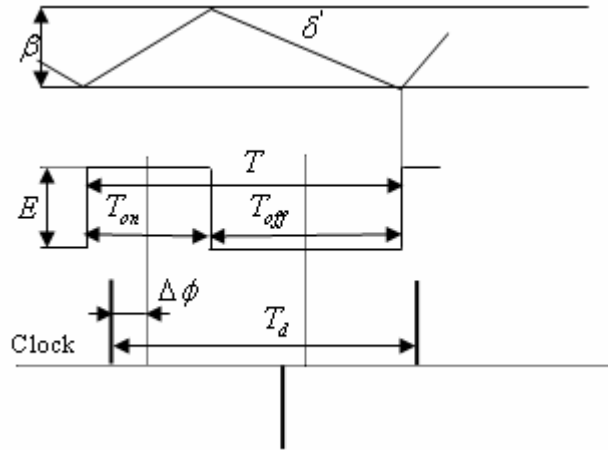


Figure.II.5. Contrôle numérique de la bande d'hystérésis.

Pratiquement, pour garder la fréquence de commutation constante et d'assurer la synchronisation des impulsions de commande, nous proposons deux algorithmes différents robustes, la différence entre eux est la façon de modifier la bande d'hystérésis afin de surmonter les inconvénients inhérents à la FBHC.

II.4.1. Algorithme 1:

II.4.1.1. Fonctionnement à fréquence de commutation constante:

Pour obtenir une fréquence de commutation constante, la largeur de bande d'hystérésis doit être modifiée d'une façon dynamique. Un simple estimateur de la bande d'hystérésis β_2 peut être obtenu en réarrangeant les équations (II.14), (II.15) et (II.21) [6,21].

$$\beta_2 = 4\beta_0 \frac{T_{on}T_{off}}{T_c^2} = 2\beta_0 \left[1 - \frac{T_{on}^2}{T_c^2} - \frac{T_{off}^2}{T_c^2} \right] \quad (II.22)$$

Où : β_0 : représente la bande d'hystérésis maximale déduite pour $u_n = 0$, et donnée par:

$$\beta_0 = \frac{ET_d}{4L} \quad (II.23)$$

Comme la fréquence de commutation réelle f_c est presque égale à la fréquence de commutation désirée f_d , l'expression de β_2 de (II.22) peut être approximée comme suit:

$$\beta_2 \cong 2\beta_0 \left[1 - \frac{T_{on}^2}{T_c T_d} - \frac{T_{off}^2}{T_c T_d} \right] \quad (II.24)$$

L'équation (II.24) donne une loi de commande très simple montrée dans la figure (II.6). On fait l'intégration des intervalles du temps T_{on} et T_{off} et cette intégration sera annulée à chaque transition du signal de commande. La sortie de cette intégration U_i produit une série de triangles de surface proportionnelle à T_{on}^2 et T_{off}^2 . Puis on utilise un filtre passe-bas qui donne la valeur moyenne du signal U_i calculée sur une période de commutation actuelle T_c . La sortie du filtre passe-bas U_f est presque égale au terme: $\frac{1}{2T_c} [T_{on}^2 + T_{off}^2]$.

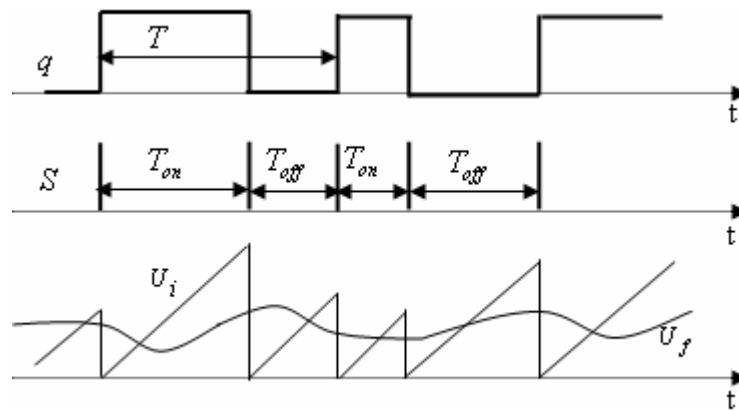


Figure.II.6. Estimeur de la bande d'hystérésis.

La bande d'hystérésis approximée β_2 est obtenue facilement en ajoutant les autres termes de l'équation (II.24) comme le montre la figure (II.7).

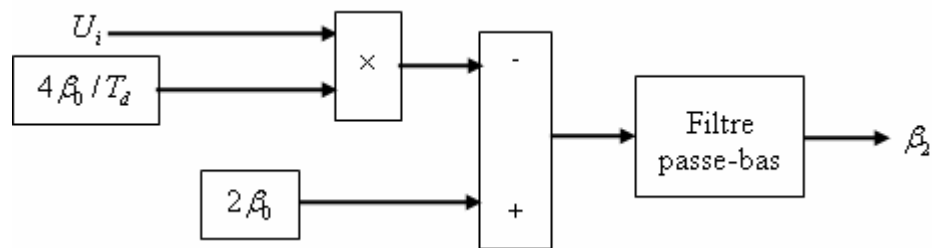


Figure.II.7. Schéma bloc de variation de la bande d'hystérésis.

II.4.1.2. Synchronisation des impulsions de commande:

L'implantation de l'équation (II.24) assure uniquement une fréquence de commutation constante. Dans ce cas, la position des impulsions de commande n'est pas contrôlée. Pour avoir une synchronisation efficace, nous devons ajouter une autre boucle, cette dernière permet de corriger la bande d'hystérésis afin d'assurer à la fois une fréquence de commutation constante et synchronisation des impulsions de commande. La correction de la bande d'hystérésis est montrée dans la figure (II.8), où la bande β_1 est générée par la boucle à verrouillage de phase PLL.

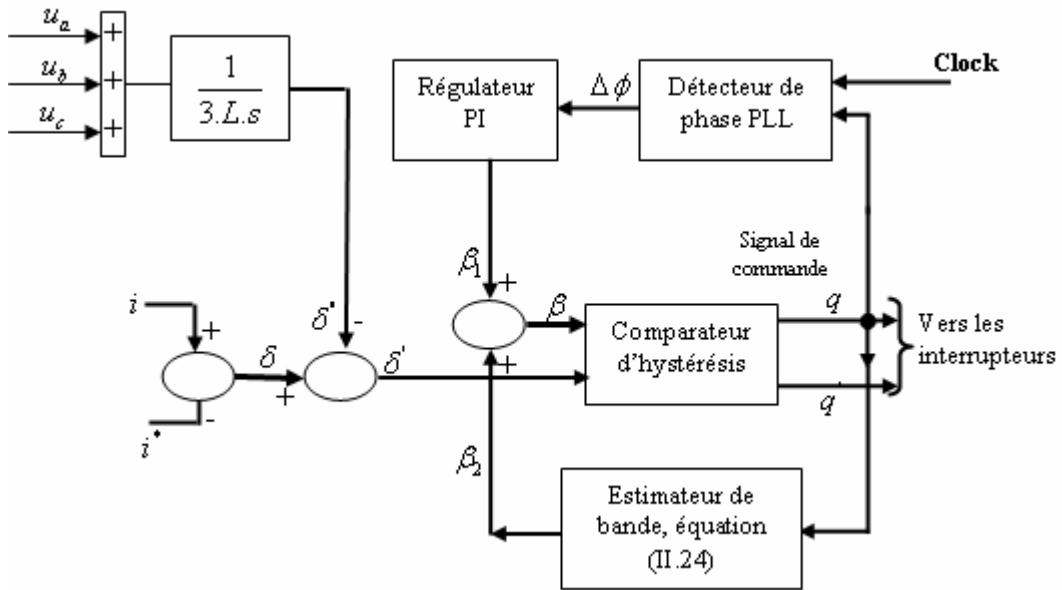


Figure.II.8. Schéma bloc de correction de la bande d'hystérésis.

La PLL est un système asservi [22,23], qui assure non seulement une fréquence de modulation constante, mais minimise également le déplacement de phase $\Delta\phi$ entre le signal de référence externe (signal de synchronisation) et le signal réel du système avec une précision limitée par le gain de la boucle. Le déplacement de phase $\Delta\phi$ est détecté entre le centre de l'impulsion de commande et l'horloge externe, ce qui correspond au passage de l'erreur de courant par zéro afin de garantir une réduction optimale des ondulations des courants de charge [4].

II.4.1.2.1. Analyse de la stabilité [4,6]:

De la figure (II.8), la nouvelle expression de la bande d'hystérésis qui permet de faire la synchronisation est donnée par:

$$\beta = \beta_1 + \beta_2 \quad (II.25)$$

Où : β : représente la largeur de bande corrigée et β_1 : représente la largeur de bande compensée donnée par la PLL.

A. Les conditions de stabilité de la boucle qui donne β_1 (PLL):

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

$$PHD = \frac{d\Delta\phi}{df_c} = \frac{2\pi}{s} \quad (II.26)$$

Le filtre utilisé à la sortie du détecteur de phase est de type proportionnel-intégral PI pour assurer la stabilité de l'erreur de phase.

$$PI = \frac{d\beta_1}{d\Delta\phi} = k_p \cdot \frac{1+sT_z}{sT_z} \quad (II.27)$$

Le comparateur d'hystérésis de la figure (II.8) peut être modélisé selon l'équation (II.14) qui donne $f_c = 1/T_c$ en fonction de u_n et β . Ainsi u_n et β peuvent être considérées des variables

d'entrée, et en substituant $f_c = 1/T_c$ dans l'équation (II.14) et en faisant la dérivation partielle suivant u_n et β , les fonctions de transferts correspondantes HU et $H\beta$ montrées dans la figure (II.9) sont obtenues comme suit:

$$HU = \frac{df_c}{du_n} = -\frac{E}{2L\beta}u_n \quad (II.28)$$

$$H\beta = \frac{df_c}{d\beta} = -\frac{E}{4L\beta^2}[1-u_n^2] \quad (II.29)$$

Le schéma bloc de la PLL est représenté dans la partie supérieure de la figure (II.9). De l'équation (II.26), (II.27) et (II.29), le gain de la boucle GP à la sortie du comparateur d'hystérésis est obtenu comme suit:

$$GP = -\frac{8\pi k_p L}{E} \cdot \frac{f_d^2}{[1-u_n^2]} \cdot \frac{1+sT_z}{s^2T_z} \quad (II.30)$$

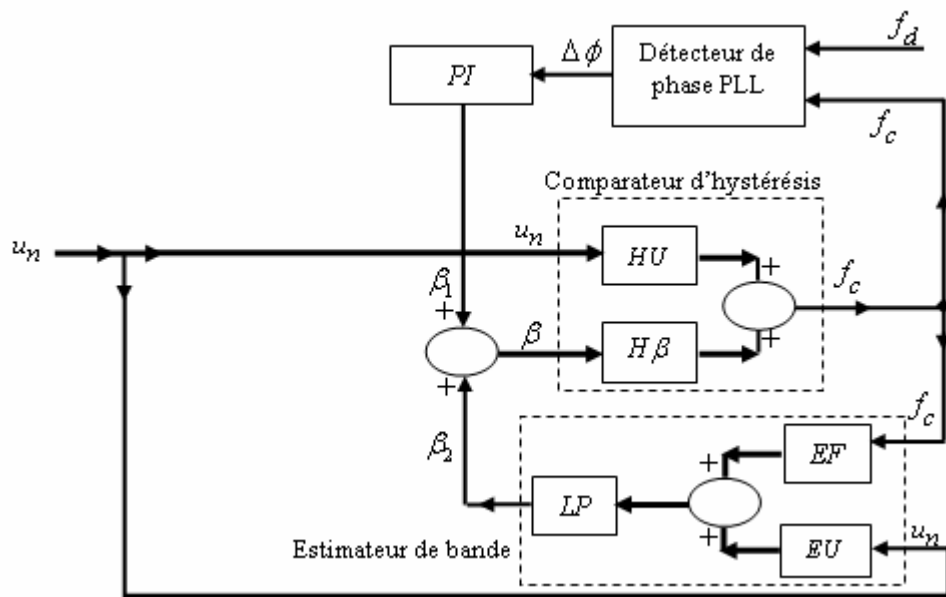


Figure.II.9. Schéma bloc des deux boucles β_1 et β_2 .

L'équation (II.30) montre que le gain GP 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 du u_n le gain diminue. Ce comportement est montré dans la figure (II.10), où des représentations asymptotiques de Bode de GP sont représentées pour $u_n = 0$ et $u_n = 0.8$.

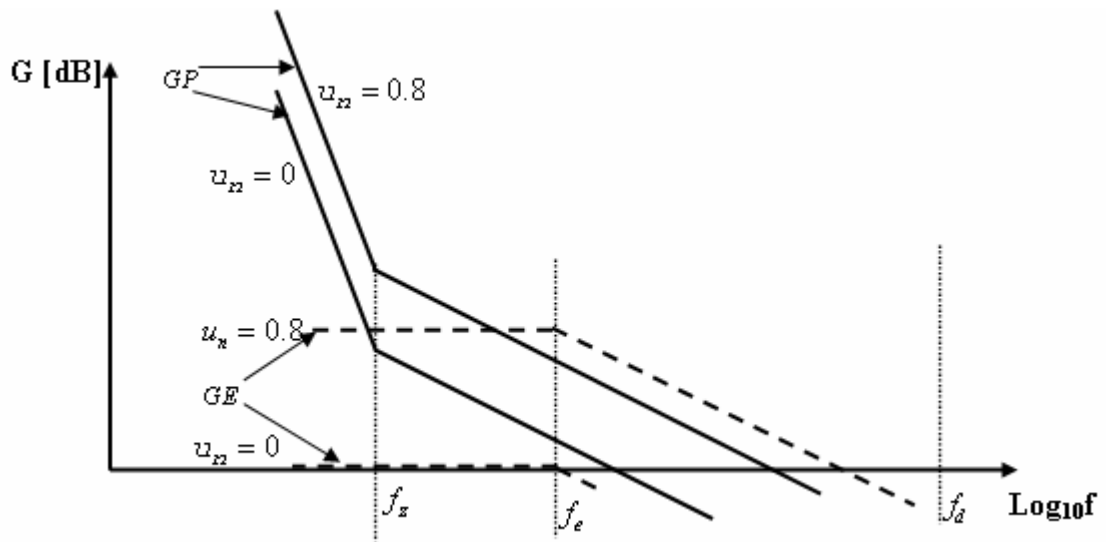


Figure.II.10. Diagramme de Bode de GE, GP.

Les grandes variations de GP peuvent provoquer des résultats d’instabilité, cette instabilité se produit près des valeurs maximales positives et minimales négatives de la tension de référence u^* où β est minimale qui affecte la régularité de la modulation et de l’erreur de courant.

B. Les conditions de stabilité de la boucle qui donne β_2 :

La bande β_2 est en fonction de u_n et f_c . En dérivant (II.22) et en tenant compte de (II.21), les fonctions de transferts correspondantes EF et EU montrées dans la figure (II.9) sont obtenues :

$$EF = \frac{d\beta_2}{df_c} = -\frac{\beta_0}{T_d} \frac{1+u_n^2}{f_c^2} \tag{II.31}$$

$$EU = \frac{d\beta_2}{du_n} = -\frac{2\beta_0}{T_d} \frac{u_n}{f_c} \tag{II.32}$$

Le filtre passe-bas utilisé LP est donné par:

$$LP = \frac{1}{1+sT_e} \tag{II.33}$$

Où : T_e : représente la constante de temps du filtre.

Le gain GE de la boucle de l’estimation de la bande d’hystérésis est déduit par (II.21), (II.23), (II.29), (II.31) et (II.33) et en supposant que $f_c = f_d$ on trouve:

$$GE = -\frac{1+u_n^2}{1-u_n^2} \frac{1}{1+sT_e} \tag{II.34}$$

Le gain GE varie aussi en fonction de u_n comme le gain GP. Si β_0 possède une valeur propre donnée par (II.23) et $u_n = 0$, l’amplitude de GE est très faible égale à 1. Pour des grandes valeurs de u_n proches de l’unité, le filtre passe-bas réduit le gain. Le rôle de ce filtre est de réduire

les ondulations et assurer la stabilité de la boucle. Typiquement, le diagramme de Bode de GE est représenté dans la figure (II.10).

Le gain global GS est donné par la somme des gains des deux boucles qui sont montrées dans la figure (II.9) avec le comparateur d'hystérésis est un bloc commun.

$$GS = GP + GE \tag{II.35}$$

Donc, d'après cette analyse de stabilité des deux boucles, nous constatons que la boucle de la PLL qui donne β_1 présente une variation très sensible du gain quand la tension normalisée u_n varie, par contre la seconde boucle qui donne β_2 n'a pas un grand effet sur la variation du gain. Donc la stabilité du système est limitée uniquement à la boucle de la PLL.

II.4.1.2.2. Compensation du gain de la PLL:

Dans cet algorithme, une solution à ce problème est proposée pour modifier l'expression du gain GP . Un gain constant indépendant de β et u_n peut être obtenu si un facteur multiplicatif proportionnel à β_2 est introduit dans la boucle comme le montre la figure (II.11).

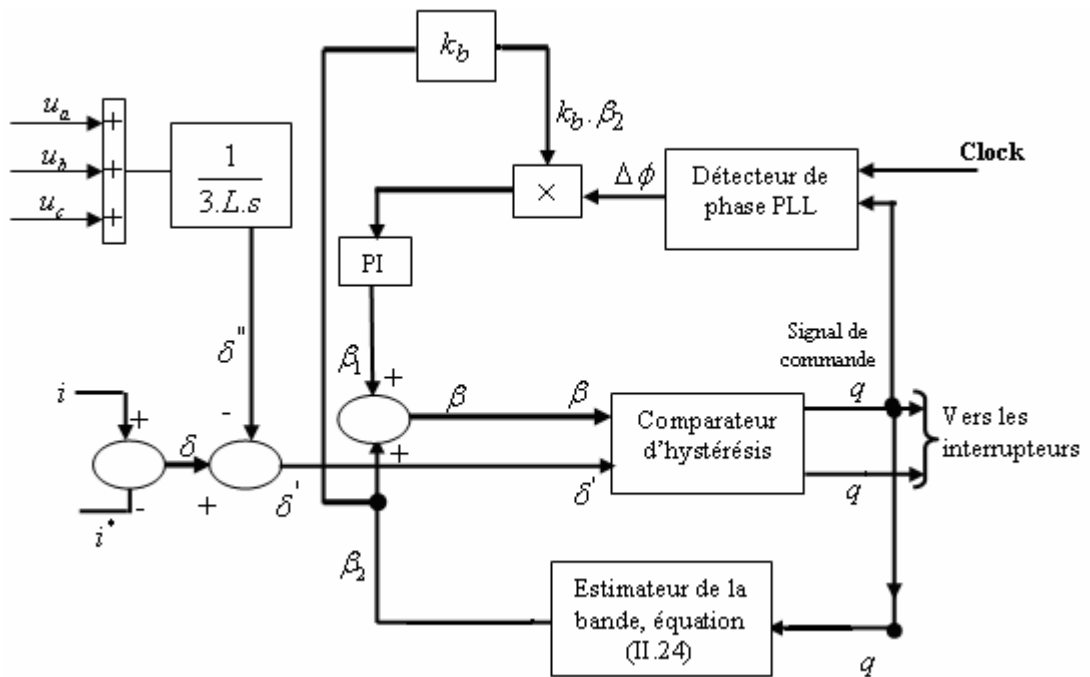


Figure.II.11 Schéma bloc de correction de la bande d'hystérésis avec gain compensé.

Donc, l'expression du gain GP devient comme suit:

$$GP^* = -2\pi k_p \cdot \frac{1+sT_z}{s^2 T_z} \cdot f_d \cdot K_b \tag{II.44}$$

De (II.44), le gain GP^* obtenu après la compensation est indépendant de u_n et β .

Pour les mêmes marges de phase et avec le passage par le gain unitaire comme il est montré dans la figure (II.12), nous avons une commande complète de la largeur de bande d'hystérésis, un gain particulièrement plus élevé est obtenu qui ne dépend pas de u_n .

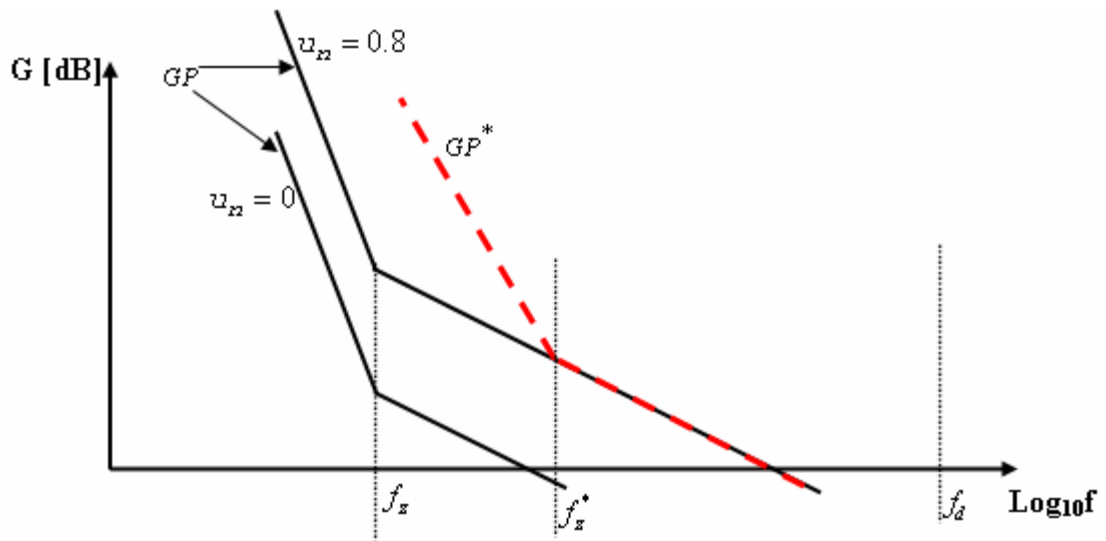


Figure.II.12. Diagramme de Bode de GP , GP^* .

II.4.2. Algorithme 2:

II.4.2.1. Fonctionnement à fréquence de commutation constante:

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.13). Le principe de cet algorithme est de garder la période de commutation T_c constante quelque soit k qui se base sur une commande prédictive du premier ordre. C'est-à-dire, pour deux périodes successives $T_c(k)$ et $T_c(k+1)$ et pour définir la période désirée $T_c(k+1)$, il faut à l'instant k prévoir déjà la largeur de bande $\beta(k+1)$. Ce raisonnement conduit à un algorithme équivalent au contrôle Dead Beat du premier ordre [4,16,18,24,25].

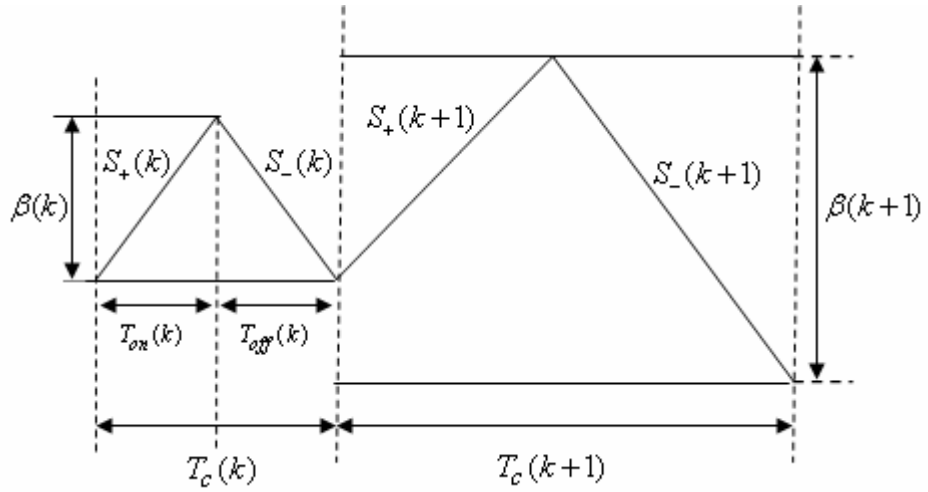


Figure.II.13. Contrôle Dead Beat du premier ordre.

A partir de la figure (II.11), on déduit les équations suivantes:

$$S_+ \cdot T_{on} = S_- \cdot T_{off} = \beta$$

$$\forall k :$$

$$T_{on} + T_{off} = T_c$$
(II.36)

Où :

$$T_c(k) = \frac{\beta(k)}{S_+(k)} + \frac{\beta(k)}{S_-(k)} = \beta(k) \cdot \frac{S_+(k) + S_-(k)}{S_p(k)}$$
(II.37)

Pour une période de commutation correspondant à $k + 1$, l'équation (II.37) s'écrit:

$$T_c(k+1) = \beta(k+1) \cdot \frac{S_+(k+1) + S_-(k+1)}{S_p(k+1)}$$
(II.38)

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

$$S_+(k) = S_+(k+1)$$

$$S_-(k) = S_-(k+1)$$
(II.39)

De l'équation (II.37) et (II.38), on obtient:

$$T_c(k+1) = \beta(k+1) \cdot \frac{T_c(k)}{\beta(k)}$$
(II.40)

Où : $T_c(k+1) = T_d$: est la période de commutation désirée.

La figure (II.14) montre le fonctionnement de l'onduleur par cet algorithme.

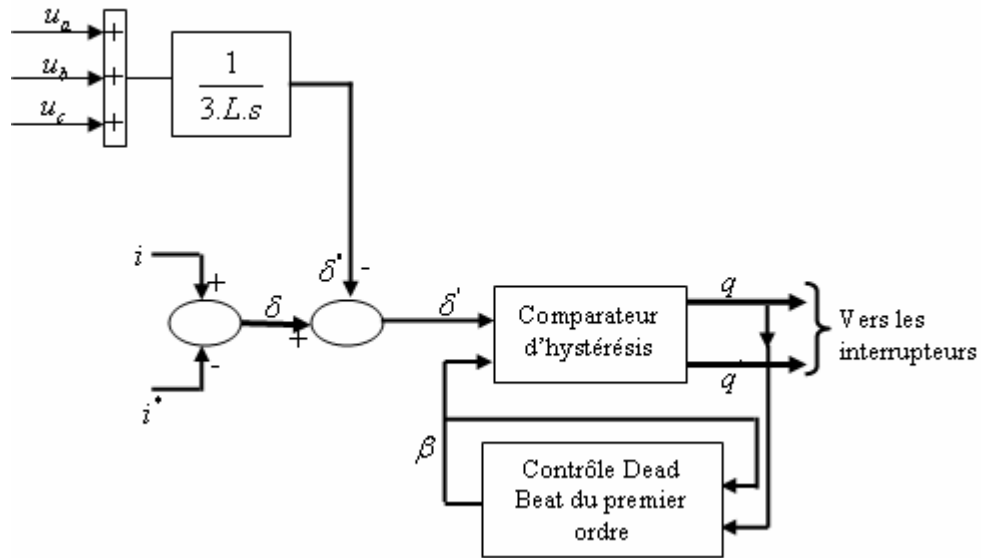


Figure.II.14. Fonctionnement de l'onduleur par le contrôle Dead Beat du premier ordre.

II.4.2.2. Synchronisation des impulsions de commande:

La loi Dead Beat du premier ordre assure uniquement une fréquence de commutation constante, la position des impulsions de commande n'est plus contrôlée. Pour faire la synchronisation, beaucoup de solutions ont été proposées dans la littérature, parmi les quelles nous avons un algorithme Dead Beat du deuxième ordre [7], 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. Nous avons aussi une solution qui est en général équivalente à la PLL.

De la même façon que le premier algorithme, nous pouvons assurer la synchronisation des impulsions de commande en ajoutant la boucle de la PLL afin d'apporter une modification de la loi Dead Beat du premier ordre, d'où la correction de la bande d'hystérésis.

La correction de la bande d'hystérésis de cet algorithme est montrée dans la figure (II.15), où maintenant la bande β_1 est générée par la PLL et β_2 donnée par la loi Dead Beat du premier ordre. L'utilisation du filtre passe-bas LP à la sortie de la loi Dead Beat du premier ordre nous permet d'assurer une stabilité de cette boucle.

A partir de la figure (II.15), nous déduisons le système d'équations suivant [6]:

$$\beta = \beta_1 + \beta_2 \tag{II.41}$$

$$\beta_1 = K_p \cdot \frac{1 + sT_z}{sT_z} \cdot \Delta\phi \tag{II.42}$$

$$\beta_2 = \frac{f_c}{f_d} \beta \tag{II.43}$$

β : est la largeur de bande corrigée

β_1 : est la largeur de bande compensée délivrée par la PLL.

β_2 : est la largeur de bande donnée par la loi Dead Beat du premier ordre.

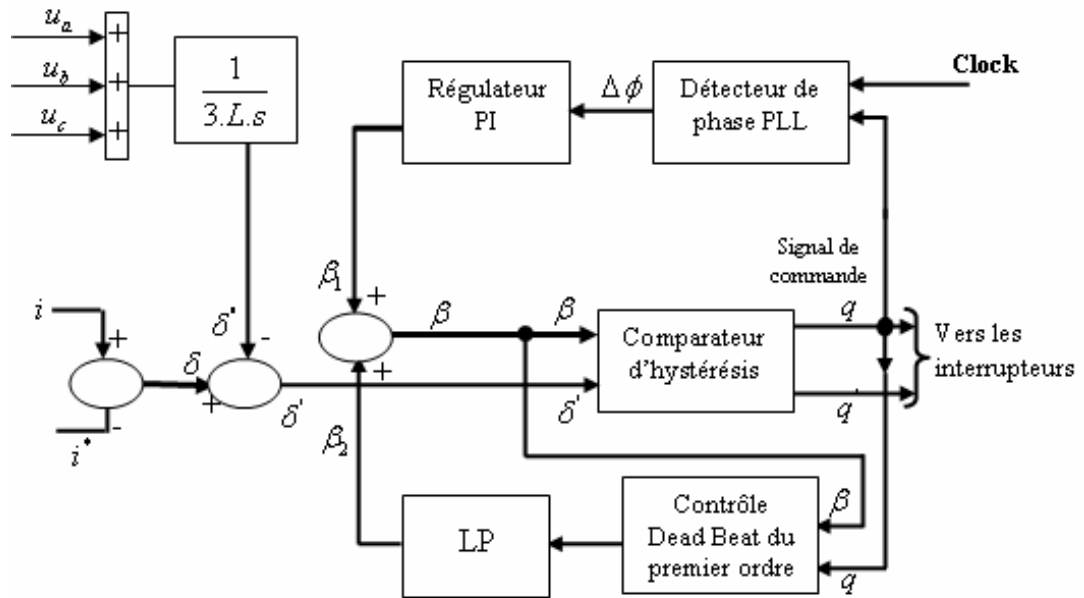


Figure.II.15. Contrôle Dead Beat, PLL sans compensation du gain.

II.4.2.2.1. Analyse de la stabilité:

Les conditions de stabilités sont similaires au cas du premier algorithme montrées dans le paragraphe (II.4.1), toujours la stabilité du système est limitée à la boucle de la PLL.

Si nous rappelons l'expression du gain GP donnée par l'équation (II.30), la même expression peut être obtenue pour le cas de cette loi. On constate toujours que ce gain est sensible aux variations de la tension normalisée u_n , et l'instabilité se produit aux grandes variations du gain, notamment quand la tension u_n s'approche de l'unité.

II.4.2.2.2. Compensation du gain de la PLL [4,26]:

La même solution que celle du premier algorithme est proposée afin de modifier l'expression du gain GP par l'addition d'un facteur multiplicatif proportionnel à β_2 dans la boucle comme le montre la figure (II.16). Cette solution nous donne un gain GP^* indépendant de u_n et β .

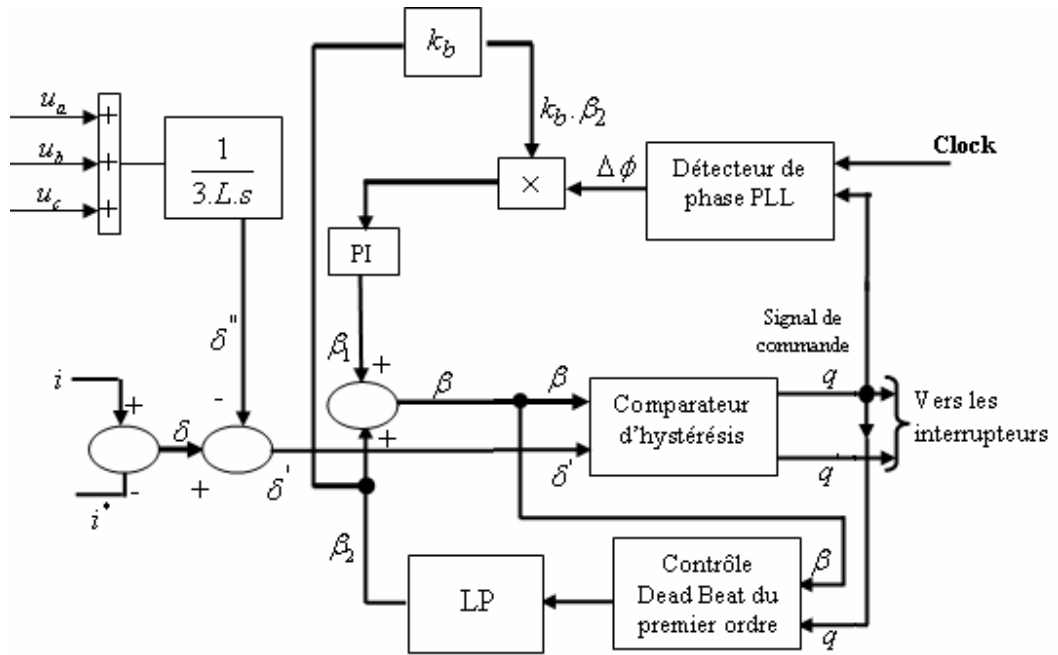


Figure.II.16. Contrôle Dead Beat, PLL avec gain compensé.

II.5. Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons développé deux algorithmes de commande en courant par hystérésis numériques différents afin de contourner les inconvénients inhérents à la commande en courant par hystérésis conventionnelle FBHC.

L'application de ces algorithmes de commande nécessite un découplage de l'erreur de courant pour les systèmes triphasés à neutre isolé afin d'éviter le phénomène d'interférence entre les phases et de fonctionner convenablement.

Les conditions de stabilité doivent être respectées afin de garantir un bon fonctionnement de ces algorithmes.

CHAPITRE III

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

CHAPITRE III

Étude en simulation de la commande en courant par hystérésis numérique de l'onduleur triphasé

III.1. Introduction:

Ce chapitre est consacré à la présentation des résultats de simulation obtenus par le logiciel MATLAB/SIMULINK (version 6.5) qui nous permettent d'évaluer les performances de la commande en courant par hystérésis numérique pour l'onduleur de tension triphasé. Dans un premier temps, nous examinons la modulation par hystérésis dans une bande fixe pour les deux modèles de simulation à neutre isolé, le premier sans terme de découplage et le deuxième en tenant compte du terme de découplage et nous observons l'influence du phénomène d'interférence entre les phases sur le fonctionnement du système pour le cas du premier modèle et l'évitement de ce dernier pour le deuxième modèle. En se basant sur le deuxième modèle, un autre test de la modulation par hystérésis sera effectué dans une bande sinusoïdale et enfin nous présentons les résultats de simulation de la commande en courant par hystérésis numérique proposée dans ce travail qui se base sur les deux algorithmes montrés au chapitre II.

III.2. Paramètres de simulation:

Le SIMULINK est le complément de l'environnement MATLAB et de ses boîtes à outils, célèbre d'être un outil incontournable pour l'ingénierie et la recherche scientifique, permet la modélisation et la simulation des systèmes dynamiques, analogiques, discrets ou hybrides, en utilisant une représentation graphique sous forme de schémas blocs. L'une des principales options dans la boîte à outils de l'interface graphique SIMULINK est « SIMULINK Library Browser », où existent tous les outils les plus connus sous forme de blocs, dont on a besoin pour construire un modèle. Puis, en deuxième position, l'option « simulation parameters » permet de choisir la méthode de résolution « solver », le temps de simulation, ainsi que la précision relative et absolue voulue... etc. [27]. De plus, le choix des paramètres du système à simuler est très primordial afin d'avoir de bonne convergence et de bons résultats. Dans cette étude, les paramètres régissant notre système sont donnés comme suit:

- Fréquence du fondamental: $f = 50 \text{ Hz}$
- Tension d'alimentation de l'onduleur: $E = 500 \text{ V}$
- L'amplitude de courant de référence: 5 A
- La charge: la résistance $R = 1\Omega$, l'inductance $L = 10 \text{ mH}$, l'amplitude de la force contre_électromotrice: 95 V .

- La FBHC: $\beta = 2.5A$
- La SBHC: $\beta = 2.5 \sin(314t)$
- Les deux algorithmes de la commande en courant par hystérésis numérique:
- La fréquence de commutation désirée $f_d = 5 \text{ KHz}$
- Le filtre passe_bas utilisé à la sortie de l'estimateur de la bande d'hystérésis: $T_e = 8.33e^{-4} \text{ s}$
- La PLL:
- La fréquence de l'horloge externe: 5 KHz
- Le régulateur PI utilisé à la sortie du détecteur de phase: $T_z = 0.002 \text{ s}, k_p = 0.5$.
- La constante: $k_b = 0.45$

III.3. Commande en courant par hystérésis à bande fixe (FBHC):

Dans la technique FBHC, le courant de charge est comparé avec le courant de référence et le résultat de comparaison est envoyé à un contrôleur d'hystérésis. Ce contrôleur permet de faire osciller l'erreur de courant dans une bande fixe. La sortie de l'élément à hystérésis provoque la commutation des interrupteurs de l'onduleur triphasé.

On distingue deux cas à simuler:

- Modèle à neutre isolé sans terme de découplage.
- Modèle à neutre isolé avec terme de découplage.

III.3.1. Modèles de simulation:

Les figures (III.1) et (III.2) montrent respectivement les modèles de simulation correspondant à la technique FBHC pour un onduleur de tension triphasé à neutre isolé sans et avec découplage de l'erreur de courant.

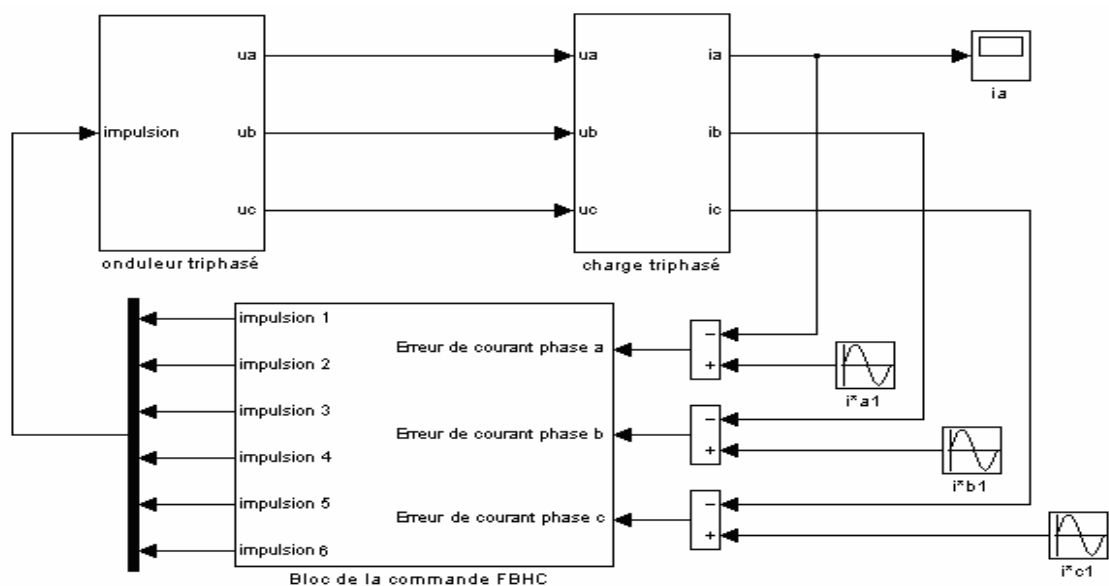


Figure.III.1. Modèle de simulation de la technique FBHC pour un onduleur triphasé à neutre isolé sans terme de découplage.

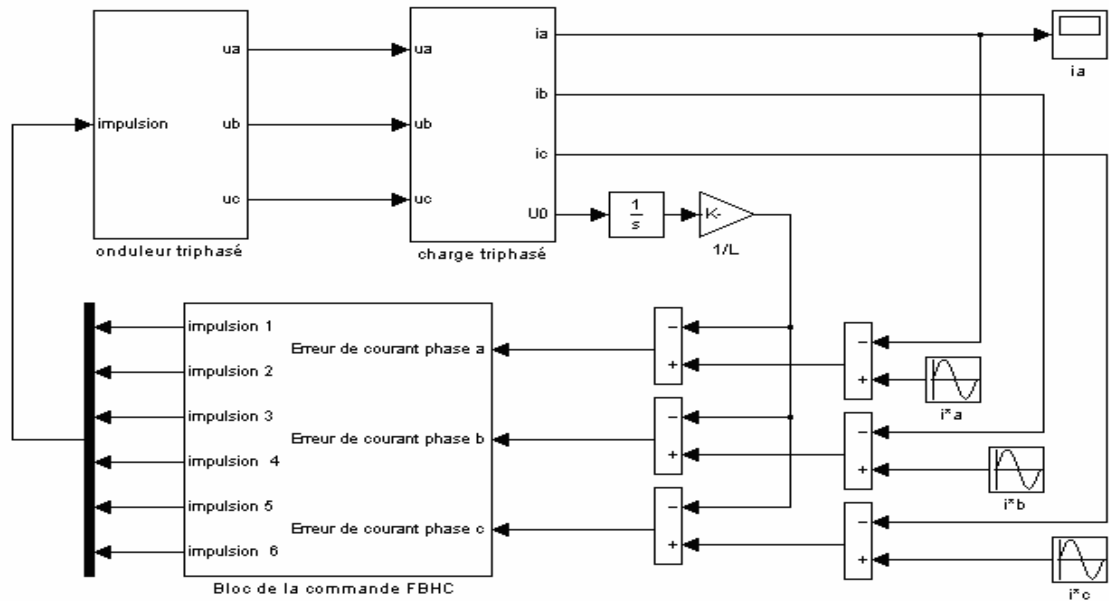


Figure.III.2. Modèle de simulation de la technique FBHC pour un onduleur triphasé à neutre isolé avec terme de découplage.

La structure globale de ces modèles de simulation du système est composée de trois principaux blocs suivants:

- 1- L'onduleur triphasé à deux niveaux et son alimentation.
- 2- La loi de commande FBHC, son rôle est de forcer le courant de charge à suivre une valeur de consigne pour chaque phase. Dont l'erreur de courant est introduite dans une bascule d'hystérésis "Relay". Dans le premier modèle de la figure (III.1), le résultat de comparaison est l'erreur de courant réelle, tandis que dans le second modèle de la figure (III.2), est l'erreur de courant découplée où un terme de découplage est ajouté,
- 3- La charge active triphasée R-L-e couplée en étoile, son neutre est isolé, sa modélisation est donnée par la figure suivante:

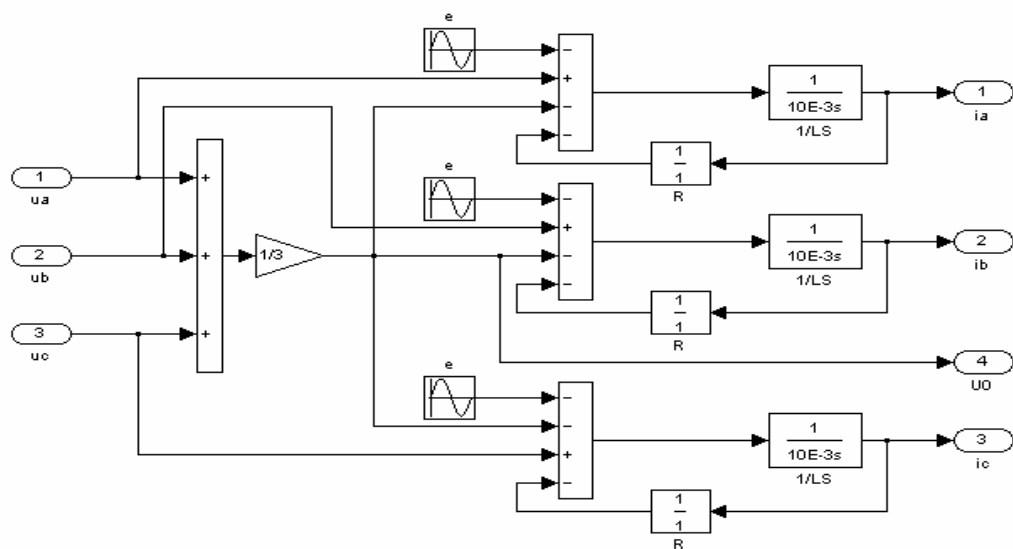


Figure.III.3. Modèle de simulation du bloc de la charge triphasée.

III.3.2. Résultats de simulation:

La figure (III.4) montre respectivement les formes d'ondes de courant de charge pour une phase et l'analyse spectrale de celui-ci, de l'erreur de courant réelle dans une bande fixe et de la fréquence de commutation du modèle à neutre isolé sans terme de découplage. On observe que le courant de charge est riche en ondulations, l'analyse spectrale montre que le fondamental (de fréquence 50Hz) est dominant avec une amplitude de 4.794A et le signal de courant de charge est plein en harmoniques avec un THD médiocre de 20.29%. L'erreur de courant peut atteindre deux fois la bande d'hystérésis choisie et n'est plus triangulaire à cause de l'interaction entre les trois phases, et la fréquence de commutation est fortement variable et varie de manière aléatoire.

Les formes d'ondes de courant de charge pour une phase et son spectre, de l'erreur de courant découplée dans une bande fixe et de la fréquence de commutation du modèle à neutre isolé après le découplage de l'erreur de courant sont montrées respectivement dans la figure (III.5). Dans ce cas, on observe que les ondulations de courant de charge sont réduites, l'analyse spectrale montre que le fondamental est dominant avec une amplitude de 5.003A et la présence des harmoniques entre un rang de 80 correspond à une fréquence minimale 4 KHz et un rang de 100 correspond à une fréquence maximale de 5 KHz et le THD diminué à 14.08%. L'erreur de courant découplée varie triangulairement dans la bande d'hystérésis avec aucun dépassement, et la fréquence de commutation est variable, varie entre une valeur minimale de presque 4 KHz et une valeur maximale de 5 KHz.

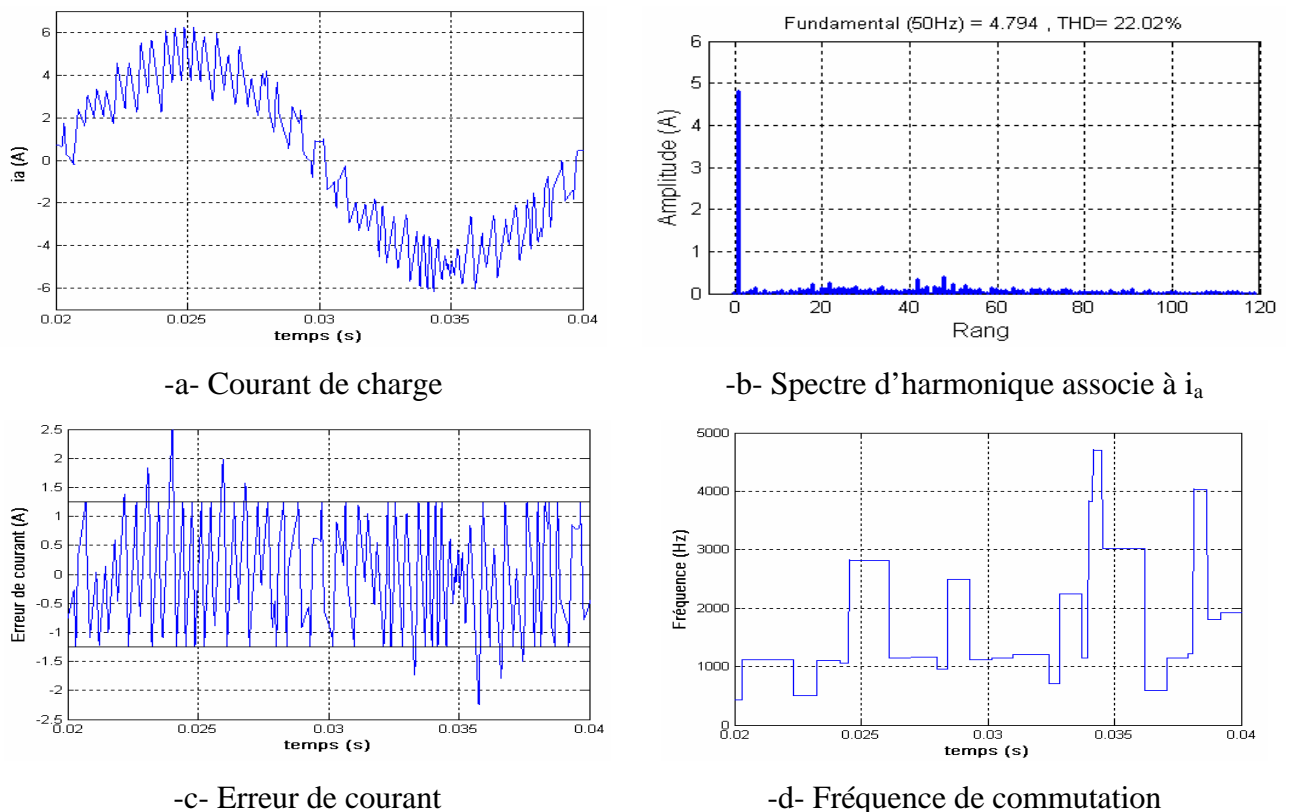


Figure.III.4. Résultats de simulation du modèle à neutre isolé sans terme de découplage.

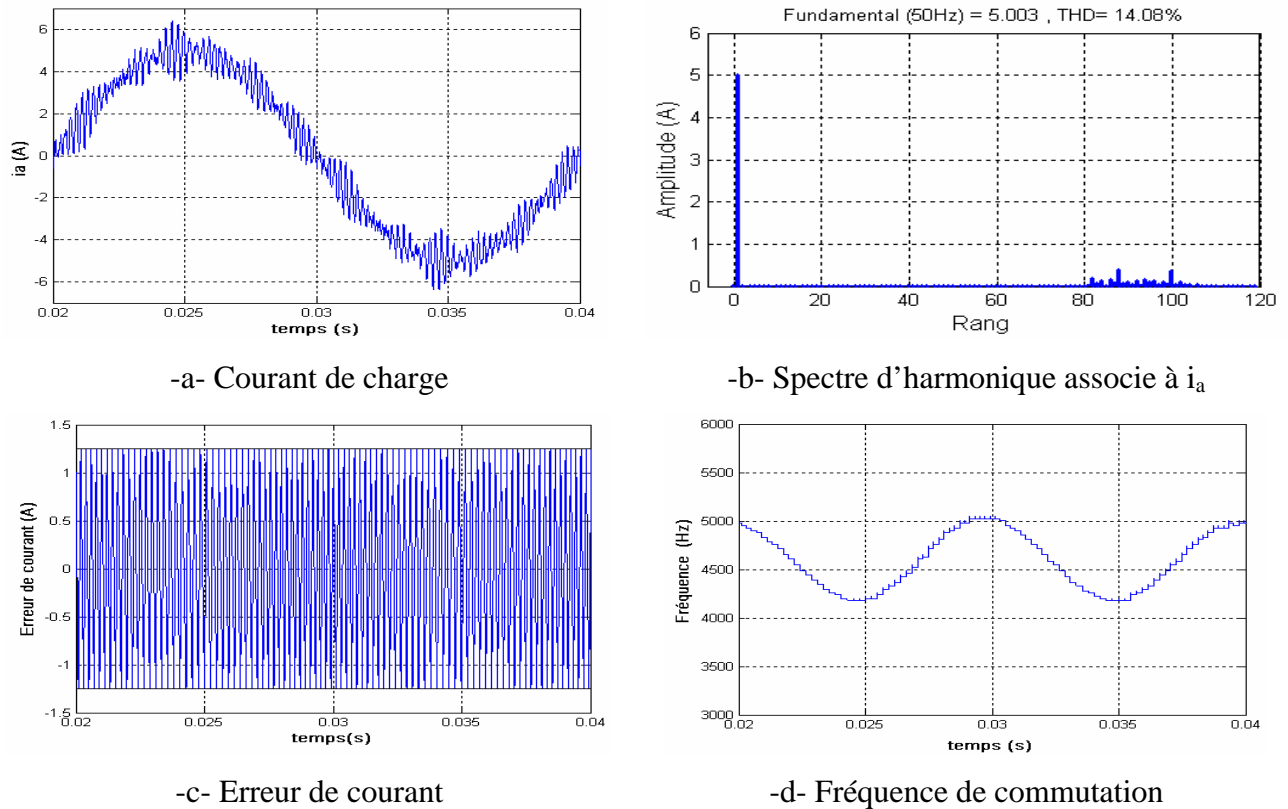


Figure.III.5. Résultats de simulation du modèle à neutre isolé avec terme de découplage.

La figure (III.6) montre l'indice de performance THD de courant de charge en fonction de la bande d'hystérésis pour les deux cas, modèle de la figure (III.1) et celui de la figure (III.2). On remarque que l'augmentation de la bande d'hystérésis offre l'augmentation du THD, et pour n'importe quel point, le THD du modèle avec terme de découplage est meilleur que celui du modèle sans découplage de l'erreur de courant.

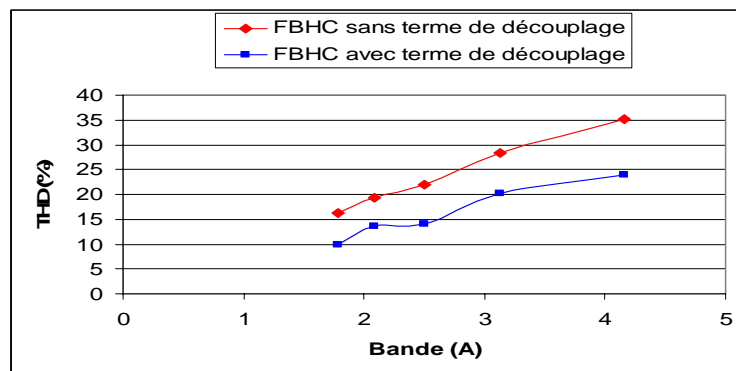


Figure.III.6. THD en fonction de la largeur de bande d'hystérésis.

D'après ces tests de simulation de la FBHC pour les deux modèles, le modèle qui sera considéré pour les lois de commande SBHC et les algorithmes numériques qui se suivent est le modèle avec terme de découplage, parce qu'il présente l'avantage de l'absence totale du phénomène d'interférence.

III.4. Commande en courant par hystérésis à bande sinusoïdale (SBHC):

Dans la technique SBHC, la bande d'hystérésis varie sinusoïdalement sur la période. La figure (III.7) montre respectivement les formes d'ondes de courant de charge et son spectre, de l'erreur de courant dans une bande sinusoïdale d'amplitude 2.5A et de la fréquence de commutation. On constate que le courant de charge est moins d'ondulations par rapport au cas de la FBHC, l'analyse spectrale montre que l'amplitude du terme fondamental est bien régulée à sa valeur de référence 5A et le THD diminue à 11.26%. L'erreur de courant varie dans une bande sinusoïdale et à cause de l'annulation de la bande d'hystérésis à chaque passage par zéro de courant de référence, la fréquence de commutation subit une augmentation considérable brusquement, ce qui constitue l'inconvénient majeur de cette technique.

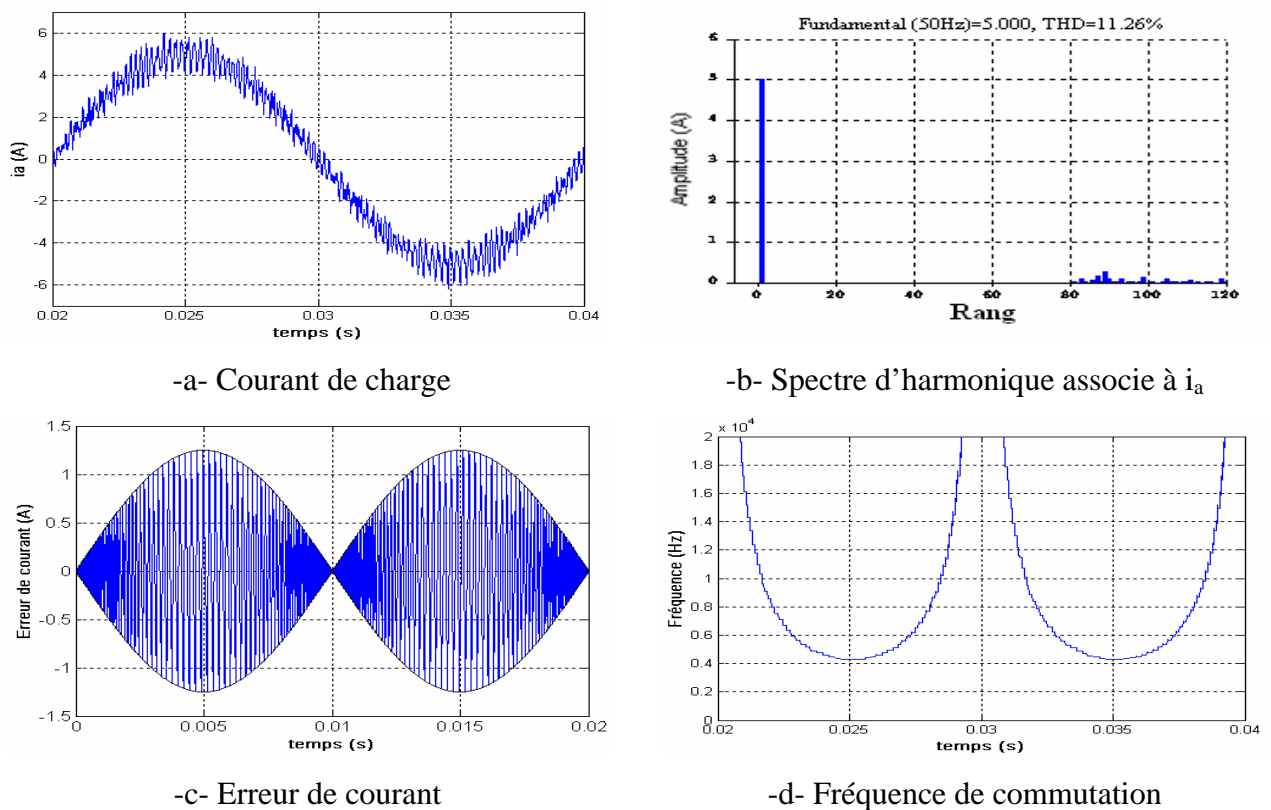


Figure.III.7. Résultats de simulation de la technique SBHC.

III.5. Commande en courant par hystérésis numérique:

III.5.1. Algorithme 1:

III.5.1.1. Fonctionnement à fréquence de commutation constante sans synchronisation:

Le bloc de simulation de la loi de commande du premier algorithme qui assure uniquement le fonctionnement à fréquence de commutation constante pour une phase est montré dans la figure suivante:

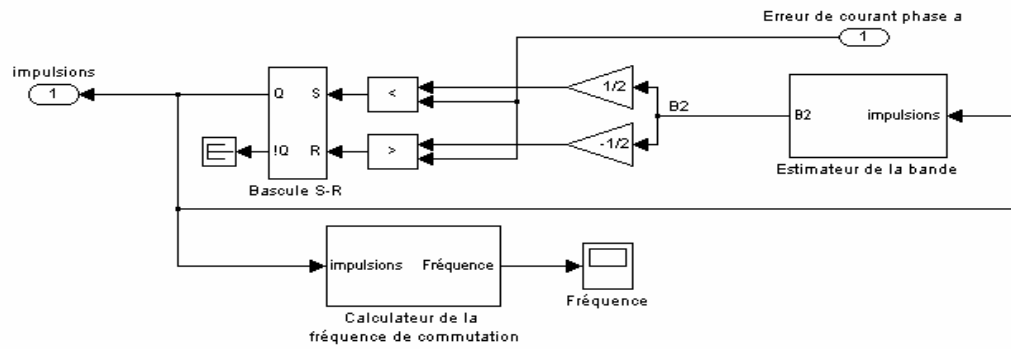


Figure. III.8. Bloc de simulation du premier algorithme à fréquence de commutation constante sans synchronisation.

Dans cette structure, l'erreur de courant est comparée avec la bande d'hystérésis qui est estimée par l'équation (II.24) afin d'avoir uniquement une fréquence de commutation constante.

Les résultats de simulation de cette loi de commande sont montrés dans la figure suivante:

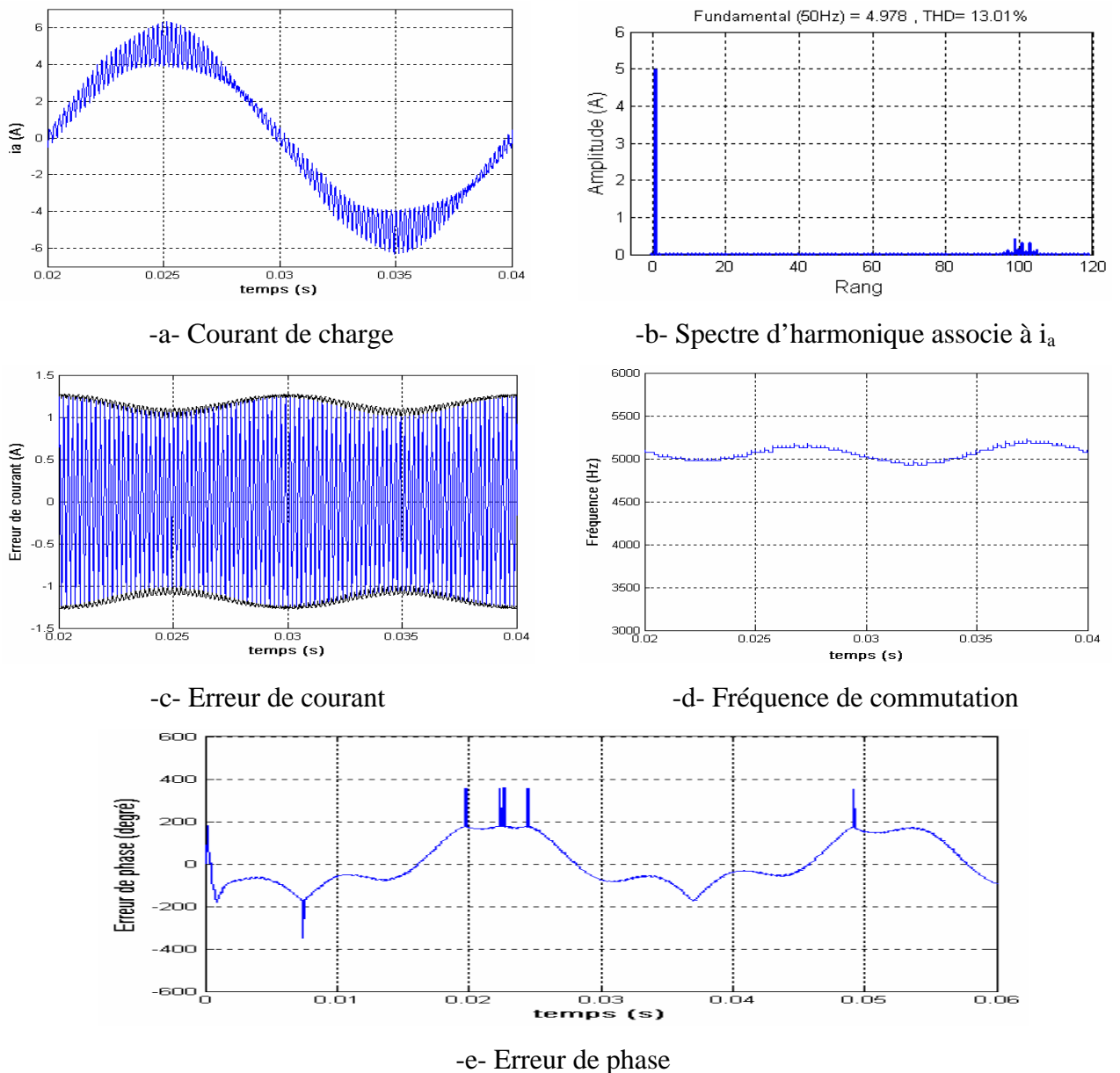


Figure.III.9. Résultats de simulation du premier algorithme sans synchronisation.

La figure (III.9) montre respectivement les formes d'ondes de courant de charge et son spectre, de l'erreur de courant dans une bande adaptative, de la fréquence de commutation et de l'erreur de phase entre le signal de synchronisation externe et le signal de commande. On remarque que les ondulations de courant de charge sont uniformes, l'analyse spectrale montre que le fondamental est dominant avec une amplitude de 4.978A et la présence des harmoniques résiduels dominants autour de la fréquence de commutation choisie 5 KHz avec un THD de 13.01%. L'erreur de courant oscille dans ce cas dans une bande variable, ce qui donne une fréquence de commutation stable autour de 5 KHz, et on remarque ainsi que l'erreur de phase varie de manière apériodique et peut atteindre une valeur maximale presque 400° , ce qui montre la non symétrie des impulsions de commande.

III.5.1.2. Fonctionnement à fréquence de commutation constante avec synchronisation:

Pour avoir une synchronisation des impulsions de commande, nous avons introduit la PLL, le test est effectué pour deux cas, sans et avec compensation du gain.

A. Utilisation de la PLL sans compensation du gain:

Le bloc de simulation de la loi de commande du premier algorithme avec synchronisation en utilisant la PLL sans compensation du gain est montré dans la figure suivante:

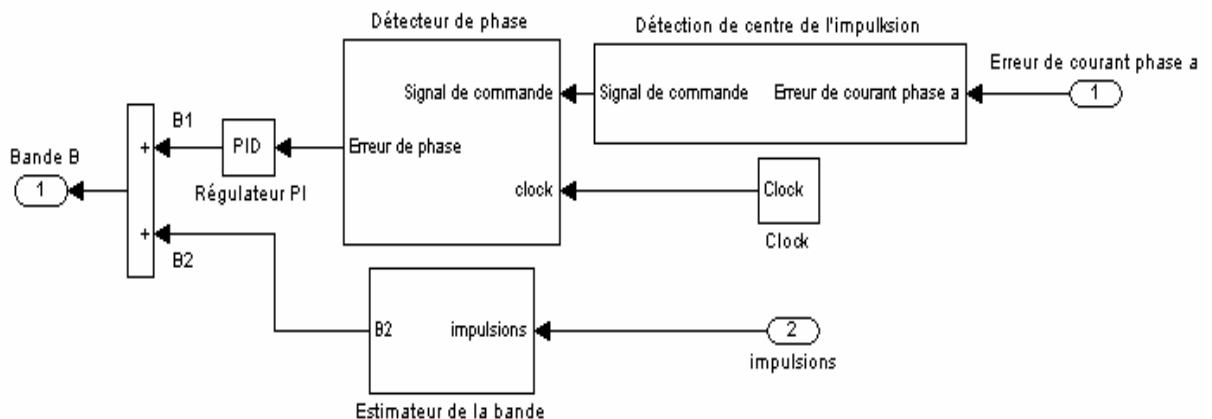
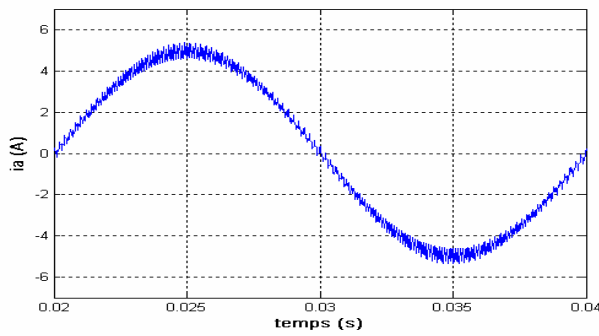


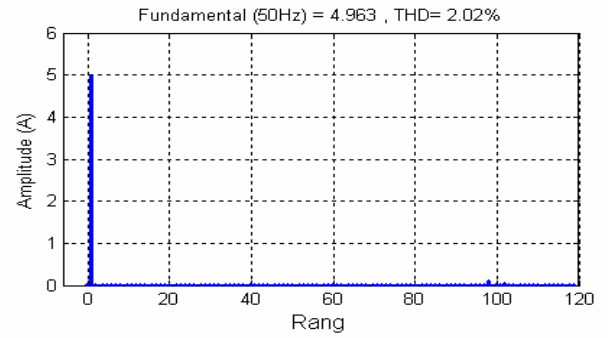
Figure. III.10. Bloc de simulation de la loi de commande du premier algorithme avec synchronisation par la PLL sans compensation du gain.

Dans cette structure, on ajoute à l'estimateur de bande un autre bloc qui permet la correction de la largeur de bande d'hystérésis, ce dernier comporte un détecteur de l'erreur de phase entre le centre de chaque impulsion et l'horloge externe et un régulateur PI.

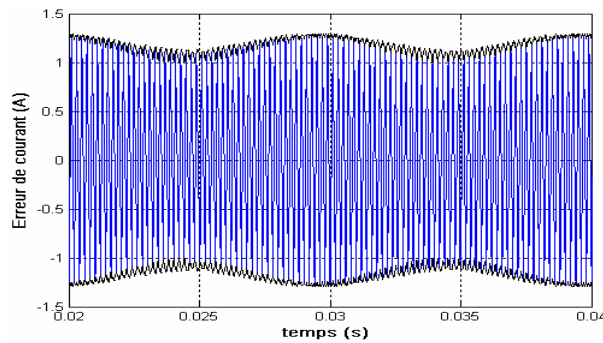
De la figure (III.11), on remarque que la forme de courant de charge est améliorée, son spectre montre que le fondamental est dominant avec une amplitude de 4.963A et la présence des harmoniques résiduels d'amplitude faible autour de la fréquence de commutation 5 KHz avec un THD faible réduit à 2.02%. L'erreur de courant oscille dans ce cas dans une bande variable corrigée et la fréquence de commutation est fixée à 5 KHz et l'erreur de phase varie périodiquement entre presque 10° et -10° , ce qui montre l'efficacité de la synchronisation des impulsions de commande.



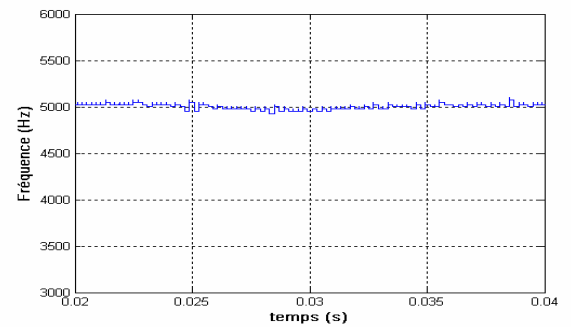
-a- Courant de charge



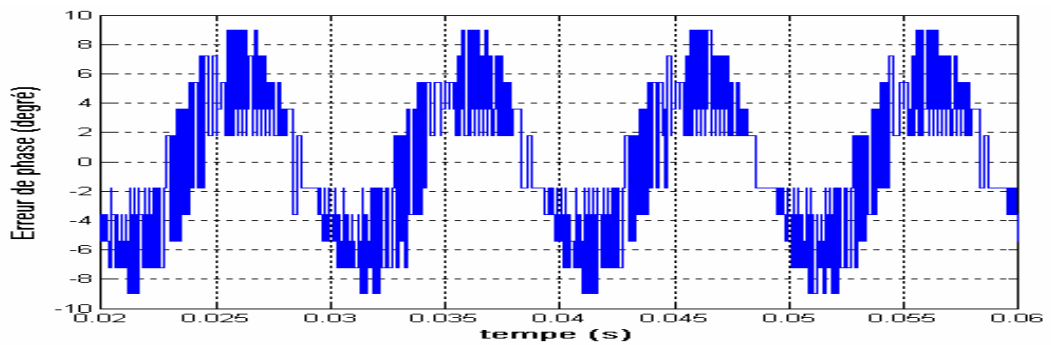
-b- Spectre d'harmonique associe à i_a



-c- Erreur de courant



-d- Fréquence de commutation



-e- Erreur de phase

Figure.III.11. Résultats de simulation du premier algorithme avec synchronisation par la PLL sans compensation du gain.

B. Utilisation de la PLL avec gain compensé:

On garde la même structure de celle de premier algorithme sans compensation du gain, on ajoute uniquement un gain k_b afin d'avoir une bonne stabilité du système. Le bloc de simulation correspondant à cette structure est montré dans la figure suivante:

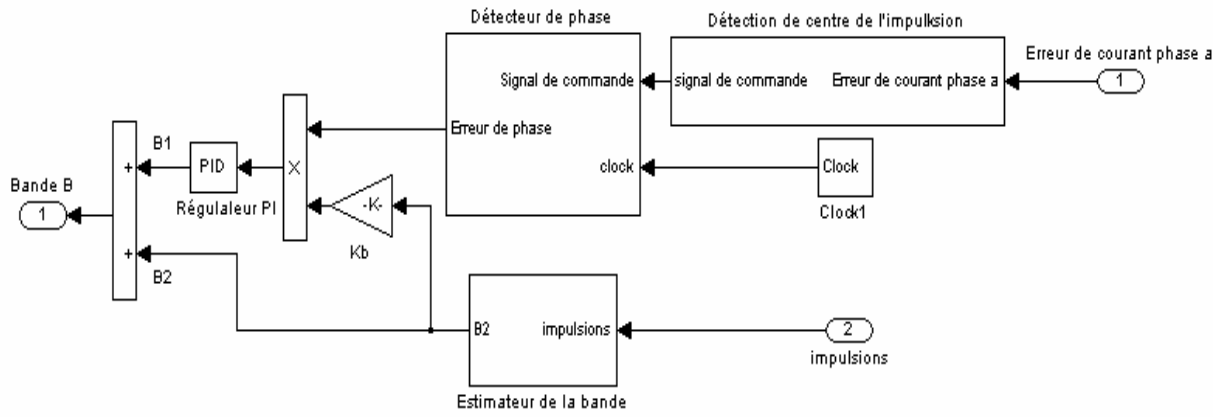


Figure.III.12. Bloc de simulation de la loi de commande du premier algorithme avec synchronisation par la PLL avec gain compensé.

Les résultats de simulation de cette loi de commande sont montrés dans la figure suivante:

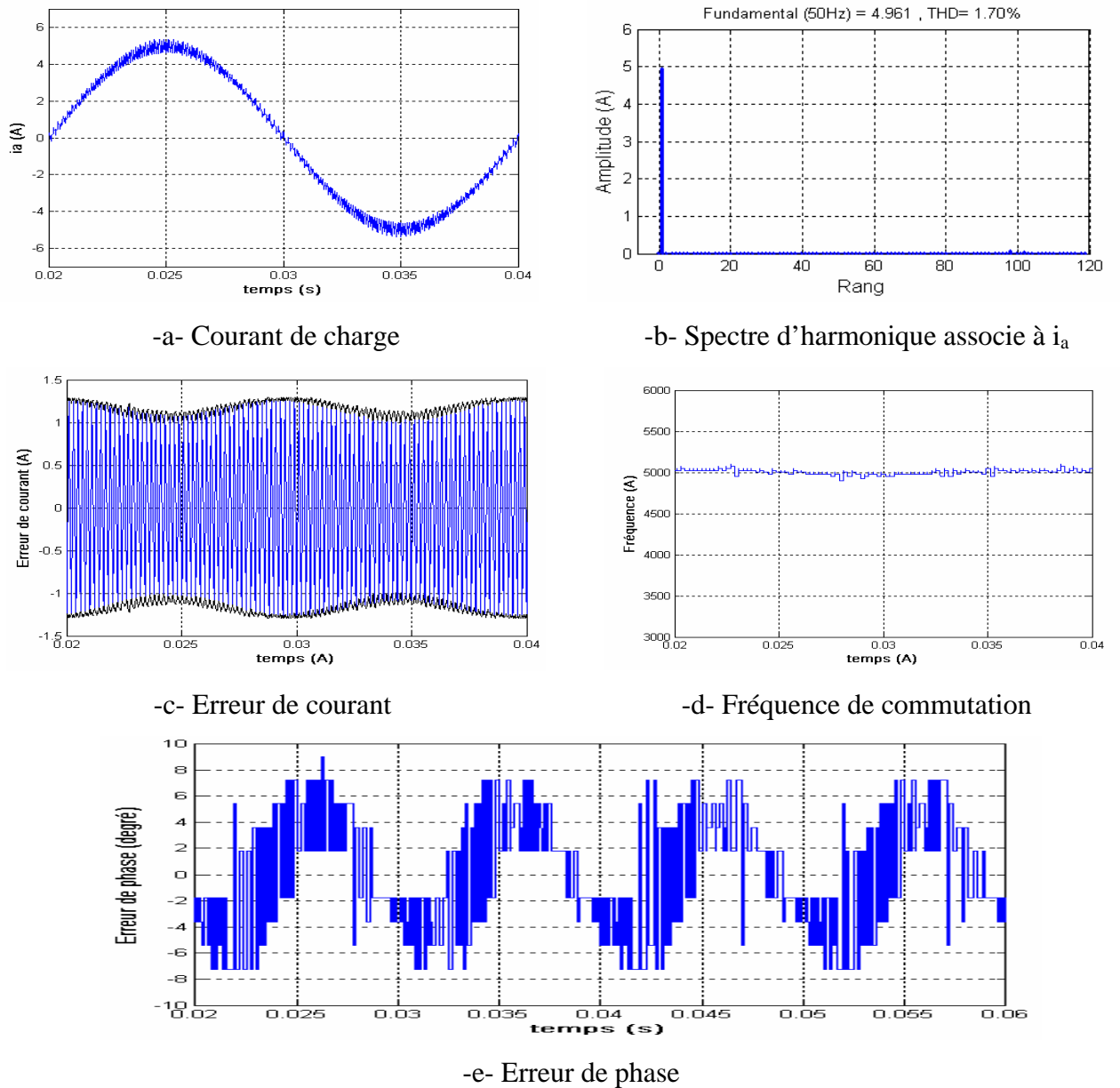


Figure.III.13. Résultats de simulation du premier algorithme en utilisant la synchronisation par la PLL avec gain compensé.

De la figure (III.13), on remarque que la forme de courant de charge est améliorée par rapport à celle de la PLL sans compensation du gain, son spectre montre que le fondamental est dominant avec une amplitude de 4.961A et la présence des harmoniques résiduels d'amplitude très faible autour de la fréquence de commutation 5KHz avec un THD très faible réduit à 1.70%. L'erreur de courant oscille dans ce cas dans une bande variable corrigée et la fréquence de commutation est bien fixée à 5 KHz et ainsi que l'erreur de phase varie dans ce cas autour de zéro entre deux valeurs presque 8° et -8° , ce qui montre la grande efficacité de la synchronisation des impulsions de commande par rapport au cas de la PLL sans compensation du gain.

III.5.1.3. Variation du THD de courant de charge en fonction de la fréquence de commutation:

Nous avons effectué un test de cet algorithme en utilisant la synchronisation par la PLL avec et sans compensation du gain pour différentes fréquences de commutation. La figure (III.14) montre le THD de courant de charge en fonction de la fréquence de commutation, on remarque que le THD diminué avec l'accroissement de la fréquence de commutation et la PLL avec gain compensé présente un THD mieux que celui de la PLL sans compensation du gain.

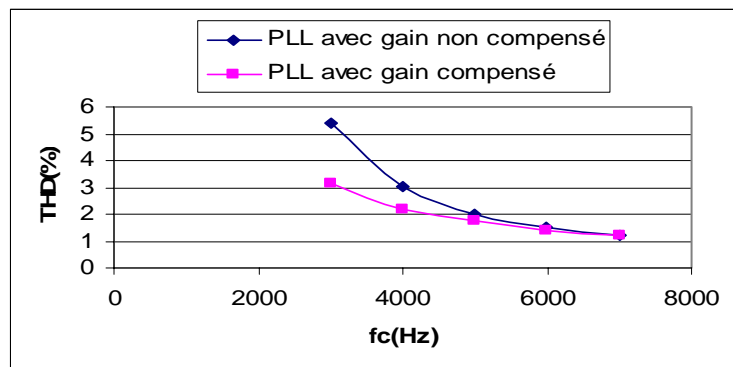


Figure.III.14. THD en fonction de la fréquence de commutation.

III.5.1.4. Variation de l'erreur de phase maximale en fonction de la tension normalisée:

Nous avons effectué un test de cet algorithme en utilisant la synchronisation par la PLL avec et sans compensation du gain pour différentes tensions normalisées. La figure (III.15) montre l'erreur de phase maximale en fonction de la tension normalisée pour la PLL avec gain compensé et sans compensation du gain. On remarque que l'erreur de phase augmente avec l'augmentation de la tension normalisée et subit une grande augmentation quand la tension normalisée s'approche de l'unité. La PLL avec gain compensé présente une synchronisation très efficace par rapport à la PLL avec gain non compensé, cette efficacité est expliquée par l'erreur de phase maximale pour chaque valeur de la tension normalisée.

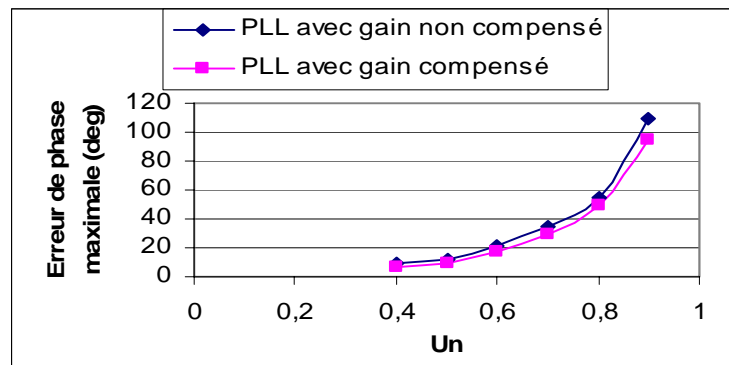
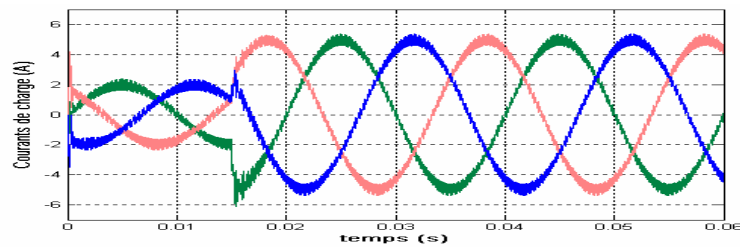


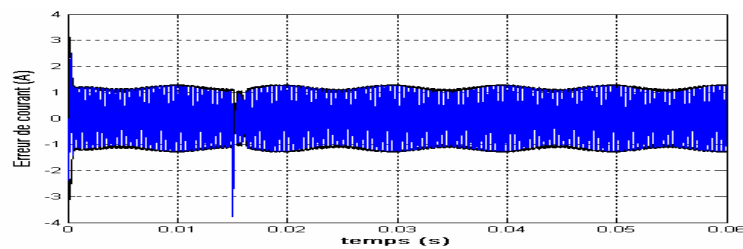
Figure.III.15. Erreur de phase maximale en fonction de la tension normalisée.

III.5.1.5. Fonctionnement avec variation de la consigne:

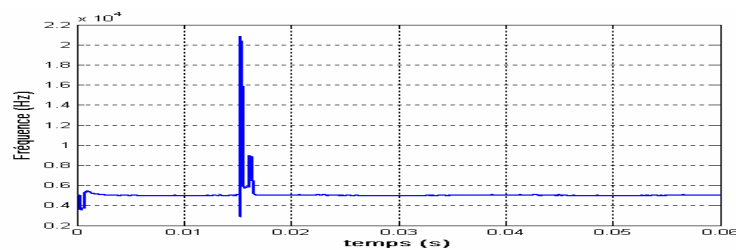
Pour analyser les performances de cet algorithme de commande vis-à-vis de la variation de la consigne, nous avons provoqué une augmentation de l'amplitude des courants de référence de 2A à 5A à l'instant $t=0.015s$.



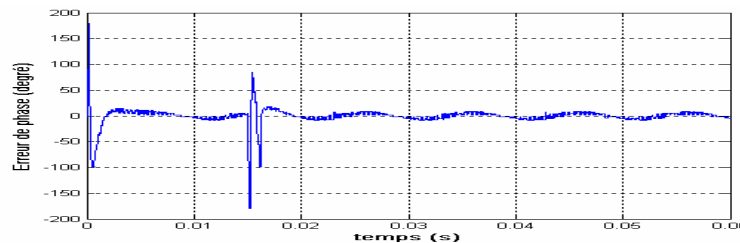
-a- Courants de charge



-b- Erreur de courant



-c- Fréquence de commutation



-d- Erreur de phase

Figure.III.16. Résultats de simulation du premier algorithme avec variation de la consigne.

La figure (III.16) montre les résultats de simulation obtenus selon ce test, on remarque que les courants de charge suivent les courants de référence avec une grande rapidité. Les autres caractéristiques subissent une légère perturbation à l'instant du changement de la consigne puis elles se stabilisent à leurs positions initiales, ce qui montre la robustesse de cet algorithme de commande vis-à-vis de la variation de la consigne.

III.5.2. Algorithme 2:

III.5.2.1. Fonctionnement à fréquence de commutation constante sans synchronisation:

Dans cette structure, la variation de la bande d'hystérésis est effectuée par la loi Dead Beat du premier ordre, la position des impulsions de commande n'est plus contrôlée. Le bloc de simulation correspondant à cette loi de commande est montré dans la figure suivante:

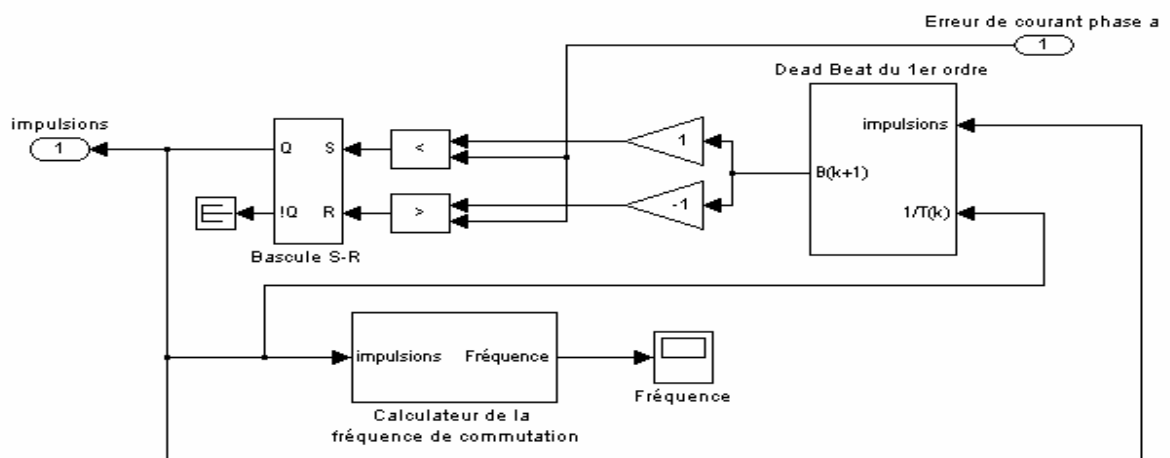
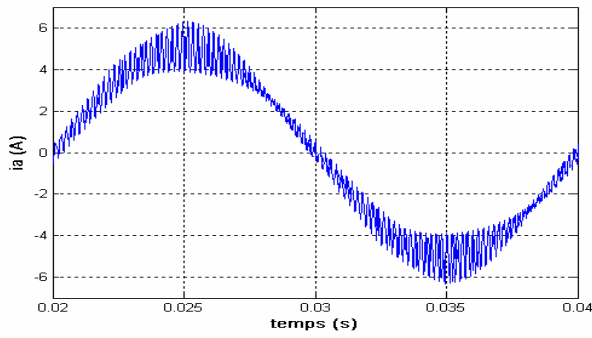
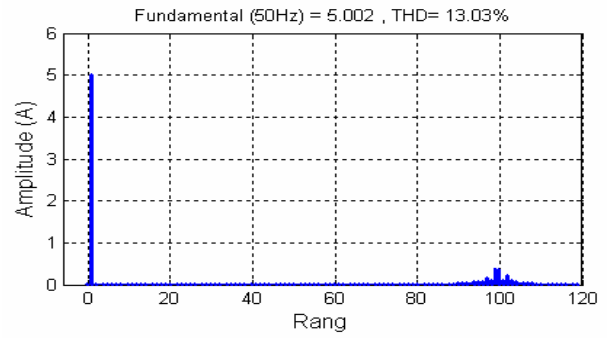


Figure. III.17. Bloc de simulation de la loi de commande Dead Beat du premier ordre.

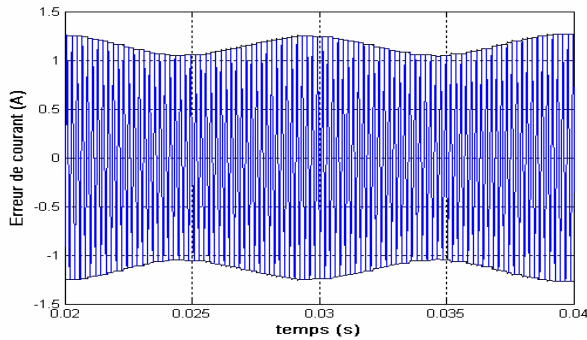
D'après les résultats de simulation montrés dans la figure (III.18), on remarque que les ondulations de courant de charge sont presque homogènes, l'analyse spectrale montre que le fondamental est dominant avec une amplitude de 5.002A et la présence des harmoniques résiduels dominants autour de la fréquence de commutation 5 KHz avec un THD de 13.03%. L'erreur de courant oscille dans une bande variable et la fréquence de commutation oscille autour de 5 KHz, et on remarque ainsi que l'erreur de phase varie de manière aléatoire éloignée de zéro et peut atteindre une valeur maximale presque 600°.



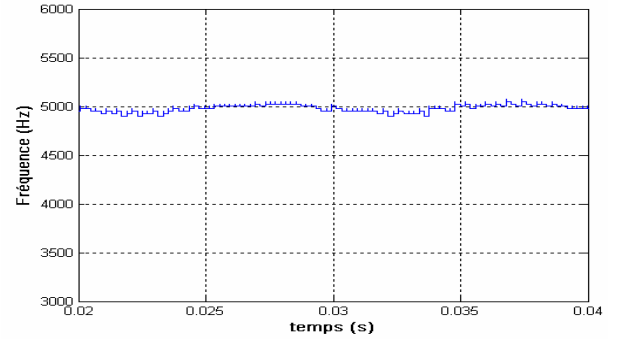
-a- Courant de charge



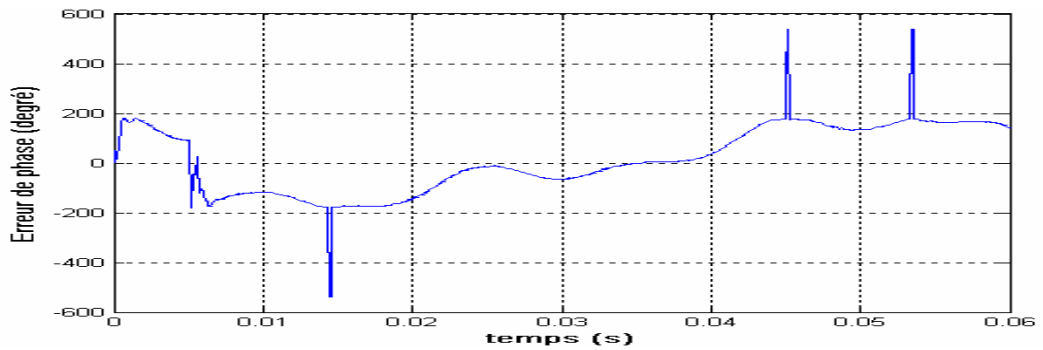
-b- Spectre d'harmonique associe à i_a



-c- Erreur de courant



-d- Fréquence de commutation



-e- Erreur de phase

Figure.III.18. Résultats de simulation du deuxième algorithme sans synchronisation.

III.5.2.2. Fonctionnement à fréquence de commutation constante avec synchronisation:

A. Utilisation de la PLL sans compensation du gain:

Le bloc de simulation de la loi de commande de cet algorithme avec synchronisation en utilisant la PLL sans compensation du gain est montré dans la figure suivante:

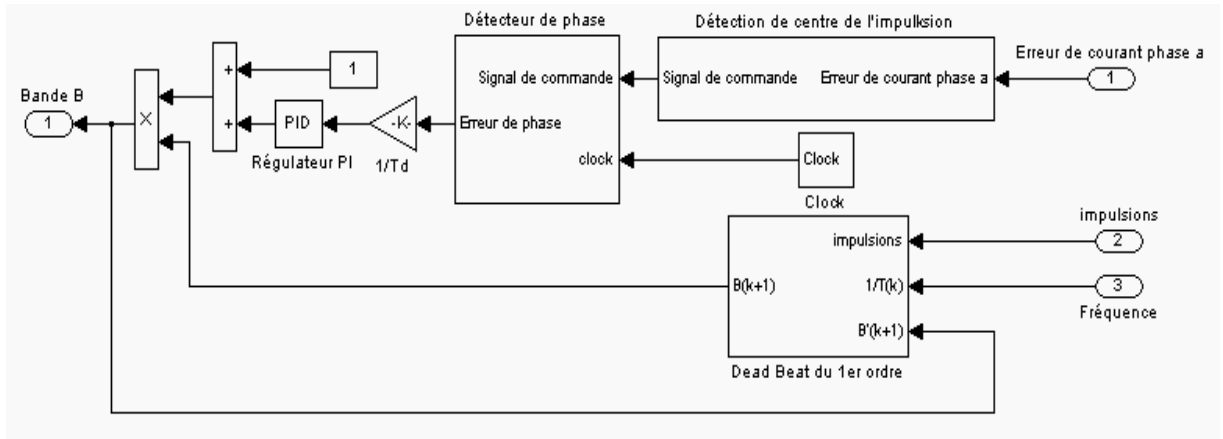


Figure.III.19. Bloc de simulation de la loi de commande du deuxième algorithme avec synchronisation par la PLL sans compensation du gain.

Dans cette structure, on modifie la loi Dead Beat du premier ordre par l'addition d'une nouvelle bande générée par la PLL, dont le gain n'est pas compensé. Les résultats de simulation de cette loi de commande sont montrés dans la figure suivante:

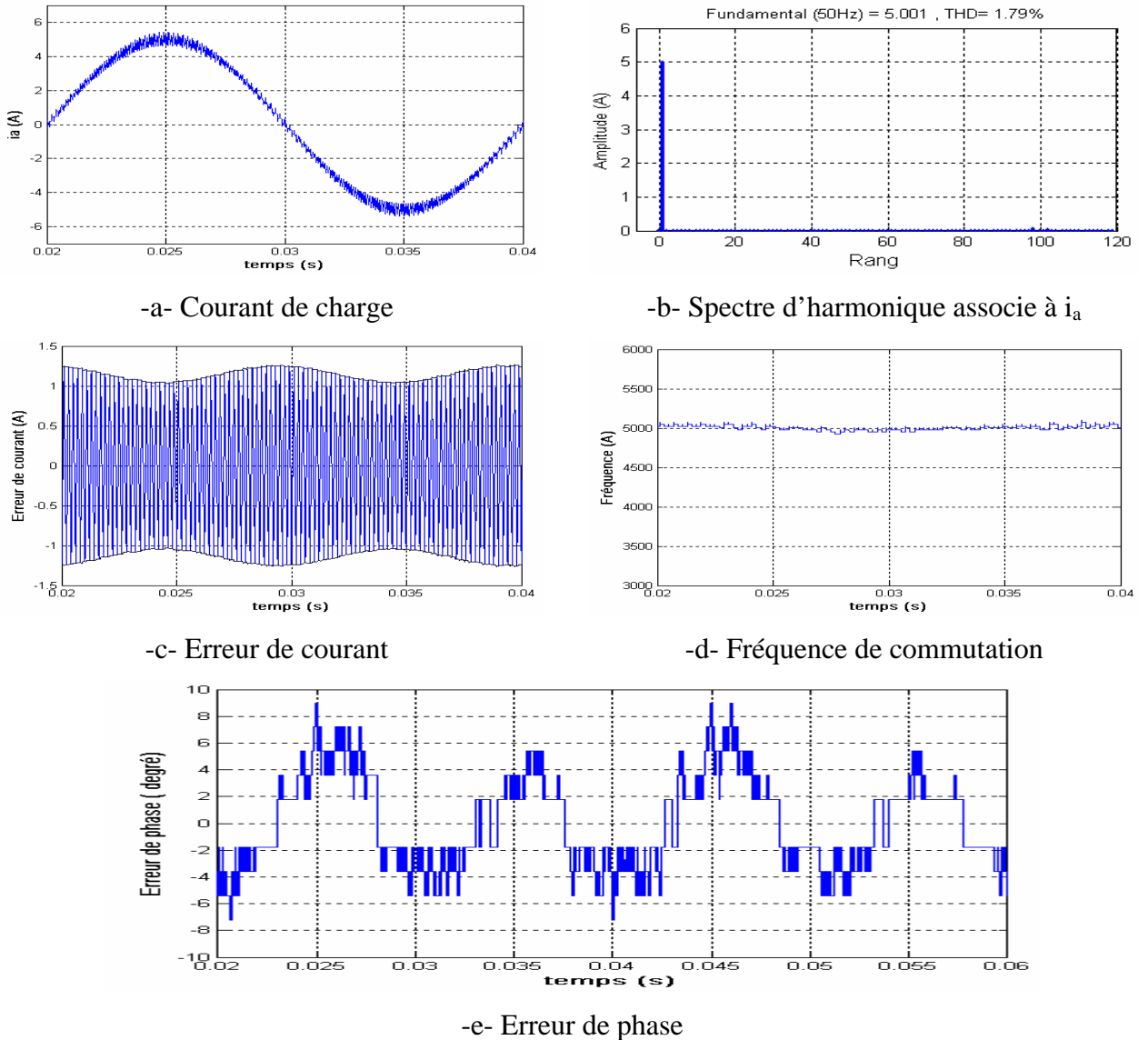


Figure.III.20. Résultats de simulation du deuxième algorithme avec synchronisation par la PLL sans compensation du gain.

De la figure (III.20), on remarque que la forme de courant de charge est améliorée, son spectre montre que le fondamental est dominant avec une amplitude de 5.001A et la présence des harmoniques résiduels d'amplitude faible autour de la fréquence de commutation 5 KHz avec un THD faible et meilleur par rapport à celui du premier algorithme pour le même cas et égal à 1.79%. L'erreur de courant oscille dans ce cas dans une bande variable corrigée, la fréquence de commutation est fixée à 5 KHz et l'erreur de phase présente une forme périodique autour de zéro entre deux valeurs 8° et -8° .

B. Utilisation de la PLL avec gain compensé:

Le bloc de simulation de la loi de commande de cet algorithme en utilisant la synchronisation par la PLL avec gain compensé est montré dans la figure suivante:

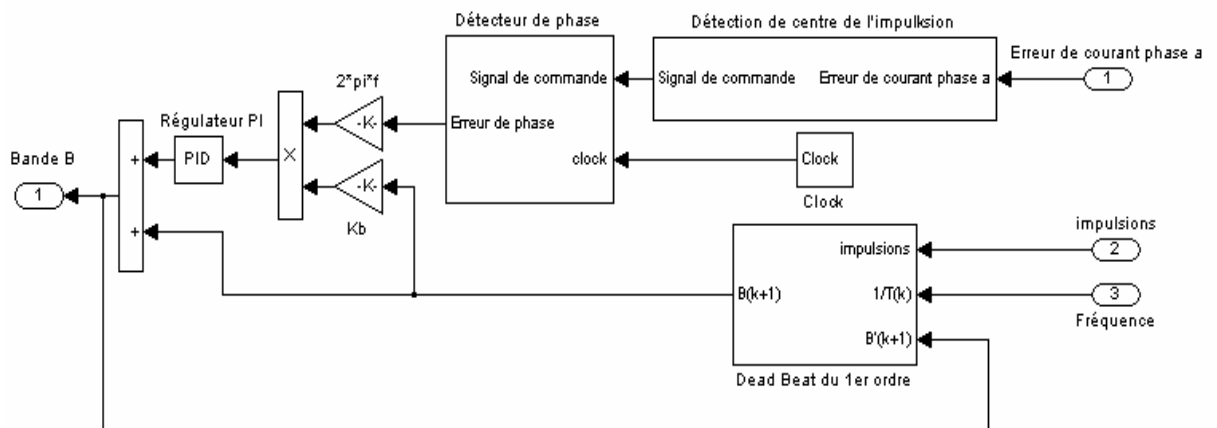


Figure.III.21. Bloc de simulation de la loi de commande du deuxième algorithme avec synchronisation par la PLL avec gain compensé.

De la figure (III.22), on remarque que la forme de courant de charge présente une grande amélioration, l'analyse spectrale montre que le fondamental est dominant avec une amplitude de 5.002A et la suppression totale des harmoniques avec un THD très faible égal à 1.50% et meilleur par rapport à celui du premier algorithme pour le même cas. L'erreur de courant oscille dans ce cas dans une bande variable présente une bonne correction, ce qui permet une bonne fixation de la fréquence de commutation à 5 KHz et ainsi que l'erreur de phase est presque nulle, sa variation est limitée entre deux valeurs presque 4° et -4° , ce qui montre la grande efficacité de la synchronisation des impulsions de commande par rapport au cas de la PLL sans compensation du gain. Donc, nous concluons que cet algorithme montre un contrôle numérique efficace que le premier algorithme. Cette efficacité est expliquée par la diminution du THD de courant de charge et de l'erreur de phase.

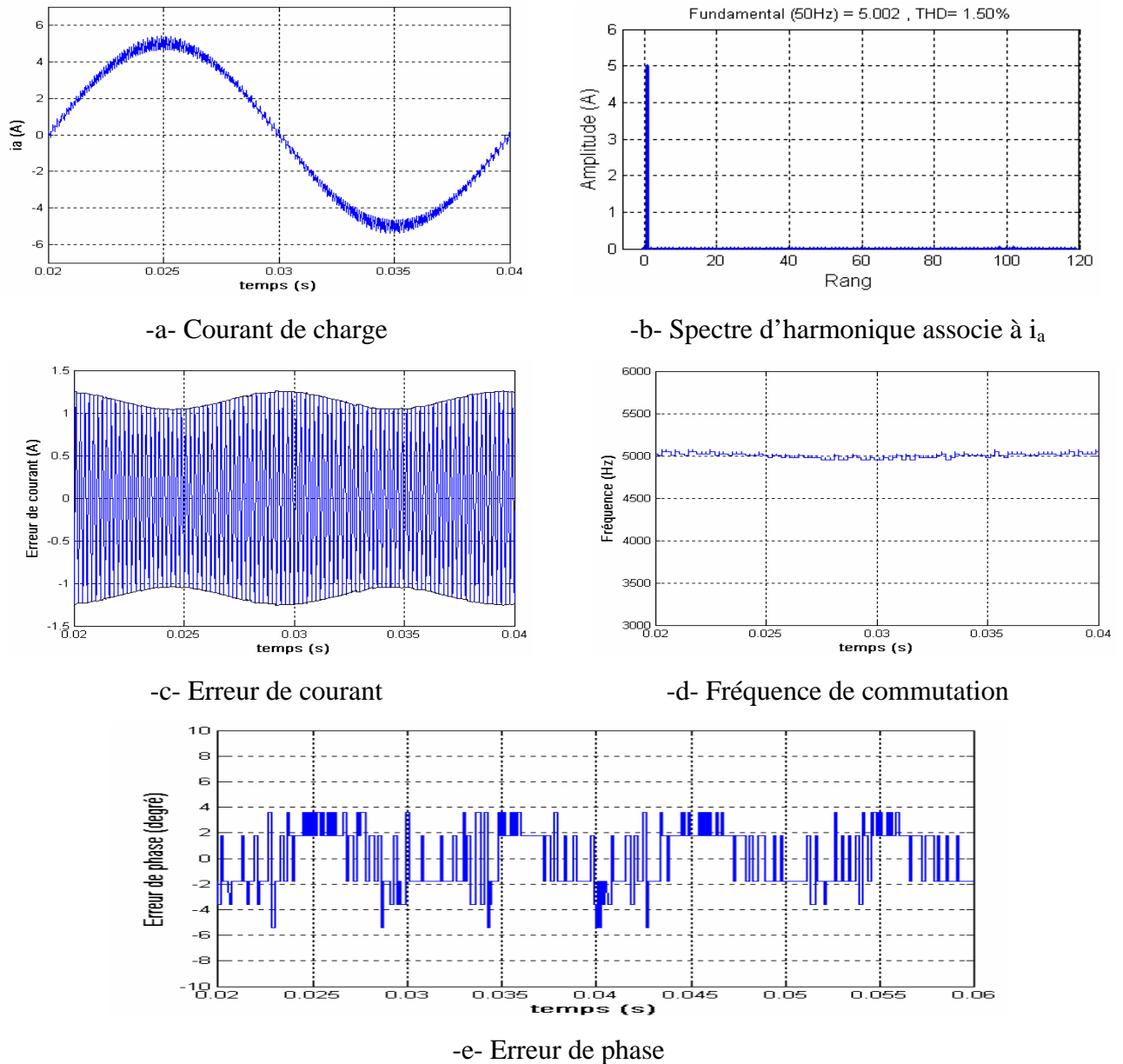


Figure.III.22. Résultats de simulation du deuxième algorithme en utilisant la synchronisation par la PLL avec gain compensé.

III.5.2.3. Variation du THD de courant de charge en fonction de la fréquence de commutation:

La figure (III.23) montre le THD de courant de charge en fonction de la fréquence de commutation pour cet algorithme en utilisant la synchronisation par la PLL avec et sans compensation du gain. On remarque que la PLL avec gain compensé présente un THD mieux que celui de la PLL sans compensation du gain surtout pour les faibles fréquences. Et pour les deux cas, et pour n'importe quelle fréquence, ce deuxième algorithme montre un THD faible que celui du premier algorithme.

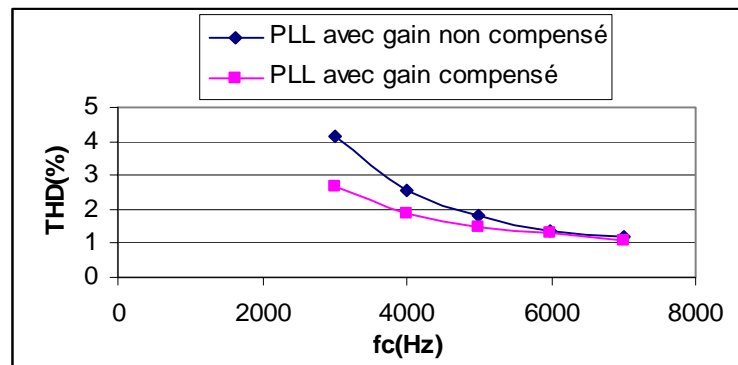


Figure.III.23. THD en fonction de la fréquence de commutation.

III.5.2.3. Variation de l'erreur de phase maximale en fonction de la tension normalisée:

La figure (III.24) montre l'erreur de phase maximale en fonction de la tension normalisée pour la PLL avec et sans compensation du gain. On remarque que l'erreur de phase augmente avec l'augmentation de la tension normalisée et subit une grande augmentation quand la tension normalisée s'approche de l'unité, et la PLL avec gain compensé présente une erreur de phase inférieure à celle de la PLL avec gain non compensé.

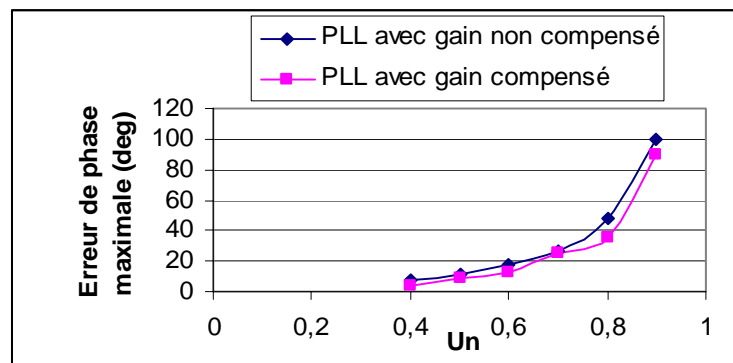
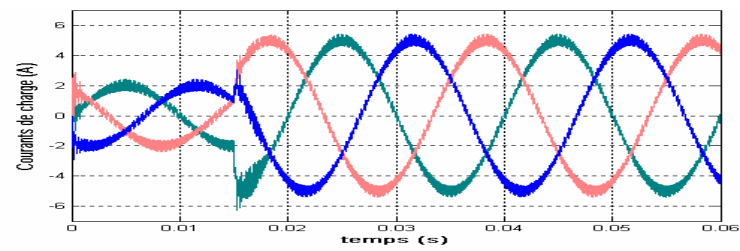


Figure.III.24. Erreur de phase maximale en fonction de la tension normalisée.

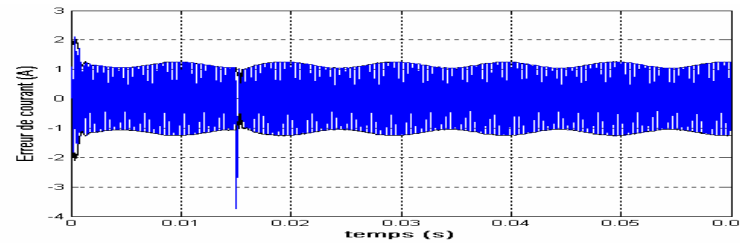
III.5.2.4. Fonctionnement avec variation de la consigne:

Pour le même cas du premier algorithme, l'amplitude des courants de référence subit une augmentation brusque de 2A à 5A à l'instant $t=0.015s$.

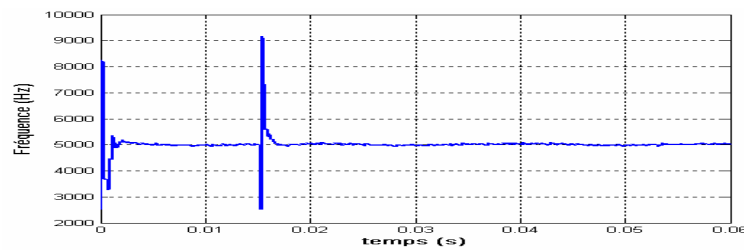
La figure (III.25) montre les résultats de simulation de ce test, on remarque que les courants de charge suivent les courants de référence avec une grande rapidité et il y a une légère perturbation au niveau des autres caractéristiques à l'instant du changement de la consigne, et après le passage de ce régime transitoire, elles reviennent à leurs positions initiales. Donc, nous concluons que cet algorithme est robuste vis-à-vis de variation de la consigne.



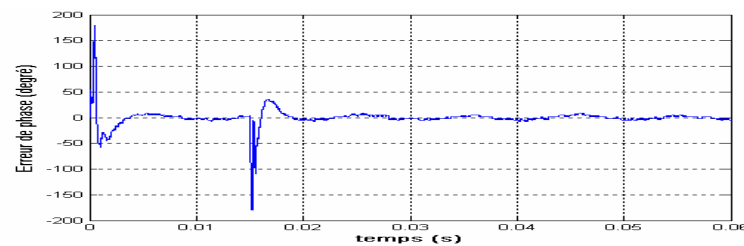
-a- Courants de charge



-b- Erreur de courant



-c- Fréquence de commutation



-d- Erreur de phase

Figure.III.25. Résultats de simulation du deuxième algorithme avec variation de la consigne.

III.5.3. Exemple d'instabilité du système:

Pour les deux algorithmes numériques proposés, les conditions de stabilité doivent être respectées. Pour observer un exemple d'instabilité du système, on prend le cas du deuxième algorithme pour $u_n = 1$.

La figure (III.26) montre les résultats de simulation de cet exemple d'instabilité, on remarque que lorsque la tension normalisée s'approche de l'unité, toutes les caractéristiques sont affectées par l'irrégularité, ce qui montre que le système est complètement instable.

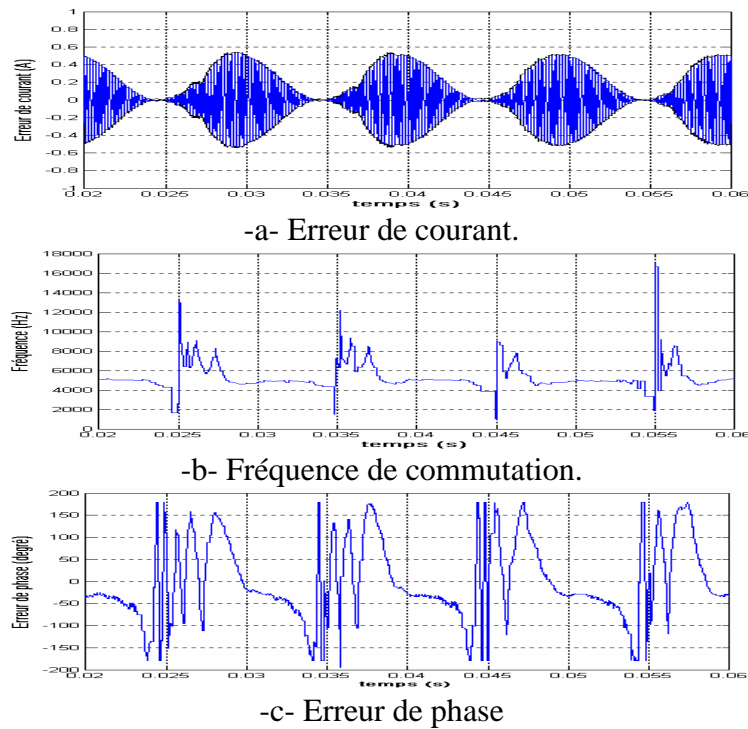


Figure.III.26. Résultats de simulation pour un exemple d'instabilité du système.

III.6. Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons testé par simulation les performances des deux algorithmes de la commande en courant par hystérésis numérique pour l'onduleur de tension triphasé.

Le test de la FBHC pour le modèle à neutre isolé sans découplage de l'erreur de courant nous a montré l'effet du phénomène d'interférence entre les phases sur les différentes formes d'ondes obtenues et sur la qualité de courant de charge, et après avoir découplé l'erreur de courant, ce phénomène est éliminé complètement, mais on a vu que la fréquence de commutation reste variable.

Le test de la SBHC montre une amélioration de la qualité de courant de charge et un réglage plus performant de l'amplitude du fondamental de celui-ci par rapport à la FBHC. En contre partie, l'augmentation brusque de la fréquence de commutation lors du passage par zéro de courant de référence entraînant des pertes considérables dans les composants de puissance.

Le test des deux algorithmes de la commande en courant par hystérésis numérique nous a montré l'efficacité de notre système en termes de fonctionnement à fréquence de commutation constante et de contrôle efficace de la position des impulsions de commande. Le fonctionnement de ces algorithmes par la PLL avec compensation du gain présente de bons résultats par rapport à celui de la PLL sans compensation du gain, et pour les mêmes conditions de fonctionnement, le deuxième algorithme apporte de bonne qualité de courant de charge et de bonne synchronisation que le premier algorithme. Lors d'un changement brusque des courants de référence, ces algorithmes réagissent plus vite avec une grande robustesse et leur instabilité est provoquée quand la tension normalisée s'approche de l'unité.

CHAPITRE IV

*Commande en courant par hystérésis
numérique pour les FAP triphasés*

CHAPITRE IV

Commande en courant par hystérésis numérique pour les FAP triphasés

IV.1. Introduction:

L'expansion de l'emploi des charges non linéaires a considérablement contribué à la propagation des harmoniques dans les systèmes électriques de puissance. Comme ces charges sont indispensables pour différents besoins domestique et industriels. De nombreuses recherches ont été lancées, ayant pour objectif de fournir un remède aux problèmes engendrés par les harmoniques [28,29].

Pour faire face à ce phénomène, précédemment, les filtres passifs ont été utilisés pour éliminer les harmoniques et compenser la puissance réactive. Mais ces filtres présentent certains inconvénients tels que la résonance, l'encombrement et comportement de compensation fixe...etc. Par conséquent, cette solution devient non efficace.

Suite à ces effets néfastes, ces dernières années, les recherches se sont ré-axées vers d'autres solutions présentant de moindres inconvénients. Alors, grâce au développement qu'a connu la technologie des semi-conducteurs de puissance entièrement commandables comme montrés au chapitre I, ont apparais les convertisseurs AC-DC (redresseur PWM) d'une part, permettant un meilleur contrôle du facteur de puissance [30]. De plus, ce progrès dans le domaine de semi-conducteurs de puissance a permis de concevoir des dispositifs d'élimination des harmoniques, appelés filtres actifs de puissance, dont l'objectif est l'élimination des problèmes intrinsèques des filtres passifs. Ces derniers se caractérisent par leurs adaptations aux variations de la fréquence du réseau et autres paramètres. L'association des filtres actifs et passifs peut aussi conduire à des solutions qui augmentent leurs performances et leurs potentialités d'application.

Le but du filtre actif est d'engendrer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à ce que le courant et la tension soient rendues sinusoïdaux. Ce dernier est connecté en série ou en parallèle suivant qu'il est conçu respectivement pour compenser les tensions ou les courants harmoniques [31].

Le Filtre actif parallèle (FAP), ce n'est qu'un onduleur à structure tension avec capacité de stockage de l'énergie, le but de sa commande est de permettre la meilleure reproduction des courants perturbés de référence à travers les ordres de commande appliqués aux divers interrupteurs de puissance. De plus, la régulation de la tension aux bornes de son condensateur est nécessaire afin de ne pas détériorer ses performances et d'avoir de bonne qualité du filtrage.

La commande et la régulation sont deux termes fondamentaux pour avoir un fonctionnement propre du FAP, donc, il est nécessaire de développer une stratégie de commande plus adéquate basée sur une régulation performante. C'est la raison pour laquelle nous développons dans ce chapitre une nouvelle loi de commande en courant par hystérésis numérique qui lui donne toute l'efficacité du filtrage accompagnée par une régulation basée sur un régulateur Proportionnel-intégral classique et un régulateur intelligent à base d'un système à logique floue.

IV.2. Perturbations des réseaux électriques:

La théorie classique de l'énergie électrique ne tient compte que des systèmes électriques basés sur des signaux sinusoïdaux et équilibrés. Cependant les signaux électriques présents sur les réseaux (surtout les courants) sont souvent perturbés et ils ne sont pas parfaitement sinusoïdaux ni équilibrés. Dans le domaine de la qualité de l'énergie, il est indispensable de bien connaître tous les échanges d'énergie entre le réseau et les différentes charges de façon à pouvoir compenser les éventuelles perturbations.

IV.2.1. Origine des harmoniques:

La prolifération des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques a entraîné ces dernières années une augmentation sensible du niveau de pollution harmonique des réseaux électriques. Ces équipements électriques sont considérés comme des charges non linéaires émettant des courants harmoniques dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale, ou parfois à des fréquences quelconques. Le passage de ces courants harmoniques dans les impédances du réseau électrique peut entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordement et alors polluer les consommateurs alimentés par le même réseau électrique. Les différents secteurs industriels concernés sont aussi bien du type secondaire (utilisation des gradateurs, des redresseurs, des variateurs de vitesse...), que du type tertiaire (informatique ou éclairage dans les bureaux, commerces,...) ou domestique (téléviseurs, appareils électroménagers en grand nombre) [29].

IV.2.2. Conséquences des harmoniques:

De nombreux effets des harmoniques sur les installations et les équipements électriques peuvent être cités [29,32,33,34] :

- L'échauffement, où les pertes totales par effet de Joule sont la somme de celles du fondamental et des harmoniques.
- L'interférence avec les réseaux de télécommunication.
- Les défauts de fonctionnement de certains équipements électriques.
- Le risque de résonance du réseau.

Différentes grandeurs sont définies pour chiffrer ces perturbations. Parmi celles-ci les plus utilisées sont :

▪ Le taux harmonique de rang h :

Le taux d'harmonique est défini par le rapport entre l'amplitude de la composante harmonique d'ordre h et l'amplitude de la composante du terme fondamental.

$$S_h = \frac{C_h}{C_1} \quad (\text{IV.1})$$

Où : C_h : représente la composante harmonique de rang h , C_1 : représente la composante fondamentale.

▪ Le taux global de distorsion harmonique:

Le taux global de distorsion harmonique THD est exprimé par la relation suivante:

$$THD = \sqrt{\sum_2^{\infty} \left(\frac{C_h}{C_1} \right)^2} \quad (\text{IV.2})$$

En général, les harmoniques pris en compte dans un réseau électrique sont inférieurs à 2500 Hz, ce qui correspond au domaine des perturbations basses fréquences au sens de la normalisation. Les harmoniques de fréquence plus élevée sont fortement atténués par l'effet de peau et par la présence des inductances de lignes. De plus, les appareils générant des harmoniques ont, en grande majorité, un spectre d'émission inférieur à 2500 Hz, c'est la raison pour laquelle le domaine d'étude des harmoniques s'étend généralement de 100 à 2500 Hz, c'est-à-dire des rangs 2 à 50.

▪ Le facteur de puissance:

Normalement, pour un signal sinusoïdal, le facteur de puissance est donné par le rapport entre la puissance active P et la puissance apparente $S = \sqrt{P^2 + Q^2}$. Une faible valeur du facteur de puissance se traduit dans le cas où il y a des harmoniques dans le réseau, c'est-à-dire une puissance supplémentaire est produite appelée la puissance déformante D comme le montre le diagramme de Fresnel de la figure suivante:

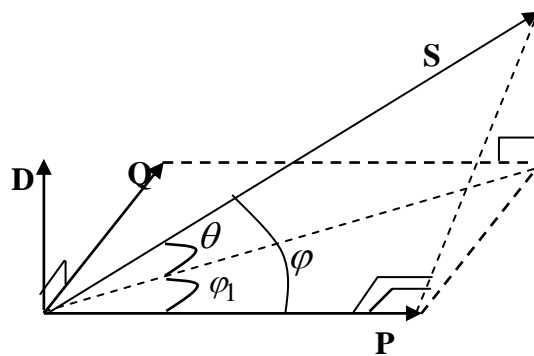


Figure.IV.1. Diagramme de Fresnel des puissances.

L'expression de la puissance déformante est donnée par:

$$D = 3V_1 \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2} \quad (\text{IV.3})$$

Le facteur de puissance F_p est donné par:

$$F_p = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} = \cos \theta \cdot \cos \varphi_1 \quad (\text{IV.4})$$

Le facteur de puissance peut être écrit sous une autre forme:

$$F_p = \frac{1}{\sqrt{\text{THD}^2 + 1}} \cos \varphi_1 = F_d \cdot \cos \varphi_1 \quad (\text{IV.5})$$

L'équation (IV.5) montre que le facteur de puissance à la source se compose de deux termes:

- Le premier terme F_d désigné sous le nom de **facteur de distorsion** qui qualifie la qualité du courant de source.
- Le deuxième terme $\cos \varphi_1$ représente le **facteur de déplacement** à la source qui donne une image sur la puissance réactive consommée par le réseau.

Il y a des normes standards internationales utilisées pour limiter les harmoniques dans les réseaux électriques selon le domaine d'utilisation et qu'il est impératif de les respecter si on désire une qualité de l'énergie acceptable [29,31,35].

Notre souci est d'améliorer le facteur de puissance pour le rendre ci proche à l'unité, donc on peut agir sur le facteur de déplacement en réduisant la consommation de l'énergie réactive et en diminuant le facteur de distorsion en rendant la qualité de la forme d'onde du courant plus proche d'une sinusoïde.

IV.3. Filtrage actif pour l'amélioration de la qualité de l'énergie:

L'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs entièrement commandables a permis d'envisager de nouvelles solutions de compensation des perturbations des réseaux électriques. Les filtres actifs constituent une alternative intéressante aux solutions classiques, ils visent s'ajouter à des structures déjà existantes de convertisseurs. Ils peuvent également être utilisés comme complément aux solutions traditionnelles de dépollution. Le rôle d'un filtre actif est de compenser en temps réel les perturbations, en tout ou en partie, présentes dans les réseaux électriques.

L'utilisation des filtres actifs contribue à la minimisation des harmoniques survenant dans les réseaux de distribution de l'énergie électrique, causés par la connexion des charges non linéaires (les plus courantes sont les démarreurs électroniques des moteurs, les variateurs électroniques de

vitesse, et autres dispositifs électroniques, les postes à souder et les alimentations sans interruption (ASI) [33].

Un filtre actif est un dispositif qui exploite au moins un convertisseur statique pour satisfaire la fonction de "dépollution harmonique". Les besoins en terme de dépollution harmonique sont divers, parce qu'on espère toujours de garantir:

- La non pollution d'un réseau propre alimentant une charge sensible
- Le bon fonctionnement d'une charge sensible dans un environnement pollué,
- Réaliser, simultanément, les deux opérations.

Ce vocable générique regroupe, donc, en effet un multiple de systèmes qui se différencient par le nombre de convertisseurs utilisés et leurs mode d'association, leur type (source de tension-source de courant), les lois de régulation globales (compensation en tension ou en courant) et l'association éventuelle avec des composants passifs.

Le principe est d'injecter dans le réseau un signal harmonique, courant ou tension selon ce qu'on veut compenser, identique existant sur ce dernier mais ayant une phase opposée. Selon la façon dont il est connecté au réseau, on parle alors d'un filtre actif parallèle ou série.

Dans ce qui suit, nous nous restreindrons au filtre actif parallèle triphasé qui minimise les courants harmoniques et compense la puissance réactive d'un réseau triphasé perturbé par une charge non linéaire (redresseur triphasé débutant sur une charge R-L).

IV.4. Filtre actif parallèle (FAP):

Ce filtre est le plus souvent commandé comme un générateur de courant. Il injecte dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci. Le courant du réseau est alors sinusoïdal, ainsi l'objectif du FAP consiste à empêcher les courants perturbateurs (harmoniques, réactifs et déséquilibrés), produits par des charges polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif.

En générale, le FAP est utilisé pour la dépollution des réseaux BT et MT. Son impédance totale vis-à-vis de la source et la charge lui confère une bonne auto-adaptabilité avec les performances appréciables. Ce filtre peut être utilisé selon deux modes de fonctionnement [33]:

▪ **Filtre dédié:**

C'est le cas où les harmoniques à filtrer sont déjà connus, comme l'exemple de la suppression des premiers harmoniques du courant absorbé par un redresseur alimentant une charge fortement inductive. Dans ce cas, les harmoniques peuvent être approximativement estimés à partir de l'amplitude et de la phase du courant fondamental.

▪ Filtre adaptatif:

Ce filtre permet d'identifier lui-même les harmoniques et il s'adapte automatiquement à leur éventuelle évolution, sa commande lui permet de générer en temps réel des courants harmoniques en opposition de phase.

IV.4.1. Etude de la partie puissance du FAP triphasé:

La figure (IV.2) montre le circuit de puissance du FAP connecté à une charge non linéaire.

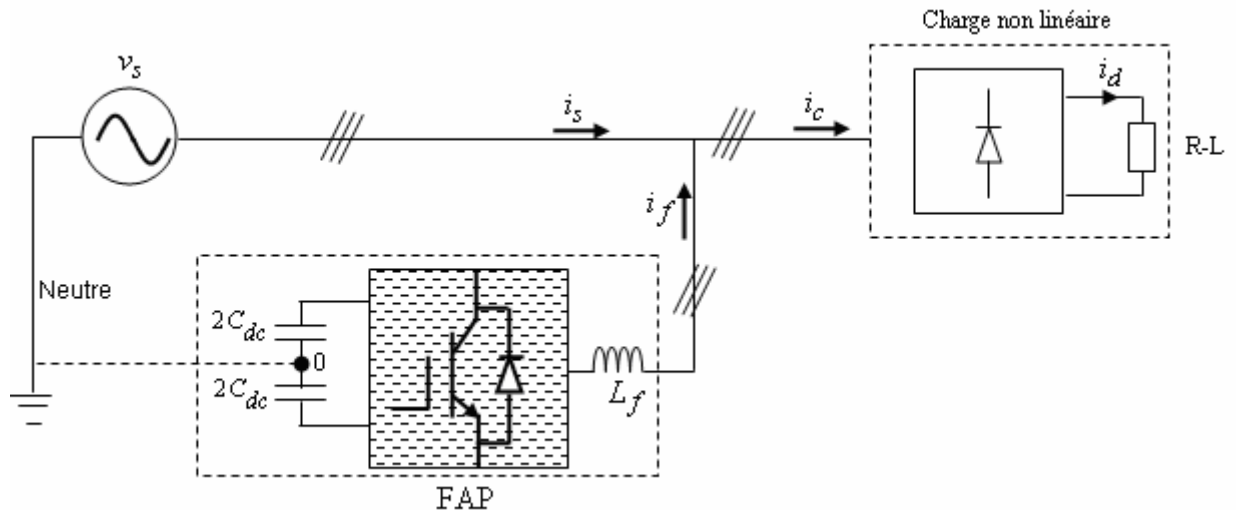


Figure.IV.2. Circuit de puissance du FAP connecté à une charge non linéaire.

Le FAP est constitué de trois parties principales:

IV.4.1.1. L'onduleur triphasé:

L'onduleur triphasé à structure tension est utilisé pour charger et décharger les condensateurs de stockage afin de fournir le courant de compensation nécessaire. Il est constitué de six interrupteurs de puissance à commutation forcée, six diodes de recouvrement rapide reliées en mode anti-parallèle pour permettre un chemin bidirectionnel de courant. Les interrupteurs de puissance les plus utilisés sont l'IGBTs, parce que:

- Ils fournissent un courant considérablement fort à une fréquence de commutation élevée.
- Ils ont besoin seulement d'une faible impulsion pour commander la grille, puisque les IGBTs sont commandés en tension.
- Ils peuvent supporter des valeurs élevées de di/dt et dv/dt .

Le but de cet onduleur est de fournir un mécanisme pour l'écoulement bidirectionnel du courant de compensation qui doit être soit absorbé ou soit injecté dans le réseau d'alimentation.

Ses modes de fonctionnement peuvent être présentés selon l'état du courant de compensation $i_f(t)$

Positif ou négatif [31,35].

IV.4.1.2. Système de stockage d'énergie:

On estime que pour les fortes puissances, on utilise pour le stockage de l'énergie des bobines supraconductrices. C'est précisément dans ce cas qu'on emploie la structure courant. En revanche, pour les faibles et moyennes puissances, le stockage de l'énergie dans des batteries de condensateurs est moins coûteux et plus efficace. C'est pour cette raison qu'on a recours à la structure tension dans ce cas. Donc, le système de stockage de l'énergie se fait par deux capacités, chacune a une valeur de $2C_{dc}$ et joue le rôle d'une source de tension continue ($V_{dc}/2$), le point milieu peut être relié ou isolé du neutre du réseau comme le montre la figure (IV.2). Le choix des paramètres du système de stockage (V_{dc}, C_{dc}) se répercute sur la dynamique et la qualité de compensation du FAP.

IV.4.1.3. Inductance de couplage:

L'inductance est un paramètre important pour le FAP parce qu'avec une fréquence de commutation élevée, il faut régler le niveau d'ondulation du courant de compensation à injecter. Pour un filtrage performant les interrupteurs du convertisseur doivent être commandés parfaitement. Le contrôle de la forme d'onde du courant est limité par la fréquence de commutation du convertisseur et aussi par la tension disponible de l'inductance. Pour une fréquence de commutation élevée et une faible puissance, l'inductance doit être suffisamment faible pour être capable de suivre la vitesse de changement du courant de compensation. D'autre part, pour une puissance et une fréquence de commutation faibles, l'inductance doit être de grande valeur pour ralentir la vitesse de changement du courant de compensation. Cette inductance est dimensionnée pour satisfaire la garantie de la dynamique du courant de compensation et empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique [29,31,35].

IV.4.2. Etude de la partie commande du FAP triphasé:

La stratégie de commande du FAP consiste à trouver un schéma de régulation convenable pour maintenir la tension aux bornes des deux condensateurs constante et la détermination de la valeur du courant maximale. Ce dernier sert à l'amplitude au courant de référence pour la génération de la séquence de commande adéquate. Ceci permettra au courant de source de suivre le courant de référence afin de réduire le THD et compenser l'énergie réactive.

IV.4.2.1. Méthode de détection des harmoniques:

Pour extraire le courant ou la tension harmonique à partir des ondes déformées correspondantes, on distingue deux stratégies [36,37,38]:

- *Stratégie de détection harmonique dans le domaine fréquentiel:*

Cette stratégie est basée sur l'analyse de Fourier des courants et de la tension.

- Stratégie de détection harmonique dans le domaine temporel:

Cette stratégie est basée sur la dérivation instantanée du signal correspondant aux composants harmoniques des courants ou de la tension de la charge non linéaire.

La commande du FAP dépend de la méthode de détection utilisée, on peut donc distinguer trois méthodes [37:40]:

1. Détection du courant de charge et de compensation du filtre actif.
2. Détection du courant de source.
3. Détection de la tension.

Les deux premières méthodes sont les plus utilisées. Dans notre travail, nous avons choisi la première méthode, dont le courant de la charge est détecté et comparé avec une référence sinusoïdale pour obtenir le courant de compensation harmonique, puis on considère ce courant de compensation harmonique comme une référence et le compare avec le courant de compensation réel injecté par le FAP [35,36,41,42]. Le point le plus important ici est que le courant de sortie du FAP est surveillé et commandé pour suivre le courant calculé de compensation.

La figure (IV.3) montre le schéma fonctionnel de détection du courant de charge et de compensation du filtre actif.

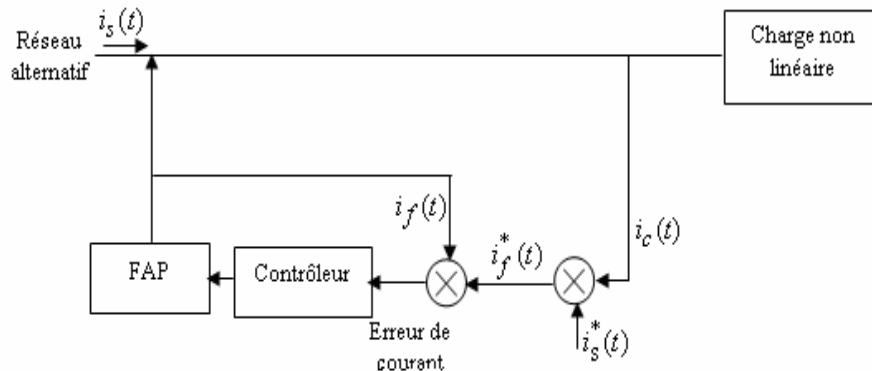


Figure.IV.3. Schéma fonctionnel de détection du courant de charge et de compensation du filtre actif.

IV.4.2.2. Détermination des courants de référence et régulation de la tension continue aux bornes des deux condensateurs de l'onduleur:

Le principe de la compensation est donné comme suit [43,44].

De la figure (IV.2), les courants instantanés peuvent être écrits comme suit:

$$i_s(t) = i_c(t) - i_f(t) \quad (\text{IV.6})$$

La tension de source est donnée par:

$$v_s(t) = V_m \cdot \sin \omega t \quad (\text{IV.7})$$

Le courant de la charge non linéaire est décomposé en deux parties, la composante fondamentale et les composantes harmoniques qui peut être exprimé comme suit:

$$i_c(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) = I_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (\text{IV.8})$$

La puissance apparente instantanée de la charge peut être donnée comme suit:

$$S(t) = v_s(t) \cdot i_c(t) = V_m I_1 \sin^2 \omega t \cdot \cos \varphi_1 + V_m I_1 \sin \omega t \cdot \cos \omega t \cdot \sin \varphi_1 + V_m \sin \omega t \cdot \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (\text{IV.9})$$

$$S(t) = P(t) + Q(t) + D(t) \quad (\text{IV.10})$$

De (IV.9), la puissance active absorbée par la charge est donnée par:

$$P(t) = V_m I_1 \sin^2 \omega t \cdot \cos \varphi_1 = v_s(t) \cdot i_s(t) \quad (\text{IV.11})$$

De (IV.11), le courant de source après la compensation est donné par:

$$i_s(t) = \frac{P(t)}{v_s(t)} = I_1 \cos \varphi_1 \sin \omega t = I_{sm} \sin \omega t \quad (\text{IV.12})$$

Où : $I_{sm} = I_1 \cos \varphi_1$.

Si on néglige les pertes de commutation du FAP, l'amplitude du courant de source après la compensation devient I_{sm} , et le FAP injecte la puissance distordue et récupère la puissance réactive, donc le courant de source $i_s(t)$ devient sinusoïdal et en phase avec sa tension.

La détermination des courants de référence sinusoïdaux du réseau nécessite une régulation de la tension continue aux bornes des deux condensateurs de l'onduleur, non seulement pour générer l'amplitude du courant de référence mais aussi bien pour:

- Maintenir cette tension à un niveau fixe tout en assurant une compensation des pertes dans le filtre actif.
- Limiter ses variations en régime dynamique afin de ne pas détériorer les performances du filtre actif.

Diverses méthodes ont été proposées par les auteurs [35] pour déterminer les courants de référence. Dans notre cas, la méthode utilisée consiste à employer un détecteur de crête, la régulation de la tension continue est effectuée par deux régulateurs (PI et flou).

A. Le régulateur proportionnel-intégral PI:

Il est beaucoup utilisé en raison de sa simplicité d'implémentation et sa possibilité d'obtenir une bonne réponse dynamique, quand ses paramètres sont bien réglés [45].

Alors, la tension continue V_{dc} est détectée et comparée à une tension de référence V_{dc}^* , le résultat de cette comparaison (l'erreur) est appliqué à ce régulateur pour obtenir l'amplitude des trois courants de référence de source I_{sm} . Ensuite cette amplitude est multipliée par des signaux sinusoïdaux d'amplitude égale à l'unité pour l'obtention des courants de référence i_{sa}^* , i_{sb}^* , i_{sc}^* .

Le courant de source instantané unitaire est obtenu à partir de la tension v_s à travers un détecteur de crête comme montré dans la figure suivante:

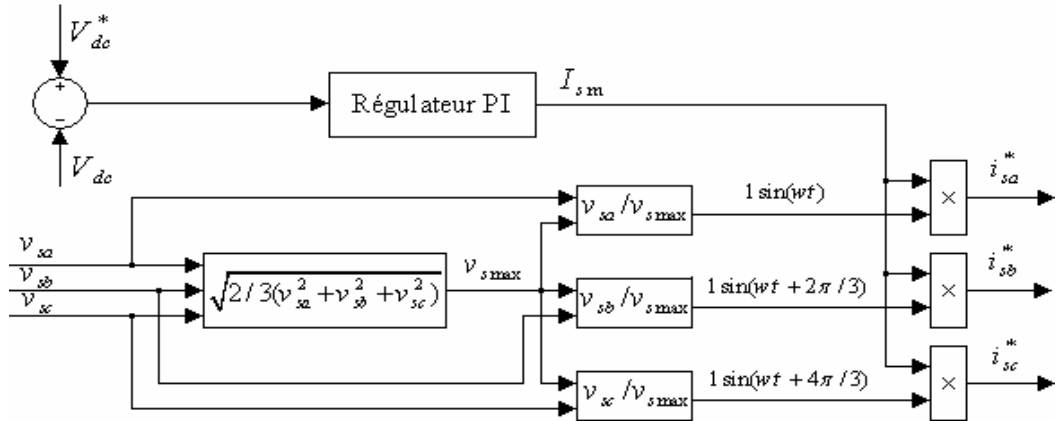


Figure.IV.4. Schéma de calcul de courants de référence avec régulateur PI.

La fonction de transfert du régulateur PI peut être exprimée par:

$$k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{k_i}{s}(1 + \tau s) \quad (IV.13)$$

Le schéma de régulation de la tension aux bornes des deux condensateurs par régulateur PI est montré dans la figure suivante:

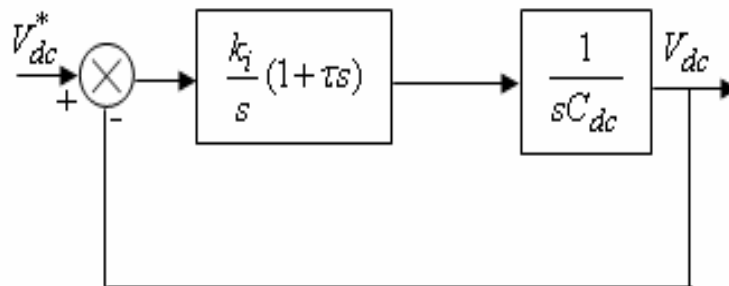


Figure.IV.5. Schéma de régulation de la tension continue.

La fonction de transfert en boucle fermée du système de la figure (IV.5) est donnée par:

$$F(s) = \frac{1 + \tau s}{1 + \tau s + \frac{C_{dc}}{k_i} s^2} \quad (IV.14)$$

La fonction de transfert de la forme standard du second ordre est donnée comme suit:

$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_0} s + \frac{1}{\omega_0^2} s^2} \quad (IV.15)$$

En comparant (IV.14) avec (IV.15) on déduit: $\omega_0^2 = k_i / C_{dc}$, $\tau = k_p / k_i = 2\xi / \omega_0$.

Pour un amortissement critique ($\xi=1$), on obtient $k_i = C_{dc}\omega_0^2 \Rightarrow k_i = 4C_{dc} / \tau^2$.

Où: ω_0 : représente la pulsation propre, et τ : représente la constante de temps du régulateur.

B. Le régulateur Flou [43,46]:

Le principe de la régulation est le même que celui du régulateur PI, mais cette fois-ci, l'erreur $V_{dc}^* - V_{dc}$ et sa variation sont appliquées à un régulateur intelligent basé sur un système à logique floue pour obtenir l'amplitude des trois courants de référence source I_{sm} comme montré dans la figure (IV.6).

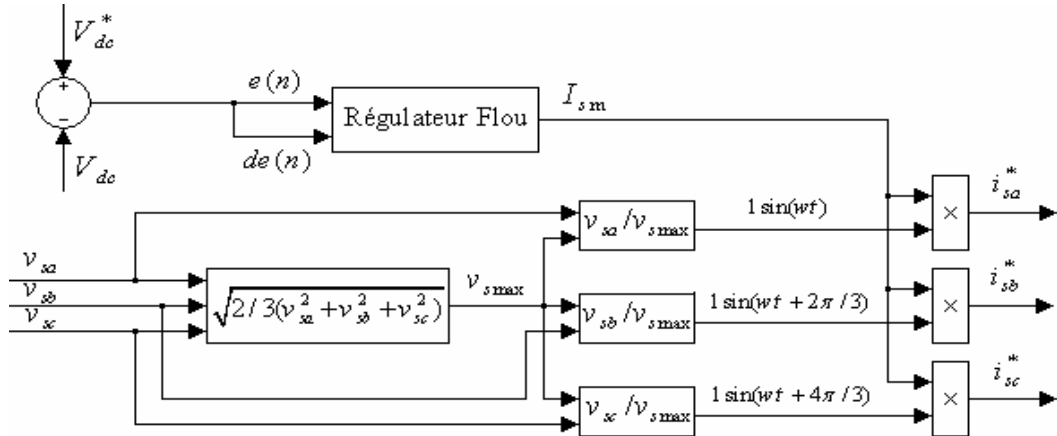


Figure.IV.6. Schéma de calcul de courants de référence avec régulateur flou.

Le régulateur flou permet la régulation de la tension continue et générer l'amplitude des courants de référence. L'erreur $e = V_{dc}^* - V_{dc}$ et la variation de l'erreur pour le nième échantillon $de(n) = e(n) - e(n-1)$ sont utilisées comme des entrées du processus flou. La sortie de celui-ci est considérée comme la variation de l'amplitude du courant de référence $\Delta I_{sm}(n)$. L'amplitude du courant de référence pour le nième échantillon $I_{sm}(n)$ est obtenue en additionnant le courant de référence $I_{sm}(n-1)$ avec la variation $\Delta I_{sm}(n)$ comme le montre l'équation suivante:

$$I_{sm}(n) = I_{sm}(n-1) + \Delta I_{sm}(n) \quad (IV.16)$$

Les caractéristiques principales de notre régulateur flou sont les suivantes:

- Sept ensembles flous de $e(n)$, $de(n)$ et $\Delta I_{sm}(n)$,
- Les fonctions d'appartenance sont triangulaires,
- Pour la fuzzification, nous utilisons l'univers de discours continu,
- Pour l'implication, nous utilisons l'opérateur minimum de Mamdani,
- Pour la défuzzification, nous utilisons la méthode de centre de gravité (centroid).

La structure interne du régulateur flou utilisé est montrée dans la figure suivante:

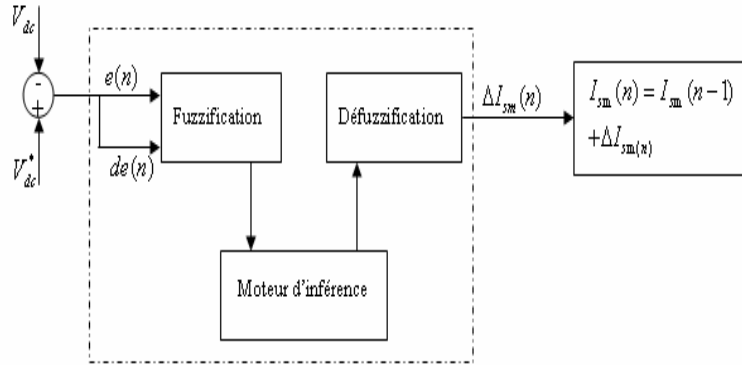


Figure.IV.7. Structure interne du régulateur Flou.

Pour la fuzzification, nous avons utilisé des fonctions d'appartenance triangulaires pour l'erreur $e(n)$, sa variation $de(n)$ et la sortie $\Delta I_{sm}(n)$, et nous avons choisi les sept ensembles flous: NG (Négative grande), NM (Négative moyenne), NP (Négative petite), EZ (nulle), PP (Positive petite), PM (Positive moyenne) et PG (Positive grande). La figure (IV.8) montre les fonctions d'appartenance utilisées dans la fuzzification des entrées $e(n)$ et $de(n)$ et de la sortie $\Delta I_{sm}(n)$.

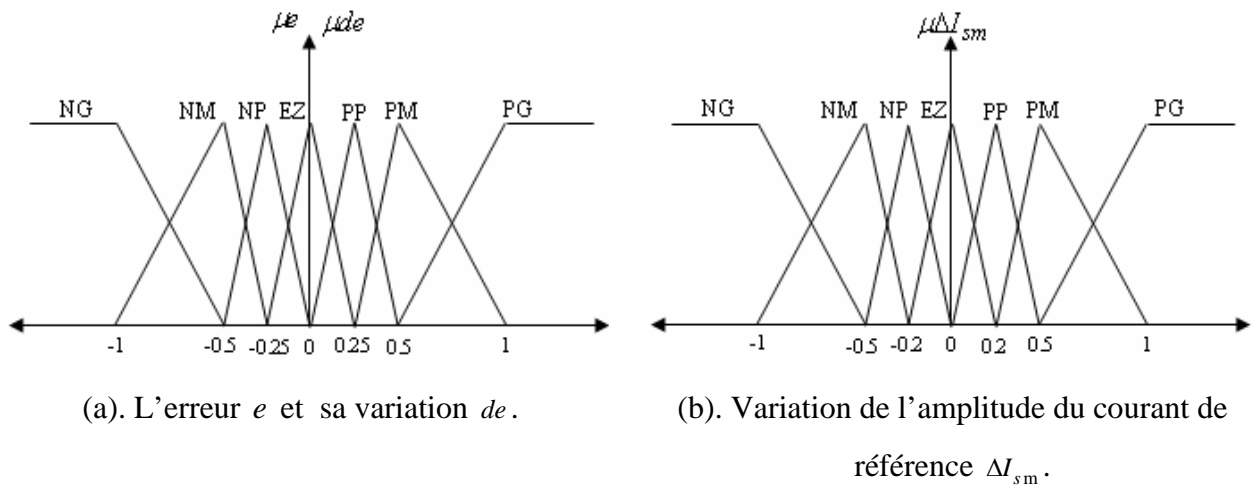


Figure.IV.8. Fonctions d'appartenance utilisées dans la fuzzification.

Pour l'inférence, les règles que nous avons établies se résument dans le tableau suivant:

Tableau IV.1. Les règles du régulateur flou.

		L'erreur (e)						
		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
Variation de l'erreur (de)	NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
	NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
	NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
	EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
	PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
	PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

IV.4.2.2. La commande des interrupteurs du FAP:

La commande en courant par hystérésis montre des performances tout à fait remarquables pour les filtres actifs afin de maintenir le courant de compensation autour de sa référence à travers une fourchette bien définie. Ces performances sont évaluées toujours en termes de sa simplicité de mise en œuvre, sa robustesse et sa bonne réponse dynamique. Néanmoins, et comme il est connu que cette dernière a la particularité de ne pas maîtriser la fréquence de commutation, dont cette fréquence varie en fonction d'éléments difficiles à dominer comme l'inductance de couplage L_f et surtout pour le cas des réseaux triphasés à neutre isolé où le phénomène d'interférence entre les phases est produit et ainsi que la non symétrie des impulsions de commande provoquant des ondulations supplémentaires qui affectent la qualité du courant de source. Donc, son fonctionnement avec ces inconvénients offre la dégradation de la qualité du filtrage.

Pour réaliser un contrôle plus performant à base de cette technique tout en conservant ses avantages et éliminant ses inconvénients, nous faisons appel à une nouvelle technique de commande en courant par hystérésis basée sur des algorithmes de commande avancés ou numériques.

IV.4.2.2.1. Commande en courant par hystérésis à bande fixe (FBHC):

Le courant de référence sinusoïdal de source calculé est comparé avec le courant de la charge non linéaire, et le résultat de comparaison est appelé courant de compensation de référence du FAP. Le résultat de comparaison de ce dernier avec le courant de sortie injecté par le FAP est envoyé à un contrôleur d'hystérésis CH à bande fixe pour générer les impulsions de commande des interrupteurs de puissance. Suivant la comparaison de l'erreur de courant à l'intérieure de la bande d'hystérésis, la tension de sortie du FAP prend $+V_{dc}/2$ ou $-V_{dc}/2$, le courant injecté par le FAP est forcé pour suivre son courant de compensation de référence avec l'hystérésis désirée. Le schéma synoptique de la commande en courant par hystérésis est montré dans la figure suivante:

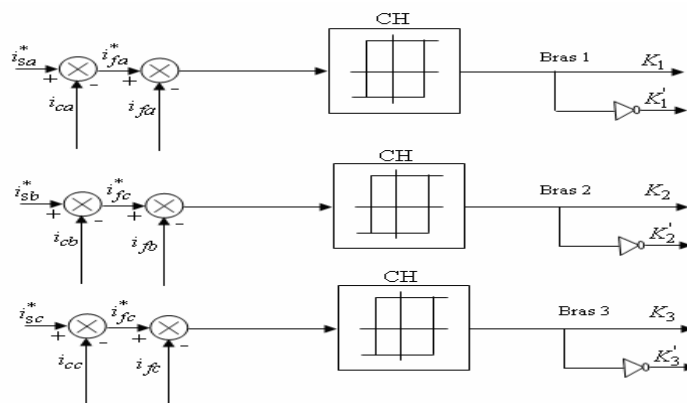


Figure.IV.9. Schéma synoptique de la commande en courant par hystérésis des trois phases.

Pour les systèmes triphasés, le neutre du réseau peut être relié ou isolé du point milieu de la source continue du FAP comme le montre la figure (IV.2). L'analyse de cette stratégie de commande sera considérée donc pour ces deux cas.

A. Réseau avec neutre relié au point milieu de la source continue:

Dans ce cas, il n'y a pas de tension entre le neutre du réseau et le point milieu de la source continue du FAP.

La formule de courant réel injecté par le FAP est:

$$L_f \frac{di_f}{dt} + v_s = v \quad (\text{IV.17})$$

Où: v , i_f et v_s : représentent respectivement les vecteurs de tensions de sortie du FAP, de courants injectés par le FAP et de tensions du réseau qui sont définis comme suit:

$$v = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, i_f = \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix}, v_s = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}.$$

La formule de courant de compensation de référence du FAP est:

$$L_f \frac{di_f^*}{dt} + v_s = v^* \quad (\text{IV.18})$$

Où: v^* est le vecteur de tensions de référence qu'il faut appliquer pour faire circuler les courants de compensation de référence i_f^* .

Les vecteurs de tensions de référence v^* et de courants de compensation de référence i_f^* sont définis comme suit:

$$v^* = \begin{bmatrix} v_a^* \\ v_b^* \\ v_c^* \end{bmatrix}, i_f^* = \begin{bmatrix} i_{fa}^* \\ i_{fb}^* \\ i_{fc}^* \end{bmatrix}.$$

Le vecteur d'erreurs entre les courants réel et les courants de compensation de référence peut être défini comme suit:

$$\varepsilon = i_f - i_f^* \quad (\text{IV.19})$$

Si on soustrait (IV.18) de (IV.17) et à l'aide de (IV.19), on trouve:

$$L_f \frac{d\varepsilon}{dt} = v - v^* \quad (\text{IV.20})$$

De (IV.20), le terme $v - v^*$ peut être considéré constant durant une période de commutation, donc l'erreur $\varepsilon(t)$ varie triangulairement dans la bande d'hystérésis β , possédant un signe dépend de la différence $v - v^*$ comme le montre la figure suivante:

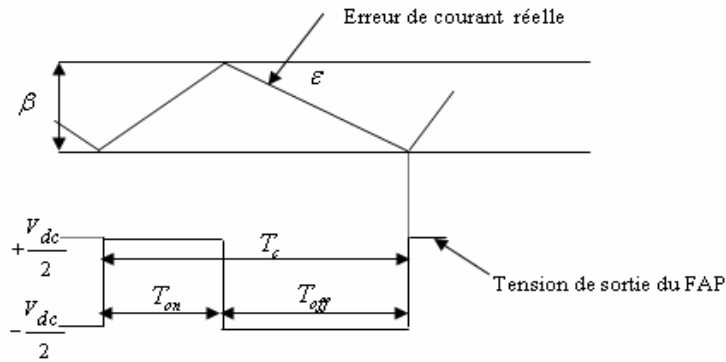


Figure.IV.10. Erreur de courant dans une bande fixe et la tension de sortie du FAP pour un bras.

B. Réseau avec neutre isolé du point milieu de la source continue:

Dans ce cas, il y a un potentiel entre le neutre du réseau et le point milieu de la source continue du FAP.

La formule de courant réel généré par le FAP est modifiée comme suit:

$$L_f \frac{di_f}{dt} + v_s = v - v_0 I \tag{IV.21}$$

Où : I : est le vecteur unitaire, et v_0 : est le potentiel du neutre par rapport au point milieu "0", son expression est donnée comme suit:

$$v_0 = \frac{(v_a + v_b + v_c)}{3} \tag{IV.22}$$

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

$$L_f \frac{d\varepsilon}{dt} = v - v^* - v_0 I \tag{IV.23}$$

A cause de la présence de v_0 , l'erreur de courant durant une période de commutation n'est plus triangulaire, parce que les tensions de phases agissent l'une sur l'autre et la tension à la sortie du FAP différente de $V_{dc}/2$. Dans ce cas, la fréquence de commutation est très difficile à maîtriser, on appelle ce phénomène "phénomène d'interférence entre les phases". Pour éviter ce phénomène d'interférence, un découplage de l'erreur de courant doit être effectué comme suit:

$$\varepsilon = i_f - i_f^* = \varepsilon' + \varepsilon'' \tag{IV.24}$$

L'équation (IV.24) peut être décomposée en deux parties comme suit:

$$v - v^* = L_f \cdot \frac{d\varepsilon'}{dt} \tag{IV.25}$$

$$-v_0 = L_f \cdot \frac{d\varepsilon''}{dt} \tag{IV.26}$$

ε' : représente l'erreur de courant découplée, et ε'' : représente le terme de découplage.

Après le découplage de l'erreur de courant, donc $\varepsilon'(t)$ varie triangulairement dans la bande d'hystérésis β comme la montre la figure suivante:

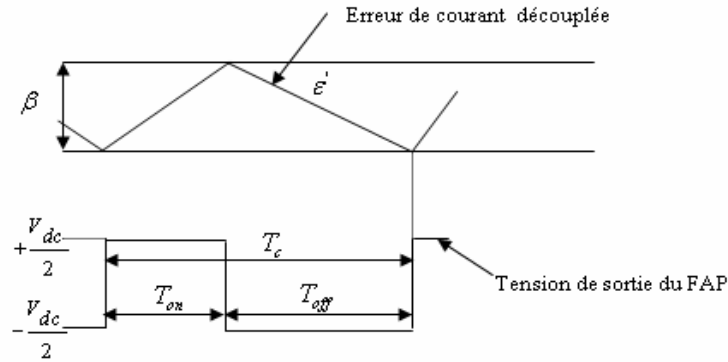


Figure.IV.11. Erreur de courant découplée dans une bande fixe et la tension de sortie du FAP pour un bras.

C. Détermination de l'expression de la fréquence de commutation:

Si on prend le cas du neutre isolé qui est le plus utilisé, donc à l'aide de l'équation (IV.25) et à partir de la figure (IV.11), on peut écrire:

Pour $0 \leq t \leq T_{on}$, nous avons:

$$L_f \frac{\Delta \varepsilon'}{\Delta t} = \frac{V_{dc}}{2} - v^* = L_f \frac{\beta}{T_{on}} \quad (IV.27)$$

Pour $T_{on} \leq t \leq T_c$, nous avons:

$$L_f \frac{\Delta \varepsilon'}{\Delta t} = -\frac{V_{dc}}{2} - v^* = L_f \frac{-\beta}{T_c - T_{on}} \quad (IV.28)$$

De (IV.27) et (IV.28), on peut déduire l'expression de la fréquence de commutation comme suit:

$$f_c = 1/T_c = \frac{V_{dc}(1 - (v_n)^2)}{4.L_f.\beta} \quad (IV.29)$$

Où v_n représente la tension normalisée donnée par:

$$v_n = \frac{v^*}{V_{dc}/2} \quad (IV.30)$$

De (IV.29), nous constatons que si la largeur de bande β est constante, alors la fréquence de commutation f_c est variable. Pour rendre cette fréquence constante, la bande d'hystérésis doit subir une modification à l'aide des algorithmes numériques.

IV.4.2.2.2. Commande en courant par hystérésis numérique:

Pour améliorer les caractéristiques de la commande en courant par hystérésis et les performances du FAP en terme de fonctionnement à fréquence de commutation constante, nous effectuons une adaptation de la largeur de bande d'hystérésis à l'aide des deux nouveaux algorithmes. Le premier algorithme est réalisé par une équation mathématique déduite par l'expression établie de la fréquence de commutation et le deuxième basé sur la commande Dead-Beat montrée au chapitre II pour les onduleurs alimentant une charge active.

A. Algorithme 1[47,48]:

Cet algorithme est basé sur la variation de la bande d'hystérésis en fonction des paramètres du système. Donc, on fixe une fréquence de commutation désirée f_d et à l'aide de l'équation (IV.29) nous déduisons l'expression de la bande d'hystérésis comme suit:

$$\beta = \frac{V_{dc}(1-(v_n)^2)}{4.L_f.f_d} \quad (\text{IV.31})$$

De (IV.18), (IV.30) et (IV.31), on trouve:

$$\beta = \frac{V_{dc}}{4.L_f.f_d} \left[1 - \frac{4.L_f^2}{V_{dc}^2} \left(\frac{v_s}{L_f} + m \right)^2 \right] \quad (\text{IV.32})$$

Avec $m = di_f^* / dt$.

La technique de commande du FAP à fréquence de commutation constante est donnée par l'équation (IV.32), dont la bande d'hystérésis est maintenant variable, varie en fonction de la fréquence de commutation désirée f_d , la tension du réseau v_s , la tension continue V_{dc} et la dérivée du courant de compensation de référence du FAP.

Nous constatons que cette technique est caractérisée par une loi simple et offre le fonctionnement à fréquence de commutation constante, ce qui améliore les performances du FAP, mais en vue de son implémentation, elle nécessite un nombre important de capteurs et elle dépend des paramètres du système, ce qui perd sa robustesse lors de changement de ces paramètres. Donc pour arriver à un contrôle plus efficace, robuste et ne demande aucune information sur ces paramètres, on passe au deuxième algorithme qui est basé sur le contrôle Dead-Beat.

B. Algorithme 2:

Le principe de cet algorithme est bien détaillé au chapitre II (paragraphe (II.4.2)) pour le cas de l'onduleur triphasé alimentant une charge active R-L-e, dont le fonctionnement à fréquence de commutation constante est assuré par la loi Dead-Beat du premier ordre rappelée par l'expression suivante:

$$\beta(k+1) = \frac{\beta(k)}{T_c(k)} T_d \quad (\text{IV.34})$$

De plus, nous pouvons aussi effectuer la synchronisation des impulsions de commande en faisant une modification de la loi Dead-Beat du premier ordre donnée par (IV.34), et ceci par l'introduction de la PLL comme le montre la figure suivante:

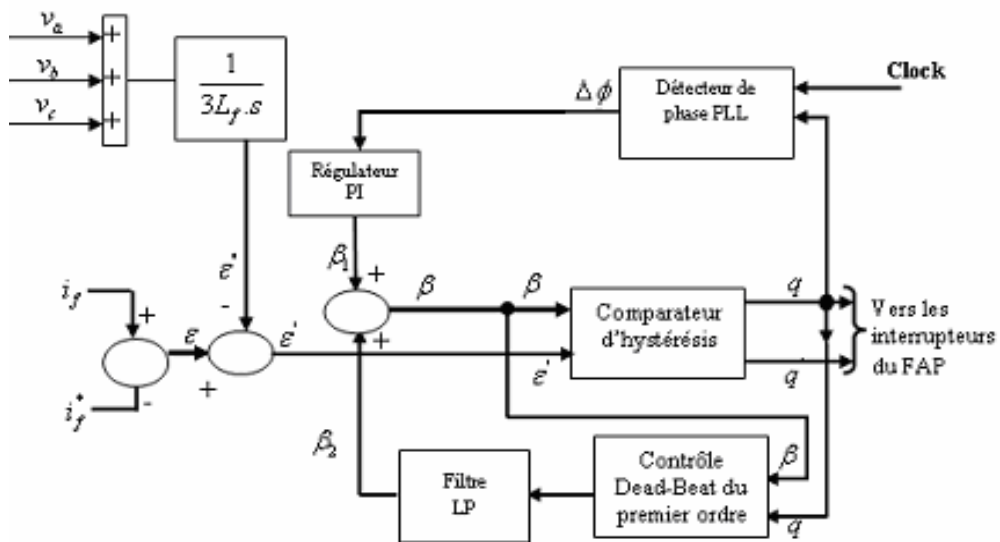


Figure.IV.12. Contrôle Dead-Beat avec synchronisation par la PLL sans compensation du gain.

L'expression de la loi Dead-Beat du premier ordre modifiée devient comme suit:

$$\beta_2 = \frac{T_d}{T_c} \beta \quad (IV.35)$$

Les conditions de stabilité sont similaires au cas de l'application de cette loi de commande à l'onduleur triphasé alimentant une charge active. De même, l'instabilité du système se produit aux grandes variations du gain de la boucle PLL, notamment quand la tension normalisée v_n s'approche de l'unité [4,49].

Afin d'avoir un gain indépendant de la tension normalisée et de la largeur de bande β . Nous pouvons également faire une compensation par l'addition d'un facteur multiplicatif proportionnel à β_2 comme le montre la figure suivante:

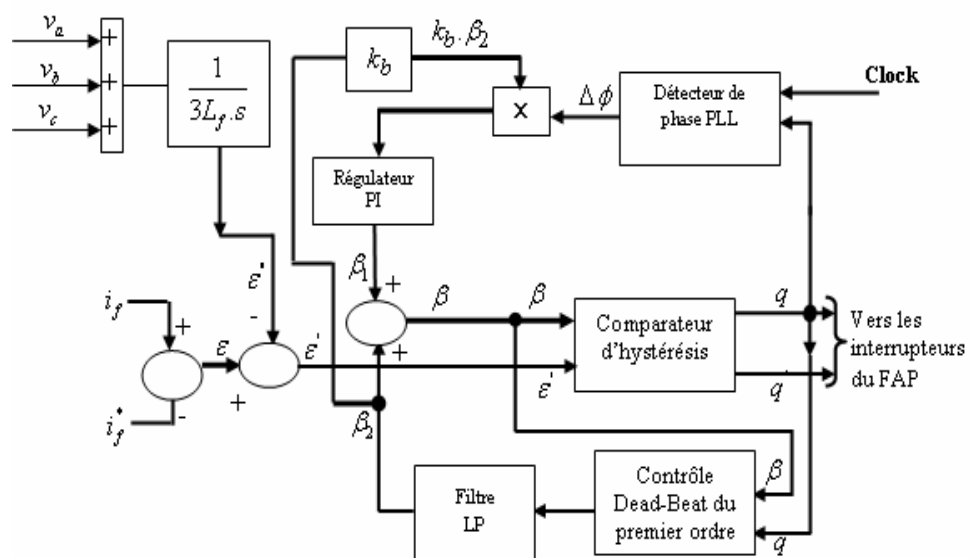


Figure.IV.13. Contrôle Dead-Beat avec synchronisation par la PLL à gain compensé.

IV.5. Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons présenté les problèmes de pollution des réseaux électriques triphasés engendrés par les charges non linéaires. Dont ces charges absorbent des courants non sinusoïdaux et consomment de l'énergie réactive.

Afin d'éliminer les harmoniques et compenser l'énergie réactive, nous avons évoqué le filtrage actif de puissance comme une solution efficace, notamment le filtre actif parallèle.

Comme le filtre actif parallèle se base dans sa structure sur un onduleur de tension, nous avons présenté brièvement son principe de fonctionnement, sa partie puissance, et sa partie commande.

Afin de réaliser sa commande, nous avons fait le choix d'une méthode de détection du courant de charge et de compensation dans le domaine temporel. La détermination des courants de référence sinusoïdaux du réseau nécessite une régulation de la tension continue aux bornes des deux condensateurs de l'onduleur en tenant compte du bilan énergétique. Cette régulation est effectuée par un régulateur PI classique et régulateur intelligent de type flou.

Finalement, nous avons proposé deux algorithmes de commande en courant par hystérésis avancés afin d'éliminer les inconvénients inhérents à la commande classique, le premier algorithme est facile à implémenter, mais il dépend des paramètres du système, ce qui dégrade ses performances surtout aux régimes transitoires. Le deuxième algorithme qui se base sur un contrôle Dead-Beat montre une robustesse et contrôle plus performant que le premier en terme d'obtenir une fréquence de commutation constante et synchronisation des impulsions de commande du FAP sans aucune information demandée sur les paramètres du système.

Pour les systèmes triphasés à neutre isolé, le découplage de l'erreur de courant est nécessaire afin d'éviter le phénomène d'interférence et pouvoir établir ces nouveaux algorithmes. Les conditions de stabilité doivent être respectées pour avoir un fonctionnement efficace et bonne qualité du filtrage.

CHAPITRE V

*Etude en simulation de la commande en
courant par hystérésis numérique du FAP
triphase*

CHAPITRE V

Etude en simulation de la commande en courant par hystérésis numérique du FAP triphasé

V.1. Introduction:

Afin d'analyser les performances et connaître les aptitudes de la technique de commande en courant par hystérésis numérique appliquée au FAP triphasé, une étude en simulation par le logiciel MATLAB/SIMULINK a été effectuée pour les deux types de régulateurs PI classique et flou.

Nous allons visualiser l'influence de la charge non linéaire sur la pollution du courant de source.

Nous examinons l'efficacité du FAP sur la réduction des harmoniques et la compensation de l'énergie réactive en utilisant la FBHC du modèle à neutre isolé en présence et en absence du phénomène d'interférence entre les phases.

Après avoir évité le phénomène d'interférence entre les phases par le découplage de l'erreur de courant, nous introduisons la commande en courant par hystérésis à bande adaptative qui se base sur les deux algorithmes montrés au chapitre IV. Le premier algorithme sert à démontrer l'obtention d'une fréquence de commutation constante à travers une loi de commande simple dépend des paramètres du système. C'est pour cela qu'on a retenu une grande attention au deuxième algorithme basé sur le contrôle Dead-Beat qui n'a aucune information sur les paramètres du système, ce dernier nous montre l'obtention de fréquence de commutation constante et synchronisation des impulsions de commande par la PLL sans compensation du gain et avec gain compensé.

Tous ces tests seront effectués pour les deux régulateurs PI classique et flou et une étude comparative pour ces deux régulateurs permettant la présentation des avantages de l'un par rapport à l'autre.

V.2. Paramètres de simulation:

L'ensemble réseau, charge non linéaire et FAP sont réalisés sous l'environnement Simulink/Power-System-Blockset. Nous avons choisi un redresseur triphasé à diode représente la charge non linéaire. Ce redresseur débite sur une charge R-L et alimenté par une source triphasé parfaitement sinusoïdal 220V/60Hz.

La configuration du circuit de puissance du FAP est présentée au chapitre IV. Pour la simulation du circuit puissance, l'onduleur est à base d'IGBTs peut travailler à des fréquences

élevées. Cet onduleur est connecté en entrée à deux condensateurs de stockage dont le point milieu est isolé au neutre du réseau électrique et en sortie à une inductance de couplage.

Les paramètres qui régissent notre système sont donnés comme suit:

- Tension continue de référence du FAP: $V_{dc}^* = 600V$.
- La charge à la sortie du redresseur: $R = 5\Omega, L = 20mH$.
- L'inductance à l'entrée du redresseur: $L_s = 1mH$.
- L'inductance de couplage du FAP: $L_f = 1mH$.
- Condensateur de stockage du FAP: $C_{dc} = 1.5mF$.
- Le régulateur PI utilisé pour générer l'amplitude des courants de référence: $k_p = 1.5, k_i = 375$.
- La FBHC: $\beta = 10A$
- La fréquence de commutation désirée: $f_d = 15 KHz$
- La PLL:
- La fréquence de l'horloge externe: $15 KHz$
- Le régulateur PI utilisé à la sortie du détecteur de phase: $T_z = 0.002s, k_p = 0.5$.
- La constante: $k_b = 0.45$

V.3. Résultats de simulation sans FAP:

On procède tout d'abord à la simulation du réseau électrique alimentant une charge non linéaire en vue d'examiner ses caractéristiques comme montré dans la figure suivante:

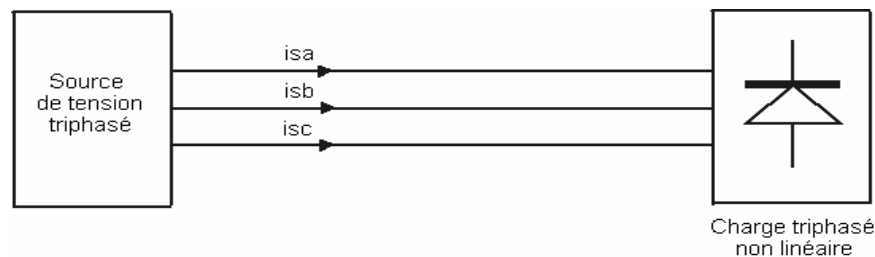
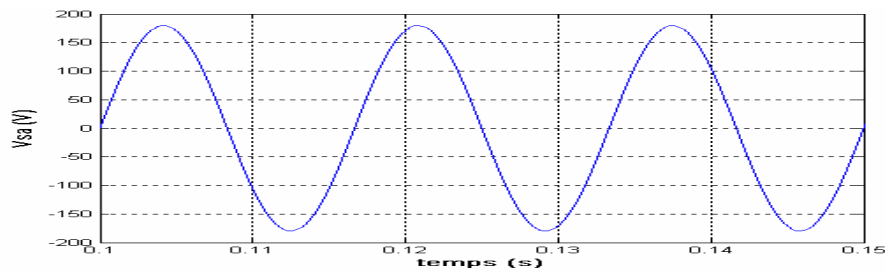
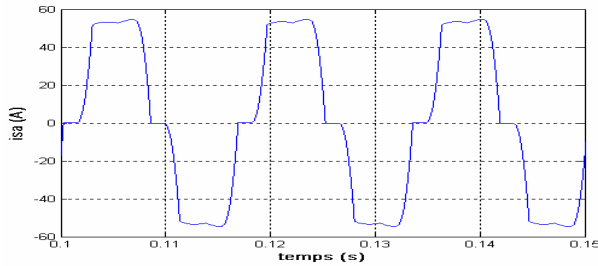


Figure.V.1. Modèle de simulation d'un réseau électrique alimentant une charge non linéaire.

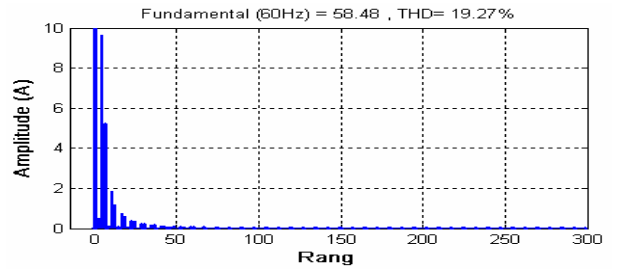
La figure (V.2) montre respectivement les formes d'ondes de la tension du réseau, de courant du réseau pour une phase et son spectre associé pour un rang de 300, les différentes puissances et le facteur de puissance. Nous constatons que la charge non linéaire est alimentée par une tension purement sinusoïdale et elle absorbe un courant non sinusoïdal. L'analyse spectrale du courant de source montre que le fondamental (de fréquence 60 Hz) est dominant avec une amplitude de 58.48A et son THD est médiocre (19.27%). Ce système présente une puissance déformante de 4.2 KVAD et une puissance réactive dissipée de 7 KVAR, ce qui donne un facteur de puissance éloigné de l'unité égal à 0.86.



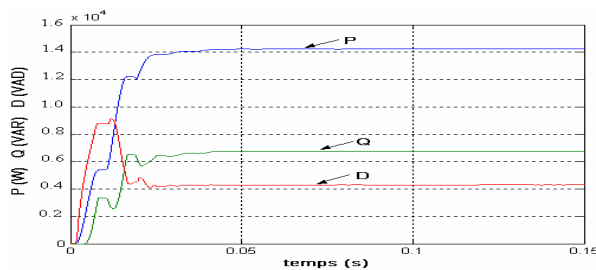
-a- Tension de source.



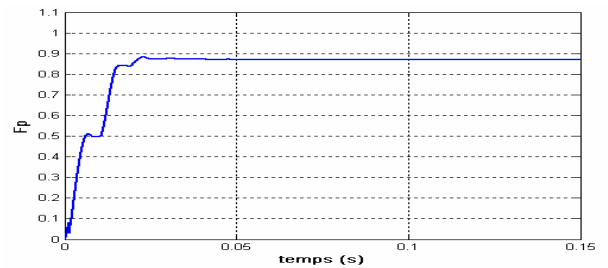
-b- Courant de source.



-c- Spectre associe au courant de source.



-d- Puissance active, réactive et déformante.



-e- Facteur de puissance.

Figure.V.2. Résultats de simulation d'un réseau électrique pollué par une charge non linéaire.

Le tableau (V.1) représente l'amplitude d'harmoniques prépondérants en pourcentage par rapport au fondamental du courant de source jusqu'au rang 19, dont nous constatons l'apparition des harmoniques de rang 5, 7, 11, 13, 17 et 19 avec des valeurs relativement très importantes par rapport au fondamental, ce qui montre que le système proposé est loin de répondre aux exigences des normes standards.

Tableau V.1. Amplitude d'harmoniques par rapport au fondamental.

Rang d'harmoniques	1	5	7	11	13	17	19
Amplitude /fondamental (%)	100	16.51	8.93	3.19	2.01	1.26	1.05

V.4. Résultats de simulation avec FAP:

Après avoir observé les effets polluants sur le réseau d'alimentation induits par la charge non linéaire. La solution de dépollution est incluse dans l'utilisation du FAP qui a pour objectif de rétablir le courant de source à une forme la plus sinusoïdale possible et de compenser la puissance réactive.

Les tests de simulation en présence du FAP avec neutre isolé sont effectués pour sa commande en courant par hystérésis classique et numérique pour les deux régulateurs PI et flou

mentionnés au chapitre IV. Pour chaque cas étudié, on s'intéresse aux caractéristiques les plus importantes qui montrent l'objectif voulu.

V.4.1. Commande en courant par hystérésis à bande fixe (FBHC):

Dans cette technique, la bande d'hystérésis est constante, le test par simulation est effectué pour le modèle à neutre isolé sans et avec découplage de l'erreur de courant.

V.4.1.1. Modèle à neutre isolé sans découplage de l'erreur de courant:

La figure suivante montre le modèle de simulation de la technique FBHC pour le FAP à neutre isolé sans découplage de l'erreur de courant.

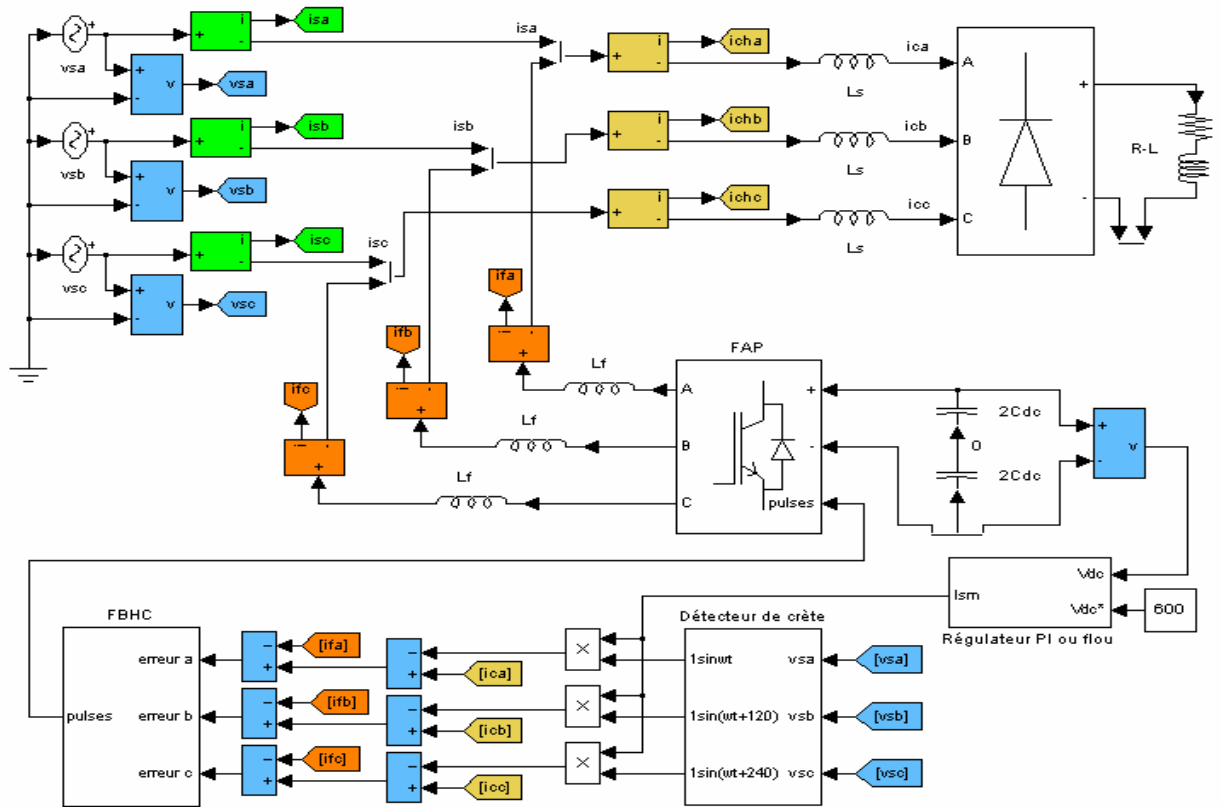


Figure.V.3. Modèle de simulation de la FBHC pour le FAP à neutre isolé sans découplage.

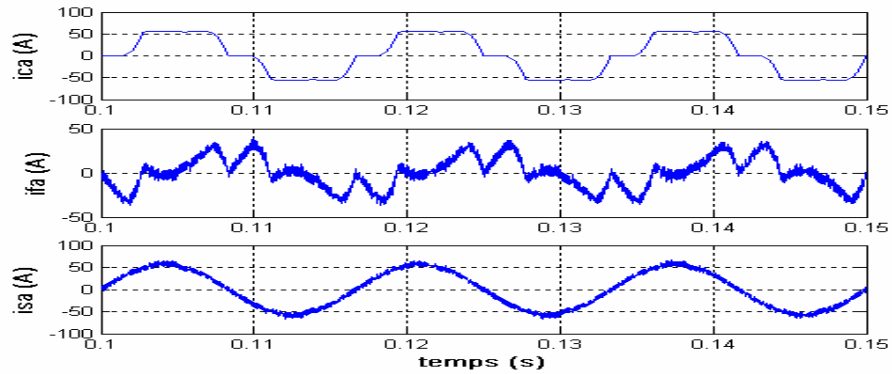
A. Résultats de simulation pour régulateur PI:

Les résultats de simulation obtenus pour le régulateur PI sont présentés dans la figure (V.4). L'analyse de ces résultats permet de tirer certaines interprétations:

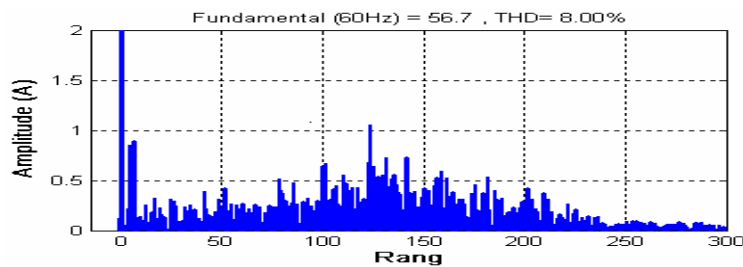
- La forme du courant de source est devenue quasi sinusoïdale comparativement à sa forme avant l'utilisation du FAP.
- L'analyse spectrale du courant de source montre que le fondamental est dominant avec amplitude de 56.7A et ses harmoniques regroupés de manière aléatoire avec un THD diminuée à 8%.
- L'erreur de courant peut atteindre le double de la bande d'hystérésis choisie avec une forme non triangulaire à cause de la présence du phénomène d'interférence entre les phases.
- La fréquence de commutation subit une variation indésirable.

- La puissance active augmente à 15.2 KW à cause de l'augmentation du facteur de déplacement dont la puissance réactive est compensée ($Q=0$), et la puissance déformante est diminuée à 1.9 KVAD à cause de la diminution du THD.

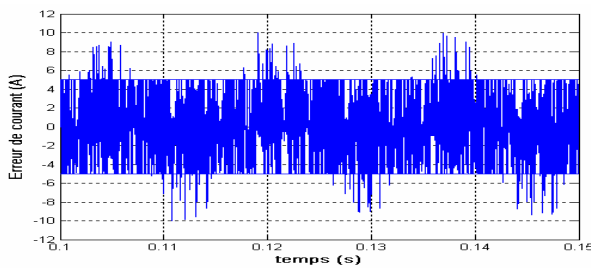
- La tension continue présente une régulation parfaite à sa consigne 600 V.



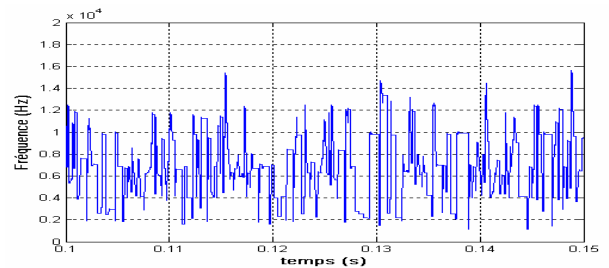
-a- De haut en bas (courant de charge, courant du filtre, courant de source).



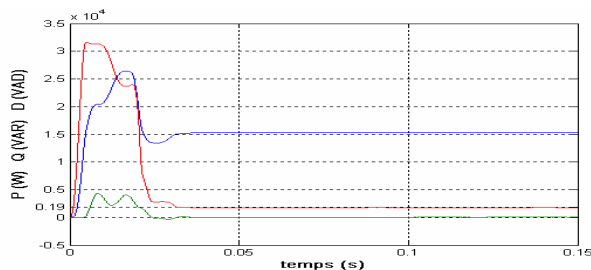
-b- Spectre d'harmoniques associé au courant de source.



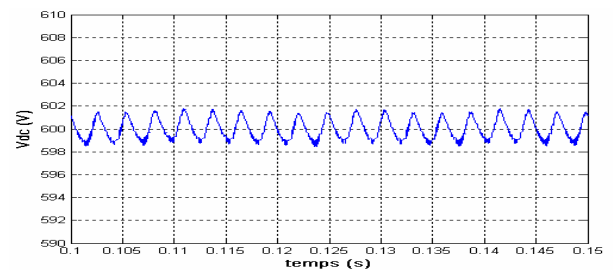
-c- Erreur de courant.



-d- Fréquence de commutation.



-e- Puissance active, réactive et déformante.

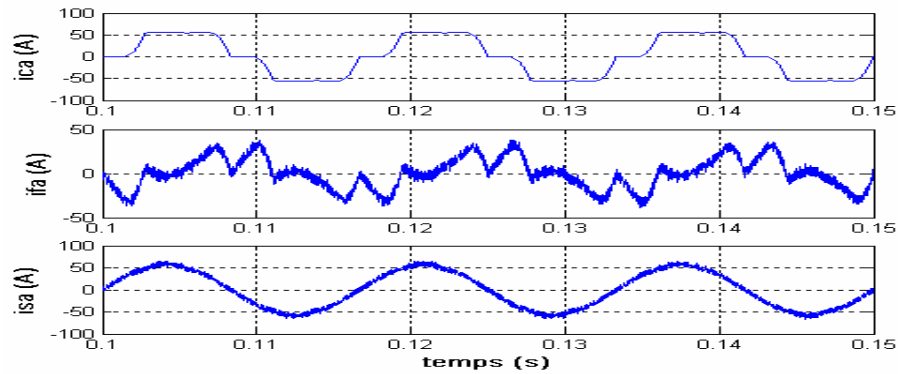


-f- Tension continue.

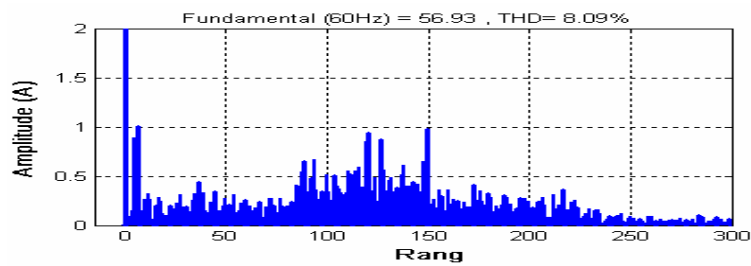
Figure.V.4. Résultats de simulation du modèle à neutre isolé sans découplage pour régulateur PI.

B. Résultats de simulation pour régulateur fluo:

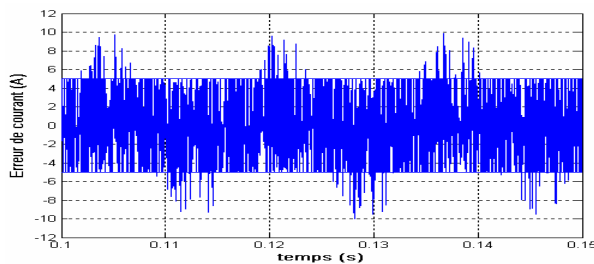
Les résultats de simulation obtenus pour le régulateur fluo sont présentés dans la figure (V.5). On remarque que le FAP muni du régulateur fluo est capable de rendre le système actif avec un courant de source quasi sinusoïdal accompagné par des ondulations importantes à cause de la présence du phénomène d'interférence. Les mêmes interprétations peuvent être tirées pour toutes les caractéristiques comme le même cas du FAP muni d'un régulateur PI (figure V.4), sauf que dans ce cas, le THD du courant de source obtenu est égal à 8.09%.



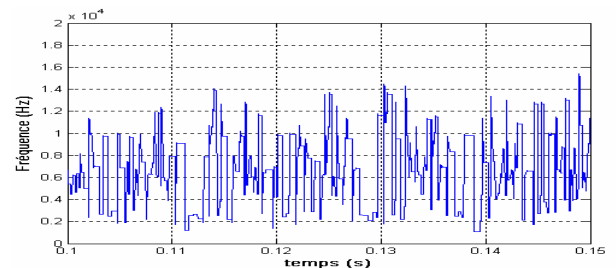
-a- De haut en bas (courant de charge, courant du filtre, courant de source).



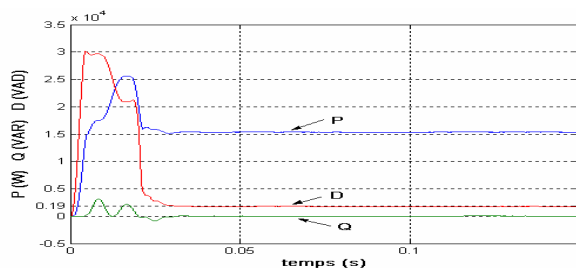
-b- Spectre d'harmoniques associé au courant de source.



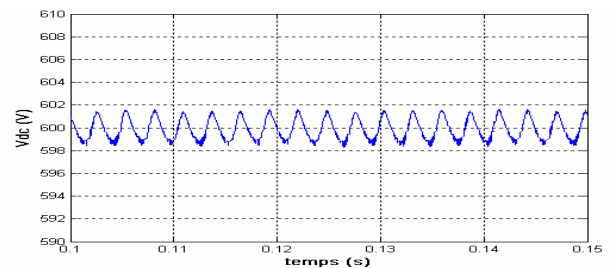
-c- Erreur de courant.



-d- Fréquence de commutation.



-d- Puissance active, réactive et déformante.



-e- Tension continue.

Figure.V.5. Résultats de simulation du modèle à neutre isolé sans découplage pour régulateur fluo.

V.4.1.2. Modèle à neutre isolé avec découplage de l’erreur de courant:

Maintenant, nous allons observer l’élimination du phénomène d’interférence entre les phases et l’amélioration des caractéristiques de la FBHC par le découplage de l’erreur de courant, dont le modèle correspondant est donné par la figure suivante:

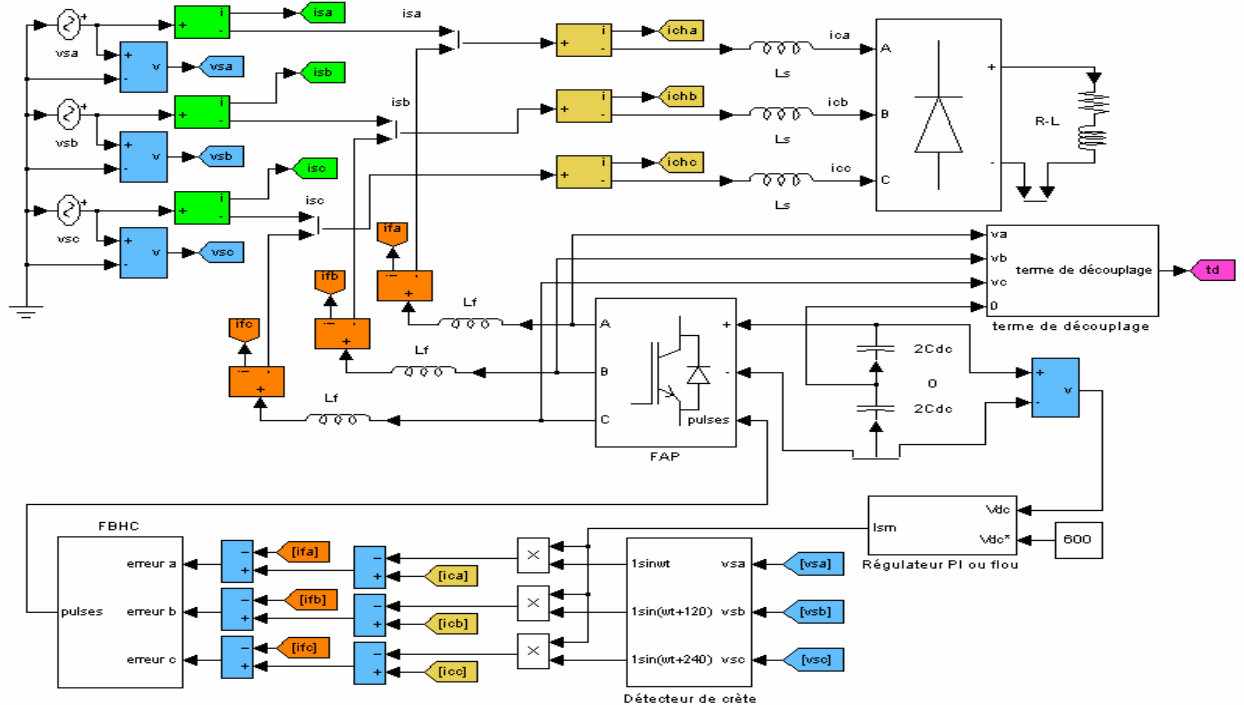


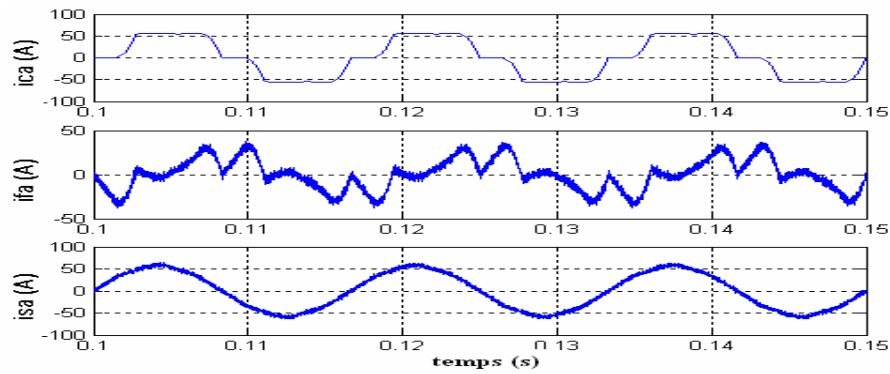
Figure.V.6. Modèle de simulation de la FBHC pour le FAP à neutre isolé avec découplage.

A. Résultats de simulation pour régulateur PI:

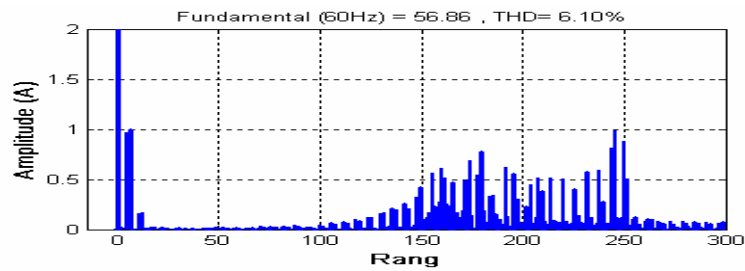
De la figure (V.7) qui présente les résultats de simulation du modèle avec découplage de l’erreur de courant et comparativement aux résultats de celui sans découplage (fig.V.4), on déduit que:

- La forme de courant de source est devenue quasi sinusoïdale avec des ondulations minimales, ceci est expliqué ainsi par la diminution du THD de 8% à 6.10% avec une distribution considérable de ses harmoniques entre un rang de 115 et 250 correspondant à un intervalle de fréquence (7 KHz à 15 KHz).
- L’erreur de courant découplée devient triangulaire dans la bande d’hystérésis sans aucun dépassement à cause de l’élimination du phénomène d’interférence.
- La fréquence de commutation varie entre une fréquence minimale de valeur presque 7 KHz et fréquence maximale de valeur 15 KHz.
- La puissance déformante est diminuée à 15 KVAD.

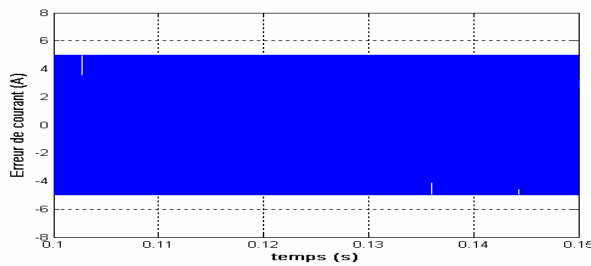
Donc, on conclut que le modèle avec terme de découplage présente une amélioration des caractéristiques de la FBHC pour le FAP triphasé à neutre isolé par rapport à celui sans découplage. Cette amélioration est expliquée par l’élimination du phénomène d’interférence et par conséquent la diminution des déformations du courant de source.



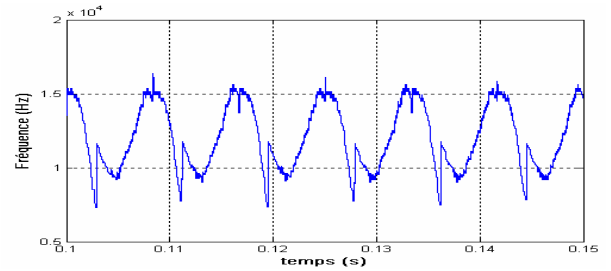
-a- De haut en bas (courant de charge, courant du filtre, courant de source).



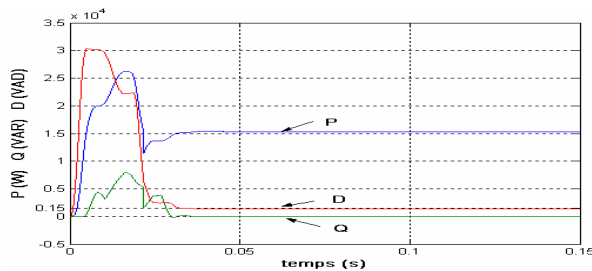
-b- Spectre d'harmoniques associé au courant de source.



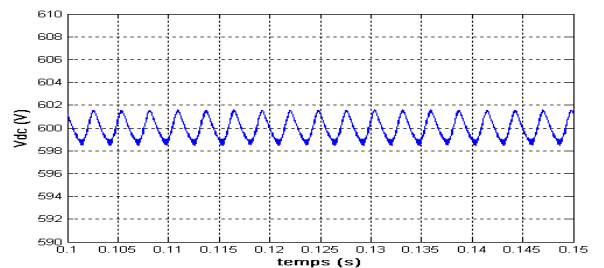
-c- Erreur de courant.



-d- Fréquence de commutation.



-e- Puissance active, réactive et déformante.

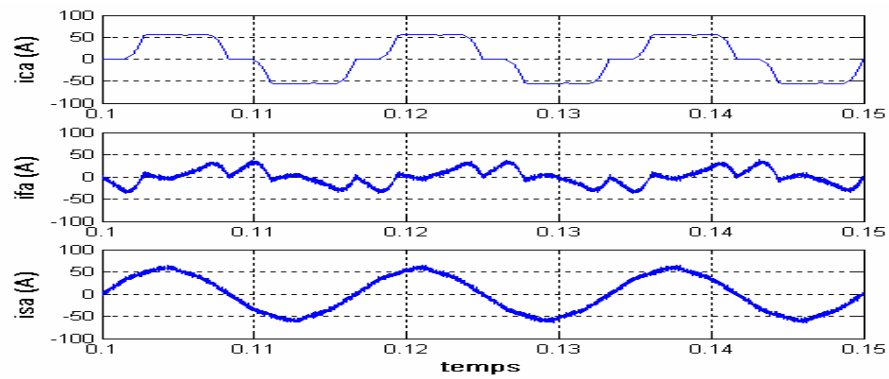


-f- Tension continue.

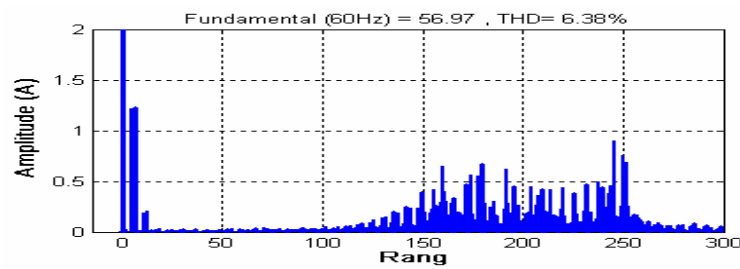
Figure.V.7. Résultats de simulation du modèle à neutre isolé après le découplage pour régulateur PI.

B. Résultats de simulation pour régulateur flou:

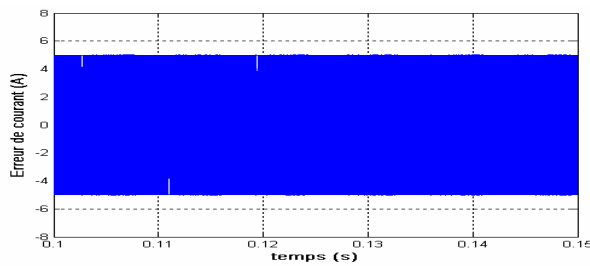
Les résultats de simulation obtenus sont montrés dans la figure (V.8), on remarque que le FAP muni du régulateur flou offre une amélioration de toutes les caractéristiques en vue de l'élimination du phénomène d'interférence par le découplage de l'erreur de courant comparativement aux résultats du modèle sans découplage (figure V.5). Ces résultats sont presque semblables au même cas du FAP muni du régulateur PI (figure V.7) et dans ce cas le THD du courant de source obtenu est égal à 6.38%.



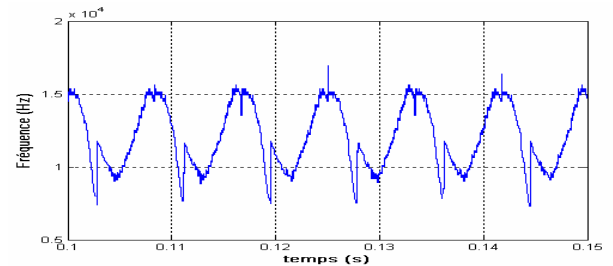
-a- De haut en bas (courant de charge, courant du filtre, courant de source).



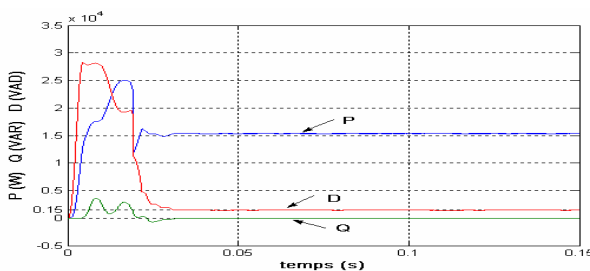
-b- Spectre d'harmoniques associé au courant de source.



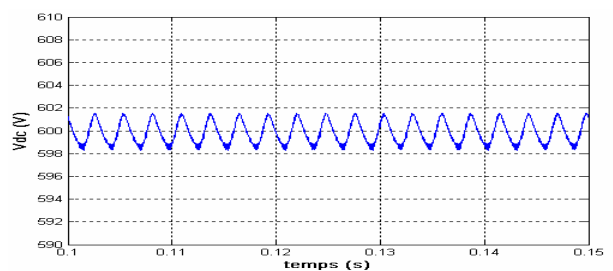
-c- Erreur de courant.



-d- Fréquence de commutation.



-d- Puissance active, réactive et déformante.



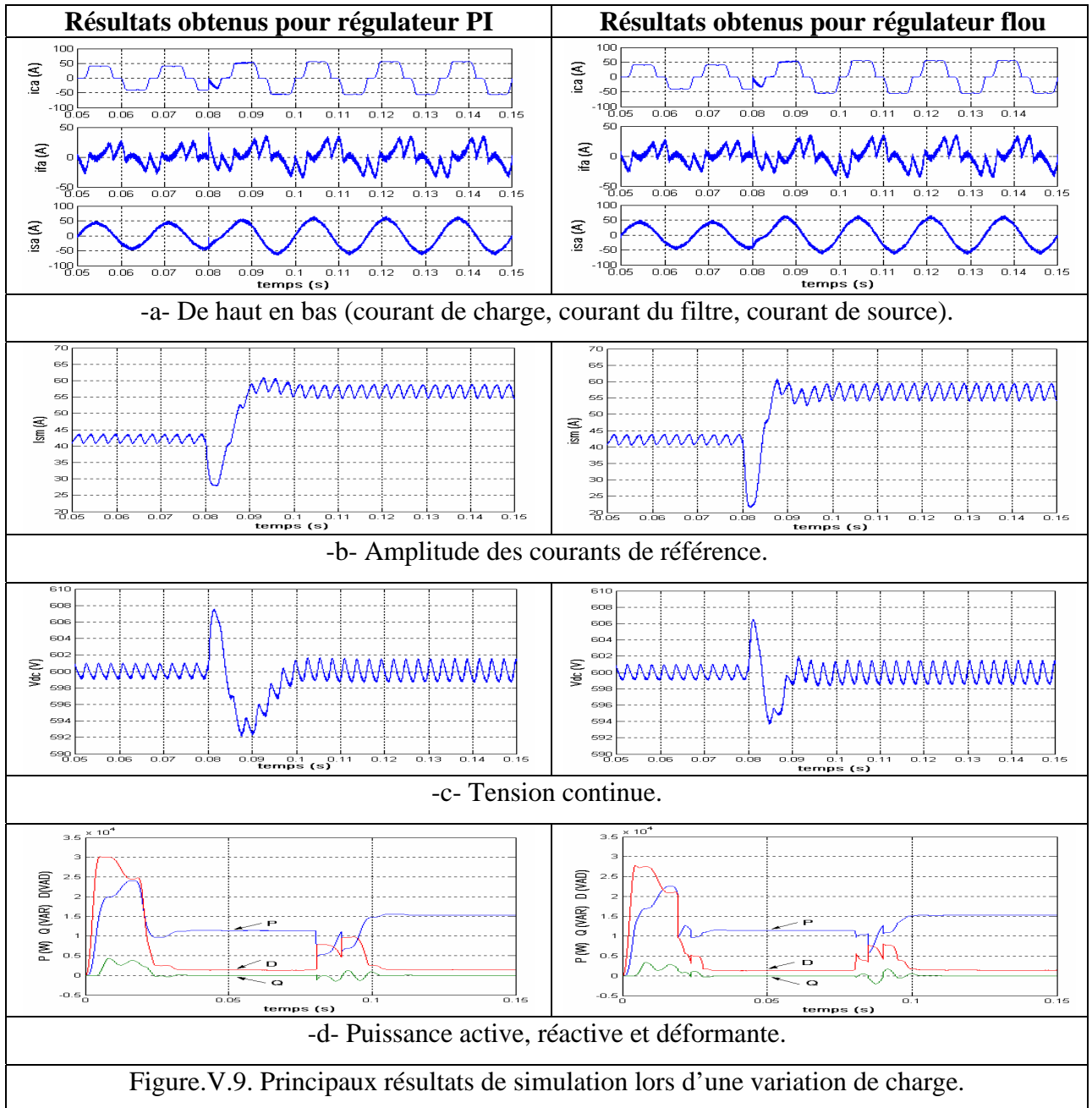
-e- Tension continue.

Figure.V.8. Résultats de simulation du modèle à neutre isolé après le découplage pour régulateur fluo.

D'après ces tests de simulation de la FBHC pour le modèle sans et avec découplage de l'erreur de courant, donc pour les tests qui se suivent nous faisons une importance particulière au modèle avec découplage qui a l'avantage d'être capable d'éliminer les harmoniques et de compenser la puissance réactive sans phénomène d'interférence.

V.4.1.3. Résultats de simulation lors d'une variation de charge:

Pour tester les caractéristiques du FAP avec sa commande FBHC et son régulateur PI et flou en terme de temps de réponse, nous avons fait un changement brusque de la charge à la sortie du redresseur. Ce changement se fait par la diminution de la résistance de 7Ω à 5Ω à l'instant 0.08secs. Les principaux résultats obtenus de ce test sont montrés dans la figure suivante:



De la figure (V.9), on déduit que:

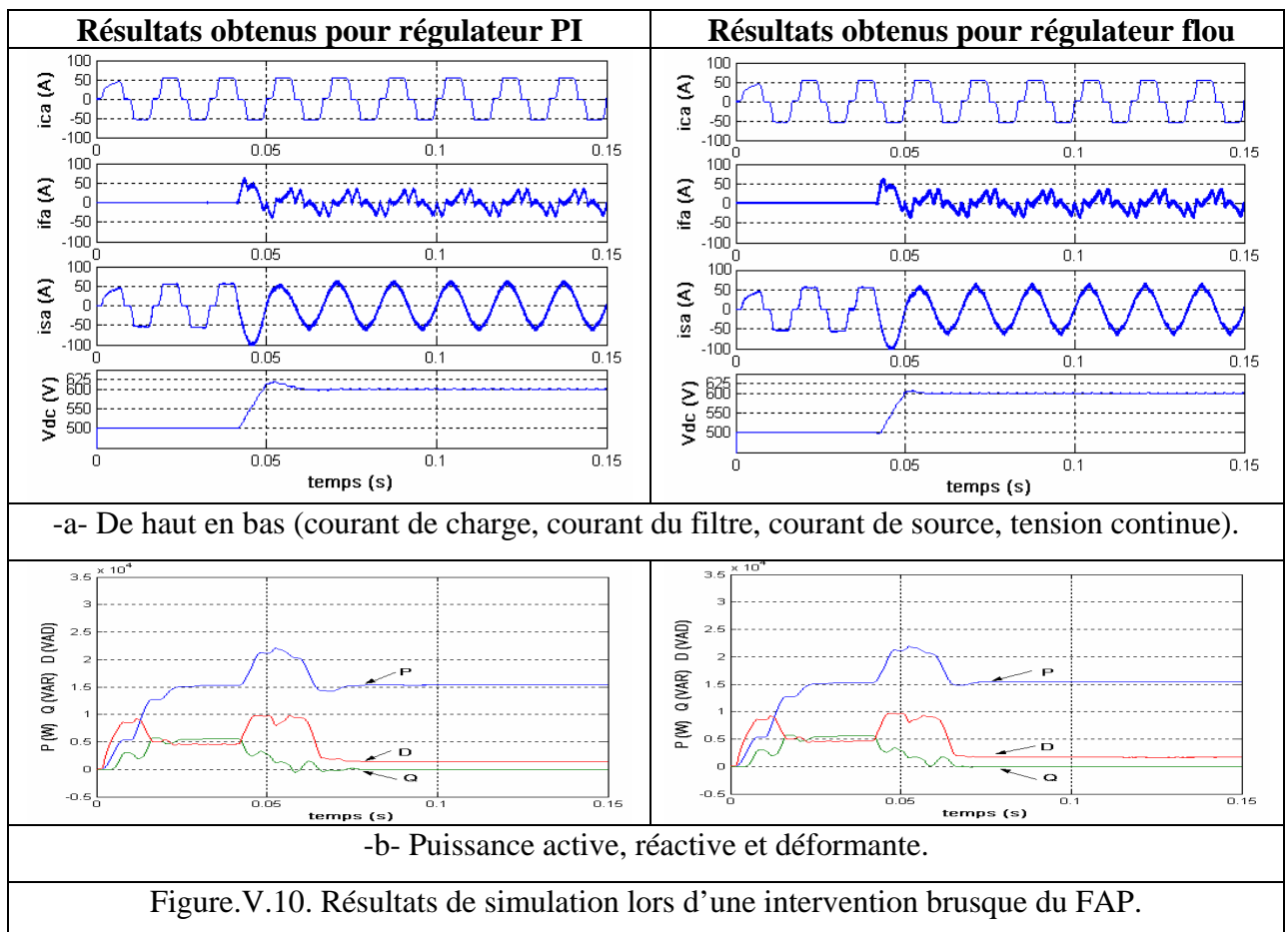
- Le courant de source demeure sinusoïdal même lors de variation de la charge grâce au caractère auto-adaptatif du FAP et sa commande.
- L'amplitude des courants de référence sinusoïdaux subit une augmentation lors de diminution de la charge après un temps de régime transitoire de 20ms pour le régulateur PI et de 10ms pour le régulateur flou.

- La tension continue oscille au début autour de sa consigne 600V, et à l'instant de variation de la charge, elle s'affecte par une perturbation et après certain temps nous aurons un rétablissement de cette tension à sa consigne avec un temps de réponse du FAP avec son régulateur PI est d'environ 20ms et avec son régulateur flou est d'environ 10ms.

- La réponse de la puissance active à la variation de la charge tout en annulant la puissance réactive signifiant que le FAP est capable de compenser la puissance réactive perdue même quand la charge varie, c'est-à-dire si l'appel de la puissance active augmente par la charge, le FAP répond rapidement à cette nouvelle situation pour les deux régulateurs PI et flou.

V.4.1.4. Résultats de simulation lors d'une intervention brusque du FAP:

Pour observer le comportement du système de commande et le filtre de compensation avec le régulateur PI et flou, nous avons inséré brusquement le filtre à l'instant $t=0.0416$ secs (2.5 cycles). Les principales caractéristiques enlevées de ce test sont montrées dans la figure suivante:



De la figure (V.10), on remarque que le courant de source est devenu sinusoïdal après la connexion du FAP et la tension continue suit sa référence après un temps de 20ms avec un dépassement de 25V pour le régulateur PI et de 10ms avec un dépassement de 10V pour le régulateur flou, et ainsi qu'avant l'intervention du FAP, le système était réactif avec déformation considérable et après son intervention le système devient active avec déformation minimale, ceci est expliqué bien par l'évolution des puissances (Figure V.10.b).

V.4.2. Commande en courant par hystérésis numérique:

V.4.2.1. Algorithme 1:

Cet algorithme montre comment obtenir une fréquence de commutation par une loi dépend des paramètres du système, dont le modèle de simulation qui effectue la variation de la bande d'hystérésis selon l'équation (IV.32) est donné par la figure suivante:

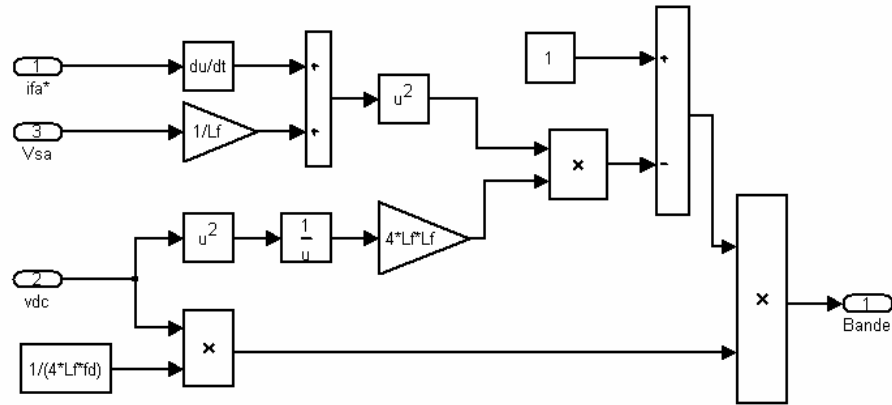
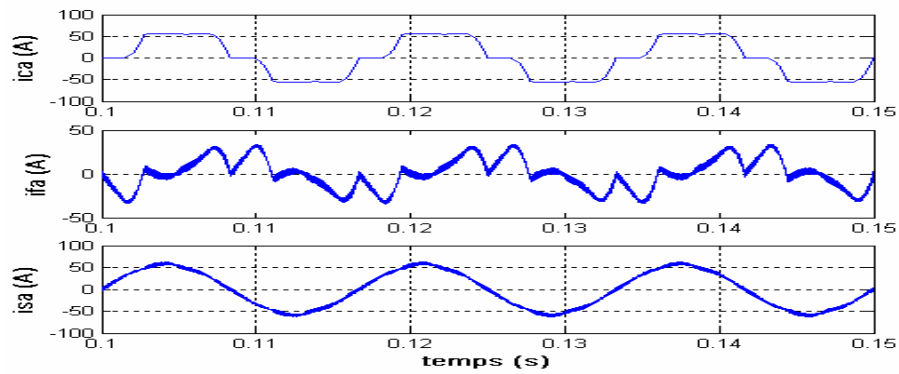


Figure.V.11. Modèle de simulation du premier algorithme pour une phase.

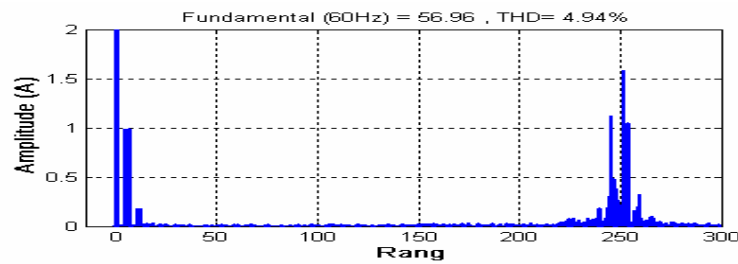
A. Résultats de simulation pour régulateur PI:

La figure (V.12) montre les résultats de simulation du premier algorithme pour le modèle à régulateur PI qui offre le fonctionnement à fréquence de commutation constante selon l'adaptation de la bande d'hystérésis présentée par le modèle de simulation de la figure (V.11). Dans ce cas, on a tiré les remarques suivantes:

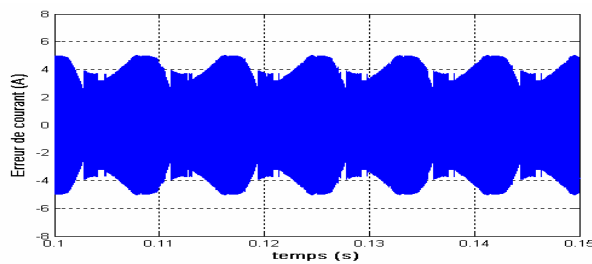
- Cet algorithme montre l'amélioration de la qualité de la forme de courant de source par rapport au cas de la FBHC, dont le THD présente une diminution de 6.10% à 4.94% et une concentration des harmoniques autour de rang 250 correspondant à la fréquence de valeur 15 KHz.
- L'erreur de courant varie dans une bande variable, ce qui donne une fréquence de commutation stable autour de 15 KHz.
- La puissance réactive est compensée avec un facteur de puissance atteint l'unité au régime permanent.



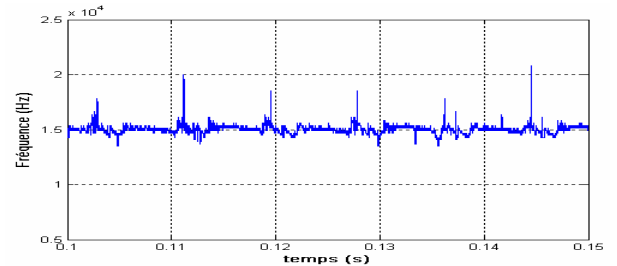
-a- De haut en bas (courant de charge, courant du filtre, courant de source).



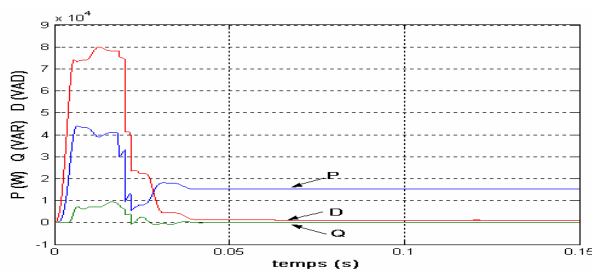
-b- Spectre d'harmoniques associé au courant de source.



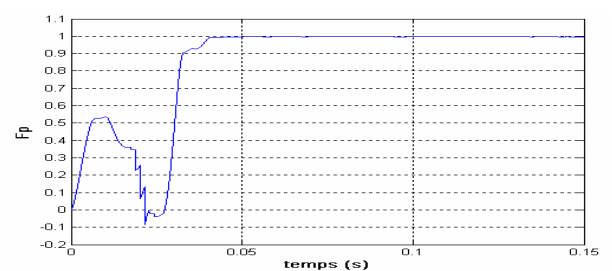
-c- Erreur de courant.



-d- Fréquence de commutation.



-e- Puissance active, réactive et déformante.

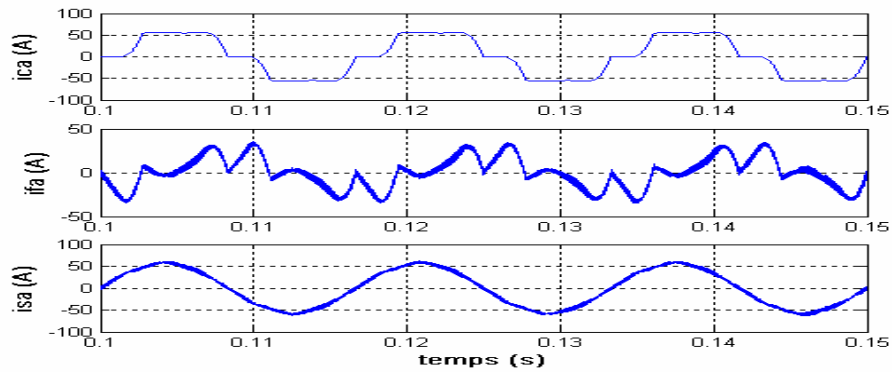


-f- Facteur de puissance.

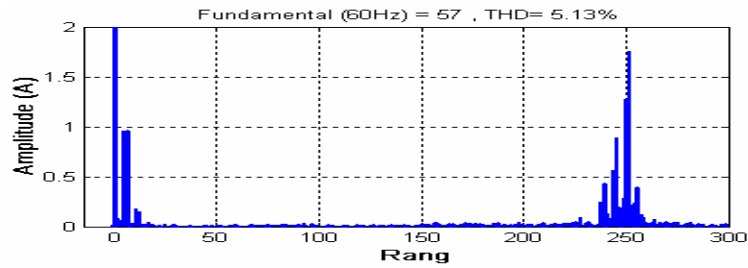
Figure.V.12. Résultats de simulation du premier algorithme, cas: Régulateur PI.

A. Résultats de simulation pour régulateur flou:

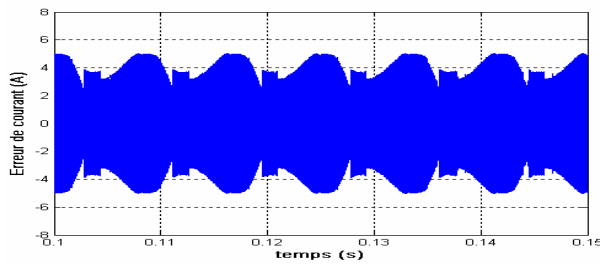
D'après les résultats de simulation de cet algorithme du FAP à régulateur flou montrés dans la figure (V.13), on remarque que le FAP peut fonctionner à fréquence de commutation constante selon cet algorithme avec une régulation effectuée par logique flou et tous les résultats obtenus sont presque semblables aux résultats du même algorithme appliqué au FAP muni du régulateur PI (figure V.12) avec un THD du courant de source obtenu pour ce régulateur flou est égal à 5.13%.



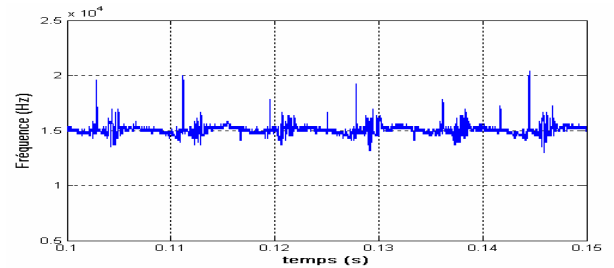
-a- De haut en bas (courant de charge, courant du filtre, courant de source).



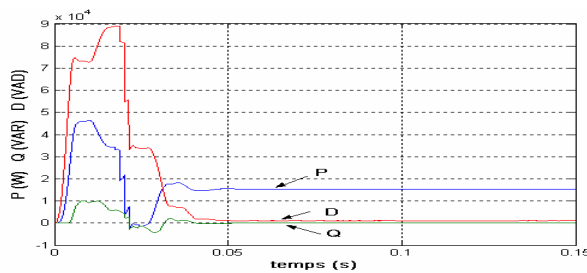
-b- Spectre d'harmoniques associé au courant de source.



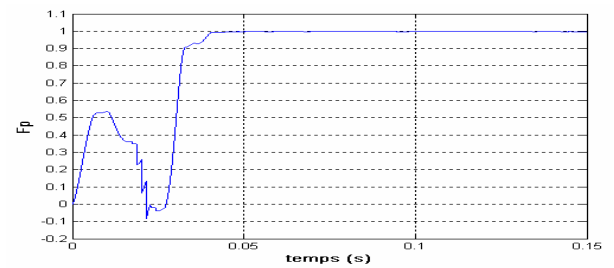
-c- Erreur de courant.



-d- Fréquence de commutation.



-e- Puissance active, réactive et déformante.



-f- Facteur de puissance.

Figure.V.13. Résultats de simulation du premier algorithme, cas: régulateur flou.

V.4.2.2. Algorithme 2:

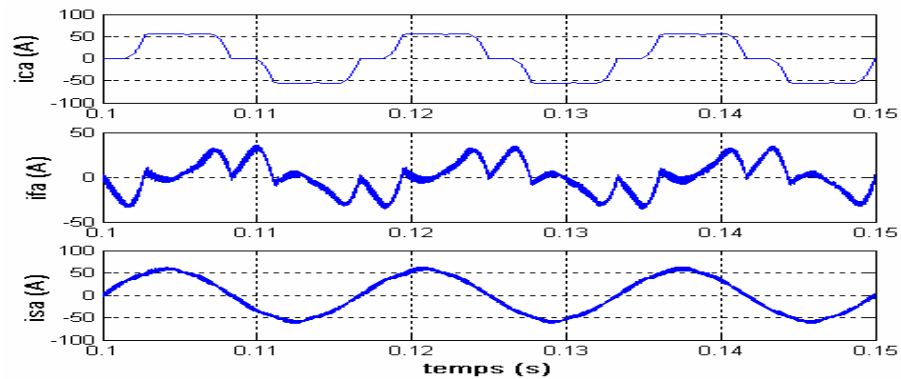
Afin d'avoir un contrôle plus performant en vue de son indépendance des paramètres du système, on applique cet algorithme qui se base sur le contrôle prédictif "Dead-Beat".

V.4.2.2.1. Contrôle Dead-Beat du premier ordre sans synchronisation:

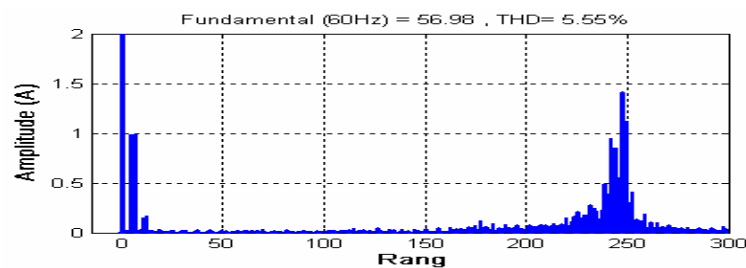
Cette structure offre une fréquence de commutation constante sans aucune attention apportée à la position des impulsions de commande.

A. Résultats de simulation pour régulateur PI:

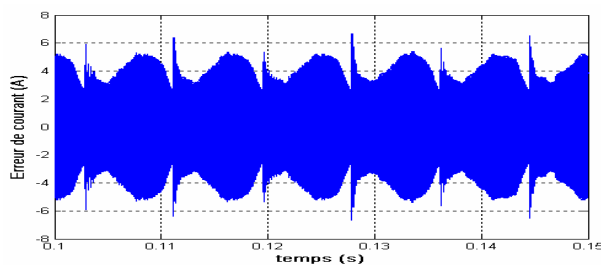
Les résultats de simulation obtenus pour le régulateur PI sont les suivants:



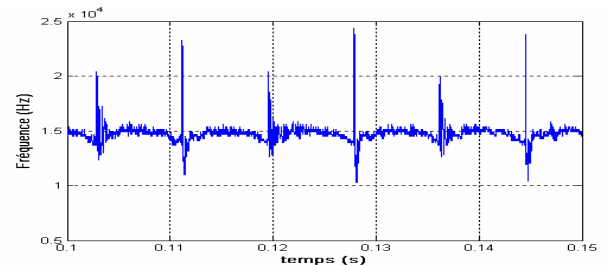
-a- De haut en bas (courant de charge, courant du filtre, courant de source).



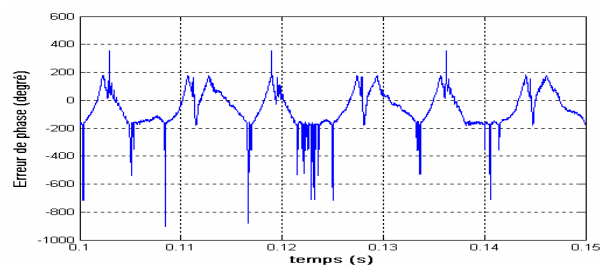
-b- Spectre d'harmoniques associé au courant de source.



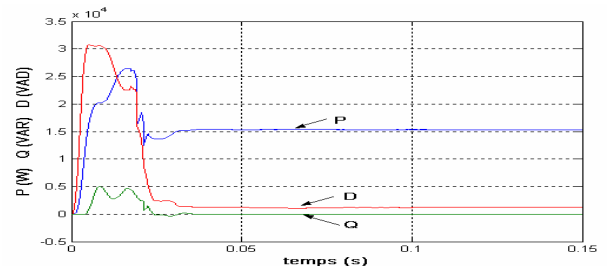
-c- Erreur de courant.



-d- Fréquence de commutation.



-e- Erreur de phase.



-f- Puissance active, réactive et déformante.

Figure.V.14. Résultats de simulation de contrôle Dead-Beat du premier ordre sans synchronisation, cas: régulateur PI.

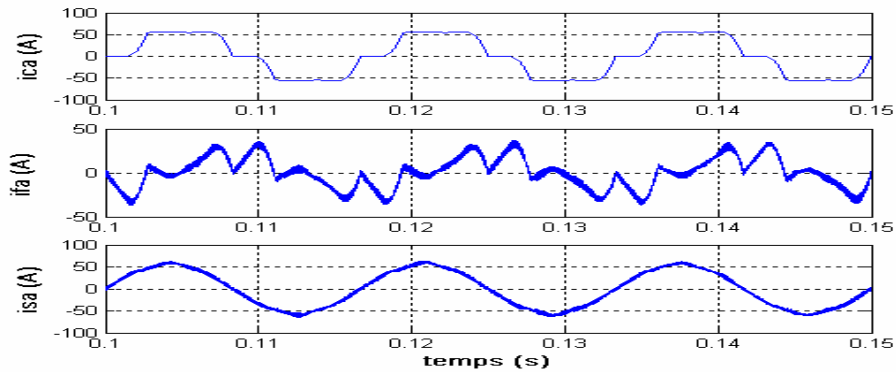
De la figure (V.14), on remarque que:

- La forme de courant de source est améliorée par rapport au cas de la FBHC, dont elle présente une réduction du THD de 6.10 à 5.55% avec une distribution de ses harmoniques fixée à 15 KHz.
- L'erreur de courant varie triangulairement dans une bande d'hystérésis adaptative, ce qui donne une fréquence de commutation fixée à sa valeur désirée choisie 15 KHz, mais il y a des pics indésirables dus au changement brusque de la bande d'hystérésis à ces instants.

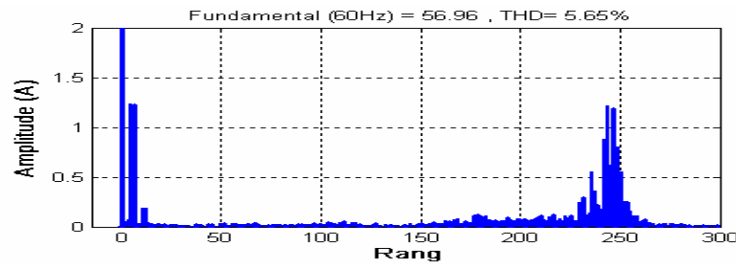
- L'erreur de phase entre l'horloge externe et le signal de commande peut atteindre des valeurs considérables éloignées de zéro jusqu'à 600° avec une forme asymétrique, ce qui montre le manque de contrôle des impulsions de commande.
- Au régime permanent, la puissance réactive est compensée et la puissance déformante présente une diminution à presque 1.16 KVAD.

B. Résultats de simulation pour régulateur flou:

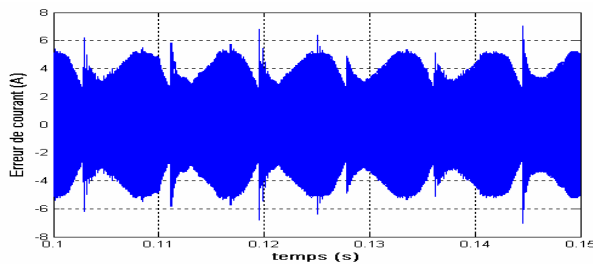
Les résultats de simulation obtenus pour le régulateur flou sont les suivants:



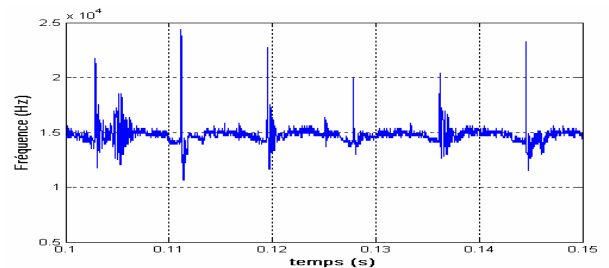
-a- De haut en bas (courant de charge, courant du filtre, courant de source).



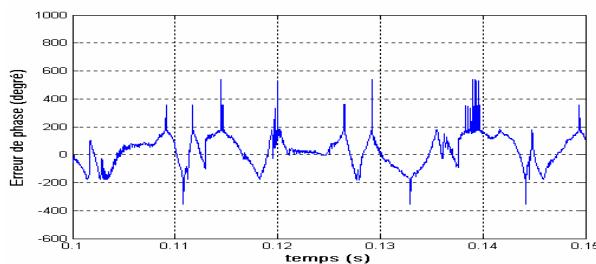
-b- Spectre d'harmoniques associé au courant de source.



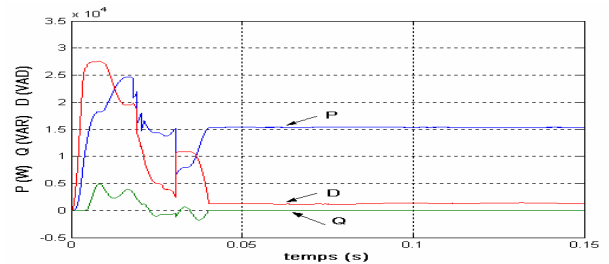
-c- Erreur de courant.



-d- Fréquence de commutation.



-e- Erreur de phase.



-f- Puissance active, réactive et déformante.

Figure.V.15. Résultats de simulation de contrôle Dead-Beat du premier ordre sans synchronisation, cas: régulateur flou.

De la figure (V.15), les mêmes remarques peuvent être tirées comme le cas du contrôle Dead-Beat du premier ordre sans synchronisation appliqué au FAP muni du régulateur PI (figure V.14), sauf que dans ce cas le THD du courant de source est égal à 5.65%.

V.4.2.2.2. Contrôle Dead-Beat du premier ordre avec synchronisation:

Pour avoir un fonctionnement à fréquence de commutation constante accompagné par un contrôle de la position des impulsions de commande, on modifie la loi Dead-Beat du premier ordre par l'addition de la PLL. Les tests sont effectués pour la PLL sans compensation du gain et pour la PLL qui présente un gain compensé indépendant de la tension normalisée v_n .

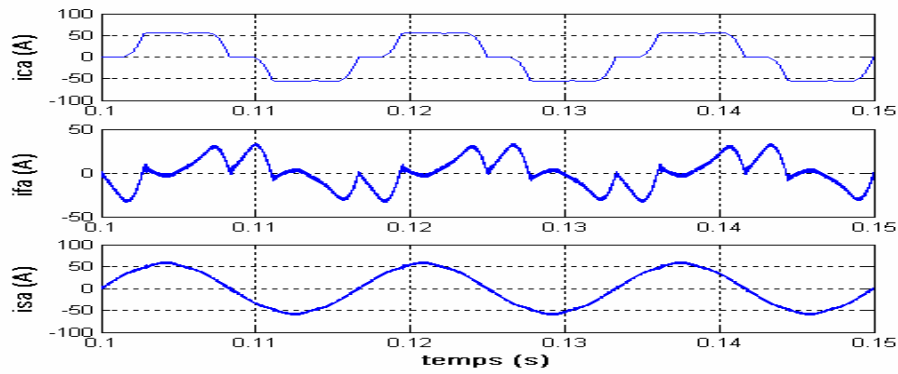
V.4.2.2.2.1. Utilisation de la PLL sans compensation du gain:

Dans ce cas, le gain de la PLL dépend de la tension normalisée:

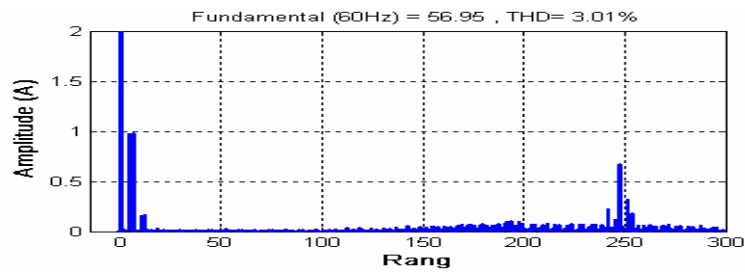
A. Résultats de simulation pour régulateur PI:

Les caractéristiques enlevées sont montrées dans la figure (V.16), et d'après ces caractéristiques on remarque que:

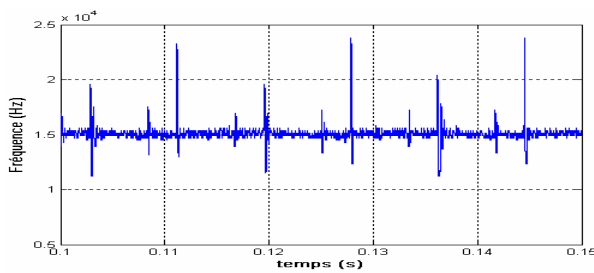
- La forme de courant de source présente une amélioration performante, dont son analyse spectrale donne un THD minimal de valeur 3.01% avec de quelques harmoniques d'amplitudes faibles inférieures à 1A distribués autour de fréquence 15 KHz.
- La fréquence de commutation est stable à sa valeur désirée 15 KHz avec la présence de quelques pics à cause du changement brusque de la bande d'hystérésis à ces instants.
- L'erreur de phase présente une régulation efficace autour de zéro, ce qui montre un verrouillage performant des impulsions de commande à l'horloge externe.
- Au régime permanent, le facteur de puissance est unitaire avec une puissance réactive nulle et une puissance déformante réduite à presque 1 KVAD.



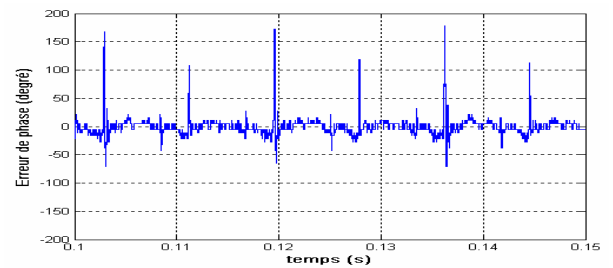
-a- De haut en bas (courant de charge, courant du filtre, courant de source).



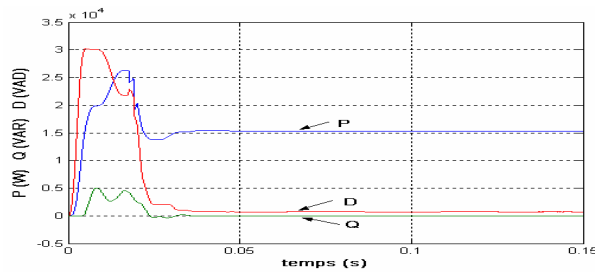
-b- Spectre d'harmoniques associé au courant de source.



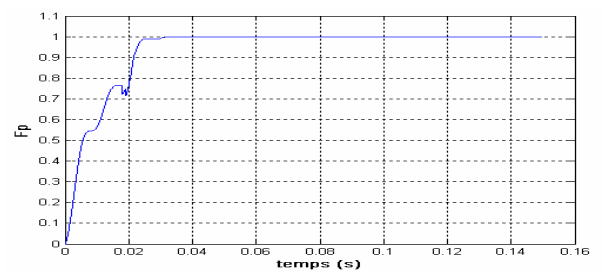
-c- Fréquence de commutation.



-d- Erreur de phase.



-e- Puissance active, réactive et déformante.

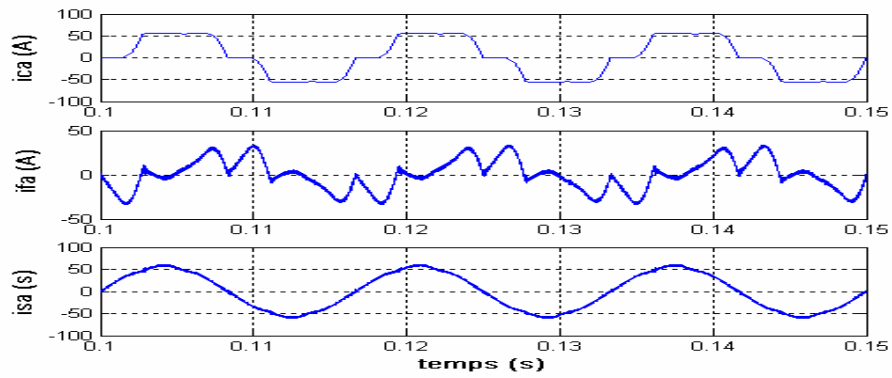


-f- Facteur de puissance.

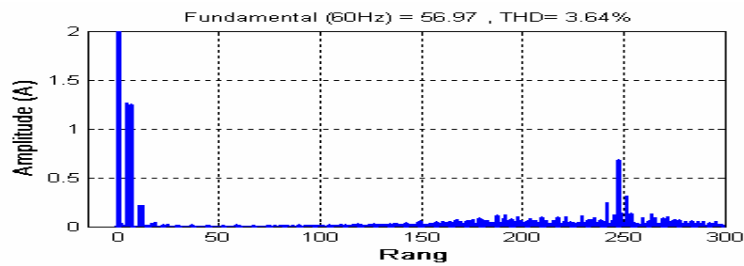
Figure.V.16. Résultats de simulation de contrôle Dead-Beat, PLL sans compensation du gain, cas: régulateur PI.

B. Résultats de simulation pour régulateur flou:

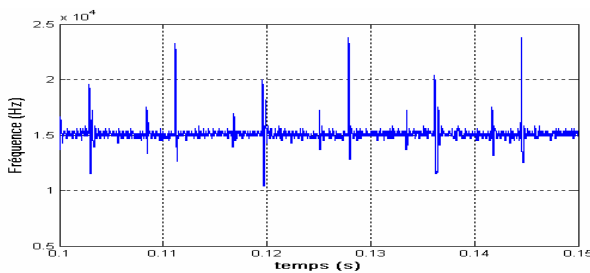
Les caractéristiques enlevées sont montrées dans la figure (V.17), on voit les mêmes remarques déduites de la figure (V.16), mais dans ce cas on a obtenu un THD du courant de source de valeur 3.64%.



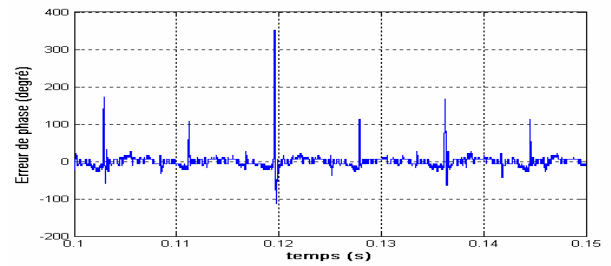
-a- De haut en bas (courant de charge, courant du filtre, courant de source).



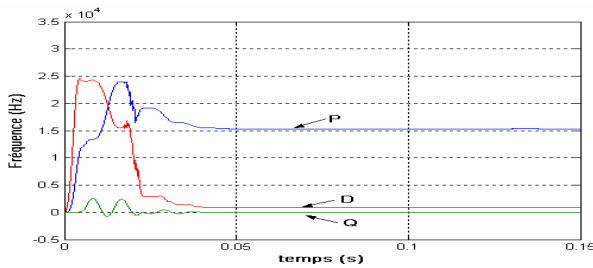
-b- Spectre d'harmoniques associé au courant de source.



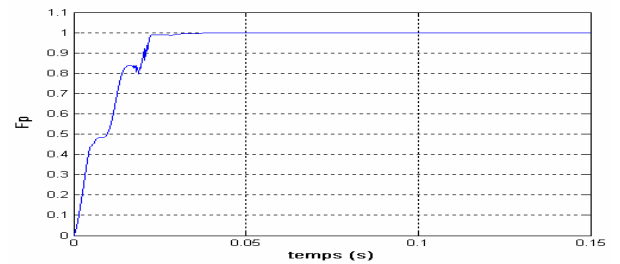
-c- Fréquence de commutation.



-d- Erreur de phase.



-e- Puissance active, réactive et déformante.



-f- Facteur de puissance.

Figure.V.17. Résultats de simulation du contrôle Dead-Beat, PLL sans compensation du gain, cas: régulateur flou.

V.4.2.2.2.2. Utilisation de la PLL avec gain compensé:

Dans ce cas, le gain de la PLL est compensé et ne dépend plus de la tension normalisée.

A. Résultats de simulation pour régulateur PI:

La figure (V.18) montre les résultats de simulation de la commande la plus performante Dead-Beat avec PLL à gain compensé, donc on peut déduire que:

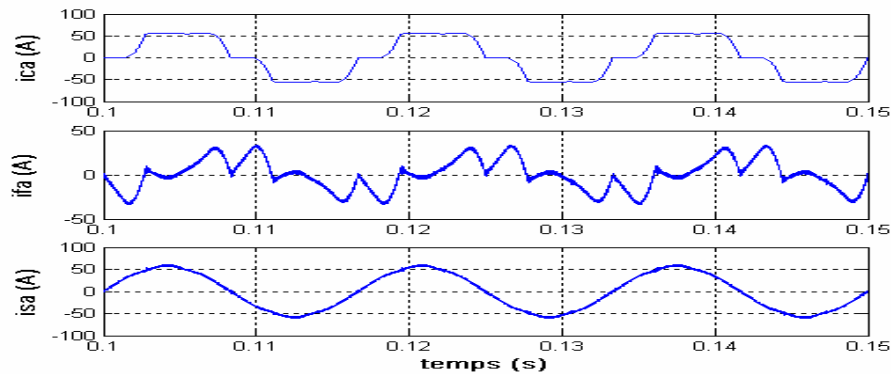
- La forme de courant de source présente une amélioration plus performante par rapport au cas de la PLL sans compensation du gain, dont son analyse spectrale donne un THD réduit à 2.93% avec de

quelques harmoniques d'amplitudes négligeables ne dépassent pas 0.5A distribués autour de fréquence 15 KHz.

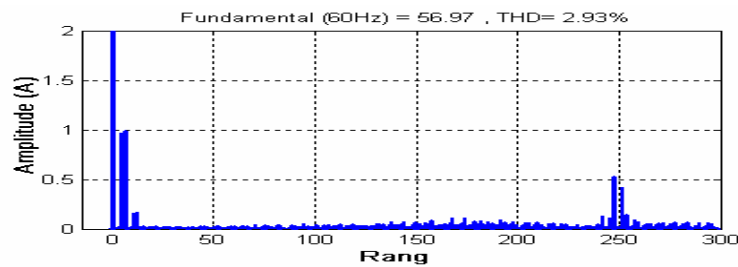
- La fréquence de commutation est stable à sa valeur désirée 15 KHz avec la présence de quelques pics.

- L'erreur de phase présente une régulation efficace autour de zéro, ce qui montre un verrouillage à l'horloge externe plus performant.

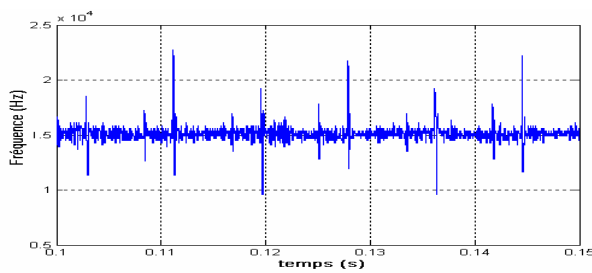
- Au régime permanent, le facteur de puissance est unitaire avec une puissance réactive nulle et une puissance déformante minimale de valeur presque 0.8 KVAD.



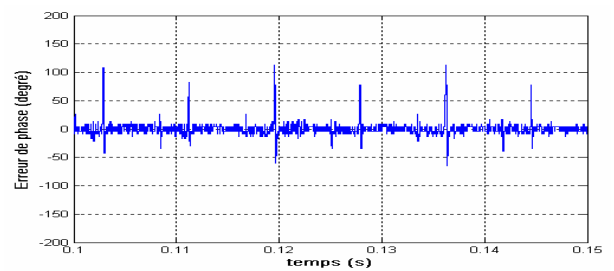
-a- De haut en bas (courant de charge, courant du filtre, courant de source).



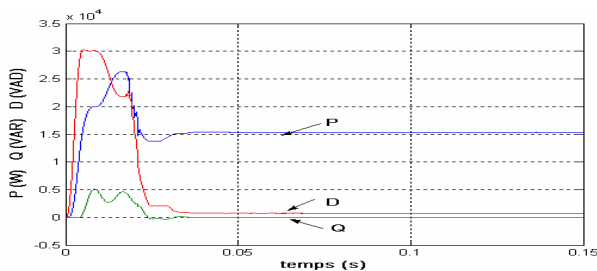
-b- Spectre d'harmoniques associé au courant de source.



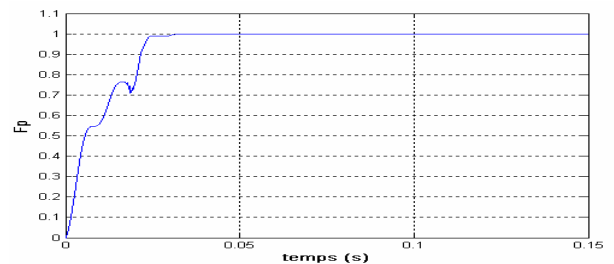
-c- Fréquence de commutation.



-d- Erreur de phase.



-e- Puissance active, réactive et déformante.

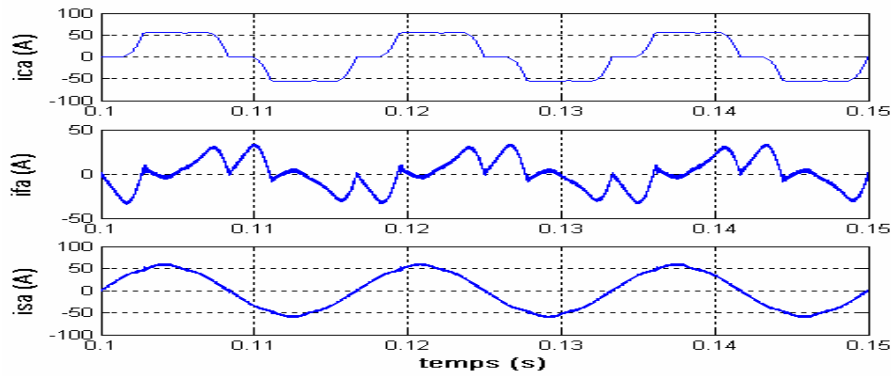


-f- Facteur de puissance.

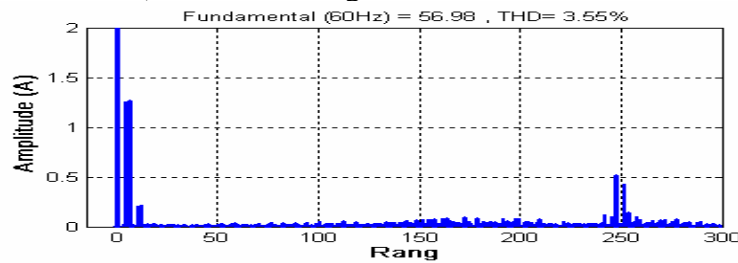
Figure.V.18. Résultats de simulation de contrôle Dead-Beat, PLL avec gain compensé, cas: régulateur PI.

B. Résultats de simulation pour régulateur fluo:

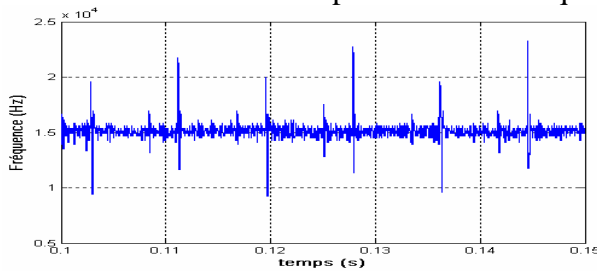
Les résultats de simulation de la commande Dead-Beat avec PLL à gain compensé du FAP muni du régulateur fluo sont montrés dans la figure suivante:



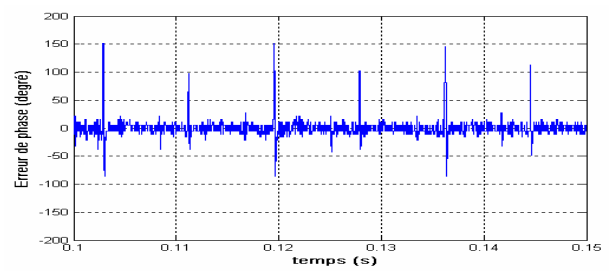
-a- De haut en bas (courant de charge, courant du filtre, courant de source).



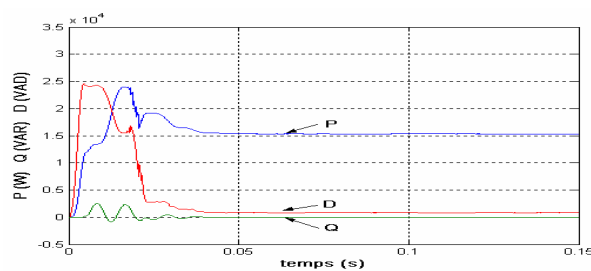
-b- Spectre d'harmoniques associé au courant de source.



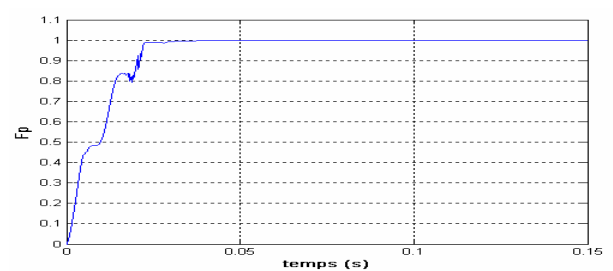
-c- Fréquence de commutation.



-d- Erreur de phase.



-e- Puissance active, réactive et déformante.



-f- Facteur de puissance.

Figure.V.19. Résultats de simulation de contrôle Dead-Beat, PLL avec gain compensé, cas: régulateur fluo.

D'après la figure (V.19), on remarque que toutes les caractéristiques du FAP subissent une amélioration par ce contrôle comme le même cas du FAP muni du régulateur PI avec un THD du courant de source obtenu pour ce type de régulateur est égal à 3.55%.

V.4.2.2.3. Test de contrôle Dead-Beat lors d'une variation de charge:

Pour analyser les performances de cet algorithme de commande du FAP vis-à-vis de variation de la charge avec les deux régulateurs PI et flou, nous avons effectué une augmentation brusque de la charge à l'instant 0.1secs puis une diminution à l'instant 0.15secs. La figure suivante montre les résultats de simulation de ce test pour les deux régulateurs PI et flou.

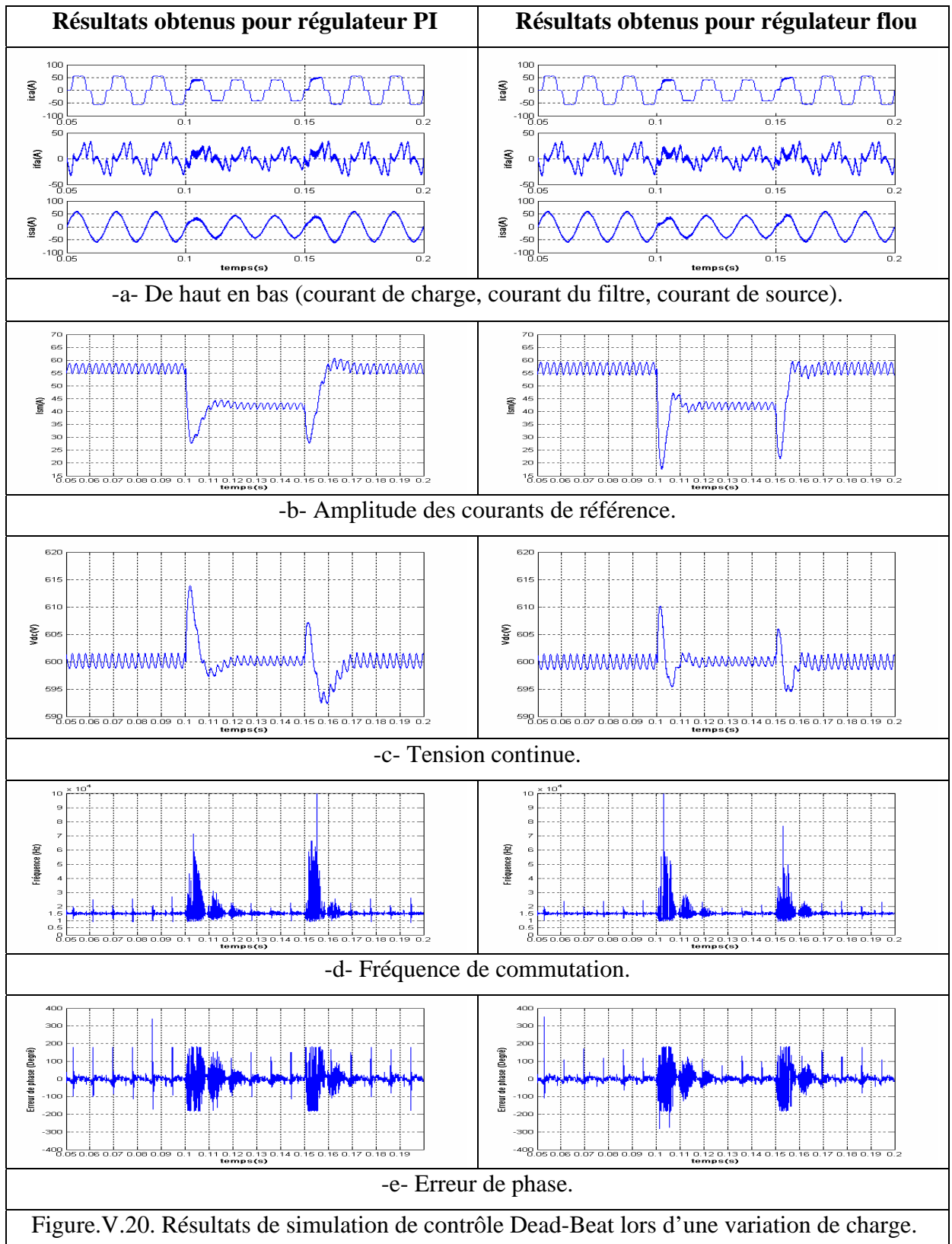


Figure.V.20. Résultats de simulation de contrôle Dead-Beat lors d'une variation de charge.

De la figure (V.20), on remarque que le contrôle Dead-Beat du FAP donne un courant de source sinusoïdal même lors de l'augmentation ou de la diminution de la charge avec une fréquence de commutation constante autour de 15Khz et erreur de phase autour de zéro après un temps de réponse du régulateur PI de 20ms et du régulateur flou de 10ms.

V.4.2.2.4. Variation de l'erreur de phase maximale en fonction de la tension normalisée:

Pour les deux régulateurs PI et flou, nous avons présenté la variation de l'erreur de phase maximale en fonction de la tension normalisée de la commande Dead-Beat pour la PLL avec et sans compensation du gain comme le montre la figure suivante:

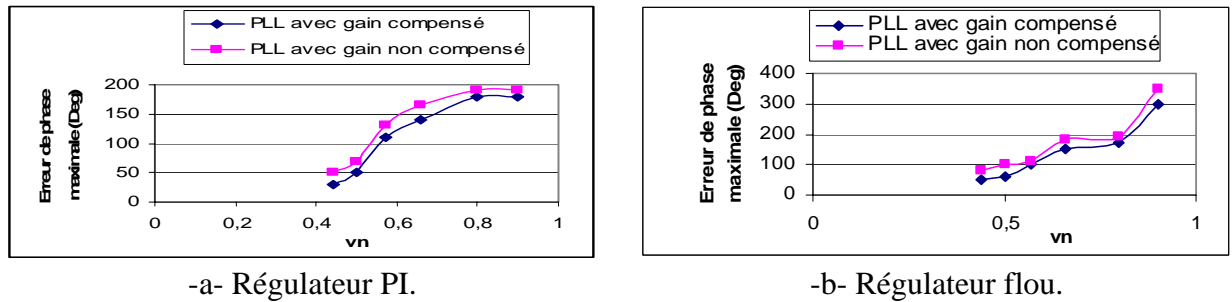


Figure.V.21. Erreur de phase maximale en fonction de la tension normalisée.

De la figure (V.21), on remarque que l'erreur de phase augmente avec l'augmentation de la tension normalisée et peut atteindre de grandes valeurs quand la tension normalisée s'approche de l'unité et la PLL avec gain compensé présente une erreur de phase meilleure que celle de la PLL avec gain non compensé pour les deux types de régulateurs.

V.4.3. Comparaison des deux régulateurs PI et flou:

Le tableau (V.2) nous résume une comparaison entre les deux régulateurs PI et flou en terme de temps de réponse et de THD du courant de source après le filtrage pour les différents cas de commande simulés précédemment. Donc, on remarque que le régulateur flou présente un temps de réponse rapide que celui du régulateur PI, tandis que le régulateur PI donne un THD du courant de source mieux que celui du régulateur flou.

Tableau V.2. Comparaison des deux régulateurs PI et flou.

Caractéristiques		Régulateur PI	Régulateur flou	
Temps de réponse		20ms	10ms	
THD du courant de source (%)	FBHC avec phénomène d'interférence	8.00	8.09	
	FBHC sans phénomène d'interférence	6.10	6.38	
	Algorithme 1	4.94	5.13	
	Algorithme 2	Dead-Beat sans synchronisation	5.55	5.65
		Dead-Beat avec synchronisation, PLL gain non compensé	3.01	3.64
		Dead-Beat avec synchronisation, PLL gain compensé	2.93	3.55

V.5. Conclusion:

Ce chapitre nous a permis de vérifier par simulation les performances de la commande en courant par hystérésis numérique appliquée au FAP triphasé avec une étude comparative des deux types de régulateurs PI et flou.

Avant le filtrage, nous avons constaté que le courant de source est loin d'être sinusoïdal et riche en harmoniques avec un THD de 19.27% et une puissance réactive perdue de 7 KVAR.

L'application de la FBHC au FAP à neutre isolé sans découplage de l'erreur de courant nous a montré l'effet du phénomène d'interférence sur le fonctionnement du FAP et la qualité du filtrage.

L'élimination du phénomène d'interférence a été effectuée par le découplage de l'erreur de courant, ce qui offre l'amélioration des caractéristiques de la FBHC, et nous avons observé que cette dernière présente le fonctionnement à fréquence de commutation libre.

Ensuite, nous avons testé les deux nouveaux algorithmes de commande en courant par hystérésis avancés proposés qui permettent d'éliminer les inconvénients de la FBHC, dont le premier qui dépend des paramètres du système présente le fonctionnement à fréquence de commutation constante, et le deuxième qui se base sur le contrôle Dead-Beat offre le fonctionnement à fréquence de commutation constante et synchronisation des impulsions de commande par la PLL avec et sans compensation du gain, dont la PLL avec gain compensé présente une synchronisation très efficace que la PLL sans compensation du gain, ce qui donne un fonctionnement fidèle au FAP en terme de stabilité et de qualité du filtrage améliorée, cet algorithme est robuste vis-à-vis de variations de la charge et nous a permis de répondre aux exigences des normes standards, dont la puissance réactive est compensée et le THD du courant de source est inférieur à 5%.

Tous ces tests de simulation sont effectués pour les deux régulateurs PI et flou, une conclusion a été tirée que le régulateur PI donne un THD du courant de source meilleur que celui du régulateur flou, par contre le régulateur flou est caractérisée par un temps de réponse rapide que le régulateur PI.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur une amélioration substantielle des caractéristiques de la commande en courant par hystérésis développée pour les systèmes de l'électronique de puissance, plus particulièrement l'onduleur de tension triphasé alimentant un moteur alternatif et le filtre actif parallèle triphasé améliorant le facteur de puissance d'un réseau pollué.

Nous avons présenté en premier lieu des généralités sur les systèmes de l'électronique de puissance, notamment les convertisseurs statiques, les différents interrupteurs de puissance et leur classification avec une attention plus particulière retenue aux convertisseurs continu-alternatif et certaines stratégies de commande PWM les plus utilisées assurant la commande de ce type de convertisseurs.

Ensuite, nous avons apporté une amélioration aux caractéristiques de la commande en courant par hystérésis par deux algorithmes avancés différents pour l'onduleur de tension triphasé alimentant une charge active R-L-e équivalente à un moteur alternatif. Ces algorithmes permettent le fonctionnement à fréquence de commutation constante et le contrôle efficace de la position des impulsions de commande de l'onduleur et leur application pour les onduleurs triphasés à neutre isolé nécessite le découplage de l'erreur de courant afin d'éviter le phénomène d'interférence entre les phases et de pouvoir les établir. Les résultats de simulation obtenus par le logiciel MATLAB/SIMULINK montrent leurs performances en vue de l'amélioration de la qualité des formes d'ondes du courant de charge contrairement à la loi de commande par hystérésis classique et l'évaluation de leurs performances dynamiques montre que ces algorithmes se distinguent par la simplicité de la mise en œuvre, la robustesse et la maîtrise de l'évolution du courant.

Nous avons élargi notre étude à la présentation des problèmes de pollution des réseaux électriques triphasés engendrés par les charges non linéaires et nous avons évoqué le filtrage actif de puissance comme solution efficace de ces problèmes plus particulièrement le filtre actif parallèle (FAP) qui se base dans sa structure sur l'onduleur de tension. Dans l'objectif de réaliser la commande du FAP, nous avons fait le choix d'une méthode de détection du courant de charge et de compensation dans le domaine temporel. La détermination des courants de référence sinusoïdaux du réseau nécessite une régulation de la tension continue aux bornes des deux condensateurs de l'onduleur en tenant compte du bilan énergétique. Cette régulation a été effectuée par un régulateur PI classique et un régulateur intelligent de type flou caractérisé par une grande flexibilité et une grande capacité d'adaptation aux variations paramétriques pour assurer la stabilité du système. De plus, dans le but d'atteindre nos objectifs en terme de performance, nous avons fait appel à la commande en courant par hystérésis suivie par une amélioration apportée à ses caractéristiques par

deux algorithmes avancés, le premier nous a montré que le FAP peut fonctionner à fréquence de commutation constante à partir d'une loi de commande simple et dépend des paramètres du système et le second qui se base sur le contrôle Dead-Beat a été souligné avec une grande importance à cause de sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques, ce dernier nous a permis d'avoir le contrôle le plus prometteur en vue d'obtenir le fonctionnement à fréquence de commutation constante et la synchronisation des impulsions de commande du FAP. L'application de ces algorithmes au FAP à neutre isolé a été effectuée grâce à un découplage de l'erreur de courant. Par ailleurs l'étude en simulation qui a été effectuée pour les deux types de régulateurs PI classique et flou nous a montré les performances des deux algorithmes proposés pour le FAP, et nous a permis de conclure que le FAP muni du régulateur PI présente de meilleures performances statiques que celui à base de régulateur Flou, par contre le FAP avec régulateur Flou présente de meilleures performances dynamiques que celui à base de régulateur PI, c'est-à-dire le régulateur PI améliore le THD du courant de source alors que le régulateur flou améliore le temps de réponse.

Ce travail du mémoire nous a permis d'envisager de nombreuses orientations futures :

- Des applications sur autres systèmes de l'électronique de puissance comme les onduleurs multi-niveaux, les convertisseurs matriciels, les redresseurs PWM, les convertisseurs AC/DC à absorption sinusoïdale de courant (PFC)... etc.
- Introduire d'autres algorithmes intelligents qui font le même objectif.
- Une réalisation expérimentale à base de la carte DSPACE ou microcontrôleur.

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

- [1]. B.Nicolas, “Contribution à la commande des convertisseurs statiques”, Thèse de doctorat, INP Toulouse, 1996.
- [2]. Ion Etxeberria-Otadui, “Sur les systèmes de l’électronique de puissance dédiés a la distribution électrique—application à la qualité de l’énergie”, Thèse de Doctorat, Institut national polytechnique de Grenoble avec le « label européen », Septembre 2003.
- [3]. 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, pp 1122-1129, Oct 1993.
- [4]. L.Malesani, P.Mattavelli, P.Tomasin, “High-Performance Hysteresis Modulation Technique for Active Filters”. IEEE, APEC, San Jose, CA USA. Vol.2, pp. 939-945, 3-7 March 1996.
- [5]. A.Tripathi and al, “Comparative analysis of fixed and sinusoidal band hysteresis current controllers for voltage source inverters”, IEEE Trans on IE, Vol.39, N°1, pp, 63-73 February 1992.
- [6]. 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, pp.1194-1202, Septemer/October1997.
- [7]. S.Buso et al, “A Dead-Beat Adaptive Hysteresis Current Control”, IEEE Trans Ind. Applicat. Vol.36, N°4, pp. 1174-1180, July/ August 2000.
- [8]. J. Bonal, G.Séguier, “Entraînements électriques à vitesse variable” rappels d’électronique de puissance et d’automatique, les variateurs électroniques de vitesse. Vol 2, Édition Lavoisier, Paris, 1998.
- [9]. Valérie. Leger, “Physique appliquée” les bases de l’électronique de puissance, BTS électrotechnique, résumés de cours, exercices et contrôles corrigés, Édition Ellipses, Paris, 2004.
- [10]. A.Bouafia, “Contribution à l’élaboration d’une loi de commande numérique en temps réel du Hacheur AC PWM”, Mémoire de magister UFAS, 2001.
- [11]. 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.
- [12]. 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.
- [13]. 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, pp. 365-369, March/April 1991.

- [14]. 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, pp. 180-185, 13-16 Sep 1993.
- [15]. 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, pp. 88-92, January/February 1990.
- [16]. L.Sonaglioni, "Predictive Digital Hysteresis Current Control", IEEE, IAC, Orlando, FL USA, Vol.3, pp.1879-1886, 8-12 Oct 1995.
- [17]. L.Malesani et al, "Digital Adaptive Current Control with Clocked Commutations and Wide Operating Range", IEEE Trans Ind Applicat, Vol.32, N°2, pp.316-324, March/April 1996.
- [18]. N. Belhaouchet, "La commande dead beat à hystérésis appliquée à l'onduleur et au Hacheur AC PWM: Etude par simulation", mémoire de magister UFAS, Algérie, 2005.
- [19]. N.Belhaouchet, H.Hamla, F.Krim, L.Rahmani, "Commande par hystérésis à bande adaptative", CISE, Batna, Algérie, pp.42-47, 13-14 Déc 2005.
- [20]. M.S.Khanniche, W.L.Beng, "Real Time Hysteresis Controller for Relay Testing", IEE Proc, Elect, Power Appl, Vol, 141, N°2, pp.71-76, March 1994.
- [21]. S.Begag, Belhaouchet, et L.Rahmani "Fonctionnement à fréquence de commutation constante d'un onduleur de tension triphasé par une nouvelle technique de commande en courant par hystérésis", International Conference on Computer Manufacturing CIP'2007, Sétif, Alegria, 03-04 November 2007.
- [22]. J.ENCINAS, "Systèmes à Verrouillage de phase (P.L.L), réalisations et applications", Edition Masson, 1990.
- [23]. Guan-Chyun Hsieh, and James C. Hung, "Phase-Locked Loop Techniques-A Survey", IEEE,T Ind. Electronics, Vol.43, N°6, pp 609-615, December 1996.
- [24]. S.Busso, "Digital Control of Three-Phase DC/AC Converters: Current Control Techniques, Digital Hysteresis Control", Lesson 5, University of Padova, November 1999.
- [25]. N.Belhaouchet, S.Begag et L.Rahmani, "A Dead-Beat Adaptive Hysteresis Current Control for Three Phase Inverter", International Conference on Modeling and Simulation, Algiers, Algeria, 2-4 July 2007.
- [26].N.Belhaouchet, S.Begag, L.Rahmani and H. Hamla "A Digital Hysteresis Current Control with PLL Loop Gain Compensation for Three Phase Voltage Source PWM Inverters" International Conference on Electrical Engineering Design and Technologies (ICEEDT, Hammamet, Tunisia), November 4-6, 2007.
- [27]. M.Mokhtari, A.Mesbah "Apprendre et maîtriser MATLAB et SIMULINK", version 5.3, Edition Springer, 1997.

- [28]. T. Gouraud, "Identification et Rejet de Perturbations Harmoniques dans des Réseaux de Distribution Electrique", Thèse de Doctorat, Ecole doctorale sciences pour l'ingénieur de Nantes, Janvier 1997.
- [29]. M. A. E. Alali, "Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Électriques Basse Tension (Automatisation des systèmes de puissance électriques)", Thèse de doctorat, Université Louis Pasteur – Strasbourg I, 12 Oct 2002.
- [30]. Birame M'hamed, "Commande floue d'un convertisseur AC-DC à UPF en cascade avec un convertisseur DC-DC double étage alimentant un système de biberonnage supercapacités d'un véhicule électrique", mémoire de magister université de Batna, Algérie, 2003.
- [31]. A. SAHARA, "Commande en Temps réel d'un Filtre Actif de Puissance utilisant la technique par Mode de Glissement: Simulation par MATLAB/ Simulink", mémoire de magister, UFAS, Algérie, 2005.
- [32]. H. Djaghroud, "Filtrage actif de puissance parallèle à trois niveaux", mémoire de magister, université de Constantine, Algérie, 2002.
- [33]. H. Kouara, "Application d'un filtre actif série au contrôle de la tension d'un réseau basse tension", mémoire de magister, université de Batna, Algérie, 2006.
- [34]. M. Hacil, "Filtrage actif parallèle des harmoniques de courant sur les réseaux industriels: Optimisation par l'application des commandes robustes", mémoire de magister, université de Constantine, Algérie, 2004.
- [35]. H. Hamla, "Régulation et Correction du Facteur de Puissance du Hacheur AC PWM par la Commande en Mode Glissant: Etude par Matlab / Simulink", mémoire de magister, UFAS, Algérie, 2006.
- [36]. T.C. Green and J.H. Marks, "Control techniques for active power filters", IEE, Proc-Electr Power-Appl, Vol 152, N°2, pp.369-381, March 2005.
- [37]. H. Akagi, "New Trends in Active Filters for Improving Power Quality", Proc. Drive and Energy systems Conf., Vol.1, pp. 417- 425, 1995.
- [38]. H. Akagi, "Trends in Active Power Line Conditioners", IEEE Trans. on Power Elect, Vol.9, No.3, pp. 263-268, May 1994.
- [39]. B. Singh, K. Al-Haddad, and A. Chandra, "A Review of Active Filters for Power Quality Improvement", IEEE Trans. Ind. Elect. Vol.46, N°5, October 1999.
- [40]. S. Fukuda and J. Endoh, "Control Method, Characteristics of Active Power Filters", In Conf Rec. EPE Conf., pp.139-144, 1993.
- [41]. S. Rahmani, K. Al Haddad, M. Ali dami et F. Fnaiech, "Filtre Actif pour la Compensation des Harmoniques et de la Puissance Réactive", JTEA 2002, Sousse, Tunisie, 21-22-23 Mars 2002.

-
- [42]. M. El-Habrouk, M.K. Darwish, and P. Meht, “Active power filters: A Review”, IEE Proc. Elect. Power Appl., Vol.147, N°5, September 2000.
- [43]. S.K. Jain, P. Agrawal and H.O. Gupta, “Fuzzy logic controlled shunt active power filter for power quality improvement”, IEE Proc Electr.Power Appl. Vol.149, N°5, September 2002, pp.317-328.
- [44]. C. N. Bhende, S. Mishra and S.K. Jain, “TS-Fuzzy-Controlled Active Power Filter for Load Compensation”, IEEE, Tran on Power Delivery, Vol.21, N°3, pp.1459-1465, July 2006.
- [45]. M. Bertrand, “Chaînes de régulation types”, Techniques de l'ingénieur, Traité Mesures et contrôle.
- [46]. A. SBA, “Commande en Temps réel d'un Filtre Actif de Puissance utilisant la technique par logique floue: Simulation par MATLAB/ Simulink”, mémoire de magister, UFAS, Algérie, 2005.
- [47].M.Kale, E.Ozdenir “A Novel Adaptive Hysteresis Band Current Controller for Shunt Active Power Filter”, *IEEE, CCA, Istanbul, Turkey*. Vol.2, pp. 1118-1123, 23-25 June 2003.
- [48]. S.Begag, N.Belhaouchet, et L.Rahmani “Hysteresis band Current Controller with constant switching frequency for Three Phase Shunt Active Power Filter”, International Conference on Modelling and Simulation, Algiers, Algeria, 2-4 July 2007.
- [49]. N.Belhaouchet, S.Begag, et L.Rahmani “A digital hysteresis current controller for three phase shunt active power filter”, International Conference on Computer Manufacturing, CIP'2007, Sétif, Algeria, 03-04 November 2007.

ملخص

هذا العمل يشمل نشر قانون تحكم جديد في التيار بالتباطؤ يعتمد على طرق متقدمة و مختلفة و الذي يسمح بتحسين ميزات التحكم في التيار بالتباطؤ الكلاسيكي. هذا التحسين يتمثل في التشغيل بتردد ثابت و مراقبة فعالة لنبضات التحكم. تطبيق هذه الطرق على الأنظمة ثلاثية الطور ذات المحايد المعزول تتطلب فصل ارتياب التيار من أجل تجنب ظاهرة التداخل بين الأطوار و إمكانية صياغتها.

بنية التطبيق تمت على موج التوتر ثلاثي الطور مغذي لمحرك متناوب ثم على مرشح فعال تفرعي ثلاثي الطور محسن لعامل استطاعة شبكة كهربائية ملوثة من طرف حمولة غير خطية (مقوم ثلاثي الطور) باعتماد كلي على تعديل بواسطة ضابط نسبي تكاملي كلاسيكي و ضابط ذو منطق غامض ذكي.

الدراسة بالمحاكاة لهذه الطرق المقترحة و التي أنجزت بواسطة برمجية MATLAB/SIMULINK سمحت لنا باختبار نتائجها.

الكلمات المفتاحية: تحكم في التيار بالتباطؤ، تردد تبديل، تزامن نبضات التحكم، ظاهرة التداخل، موج التوتر ثلاثي الطور، مرشح فعال تفرعي ثلاثي الطور.

Abstract

In this work, we have developed a new rule of adaptive hystereis current control based on different advanced digitals algorithms which allows a substantial improvement of the conventional hystereis current control characteristics in term of operation at constant switching frequency and synchronization of modulation pulses. The application of these algorithms to the insulated neutral three-phase systems requires the decoupling of the error current in order to avoid the interference phenomena between the phases and being able to establish them.

The design of the application is realized on the three-phase voltage source inverter feeding AC motor then on the three-phase shunt active filter improving the power-factor of the polluted electrical network by a nonlinear load (three-phase rectifier) basing on a regulation by conventional PI controller and intelligent fuzzy logic controller.

The simulation study under environment MATLAB/SIMULINK of these proposed algorithms have allowed verifying their performances.

Keywords: Hystereis current control, Switching frequency, Synchronization of modulation pulses, Interference phenomena, Voltage source three phase inverter, Three phase shunt active filter.

Résumé

Dans ce travail, nous avons développé une nouvelle loi de commande en courant par hystérésis à bande adaptative basée sur des algorithmes avancés (numériques) différents permettant une amélioration substantielle des caractéristiques de la commande en courant par hystérésis classique en terme de fonctionnement à fréquence de commutation constante et contrôle efficace de la position des impulsions de commande. L'application de ces algorithmes aux systèmes triphasés à neutre isolé nécessite le découplage de l'erreur de courant afin d'éviter le phénomène d'interférence entre les phases et de pouvoir les établir.

La conception de l'application est effectuée à l'onduleur de tension triphasé alimentant un moteur alternatif puis au filtre actif parallèle triphasé améliorant le facteur de puissance du réseau électrique pollué par une charge non linéaire (redresseur triphasé) tout en basant sur une régulation par régulateur PI classique et régulateur flou intelligent.

L'étude en simulation sous l'environnement MATLAB/SIMULINK de ces algorithmes proposés nous a permis d'examiner leurs performances.

Mots clés: Commande en courant par hystérésis, Fréquence de commutation, Synchronisation des impulsions de commande, Phénomène d'interférence, Onduleur de tension triphasé, Filtre actif parallèle triphasé.