



Université Mohamed Khider de Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière d'Electrotechnique

MÉMOIRE DE MASTER

Commande Electriques

Présenté et soutenu par :
Chebabi kamilia
Le : Dimanche 07 juillet 2019

Etude d'une loi de commande En Courant par hystérésis à bande Adaptative pour un onduleur de tension

Jury

Dr.NACIRA TkOUTI	MAA	Université de Biskra	Président
Dr.AMELTERKI	MCA	Université de Biskra	Examineur
Dr.K.DERRADJI BELLOUM	MAA	Université de Biskra	Encadreur

Année universitaire : 2018/2019



Université Mohamed Khider de Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière d'Electrotechnique

MÉMOIRE DE MASTER

Commande Electriques

Présenté et soutenu par :
Chebabi kamilia
Le : Dimanche 07 juillet 2019

Etude d'une loi de commande En Courant par hystérésis à bande Adaptative pour un onduleur de tension

Avis favorable de l'encadreur :

K.DERRADJI BELLOUM

signature

Avis favorable du Président du Jury

NACIRA TkOUTI

Signature

Cachet et signature
Année universitaire : 2018/2019

Remerciements

A la fin de ce modeste travail, je remercie d'abord dieu Le tout puissant de m'avoir accordé le courage, la volonté et la puissance pour l'accomplir.

Je tiens à remercier profondément ma directrice de mémoire Dr DERRAJI BELLOM KARIMA pour son aide et ses conseils précieux, pour ses intéressants commentaires sur ce mémoire et avec elle j'ai beaucoup appris.

Mes sincères remerciements à Messieurs le Président TERKI AMEL et le Président TKOUTI NACIRA qui m'ont fait l'honneur d'accepter de juger mon travail.

Je remercie tous les enseignants du département de génie électrique de l'université Biskra.

Je tiens à remercier mes amies pour leur aide amical et pour leur encouragement.

Enfin, j'adresse mes plus sincères remerciements à tous mes proches et amies, qui m'ont toujours encouragée au cours de la réalisation de ce mémoire.

Kamilia chebabi

Dédicace

Ce mémoire n'aurait jamais pu voir le jour sans le soutien actif des membres de ma famille que je tiens à remercier.

Je dédie ce modeste travail, tout d'abord à, ma mère, la flamme de ma vie, a celle qui a tout fait pour ma réussite, pour sa douceur, sa présence, ses sacrifices et ses encouragements.

A mon père, le premier homme de ma vie, la lumière qui m'a toujours guidé vers le bon chemin.

A mes chers frère Munir, Abd elssamie ,mouayed.

A mes chères sœurs Roumisa ,Yousra,Adrij, Inase, Manar .

A chère cousines Feryal

A mes chères copines qui me considèrent comme mes sœurs Hiyam, Rahil, Toma, nihad

A mes chère Amis Ramzi, Maroua ferhat , Khalida mimoun, Hajdila saad saoud ,Widad hacene

NOMENCLATURE

U_{dc} Tension d'alimentation de l'onduleur.

e Force électromotrice.

u Tension aux bornes de la charge.

U^* Tension de référence.

u_0 Potentiel du neutre par rapport au point milieu de la source d'alimentation de l'onduleur.

i_{ch} Courant de charge.

i_{ref} Courant de référence.

h Bande d'hystérésis.

$\varepsilon(t)$ Erreur de courant.

T Période de commutation réelle.

T_c Période de commutation désirée.

F Fréquence de réelle.

f Fréquence de commutation désirée.

u_a, u_b, u_c Tensions de trois phases a, b, c.

u_a^*, u_b^*, u_c^* Tensions de référence de trois phases a, b, c.

e_a, e_b, e_c Forces électromotrices de trois phases a, b, c.

e_a^*, e_b^*, e_c^* Forces électromotrices de référence de trois phases a, b, c.

γ Erreur de courant découplée

δ' Terme de découplage.

K Interrupteur d'un onduleur.

.

LISTE DES FIGURES

Figure I.1. Schéma synoptique de la fonction assurée par les convertisseurs.....5

Figure I.2. Symbole et caractéristique d'une diode.....6

Figure I.3. Symbole et Caractéristiques d'un thyristor.....6

Figure I.4. Symbole et caractéristique d'un Transistor bipolaire.....6

Figure I.5. Symbole et caractéristique d'un Transistor MOS-FET.....6

Figure I.6. Symbole et caractéristique d'un IGBT.....7

Figure I.7. Synthèse des convertisseurs statiques.....8

Figure I.8.a. Le circuit de puissance d'un Onduleur (pont monophasée)..... 10

Figure I.8.b. Les signaux de commande et les formes d'ondes des tensions..... 10

Figure I.8. Onduleur de tensions en pont monophasé..... 10

Figure I.9.a: Onduleur de courant en d'onde des courants..... 11

Figure I.9.b. Les signaux de commande et les formes d'ondes des tensions..... 11

Figure I.9. Onduleur de courant en pont monophasé..... 11

Figure I.10.a: Onduleur à résonance (Monophasée).....12

Figure I.10.b. Les signaux de commande et les formes d'ondes des tensions..... 12

Figure I.10. Onduleur à résonance parallèle en pont monophasé.....12

Figure I.11.a: Onduleur à résonance et forme d'onde des tensions.....13

Figure I.11.b. Les signaux de commande et les formes d'ondes des tensions..... 13

Figure I.11. Onduleur à résonance série en pont monophasé.....13

Figure I.12 : onduleur monophasé en demi-point.....13

Figure I.13. Onduleur monophasé en pont.....14

Figure I.14. Tension et courant délivrée par un onduleur en pont.....15

Figure I.15. Onduleur triphasé composé de trois onduleurs monophasés.....16

Figure I.16. Onduleur de tension triphasé.....17

Figure I.17. Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone.....	17
Figure I.18. Alimentation de secours.....	18
Figure I.19. commande 180° d'onduleur.....	21
Figure I.20. Commande 120° d'un onduleur.....	21
Figure I.21. Principe de la modulation.....	22
Figure I.22. Principe de la commande par modulation conventionnelle.....	25
Figure I.23. principe de la commande MLI triangulo-sinusoïdale.....	26
Figure I.24. Modulation vectorielle (Saeedifard, 2008).....	27
Figure I.25. Principe de commande par Hystérésis.....	28
Figure I.26. Modulation hystérésis.....	28
Figure II.1. Principe de contrôle du courant par hystérésis.....	30
Figure II.2. Principe de génération des ordres de commande.....	31
Figure II.3. Contrôle du courant d'un monophasé.....	31
Figure II.4. Contrôle direct par hystérésis d'un bras d'onduleur.....	32
Figure II.5. Caractéristique d'un régulateur à action à deux positions.....	35
Figure II.6. Forme d'onde du courant de source (bande fixe).....	35
Figure II.7. Allure du courant de charge dans une bande sinusoïdale.....	37
Figure II.8 : modèle de simulation de technique FBHC.....	41
Figure II.9.a. courant de charge.....	43
Figure II.9.b. Erreur de courant de la charge.....	43
Figure II.9.c. Spectre d'harmonique associé à <i>ich</i>	43
Figure II.10.a. courant de charge.....	43
Figure II.10.b. Erreur de courant de la charge.....	43
Figure II.10.c. Spectre d'harmonique associé à <i>ich</i>	43
Figure II.11.a. courant de charge.....	44
Figure II.11.b. Erreur de courant de la charge.....	44

Figure II.11.c. Spectre d’harmonique associé à <i>ich</i>	44
Figure II.12.a. courant de charge.....	44
Figure II.12.b. Erreur de courant de la charge.....	44
Figure II.12.c. Spectre d’harmonique associé à <i>ich</i>	44
Figure .II.13. Modèle de simulation de technique SBHC.....	45
Figure II.14.a. courant de charge.....	46
Figure II.14.b. Courant de charge ; courant de référence et la bonde.....	46
Figure II.14.c. Erreur de courant de la charge.....	46
Figure II.14.d. Spectre d’harmonique associé à <i>ich</i>	46
Figure II.15.a. Courant de charge et courant de référence et la bonde.....	47
Figure II.15.b. courant de charge.....	47
Figure II.15.c. Spectre d’harmonique associé à <i>ich</i>	47
Figure II.16.variation de la tension d’alimentation.....	48
Figure II.18. Cas : Augmentation de la consigne.....	50
Figure II.19. Cas : Diminution de la consigne.....	50
Figure III.1.La principe de la commande du courant par hystérésis à bande adaptative.....	53
Figure III.2. La bande d’hystérésis adaptative et de tension d’onduleur.....	53
Figure III.3.Schéma globale de simulation avec la commande à bande adaptative.....	56
Figure.III.4.a. Courant de charge.....	58
Figure.III.4.b. Forme d’onde de l’erreur.....	58
Figure.III.4.c. Spectre d’harmonique associe.....	58
Figure.III.5.a. Courant de charge.....	58
Figure.III.5.b. Forme d’onde de l’erreur.....	58
Figure.III.5.c. Spectre d’harmonique associe.....	58
Figure.III.6.a. Courant de charge.....	59
Figure.III.6.b. Forme d’onde de l’erreur.....	59
Figure.III.6.c. Spectre d’harmonique associe.....	59

Figure.III.7.a. Courant de charge.....	59
Figure.III.7.b. Forme d'onde de l'erreur.....	59
Figure.III.7.c. Spectre d'harmonique associe.	59
Figure III.8.variation de la tension d'alimentation.....	60
Figure III.10. Cas : Augmentation de la consigne.....	61
Figure III.11. Cas : Diminution de la consigne.....	61
Figure. IV.1. Commande en courant par hystérésis d'un onduleur triphasé en pont.....	66
Figure. IV.2. Contrôle des courants par hystérésis d'un onduleur de tension.	67
Figure.IV.3.Onduleur triphasé alimentant un moteur avec neutre isolé du point milieu de la source d'alimentation	68
Figure. IV.4. Erreur de courant dans la bande d'hystérésis, la tension de sortie de l'onduleur et le signal de synchronisation.....	70
Figure. IV.5.Commande en courant par hystérésis d'un onduleur triphasé en pont à neutre relié au point milieu de la source d'alimentation.....	73
Figure. IV.5.a. Courant de charge.....	73
Figure .IV.5.b. Forme d'onde l'erreur.....	73
Figure. IV.6. Commande en courant par hystérésis d'un onduleur triphasé en pont à neutre isolé du point milieu de la source d'alimentation avec terme de découplage.....	74
Figure .IV.7.Résultats du modèle avec neutre isolé avec terme de découplage.....	75
Figure .IV.7.a. Courant de charge.....	75
Figure .IV.7.b. Forme d'onde de l'erreur.....	75
Figure .IV.7.c. Spectre d'harmonique associé à <i>ich</i>	75
Figure. IV.8. Commande en courant par hystérésis d'un onduleur triphasé en pont à neutre isolé du point milieu de la source d'aliment.....	74
Figure .IV.9.Résultats du modèle avec neutre isolé sans terme de découplage.....	75
Figure .IV.9.a. Courant de charge.....	75
Figure. IV.9.c. Spectre d'harmonique associé à <i>ich</i>	75

Figure. IV.10. Simulation des modèles d'onduleur triphasé avec la commande de courant par hystérésis à bande adaptative sans terme de découplage.....77

Figure. IV.11.Simulation des modèles d'onduleur triphasé avec la commande de courant par hystérésis à bande adaptative avec terme de découplage.....77

Figure .IV.12.Résultats du modèle avec neutre isolé avec terme de découplage.....78

Figure .IV.12.a. Courant de charge.....78

Figure .IV.12.b. Forme d'onde d'erreur.....78

Figure .IV.12.c. Spectre d'harmonique associé à *ich*.....78

Figure .IV.13.Résultats du modèle avec neutre isolé sans terme de découplage.....78

Figure .IV.13.a. Courant de charge.....78

Figure .IV.13.b. Forme d'onde d'erreur.....78

Figure .IV.13.c. Spectre d'harmonique associé à *ich*.....78

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I.1. Tableau de variation de tension et de courant d'un onduleur en pont.....15

Tableau II.1. Principe de fonctionnement du modèle d'hystérésis.....40

Tableau II.2. Les paramètres de système.....41

Tableau II.3. Résultats de simulation pour différentes bandes.....42

Tableau II.4. Fonctionnement de bloc de la commutation.....45

Tableau III.1. Résultats de simulation pour différentes fréquences de commutation.....57

SOMMAIRE

Remerciement.....	I
Dédicaces.....	II
Nomenclature.....	III
List des tableaux.....	IV
Liste des Figures.....	VI
Introduction générale.....	1

Chapitre I : Généralités sur les systèmes de l'électronique de puissance et différente stratégies de commande.

I.1.Introduction.....	5
I.2.Convertisseur Statique.....	5
I.2.1.Conversion alternatif-continu.....	8
I.2.2.Conversion continu-continu.....	8
I.2.3. Conversion alternatif-alternatif.....	8
I.2.4.Conversion continu-alternatif.....	9
I.2.4.1.Onduleur non autonome.....	9
I.2.4.2.Onduleur autonome.....	9
I.3. Structures de l'onduleur monophasé.....	13
I.3.1.Onduleur monophasé en demi-point.....	13
I.3.2.Onduleur monophasé en pont (Pont H).....	14
I.4.Structures de l'onduleur triphasé.....	15
I.4.1. Onduleur triphasé composé de trois onduleurs monophasés.....	16
I.4.2.Onduleur triphasé en pont.....	16
I.5.Application des onduleurs.....	17
I.5.1.Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone.....	17
I.5.2. Alimentation de secours.....	17
I.6.Les paramètres de performances de l'onduleur.....	18

I.7.Stratégies de commandes des interrupteurs.....	21
1.7.1.Commande 180°.....	21
1.7.2.Commande 120°.....	21
1.7.3.La Modulation de largeur d’impulsion.....	22
1.7.3.1.les avantages et inconvénients de la commande MLI.....	23
1.7.3.2.Différentes stratégies de commande PWM.....	23
1.7.3.2.1.commande PWM explicites	23
1.7.3.2.2.commande PWM implicites.....	24
a) Commande par modulation conventionnelle.....	24
b) Commande par modulation naturelle.....	25
c) Commande par La modulation vectorielle	26
d) Commande par modulation par hystérésis.....	27
Conclusion.....	28

Chapitre II : Etude de la Commande en courant par hystérésis à bande conventionnelle de l’onduleur

II.1.Introduction.....	30
II.2.Contrôle indirect par MLI et contrôle direct par hystérésis.....	31
II.2.1.Contrôle direct par hystérésis.....	32
II.3.Commande en courant par hystérésis conventionnelle.....	34
II.3.1. commande en courant par hystérésis à bande fixe CCHBF.....	34
II.3.2.Commande en courant à bande d’hystérésis sinusoïdale CCHBS.....	36
II.4.Détermination des intervalles de conduction.....	37
II.5.Avantages et inconvénients de la commande par hystérésis.....	40
a)Avantage	40
b) Inconvénients	40
II.6.Fonctionnement en simulation.....	40
II.6.1.Résultats de simulation du système étudié.....	40
II.6.2.Modèle de simulation de la technique FBHC.....	41
II.6.3. Modèle de simulation de la technique SBHC.....	45
II.7.Fonctionnement en simulation de la technique FBHC avec variation de la tension d’entrée.....	48
II.8.Fonctionnement avec variations de la consigne.....	49

Conclusion.....	51
-----------------	----

Chapitre III : Commande en courant par hystérésis à bande adaptative de l'onduleur monophasé

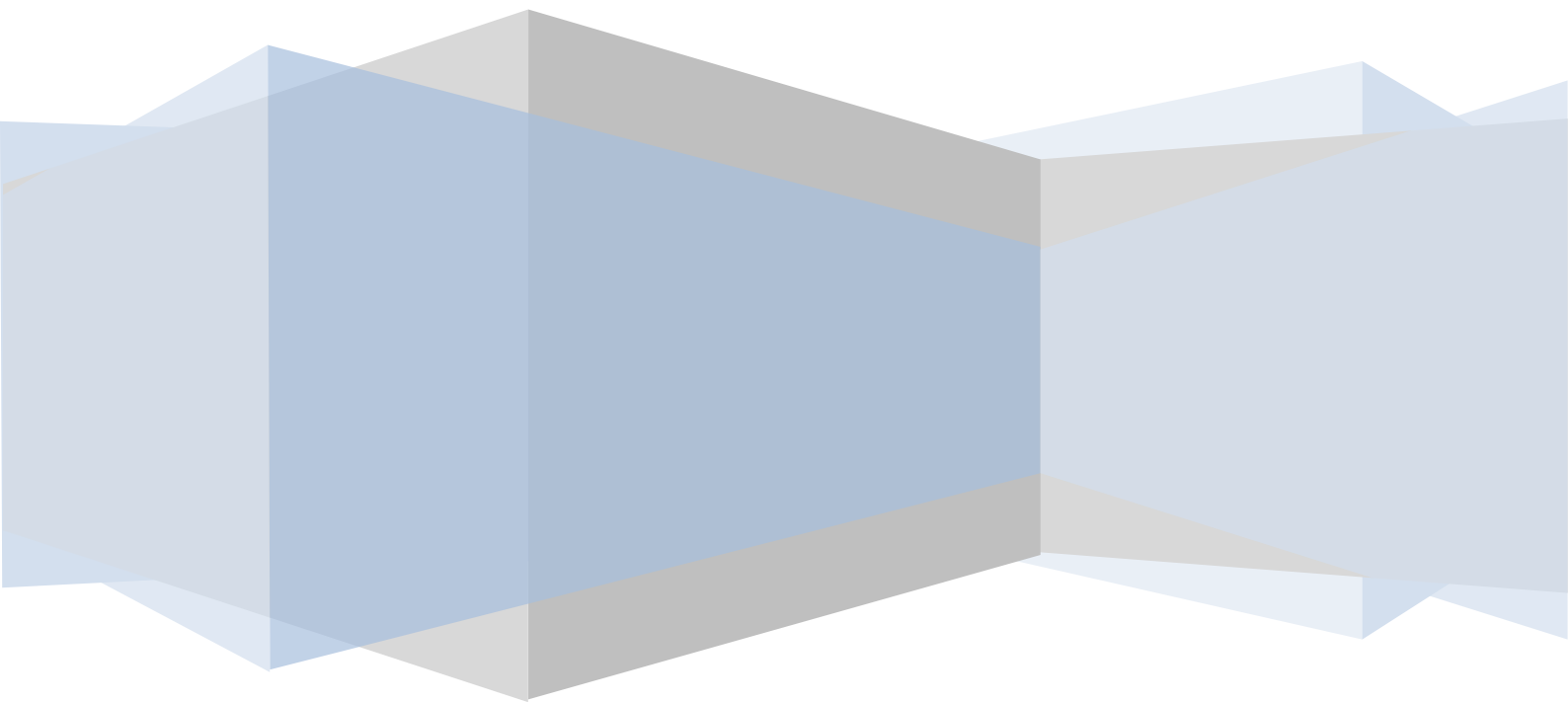
III.1.Introduction.....	53
III.2.Principe de fonctionnement.....	53
III.3.Fonctionnement en simulation.....	56
III.3.1.Description des blocs de simulation.....	56
III.3.2. Modèle de simulation de la technique Commande en courant par hystérésis à bande adaptative de l'onduleur.....	56
III.3.3.Etude statique des performances de la loi de commande	57
III.4.Fonctionnement en simulation de la technique Commande de courant par hystérésis à bande adaptative avec variation de la tension d'entrée.....	60
III.5.Fonctionnement avec variations de la consigne.....	61
Concluion.....	62

Chapitre IV : Commande en courant par hystérésis à bande fixe et adaptative pour onduleur de tension triphasée

IV.1. Introduction.....	64
IV.2. PRINCPE DE FONCTIONNEMENT.....	65
IV.3. Commande en courant par hystérésis à bande fixe (FBHC).....	65
IV.3.1. Moteur à neutre relié au point milieu de la source d'alimentation.....	66
IV.3.2. Moteur à neutre isolé du point milieu de la source d'alimentation.....	68
IV.4. Détermination des instants de commutation.....	70
IV.5. Application de la commande de courant par hystérésis à bande adaptative	71
IV.5.1. Cas1 : Moteur avec neutre installé au point milieu de la source d'alimentation.....	71
IV.5.2. Cas2 : Moteur avec neutre isolé au point milieu de la source d'alimentation.....	72
IV.6. Simulation des modèles de l'onduleur triphasé avec la commande FBHC.....	72
IV.6.1. Simulation Commande de courant par hystérésis d'un onduleur triphasé en pont à neutre relié au point milieu de la source d'alimentation.....	72
IV.6.2. Simulation Commande en courant par hystérésis d'un onduleur triphasé en pont à neutre isolé du point milieu de la source d'alimentation.....	74
IV.7.Simulation des modèles d'onduleur triphasé avec la commande en courant par hystérésis à bande adaptative.....	76

Conclusion.....	79
conclusion générale	80
BIBLIOGRAPHI.....	82

INTRODUCTION GÉNÉRALE



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 [BEG08]. 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. 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 [YAO93][MAL96][BEG08]. 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, 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 plusieurs travaux de recherches réalisés sur ce type de commande pour l'onduleur [NIC96][NIC96][belho1]. 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 [YAO93] [MAL96] [MAL97][BEG08]. Notre objectif est d'étudier une technique 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.

De manière à atteindre ces objectifs de recherche, ce mémoire est divisé en quatre 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, 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.

Dans le deuxième chapitre nous présentons le principe de la commande par hystérésis à bande fixe et à bande sinusoïdale de l'onduleur de tension monophasé. Pour les deux commandes, nous présentons les résultats de simulations numériques à l'aide du logiciel Matlab/Simulink pour les différentes bandes, afin d'examiner les performances de cette loi de commande ; Dans le troisième chapitre nous présentons le principe de la commande par hystérésis à bande adaptative Ainsi que la simulation de la commande par hystérésis de l'onduleur, afin d'examiner les performances de cette loi de commande .

Le quatrième chapitre présente 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 adaptative.

Le travail s'achève par une conclusion générale et des perspectives. Une riche référence bibliographique est présentée par la suite.

GÉNÉRALITÉS SUR LES SYSTÈMES DE L'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE ET DIFFÉRENTE STRATÉGIES DE COMMANDE PWM



**Chapitre
I**

I.1.Introduction

L'énergie électrique est généralement distribuée sous forme de tensions alternatives sinusoïdales. L'électronique de puissance est la branche de l'électrotechnique qui a pour objet l'étude de la conversion statique de l'énergie électrique et permet de traiter la modification de la présentation de l'énergie électrique pour l'adapter dans les meilleures conditions aux multiples utilisations.

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 réduction des masses et des volumes, mais aussi du bruit.

La conversion statique est 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 [BEG08].

Dans ce chapitre, on présente les 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 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. La source d'entrée peut être un générateur ou un récepteur. La fonction de base de la construction des convertisseurs statiques est les composants (interrupteurs) de puissance [NIC96] :

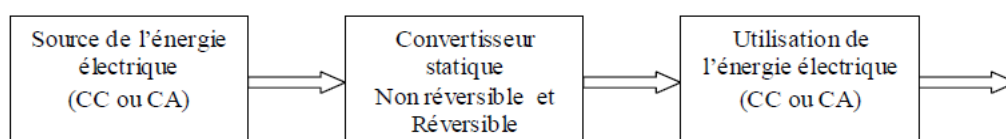


Figure I.1. Schéma synoptique de la fonction assurée par les convertisseurs.

Les semi-conducteurs de puissance actuels peuvent être classés en trois catégories :

- Diodes: Etat fermé ou ouvert contrôlés par le circuit de puissance Figure. (I.2).
- Thyristors: Fermé par un signal de commande, mais doit être ouvert par le circuit de puissance Figure. (I.3).
- Interrupteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture. Ouverts et fermés par un signal de commande.



Figure I.2. Symbole et caractéristique d'une diode.

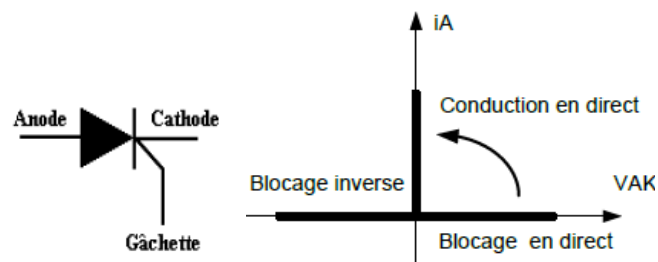


Figure I.3. Symbole et Caractéristiques d'un thyristor.

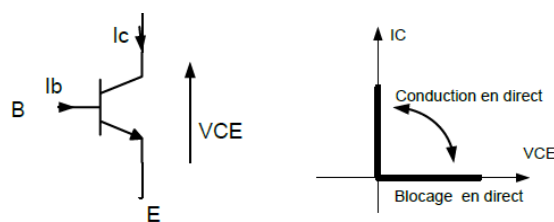


Figure I.4. Symbole et caractéristique d'un Transistor bipolaire.



Figure I.5. Symbole et caractéristique d'un Transistor MOS-FET.



• Amorçage : $V_{CE} > 0$ ET $V_{GE} > 0$ (amorçage)

Figure I.6. Symbole et caractéristique d'un IGBT.

La catégorie des interrupteurs commandables inclut de nombreux types de composants :

- Transistors Bipolaires à Jonctions (Bipolar Junction Transistors - BJTs), unidirectionnel en tension et courant.
- Transistors à effet de champ (Metal-Oxyde-Semiconducteur) MOSFET, de par sa structure interne, il comporte une diode interne (body diode) placée en parallèle inverse. Si l'on tient compte de cette diode, la caractéristique du Mosfet est celle d'un interrupteur bidirectionnel en courant et unidirectionnel en tension.
- Thyristors commandés à l'ouverture (Gate-Turn-Off Thyristors - GTO Thyristors), sa caractéristiques statiques est celle d'un interrupteur unidirectionnel en tension et courant.
- Transistors bipolaires à grille isolée (Insulated Gate Bipolar Transistors - IGBTs) unidirectionnel en tension et courant.
- Thyristors MOS Commandés (MOS-Controlled Thyristors - MCTs) unidirectionnel en tension et courant.

Les caractéristiques statiques des interrupteurs peuvent être [SON86]:

- à 2 segments: unidirectionnel en courant et en tension,
- à 3 segments: unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant ou unidirectionnel en courant et bidirectionnel en tension,
- à 4 segments: bidirectionnel en courant et en tension,

L'interrupteur 4 segments peut être synthétisé par [GUY95]:

- le branchement en antiparallèle de deux interrupteurs trois segments bidirectionnels en tension (transistors en série avec diode).
- où le branchement en série de deux interrupteurs trois segments bidirectionnels en courant (transistors en parallèle avec des diodes).

On définit 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.7) représente les différents types (classes) des convertisseurs statiques [BEG08].

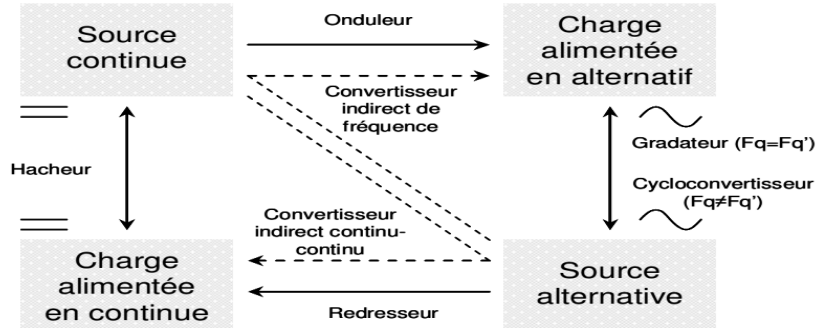


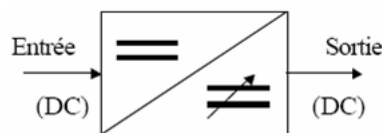
Figure I.7. Synthèse des convertisseurs statiques.

I.2.1. Conversion alternatif-continu

Le convertisseur transformant l'énergie fournie sous forme alternative pour alimenter une charge sous forme continue est appelé redresseur Figure. (I.7). Ces convertisseurs sont non réversibles et transfèrent l'énergie de la source alternative vers la charge continue uniquement. Ils sont dans la majorité des cas constitués essentiellement de diodes seules ou avec des thyristors. Ces derniers sont alors qualifiés de structure mixte.

I.2.2. Conversion continu-continu

La conversion d'une énergie sous forme continue vers une alimentation de charge de type continue est assurée par un hacheur Figure. (I.7). Le hacheur règle la tension ou le courant appliqué à la charge et peut être réversible ou non.



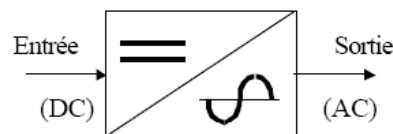
I.2.3. Conversion alternatif-alternatif

Le transfert de l'énergie électrique d'une source alternative afin d'alimenter une charge en alternatif est réalisé à l'aide d'un gradateur ou d'un cycloconvertisseur. Selon le cas d'utilisation avec un changement de fréquence ou non du courant, on utilisera l'un ou l'autre convertisseur Figure. (I.7). Le gradateur est utilisé pour des applications type éclairage

(lampadaire halogène, éclairage de scène, ...) ou sur moteur universel (perceuse, ...) car il est n'est pas nécessaire pour ces applications de faire varier la fréquence des courants d'alimentation. Le cycloconvertisseur est généralement composé de thyristors et est utilisé principalement pour de la très haute puissance supérieure au MVA.

I.2.4. Conversion continu-alternatif

Le convertisseur qui fait interface entre une source continue et une charge alternative est appelée onduleur Figure. (I.7). La charge alternative peut être de plusieurs types et peut également présenter des forces électro-motrices (alternateurs, machine synchrone ou asynchrone, ...). 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.2.4.1. Onduleur non autonome

Dans ce cas, les composants utilisés peuvent être de simples thyristors commandés uniquement à la fermeture et la commutation est « naturelle » contrairement à l'onduleur autonome. L'application principale de ce type d'onduleur se trouve dans les variateurs pour moteurs synchrones de très forte puissance où les thyristors sont souvent les seuls composants utilisables.

I.2.4.2. Onduleur autonome

C'est un système qui nécessite des composants commandés à la fois à la fermeture et à l'ouverture, de fréquence variable, dont les instants de commutation sont imposés par la commande (un circuit analogique, une DSP ou un PIC). La charge est quelconque. Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté cela conduit à distinguer :

- Onduleurs de tensions.

- Onduleurs de courant.
- Onduleur de résonance.

➤ Onduleur de tension

On appelle onduleur de tension, un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue. Nous présentons le principe des onduleurs de tension dans le cas où la sortie est monophasée et utilisons l'onduleur en pont à quatre interrupteurs : K1, K2, K1' et K2'.

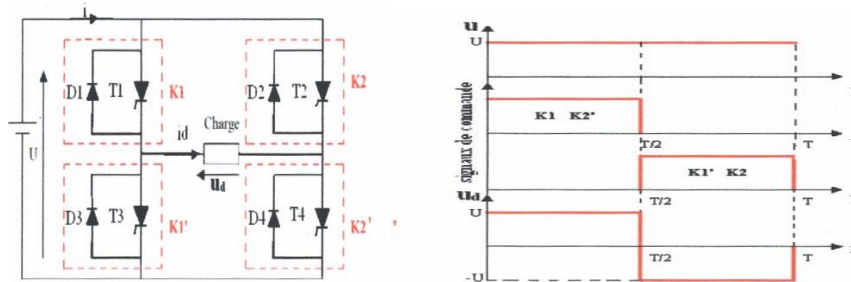


Figure I.8.a. Le circuit de puissance d'un Onduleur (pont monophasée).

Figure I.8.b. Les signaux de commande

Figure I.8. Onduleur de tensions en pont monophasé.

Les états des interrupteurs commandés nous permettent de donner l'expression de U_{dc} comme suit: Si la tension d'entrée de l'onduleur est constant et égal à U , quelque soit I on a :

- Pour $0 < t < T/2$: les interrupteurs, K1, K2' sont fermés, et K2, K1' sont ouverts. D'où:

$$U_{dc} = +U \quad (I.1)$$

- Pour $T/2 < t < T$: les interrupteurs, K2, K1' sont fermés, et K1, K2' sont ouverts. D'où:

$$U_{dc} = -U \quad (I.2)$$

Le courant de la sortie est donc le courant I à l'entrée, il dépend de la charge placée du coté alternative.

Notant que les interrupteurs **K** de l'onduleur; Figure. (I.8.a) sont formés par la mise en parallèle d'un semi-conducteur **T** commandé à l'ouverture et à la fermeture et d'une diode **D**.

Cette dernière assure la continuité de courant permettant ainsi la conduction d'un courant négatif dans le cas où le courant est déphasé par rapport à la tension de sortie [GUY06] [PIO10][BOU09].

➤ Onduleur de courant

On appelle onduleur de courant, un onduleur qui est alimenté par une source de courant continue. Comme exemple, on prend le montage de la figure ci-dessous illustrant le modèle d'un onduleur de courant monophasé, qui se compose de quatre interrupteurs de puissance $K1$, $K2$, $K1'$ et $K2'$, sur La Figure (I.9.b) sont représentés les signaux de commande et les formes d'ondes des courants correspondants [DUY06][PIO10][BOU09].

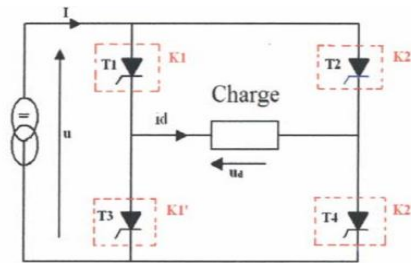


Figure I.9.a: Onduleur de courant en commande et pont monophasé.



Figure I.9.b. Signaux de commande et pont monophasé d'onde des courants.

Figure I.9. Onduleur de courant en pont monophasé.

De même, pour l'onduleur de courant, les états des interrupteurs commandés nous permettent de donner l'expression de i_d . Si le courant d'entrée de l'onduleur est constant et égal à I , quelque soit U :

- Pour $0 < t < T / 2$: les interrupteurs, $K1$, $K2'$ sont fermés, et $K2$, $K1'$ sont ouverts :

$$i_d = +I \quad (I.3)$$

- Pour $T / 2 < t < T$: les interrupteurs, $K2$, $K1'$ sont fermés, et $K1$, $K2'$ sont ouverts :

$$i_d = -I \quad (I.4)$$

La tension U_{dc} de la sortie est donc la tension U à l'entrée, elle dépend de la charge placée dans le coté alternatif. Dans ce cas; l'interrupteur est formé d'un semi conducteur commandé à l'ouverture et la fermeture, il n'a pas à être réversible en courant, alors on n'a pas besoin de diode mise en parallèle [DAY06][PIO10][BOU09].

Parmi les onduleurs de tension ou de courant, on trouve aussi les onduleurs à résonances :

➤ **Onduleur de résonance** : Ces onduleurs permettent d'imposer le courant ou la tension et la fréquence.

Alors, pour le cas particulier où la charge est constituée d'un circuit oscillant peu amorti, on peut commander les interrupteurs à une fréquence très proche de la fréquence de résonance de la charge.

Si la charge varie, la fréquence de commande varie. Ce qui signifie que la fréquence de l'onduleur dépend de la charge, il n'est plus non autonome.

On distingue deux modèles à résonance [DUY06][PIO10][BOU09].

▪ Onduleur à résonance parallèle

Ce dernier débite sur un circuit RLC résonnant parallèle peu amorti comme l'illustre la Figure (I.10) suivant :

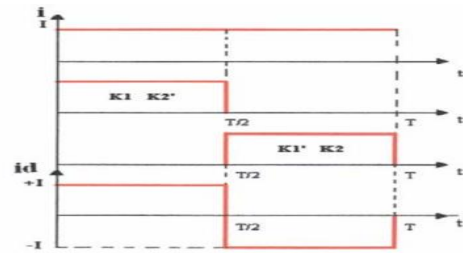
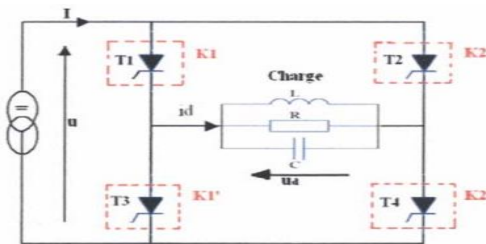


Figure I.10.a: Onduleur à résonance parallèle (Monophasée).

Figure I.10.b: Signaux de commande et forme d'onde des courants.

Figure I.10. Onduleur à résonance parallèle en pont monophasé.

Pour cela, on dispose d'une capacité branchée entre les bornes de la sortie, pour s'opposer à la brusque variation de la tension; donc l'onduleur doit être alimenté par une source de courant continu. Il représente donc un cas particulier de l'onduleur de courant, dont la Figure. (I.10.a). Donne les signaux de commande et les formes d'ondes des courants [GUY06][PIO10] [TEA10].

▪ Onduleur à résonance série

Celui-ci débite sur un circuit **RLC** résonant série peu amorti la Figure (I.11.a) Dans ce cas, on dispose d'une inductance placée en série dans la charge, pour s'opposer aux discontinuités du courant I , donc l'onduleur doit être alimenté par une source de tension. Il représente donc un cas particulier de l'onduleur de tension. La Figure (I.11.b) représente les signaux de commande et les formes d'ondes des tensions :

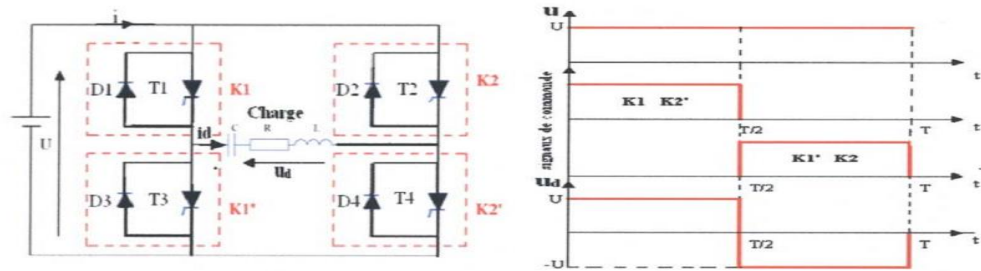


Figure I.11.a: Onduleur à résonance série (Monophasée).

Figure I.11.b: Signaux de commande et forme d'onde des tensions.

Figure I.11. Onduleur à résonance série en pont monophasé.

I.3. 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 systèmes) ou à des systèmes couplés aux réseaux conventionnels. Deux classes d'onduleurs monophasés sont distinguées suivant leur topologie :

I.3.1. Onduleur monophasé en demi-point

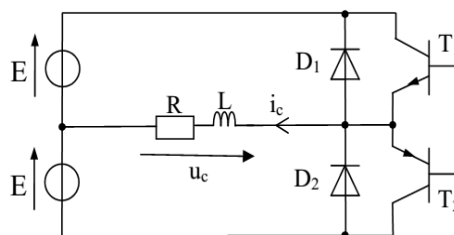


Figure I.12 : onduleur monophasé en demi-point.

0 à T/2 : lorsque K1 est fermé : K2 est ouvert.

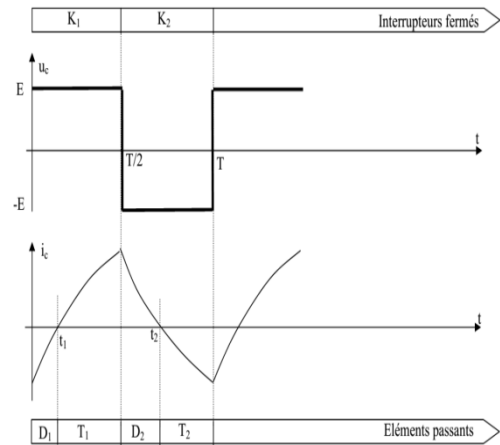
$u_c = E$ $i_c < 0$: D1 conduit (0 à t1)

$i_c > 0$: T1 conduit (t1 à T/2)

0 à T/2 : lorsque K1 est fermé : K2 est ouvert ;

$u_c = E$ $i_c < 0$: D1 conduit (0 à t1)

$i_c > 0$: T1 conduit (t1 à T/2)



I.3.2. Onduleur monophasé en pont (Pont H)

Ce type d'onduleur comporte quatre diodes montées en antiparallèle sur quatre interrupteurs électroniques unidirectionnels et commandés comme l'indique dans la figure (I.13). [GUY95] La tension de sortie a une valeur réglable grâce au décalage de l'angle d'allumage des interrupteurs statiques.

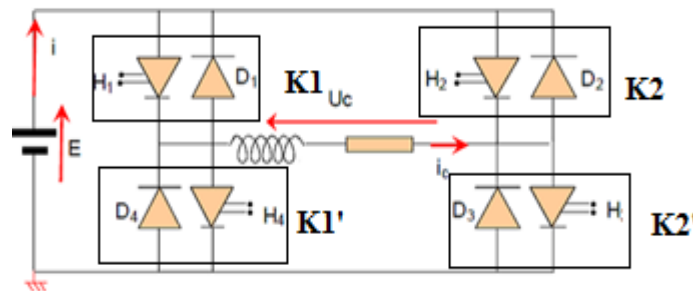


Figure I.13. Onduleur monophasé en pont.

Les interrupteurs électroniques sont commandés alternativement et de façon complémentaire sur une période T à la fréquence f. H1 et H3 sont fermés simultanément pendant la moitié de la période T. Le reste de la période T voit la fermeture des interrupteurs H2 et H4. Lorsque H1 et H3 sont fermés, les deux autres interrupteurs sont nécessairement ouverts. La tension peut donc prendre que les deux valeurs suivantes :

H1 et H3 fermés H2 et H4 ouverts $U = E$.

H2 et H4 fermés H1 et H3 ouverts $U = - E$.

La variation de tension et de courant sont contenues dans le tableau suivant :

Temps	Courant i_c	Tension U_c	Interrupteurs commandé	Eléments Passants
$t_1 < t < \frac{T}{2}$	$i_c > 0$	$U_c > 0$	H ₁ et H ₃ fermés	H ₁ et H ₃ passants
$\frac{T}{2} < t < t_2$	$i_c > 0$	$U_c < 0$	H ₂ et H ₄ fermés	D ₁ et D ₄ passants
$t_2 < t < T$	$i_c < 0$	$U_c < 0$	H ₂ et H ₄ fermés	H ₂ et H ₄ passants
$0 < t < t_1$	$i_c < 0$	$U_c > 0$	H ₁ et H ₃ fermés	D ₁ et D ₄ passants

Tableau I.1. Tableau de variation de tension et de courant d'un onduleur en pont.

Ce fonctionnement est illustré par le chronogramme Figure (I.14) suivant :

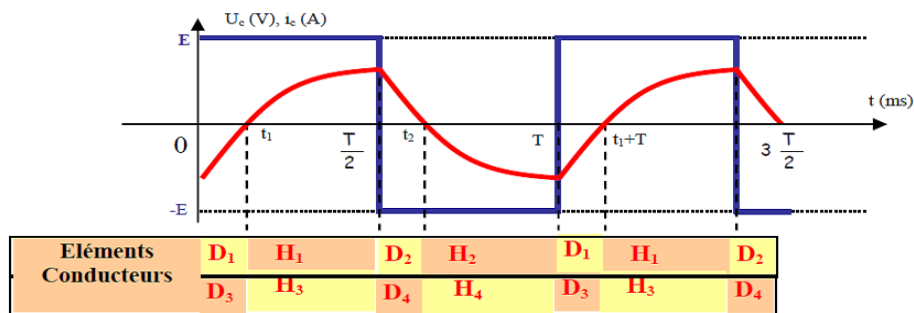


Figure I.14. Tension et courant délivrée par un onduleur en pont.

I.4. 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 un onduleur triphasé en regroupant, en parallèle, trois onduleurs monophasés (en pont ou en demi-point) et commander les interrupteurs de chacun pour obtenir à la sortie trois phases décalées de 120° . En fait, en regroupant trois demi -ponts monophasés. Dont les interrupteurs du même bras de l'onduleur doivent être complémentaires pour que la tension continue U ne soit jamais en court-circuit et pour que les circuits des courants i_a, i_b et i_c ne soient jamais ouverts. Afin que les interrupteurs puissent imposer les tensions de sortie, quelques soient les courants de charge, il faut que ces derniers soient bidirectionnels en courant. Chacun d'eux est formé d'un semi-conducteur à ouverture et à fermeture commandées et d'une diode montée en antiparallèle. Ces interrupteurs peuvent être réalisées,

suivant la puissance à contrôler, avec des transistors MOS ou bipolaires, des IGBTs ou des GTOS associés à une diode en antiparallèle pour obtenir la réversibilité en courant.

I.4.1. 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.15).

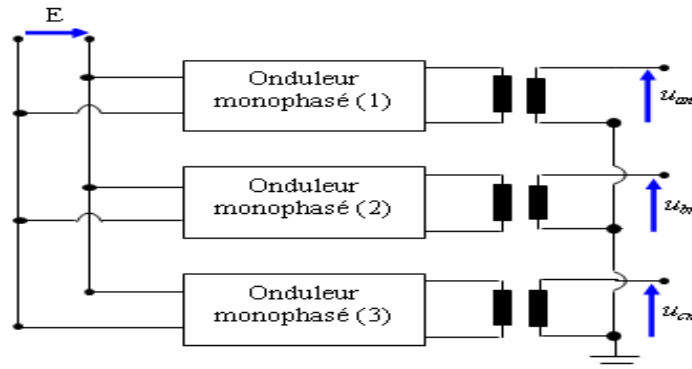


Figure. I.15. Onduleur triphasé composé de trois onduleurs monophasés.

I.4.2. 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.16) 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".

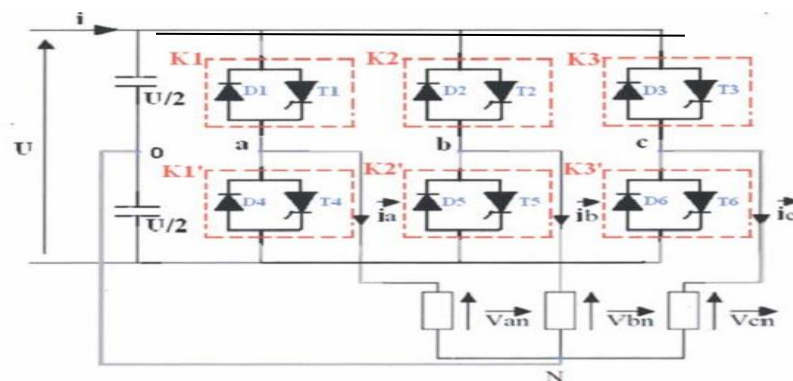


Figure I.16. Onduleur de tension triphasé.

I.5. Application des onduleurs

Parmi les nombreux domaines d'emploi des onduleurs autonomes, on trouve principalement Les onduleurs à fréquence fixe à commutation forcée : Alimentés le plus souvent par une batterie d'accumulateur, ils jouent d'ordinaire le rôle d'alimentation de sécurité, ils constituent à ce titre, le principe déboucle actuel des onduleurs autonomes [GUY95][LAK01].

Les onduleurs à fréquence variable à commutation forcées : Alimentés à partir du réseau industriel par l'intermédiaire d'un montage redresseur, ils délivrent une tension de fréquence et de valeur efficace nécessaires pour faire tourner à vitesse variable un moteur à courant alternatif.

I.5.1. Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone

La vitesse d'un moteur synchrone est fixée par la pulsation des courants statiques. Pour changer de vitesse il faut donc changer la fréquence des tensions d'alimentation. Il faut donc redresser la tension du réseau puis l'onduler à la fréquence désirée.

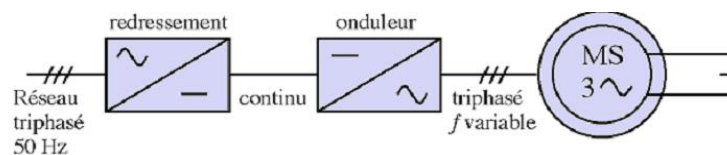


Figure I.17. Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone.

Remarque : pour que la puissance du moteur reste nominale lorsque la fréquence varie, il faut en fait conserver le rapport (f / V) constant. (Si la fréquence augmente, il faut augmenter la tension d'alimentation proportionnellement).

I.5.2. Alimentation de secours

Lors d'une panne d'électricité, un onduleur assure la continuité de l'alimentation des machines à partir de batteries. En informatique professionnelle, un onduleur est indispensable pour éviter la perte d'informations en cas de panne du secteur.

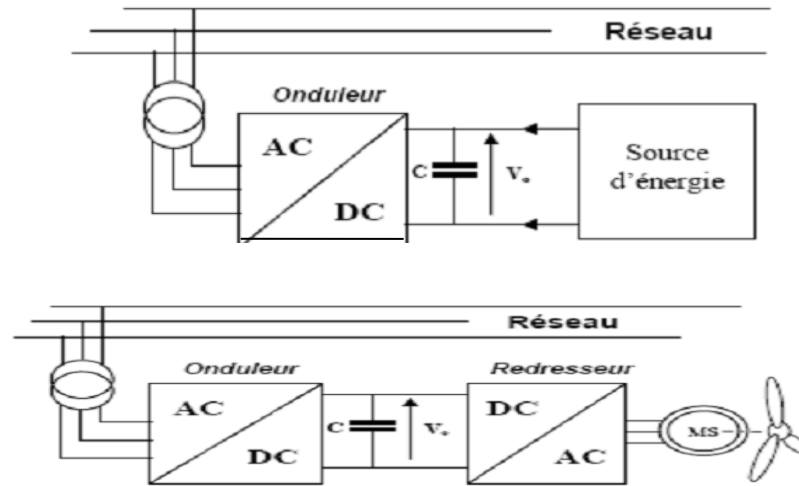


Figure I.18. Alimentation de secours.

1.6. Les paramètres de performances de l'onduleur

La qualité de l'énergie fournie par un onduleur est évaluée suivant les paramètres de performance suivant [BEN07].

- **Facteur de la nième harmonique :**

C'est la mesure de la contribution individuelle des harmoniques définie comme suit :

$$HFN = \frac{V_{effn}}{V_{eff1}}$$

- **Distorsion d'harmonique total :**

Le taux de distorsion, encore appelé distorsion harmonique totale est défini comme le rapport de la valeur efficace globale des harmoniques (c'est-à-dire leur somme quadratique) à la valeur efficace de la composante fondamentale

$$THD = \frac{\sqrt{H_2^2 + H_3^2}}{H_1} \quad (I.5)$$

On va couramment jusqu'au 40ème ou 50ème rang d'harmoniques. Cette grandeur permet d'évaluer à l'aide d'un nombre unique la perturbation d'un courant ou d'une tension en un point d'un réseau, voire de comparer deux réseaux sujets à des harmoniques de rangs différents.

Le THD représente sensiblement l'augmentation de l'effet Joule dans les lignes et les dispositifs.

Un appareil de mesure qui n'effectue pas une analyse spectrale ne mesure pas le THD mais une valeur approchée appelée le facteur de distorsion, ou DF.

Ce facteur, inférieur à 100 %, est défini par le rapport de la valeur efficace des harmoniques à la valeur efficace du signal total.

$$DF = \frac{\sqrt{H_2^2 + H_3^2 + \dots}}{\sqrt{H_1^2 + H_2^2 + H_3^2 + \dots}} \quad (I.6)$$

Lorsque la distorsion est faible, les deux valeurs THD et DF sont équivalentes.

Si le DF dépasse les 15 %, il est possible de corriger la mesure pour obtenir le taux de distorsion harmonique total.

$$THD = \frac{DF}{\sqrt{1 + DF^2}} \quad (I.7)$$

Un bon appareil d'analyse de réseaux donne la valeur efficace du signal puis le compare à celle du signal sans son fondamental. Mais certains appareils ne mesurent que la valeur moyenne des signaux redressés et non pas les valeurs efficaces. La mesure peut être alors inférieure à DF, et aucune correction ne permet de retrouver THD. La distorsion de l'onde de tension est proportionnelle à l'impédance du réseau et à l'amplitude des courants harmoniques.

La précision de son calcul n'est limitée que par l'incertitude de l'impédance du réseau. Le taux de distorsion du réseau électrique est presque partout inférieur à 2% en HTB, 5% en HTA et 7% en BT. C'est la mesure de la similitude de la forme d'onde réelle avec sa composante fondamentale :

$$THD = \frac{1}{V_{eff1}} [\sum_{n=2,3}^{\infty} V_{effn}^2]^{1/2} \quad (I.8)$$

Spectre des harmoniques de courant

Le facteur d donne une information globale de la distorsion harmonique. Il est souvent utile de connaître la contribution individuelle de chaque fréquence à la distorsion totale. L'analyse par FFT (Fast Fourier Transformation) du courant donne son spectre harmonique, qui est une caractéristique plus détaillée que le facteur de distorsion harmonique global.

Le spectre harmonique typique des MLI à fréquence de commutation constante présente des raies d'amplitude importante autour de cette fréquence et de ses multiples. Ceci entraîne des problèmes de bruit acoustique, pouvant être amplifié par des phénomènes de résonances mécaniques. Certaines techniques de MLI (MLI aléatoire par exemple) cherchent à éviter cette concentration d'énergie harmonique autour de certaines fréquences, en la répartissant sur toute la bande de fréquence. Pour évaluer et comparer les performances de MLI, le spectre harmonique de courant s'avère être le critère principal [DGA09].

I.7.Stratégies de commandes des interrupteurs

I.7.1.Commande 180°

Lorsque la séquence de commande de fermeture d'un interrupteur coïncide avec la commutation d'ouverture de l'interrupteur situé sur le même bras, on parle dans ce cas, d'un onduleur de type 180°, figure (I.19). Pour le premier bras de l'onduleur, l'interrupteur $K1$ est fermé pendant une demi-période (180°), et $K'1$ est fermé pendant l'autre demi de la période. Pour les deux autres bras de l'onduleur, on applique la même procédure, mais avec un décalage de $(2\pi/3)$ et $(4\pi/3)$ par rapport au premier bras [BOU09].

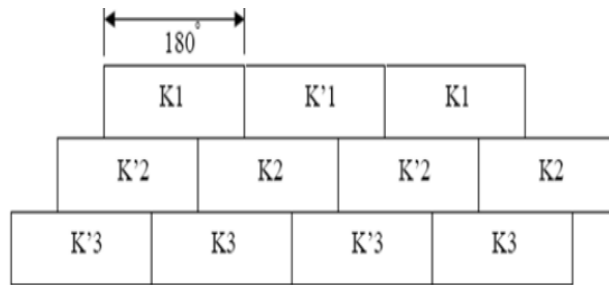


Figure I.19.commande 180°d'onduleur.

En appliquant ce type de commande pour l'onduleur, on obtient un système de tensions alternatives triphasées caractérisées par l'absence des harmoniques de rangs multiples de trois.

I.7.2.Commande 120°

La commande 120° comme le montre la figure (I.20), est basé sur le principe suivant : la commande de fermeture d'un interrupteur ne doit pas coïncider plus avec la commande d'ouverture de l'interrupteur placé sur le même bras, on parle dans ce cas d'un onduleur de type 120° [BOU09].

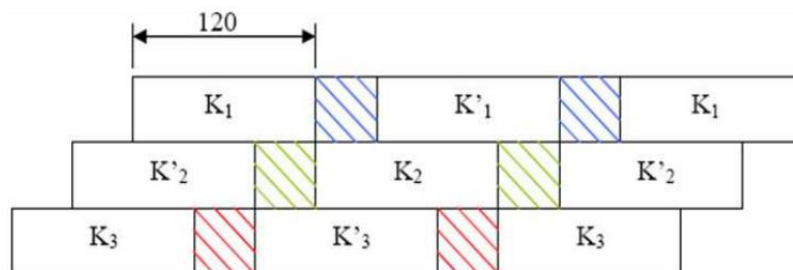


Figure I.20.Commande 120°d'un onduleur.

Avec cette technique de commande, Chaque interrupteur fonctionne pendant 120° , telle que la séquence est $K1$, $K2$ puis $K3$ successivement. De même pour les interrupteurs $K'1$, $K'2$ et $K'3$ avec un décalage de 60° par rapport à $K1$, $K2$, $K3$.

I.7.3. La Modulation de largeur d'impulsion

Nous avons dit auparavant (I.21) que les ondes délivrées par les onduleurs à commande pleine onde ou à commande décalée sont riches en harmoniques. Pour atténuer ces harmoniques on peut placer en sortie de l'onduleur un filtre. Le filtrage de la tension ou de courant de sortie d'un onduleur ne délivrant qu'un créneau de tension ou de courant par alternance est difficile et onéreux, car le premier harmonique à éliminer (L'harmonique 3 ou 5) à une fréquence très voisine de celle du fondamental. La modulation de largeur d'impulsion s'avère être la technique la plus appropriée pour la commande de l'onduleur tout en ayant une bonne neutralisation de l'onde de sortie [BER06] [BOU09].

Principe de la modulation de largeur d'impulsion :

La conversion continue alternative est assurée par les commutations des interrupteurs de l'onduleur qui vont ainsi effectuer des connexions temporaires entre les bornes de la source d'alimentation continue et les lignes de la charge triphasée alternative. Le transfert d'énergie est contrôlé par le rapport entre intervalles d'ouverture et de fermeture (rapport cyclique) de chaque interrupteur, donc par la modulation de largeurs d'impulsions de contrôle de ces interrupteurs (MLI), cette technique est basée sur la comparaison d'un signal de référence appelé aussi modulatrice d'amplitude A_r et de fréquence f , avec un signal appelé porteuse d'amplitude A_p et de fréquence f_p très élevée. Figure (I.21)

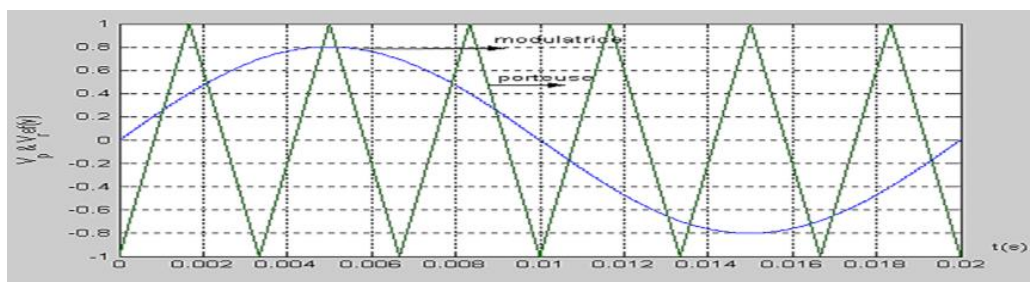


Figure I.21. Principe de la modulation.

1.7.3.1.les avantages et inconvénients de la commande hystérésis

Avantages :

- C'est une commande très simple ;
- C'est une commande e boucle fermée donc elle permet le contrôle de la grandeur de sortie ;
- Elle est parfaitement adaptée au circuit de commande de courant.

Inconvénients :

- Comme les commutations dépendent des instants ou le signal de sortie touche ou dépasse les limites supérieures et inférieures de la bande hystérésis, le rapport cyclique ne peut être connu d'avance. Ainsi, elle ne peut être contrôlée.

1.7.3.2.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 [BER06] [BOU09] [BGA08].

1.7.3.2.1.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) .

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 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.

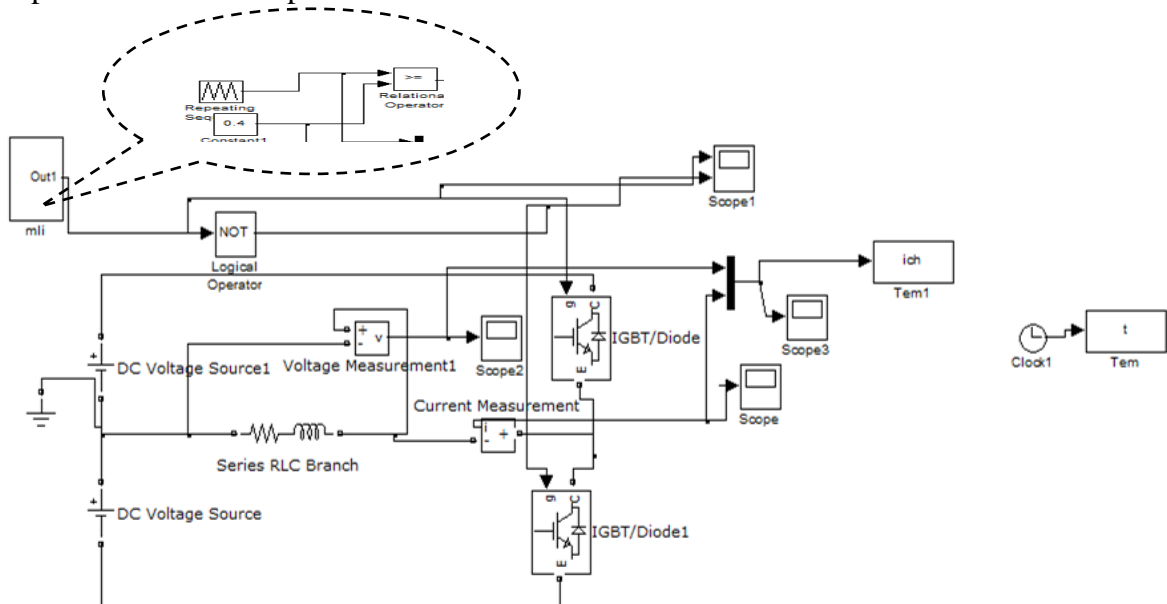
Afin de s'intéresser de manière simultanée à ces critères, nous allons aborder les techniques de modulation calculée, dans les quelles il est possible de faire apparaître des conditions explicites.

I.7.3.2.2. Commandes PWM implicites

Plusieurs techniques PWM analogiques sont largement utilisées pour contrôler le mode d'opération d'un onduleur à savoir [BER06] [ZER16] :

a) 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.22) montre le principe de la commande par modulation conventionnelle.



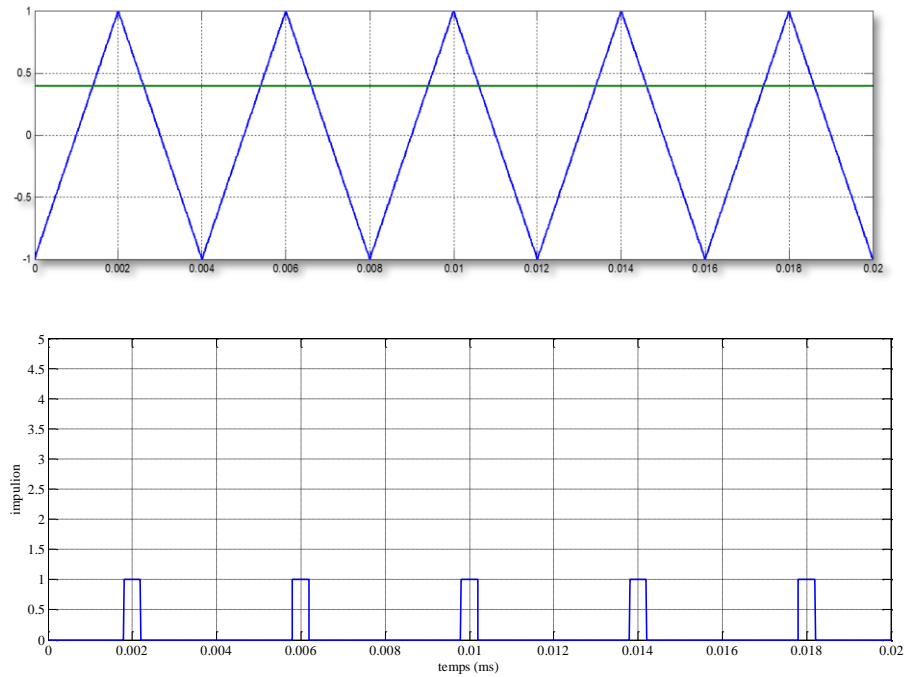


Figure I.22. Principe de la commande par modulation conventionnelle.

b) Commande par modulation naturelle

La conversion continue alternative est assurée par les commutations des interrupteurs de l'onduleur qui vont ainsi effectuer des connexions temporaires entre les bornes de la source d'alimentation continue et les lignes de la charge triphasée alternative. Le transfert d'énergie est contrôlé par le rapport entre intervalles d'ouverture et de fermeture (rapport cyclique) de chaque interrupteur, donc par la modulation de largeurs d'impulsions de contrôle de ces interrupteurs (MLI), cette technique est basée sur la comparaison d'un signal de référence appelé aussi modulatrice d'amplitude A_r et de fréquence f , avec un signal appelé porteuse d'amplitude A_p et de fréquence f_p très élevée. Figure (I.23).

- **L'indice de modulation (m):** On le définit par le rapport $\left(\frac{f_p}{f_r}\right)$ de la fréquence de la porteuse et de la référence.

- **Le coefficient de réglage en tension (r):** On le définit comme le rapport $\left(\frac{A_r}{A_p}\right)$ 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.23) suivante:

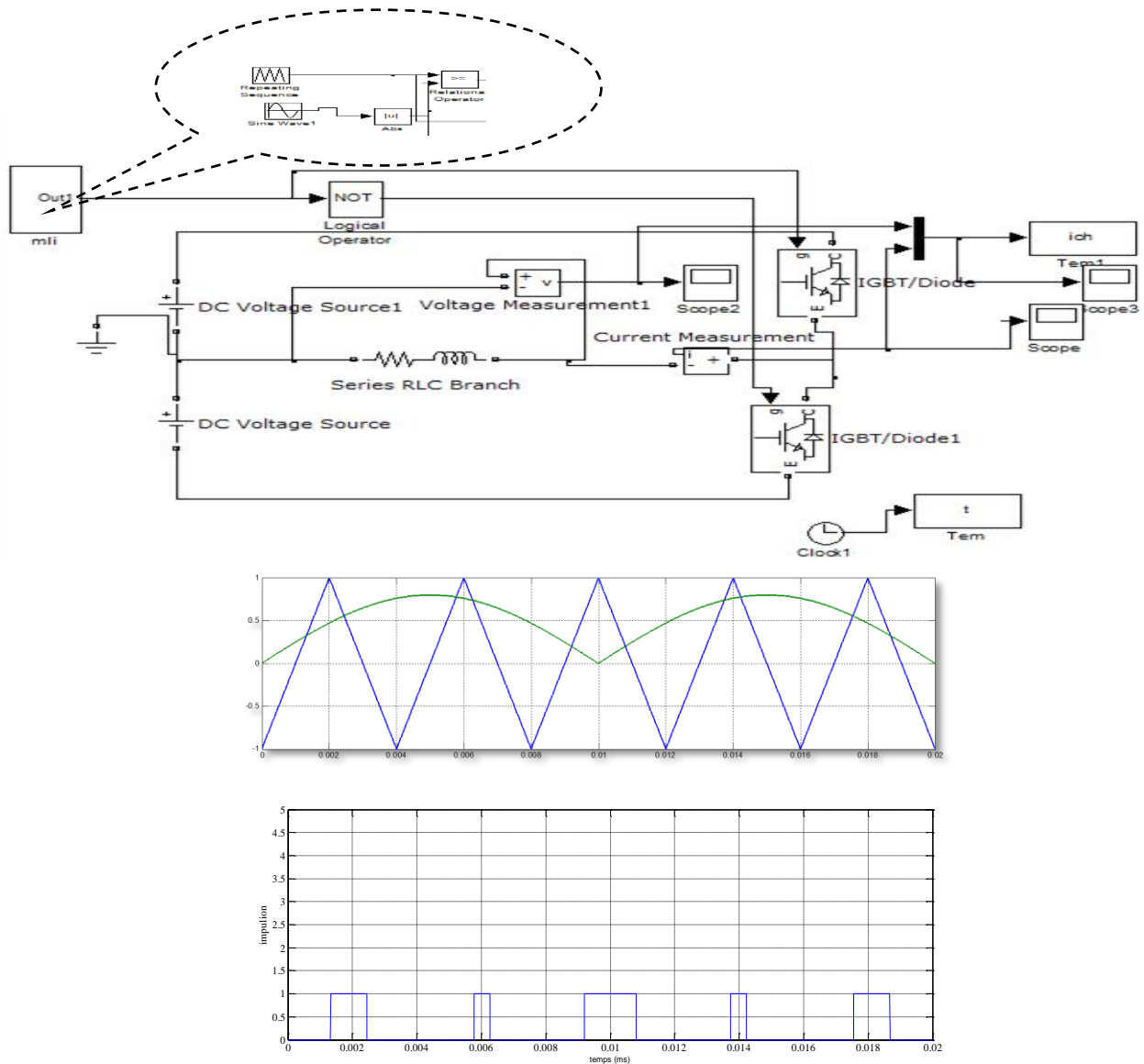


Figure I.23.principe de la commande MLI triangulo-sinusoidale.

c) **Commande par La modulation vectorielle :**

La modulation vectorielle est une variante de la MLI (Modulation de largeur d'impulsion), Elle a été introduite en Allemagne par Baschle en 1971. Elle est généralement utilisée dans la commande des machines électriques (Celnaovic, 2000). Cette technique consiste à présenter les tensions sous forme de vecteurs et à appliquer ces vecteurs pendant une période de temps donnée. Cette composition de vecteurs est présentée sous forme d'un diagramme vectoriel. La SVPWM (SpaceVector Pulse Width Modulation) se distingue de la MLI inter sélective par le fait de ne pas utiliser trois modulateurs séparés pour les trois bras d'un onduleur mais un seul vecteur global qui représente les états des trois bras en même temps. Le travail de la SVPWM consiste au calcul des intervalles de temps accordés à chaque

vecteur de tension pendant la durée du cycle de modulation, afin d'obtenir le vecteur de référence (Saeedifard, 2008). Figure (I.24)

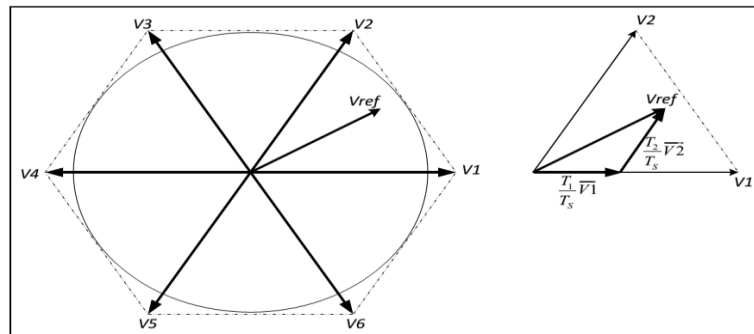


Figure I.24. Modulation vectorielle (Saeedifard, 2008).

d) Commande par modulation par hystérésis

La réalisation de cette technique, régulation par tout ou rien, consiste à accomplir les deux étapes suivantes :

- Comparer le courant mesuré avec le courant de référence ce qui produit un signal de commande qui sera le signal d'entrée appliqué au comparateur à hystérésis.
- Fixer une bande dans laquelle le courant peut évoluer. L'atteinte du courant à l'une des limites provoque le changement du fonctionnement des interrupteurs de telle manière que le courant ne dépasse pas cette limite et se dirige vers l'autre.

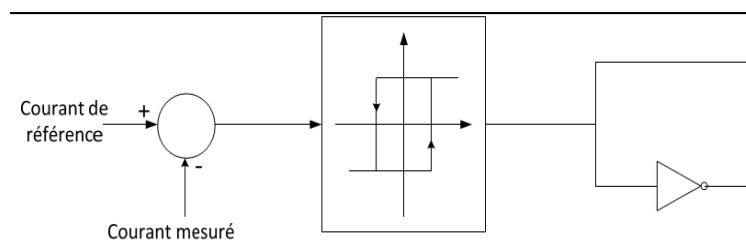


Figure I.25. Principe de commande par Hystérésis.

Cette technique a l'avantage d'être simple et facile d'implémentation. À l'opposition de la technique de modulation MLI, celle-ci, a l'inconvénient de fonctionner à des fréquences de commutation variables et non contrôlables (Kanaan et Al-Haddad, 2005). Plusieurs solutions ont été proposées afin de régler ce problème. Parmi elles la commande par hystérésis modulée qui consiste à comparer le signal d'erreur, produit suite à la première

comparaison entre le courant de référence et le courant réel, avec un signal triangulaire qui fixe la fréquence de commutation.

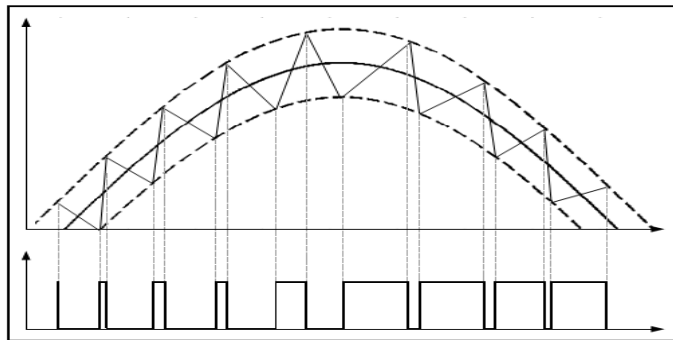


Figure I.26. Modulation hystérésis.

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.

**ETUDE DE LA COMMANDE
EN COURANT PAR
HYSTÉRÉSIS
À BANDE CONVENTIONNELLE
DE L'ONDULEUR**



**Chapitre
II**

II.1.Introduction

Le contrôle du courant (Curent Control) est recommandé dans toutes les applications centrées autour d'un onduleur de tension, parce qu'il assure d'une part une bonne protection et stabilité, d'autre part une réponse rapide du système. De plus, il autorise le contrôle de la forme d'onde du courant durant une période du réseau ; ce qui permet la compensation des perturbations dues aux transitoires de la charge, aux non linéarités et aux retards de commutation. En effet, des stratégies de commande sont appliquées pour obtenir une modulation rapide de la tension à l'entrée/sortie du convertisseur tel que les techniques MLI. Aussi, le contrôle du courant est indispensable dans certaines applications comme le redressement et le filtrage actif, où le courant doit être piloté instantanément pour imposer des puissances active et réactive données, pour minimiser les courants harmoniques et améliorer le facteur de puissance du système [BOU10].

Le contrôle en courant par hystérésis (Hysteresis Current Control : HCC) consiste à maintenir le courant dans une bande enveloppant sa référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation aux interrupteurs. La figure (II.1) illustre le principe de contrôle en courant par hystérésis à bande fixe à deux niveaux. La différence entre le courant de référence et celui mesuré est appliquée à l'entrée d'un comparateur à hystérésis dont la sortie fournit l'ordre de commande du bras correspondant du pont [SHA03] [TRI92].

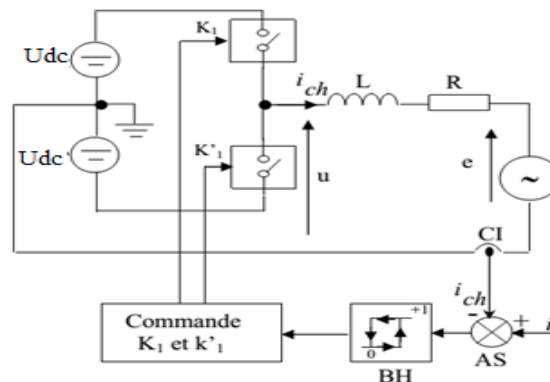


Figure II.1. Principe de contrôle du courant par hystérésis.

Cette technique de contrôle fait partie des commandes non linéaires parce qu'elle fonctionne en tout ou rien. Elle est bien connue et présente de gros avantages au niveau de la robustesse et de la simplicité de mise en œuvre. Elle possède un temps de réponse rapide en régime dynamique, une stabilité et une précision satisfaisante et de plus limite automatiquement le courant. Le seul paramètre de régulation dans cette commande est la

largeur de la bande d'hystérésis qui détermine l'erreur sur les courants et la fréquence de commutation bien que cette dernière reste inconnue et variable. La technique de régulation par bande hystérésis est une des méthodes les plus appropriées pour les différentes applications d'onduleurs contrôlés en courant telles que les entraînements électriques et les filtres actifs. Le principe de génération des ordres de commande est représenté sur la figure(II.2), où ΔI est la largeur de la bande hystérésis :

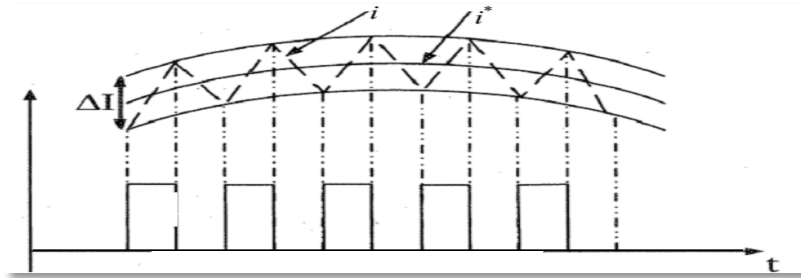


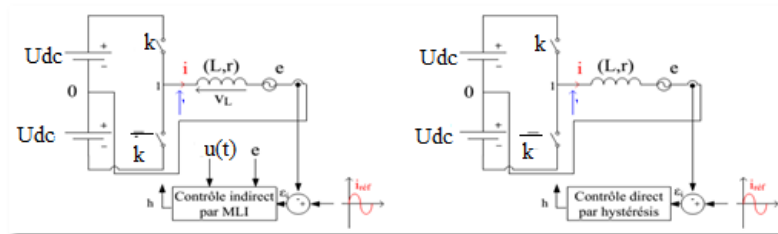
Figure II.2.Principe de génération des ordres de commande.

II.2.Contrôle indirect par MLI et contrôle direct par hystérésis

Un onduleur de tension débitant sur une source de courant monophasée est en général commandé en boucle fermée afin de contrôler son courant de sortie. La comparaison de la valeur instantanée du courant de charge avec sa référence introduit une nouvelle grandeur, appelée erreur, et définie par la relation (II.1) :

$$\varepsilon(t) = i_{réf}(t) - i_{ch}(t) \tag{II.1}$$

Pour réaliser ce contrôle en courant de sortie, l'onduleur impose soit ses tensions moyennes de phase (contrôle indirect par MLI), soit sa fonction de commande K (contrôle direct par hystérésis). Cette distinction conduit à deux familles de modulation différentes présentées sur la Figure (II.3):



(a) Contrôle indirect par MLI

(b) Contrôle direct par hystérésis

Figure II.3. Contrôle du courant d'un monophasé.

Avec la première famille ,Figure (II.3 (a)), le principe consiste à définir une tension de référence par le biais d'une régulation de courant, puis, dans le cas d'une modulation naturelle, à comparer cette tension de référence à un signal triangulaire pour obtenir la fonction de commande K du bras. Cette technique présente l'avantage d'une réalisation simple mais requiert un contrôle composé de correcteurs pour créer cette tension de référence à partir du courant de référence. Le calcul de ce correcteur exige de connaître les paramètres de charge et leur présence peut impliquer des problèmes de stabilité et de temps de réponse. La deuxième famille, Figure (II.3 (b)) basée sur le contrôle direct du courant de phase consiste à agir directement sur l'état de l'onduleur en imposant K , mais suppose prédéfinie une stratégie de commande adaptée au contrôle du courant de sortie ajusté à la charge connectée [FER13].

II.2.1. Contrôle direct par hystérésis

La structure de ce contrôle est fournie Figure (II.4) pour le cas d'un bras monophasé deux niveaux.

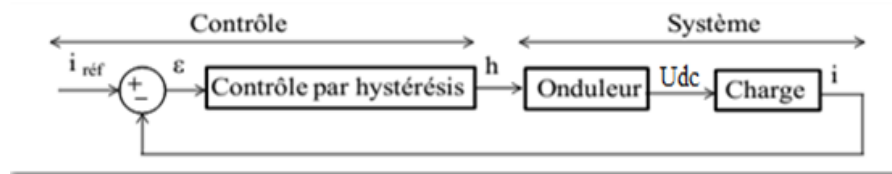


Figure II.4. Contrôle direct par hystérésis d'un bras d'onduleur.

L'objectif de cette commande est d'être capable, dès que i_{ch} s'éloigne trop de i_{ref} , de le faire converger vers sa référence, autrement dit de faire converger l'erreur $\varepsilon(t)$ vers zéro. Pour préciser jusqu'à quelle valeur peut s'éloigner le courant de sa référence, une valeur est introduite ($h/2$). Si $\varepsilon(t)$ augmente et atteint $h/2$, i_{ch} doit diminuer, et si $\varepsilon(t)$ atteint $(-h/2)$, i_{ch} doit augmenter. Une commutation doit avoir lieu à l'instant où i franchit l'une de ces bandes pour changer son sens de variation. On parle alors de contrôle par hystérésis. Une bande centrée autour du courant de référence est donc créée [DAV14].

La période entre deux commutations étant bien inférieure à la période de i_{ref} , le courant de référence peut être supposé quasi-constante entre deux commutations. Par conséquent, entre deux commutations, l'erreur en courant est liée à l'évolution de i_{ch} . Le courant i_{ch} d'un onduleur monophasé deux niveaux est régi par l'équation différentielle du premier ordre suivante aux conditions initiales près :

$$u = Ri + L \frac{di}{dt} + e \Rightarrow i_{ch} = \frac{u-e}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L}t}) \text{ avec } \tau = L/R \quad (\text{II.2})$$

Cette équation permet de déduire l'évolution du courant et par conséquent l'évolution de l'erreur entre deux commutations et de comprendre les règles à l'origine de cette stratégie de commande.

L'analyse des termes de l'équation (II.2) apporte deux indications essentielles concernant le

Comportement du courant :

- Le développement limité de l'exponentielle implique une évolution quasi-linéaire du courant (à fréquence moyenne de découpage élevée). La condition de ce développement est vérifiée car le rapport entre l'intervalle de temps entre deux commutations : t et la constante de temps de la charge: τ , (t/τ) avoisine zéro. Ce développement conduit à une expression affine du courant. Sachant que l'erreur en courant changements de la même manière que le courant de charge, si le courant de charge est régi par une droite affine, il en est de même pour l'évolution de l'erreur en courant.

- l'équation du courant (II.2) montre que le seul paramètre réglable par le système influant sur

L'évolution du courant i_{ch} est la tension u appliquée par l'onduleur.

L'objectif d'un contrôle direct par hystérésis est de maîtriser l'évolution du courant i_{ch} .

Ce contrôle doit être capable d'assurer le suivi de la référence du courant i_{ref} . Compte tenu de l'équation du courant (II.2), pour contrôler ce courant en garantissant sa convergence vers sa référence, il faut impérativement savoir maîtriser la pente du courant selon les conditions de référence imposées. Ceci revient à savoir contrôler la dérivée de l'erreur du courant de phase $\varepsilon(t)$. Ainsi la pente du courant réel doit toujours pouvoir être supérieure ou inférieure à la pente de la référence de courant selon la configuration de l'onduleur. Pour cela, il suffit d'être capable d'imposer une dérivée de l'erreur $\varepsilon(t)$ positive (ou négative) dès que cette erreur franchit sa bande supérieure (ou inférieure) équation (II.3).

$$\frac{d\varepsilon(t)}{dt} = \frac{di_{ref}}{dt} - \frac{di_{ch}}{dt} \quad (\text{II.3})$$

Or, savoir contrôler la pente du courant revient à savoir produire avec le convertisseur une tension suffisamment grande aux bornes de l'inductance (équation (II.2)) pour provoquer la croissance ou la décroissance nécessaire du courant et donc de l'erreur de courant à tout

instant.

Dans nos conditions de fonctionnement et en régime sinusoïdal :

$$i_{\text{ref}}=I_{\text{max}} \sin(\omega t) \Rightarrow L \frac{di_{\text{ref}}}{dt} = \omega I_{\text{max}} \cos(\omega t) = u - e \quad (\text{II.4})$$

Dans le dimensionnement en tension de U_{dc} effectué initialement, on s'est assuré de pouvoir produire un fondamental de u permettant de valider la relation (II.4) en produisant le fondamental adéquat avec l'onduleur pour le courant nominal, condition pour laquelle le système est le plus contraignant. Ainsi, à tout instant, la dérivée de courant de charge peut toujours être supérieure ou inférieure à celle de la dérivée du courant de référence pour $u=\pm U_{dc}$ garantissant ainsi la convergence de l'erreur en courant.

II.3. Commande en courant par hystérésis conventionnelle

II.3.1. commande en courant par hystérésis à bande fixe CCHBF

La modulation par hystérésis demeure très utilisée dans l'industrie à cause de sa structure simplifiée et son aspect économique reconnu. Cette méthode ne nécessite pas une connaissance précise des paramètres de la machine. Cependant, elle présente l'inconvénient majeur de variations aléatoires de la fréquence de hachage des composants de l'onduleur. [ZER16]

Principe :

Dans ce type de commande, on fait appel à des régulateurs à action à deux positions pour chaque phase, ils fonctionnent en principe selon le mode de glissement ; puisque les branches de l'onduleur sont commandées sans l'intermédiaire d'un dispositif de modulation, on parle aussi de commande directe.

Ils agissent selon la différence entre la grandeur de consigne $i_{\text{ref}}(t)$ et la grandeur réelle i_{ch} du courant circulant dans une phase de la charge monophasé et produisent un signal logique $S(t)$ suivant la caractéristique de commutation, présentée à la figure (II.5), qui possède une hystérèse. Ainsi, ces régulateurs assurent deux tâches : la compensation d'erreur (réduire l'erreur sur le courant) et la modulation (détermination des instants de commutation).

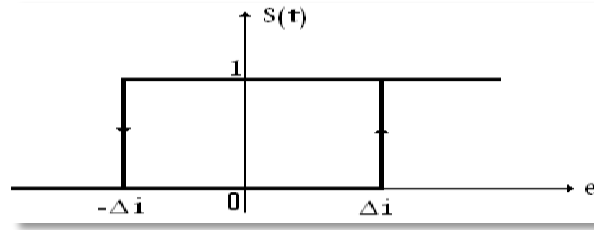


Figure II.5. Caractéristique d'un régulateur à action à deux positions.

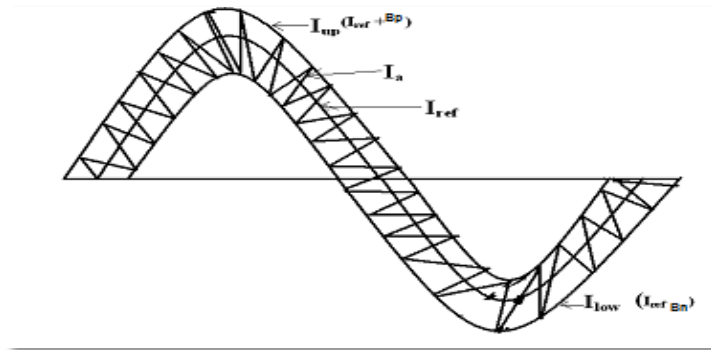


Figure II.6. Forme d'onde du courant de source (bande fixe).

Le principe de base du contrôle par hystérésis, décrit par la figure (II.6), est très simple et se résume à une comparaison permanente entre les courants réels et les courants de référence, l'écart ' $\varepsilon(t)$ ' résultant constitue le signal d'entrée au régulateur [ZER16][BEG08] :

$$\varepsilon(t) = i_{ref}(t) - i_{ch}(t)$$

Comme le courant de référence est $i_{ref}(t) = I_{ref_max} \sin(\omega t)$

Les sorties des comparateurs sont reliées à la logique de commande de l'onduleur de telle façon à imposer des commutations forcées aux composants du convertisseur statique lorsque les variations du courant d'une phase quelconque s'écartent des limites encadrant sa référence. Autrement dit, lorsque le courant réel dépasse la limite maximale i_{max} , l'événement « hystérésis haut » est sélectionnée et le composant 1 est amorcé. A l'approche de la limite inférieure, l'événement « hystérésis bas » est adopté et l'interrupteur 2 est amorcé pour une phase, tels que :

h : La largeur de la bande d'hystérésis.

- La limite supérieure de la bande est:

$$h_p = +\frac{h}{2}$$

La limite inférieure de la bande est:

$$h_n = -\frac{h}{2}$$

Donc, le courant de charge oscille entre deux limites:

- La limite supérieure de courant est:

$$I_{\text{sup}} = i_{\text{ref}} + \Delta I = I_{\text{refM}} \sin \omega t + \frac{h}{2} \quad (\text{II.5})$$

- La limite inférieure de courant est:

$$I_{\text{inf}} = i_{\text{ref}} - \Delta I = I_{\text{refM}} \sin \omega t - \frac{h}{2} \quad (\text{II.6})$$

La bascule commandée par $\varepsilon(t)$ passe de un (1) à zéro (0) lorsque i_{ch} atteint la valeur $i_{ref} + \frac{h}{2}$, donc l'état des interrupteur K1 est ouvert et K1' est fermé.

Elle passe de zéro (0) à un (1) lorsque i_{ch} est tombé à $i_{ref} - \frac{h}{2}$, donc K1 est fermé et K'1 est ouvert .

Donc : La commande de FBHC se fait comme suit :

Si $i_{ch} - i_{ref} < -h/2$ K₁ fermé, K'₁ ouvert.

Si $i_{ch} - i_{ref} > h/2$ K'₁ ouvert, K₁ fermé.

II.3.2. Commande en courant à bande d'hystérésis sinusoïdale CCHBS

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 [BEG08] [TRI93].

$$i_{\text{ref}} = I_{\text{max}} \sin(\omega t) \quad (\text{II.7})$$

$$h = h_{\text{max}} \sin(\omega t) \quad (\text{II.8})$$

L'erreur de courant oscille entre deux bandes:

- La limite supérieure de la bande est:

$$h_p = +\frac{h}{2} \sin(\omega t)$$

- La limite inférieure de la bande est:

$$h_n = -\frac{h}{2} \sin(\omega t)$$

Donc, le courant de charge oscille entre deux limites:

- La limite supérieure de courant est:

$$i_{sup} = \left(I_{maxs} + \frac{h}{2} \right) \sin(\omega t)$$

- La limite inférieure de courant est:

$$i_{inf} = \left(I_{maxs} - \frac{h}{2} \right) \sin(\omega t)$$

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

Pour $i_{ref} > 0$

Si $i_{ch} > i_{sup}$, $u(t) = -U_{dc}$, (K1 ouvert, K1 fermé).

Si $i_{ch} < i_{inf}$, $u(t) = U_{dc}$, (K1 ouvert, K1 fermé).

Pour $i_{ref} < 0$

Si $i_{ch} > i_{inf}$, $u(t) = -U_{dc}$, (K1 ouvert, K1 fermé).

Si $i_{ch} < i_{sup}$, $u(t) = U_{dc}$, (K1 ouvert, K1 fermé).

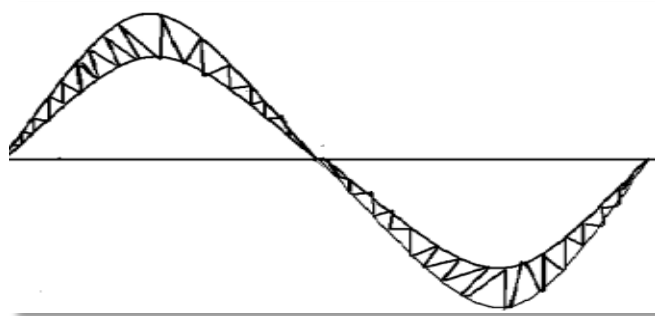


Figure II.7. Allure du courant de charge dans une bande sinusoïdale.

II.4. Détermination des intervalles de condition

Pour calculer la fréquence de fonctionnement des interrupteurs, nous allons calculer la durée de deux intervalles [BEL05].

Si t_i correspond à un passage de $+U_{dc}$ à $-U_{dc}$ dans l'intervalle $[t_{i-1}, t_i]$, la tension d'alimentation est appliquée au charge par l'équation qui suit :

$$L \frac{di_{ch}}{dt} + e(t) = u(t) \quad (\text{II.9})$$

$$e(t) = E \sin(\omega t - \varphi) \quad (\text{II.10})$$

Pour $I \in [t_{i-1}, t_i]$, l'équation (II.9) et (II.10) devient :

$$-U_{dc} = L \frac{di_{ch}}{dt} + e(t) = L \frac{di_{ch}}{dt} + E \sin(\omega t - \varphi) \quad (\text{II.11})$$

Avec

$$i_{ch}(t_{i-1}) = i_{ref}(t_{i-1}) + \frac{h}{2} = I_{ref} \sin(\omega t_{i-1}) + h/2 \quad (\text{II.12})$$

On déduit :

$$i_{ch}(t) = I_{ref} \sin(\omega t_{i-1}) + \frac{h}{2} - \frac{U_{dc}}{2} (t - t_{i-1}) - \frac{E}{\omega} (\cos(\omega t_{i-1} - \varphi) - \cos(\omega t - \varphi)) \quad (\text{II.13})$$

A $t=t_i$ le courant de charge

$$i_{ch}(t_i) = I_{ref} \sin(\omega t_i) - h/2 \quad (\text{II.14})$$

D'où, en reportant dans (II.13)

$$h - I_{ref} [\sin(\omega t_i) - \sin(\omega t_{i-1})] = \frac{U_{dc}}{L} (t_i - t_{i-1}) - \frac{E}{L\omega} (\cos(\omega t_{i-1} - \varphi) - \cos(\omega t_i - \varphi)) \quad (\text{II.15})$$

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

$$h - I_{ref} \omega [(t_i - t_{i-1}) \cos(\omega t_i)] = \frac{U_{dc}}{L} (t_i - t_{i-1}) - \frac{E}{L\omega} \omega (t_{i-1} - t_i) \sin(\omega t_i - \varphi) \quad (\text{II.16})$$

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

$$(t_i - t_{i-1}) = \frac{h}{\frac{U_{dc}}{L} + \left[\frac{E}{L} \sin \omega t_i - \varphi + I_{ref} \omega \cos \omega t_i \right]} \quad (\text{II.17})$$

Par un calcul similaire, on obtient :

$$(t_{i+1} - t_i) = \frac{h}{\frac{U_{dc}}{L} - \left[\frac{E}{L} \sin \omega t_i - \varphi + I_{ref} \omega \cos \omega t_i \right]} \quad (\text{II.18})$$

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

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

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

$$f = \frac{1}{t_{i+1} - t_{i-1}} = \frac{U_{dc}^2 - [E \sin(\omega t_i - \varphi) + I_{ref} L \omega \cos \omega t_i]^2}{2ULh} \quad (II.19)$$

En comparant les deux termes du numérateur de l'expression de f avec l'équation (II.9), on constate que ce terme n'est autre que la tension qu'on aurait aux bornes du récepteur à l'instant $t=t_i$ si le courant i_{ch} s'identifiait à sa valeur de référence.

Ce terme varie donc en fonction du temps entre zéro et le carré de valeur de U^* donnée par l'équation (II.17)

La fréquence de commutation varie entre :

Une valeur maximale :

$$f_{max} = \frac{1}{2hL/U_{dc}} \quad (II.20)$$

Inversement proportionnelle à la largeur de la bande d'hystérésis rapportée à $\frac{U_{dc}}{L}$

Une valeur minimale :

$$f_{min} = \frac{1 - \left(\frac{U^*}{U_{dc}}\right)^2}{2hL/U_{dc}} = f_{max} \left[1 - \left(\frac{U^*}{U_{dc}}\right)^2\right] \quad (II.21)$$

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

Allouer la fréquence de commutation d'une bande sinusoïdale :

$$i_{sup} - i_{inf} = \left(I_{ref} + \frac{h}{2}\right) \sin \omega t - \left(I_{ref} - \frac{h}{2}\right) \sin \omega t \quad (II.22)$$

$$= h \sin \omega t = h(t) \quad (II.23)$$

Par calcul similaire à (II.7.10), la fréquence de commutation est donnée :

$$f = \frac{1}{t_{i+1} - t_{i-1}} = \frac{U_{dc}^2 - [E \sin(\omega t_i - \varphi) + I_{ref} L \omega \cos \omega t_i]^2}{2U_{dc} L h \sin \omega t} \quad (II.24)$$

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

II.5. Avantages et inconvénients de la commande par hystérésis [RAM10]

a) Avantage :

Cette méthode est facile à mettre en œuvre, elle ne dépend pas du type de charge et ne nécessite pas la connaissance des paramètres de la machine.

b) Inconvénients :

Variation aléatoire de la fréquence de commutation, ce qui peut provoquer des pertes par commutation importantes.

Cette méthode qui ne prend compte que de l'amplitude du courant, peut conduire à une perte de contrôle des courants réels lors des régimes transitoire, par déphasage de ce si par rapport à leurs références.

II.6. Fonctionnement en simulation

II.6.1. Résultats de simulation du système étudié

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les résultats de simulation obtenus pour les 2 types de commandes présentés auparavant, à savoir la MLI, l'hystérésis bande fixe et l'hystérésis à bande sinusoïdale d'un onduleur monophasé. Ces résultats ont été obtenus à l'aide du logiciel Matlab/ Simulink en utilisant également la toolbox « SimPowerSystem ». La structure globale du modèle de simulation du système est composée d'une source de tension continue et deux principaux blocs suivants :

Bloc de modèle de l'onduleur et une charge R-L plus une force électromotrice $e(t)$

Modèle de la loi commande (contrôle de courant par hystérésis à bande fixe et à bande sinusoïdale), son rôle est de forcer le courant de charge pour suivre sa valeur de consigne i_{ref}

Tableau II.1. Principe de fonctionnement du modèle d'hystérésis.

$\varepsilon(t)$	La commande
$\varepsilon(t) > h/2$	-1
$\varepsilon(t) < -h/2$	+1
$h/2 > \varepsilon(t) > -h/2$	Conservation d'état

Donc $u(t)$ peut prendre deux valeurs $\pm U_{dc}$ suivant l'état de Relay :

Les données qui caractérisent le modèle sont les suivantes :

Tableau II.2. Les paramètres de système.

Fréquence du fondamental	$F=50[\text{Hz}]$
Tension d'alimentation de l'onduleur	$U_{dc}=100[\text{v}]$
L'amplitude de courant de référence	$i_{ref}=9 [\text{A}]$
Les paramètres de charge la résistance	$R=3 [\Omega]$
l'inductance L	$L=0.01 [\text{H}]$
l'amplitude de la force contre-électromotrice	$e(t)=30\sin(\omega t)[\text{v}]$

II.6.2.Modèle de simulation de la technique FBHC

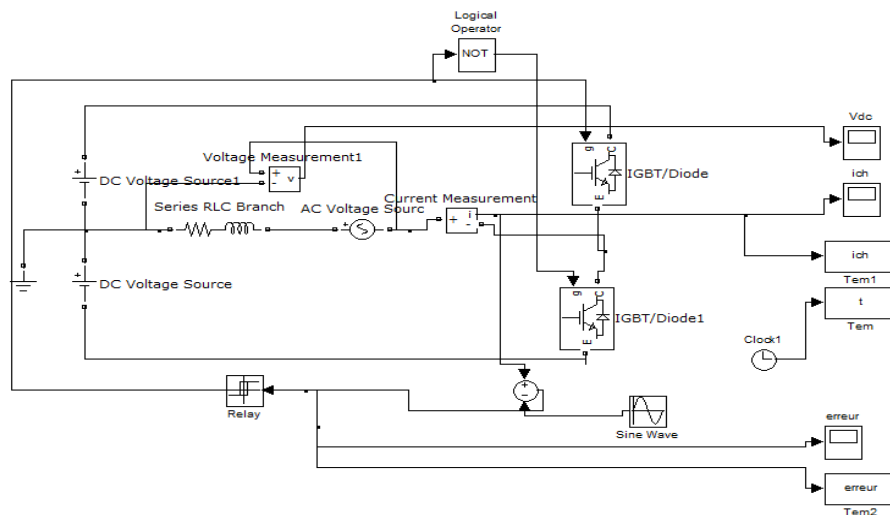


Figure II.8 : modèle de simulation de technique FBHC.

Résultats de simulation

Tableau II.3 : Résultats de simulation pour différentes bandes.

La bande	La fréquence maximale	L'harmonique le plus dominant	THD
0.8	4500	$H_{90}=1.60\%$	5.10%
1	3650	$H_{73}=1.87\%$	6.03%
1.22	3300	$H_{66}=1.93\%$	7.03%
1.5	2650	$H_{53}=2.06\%$	8.22%

D'après ces résultats, nous avons remarqué que :

La forme du courant de charge se rapproche de l'onde de référence.

Les spectres de courant montrent que le THD croit avec l'accroissement de la bande.

La fréquence de commutation est variable, varie entre une valeur maximale et une valeur minimale tout au long de la période du courant de référence.

Les résultats de simulation de modèle pour un onduleur monophasé par la technique FBHC pour quatre bandes différentes sont résumés dans le tableau (II.3), nous avons remarqué que lorsqu'on diminue la bande, la forme du courant de charge rapproche à l'onde de référence, et les spectres des courants montrent que le taux d'harmonique croit avec l'accroissement de la bande.

L'analyse spectrale correspond au courant de charge montre que le fondamental du courant centré à la fréquence du courant de référence (50Hz) et la présence des harmoniques dans une bande de fréquence, cette bande est limitée entre la fréquence minimale et maximale de commutation, les premiers harmoniques significatifs présents dans le courant de charge ont un voisin de f_{min}/F ou F est la fréquence du courant de référence ($F=50\text{Hz}$). On augmente la fréquence de commutation minimale pour rejeter ces harmoniques vers des fréquences élevées, et par conséquent les bruits acoustiques et la résonance électromécanique pour les machines tournantes seront évités, cette dernière est limitée par la fréquence de commutation de fonctionnement de interrupteurs.

Cas : La largeur de la bande $h=0.8$

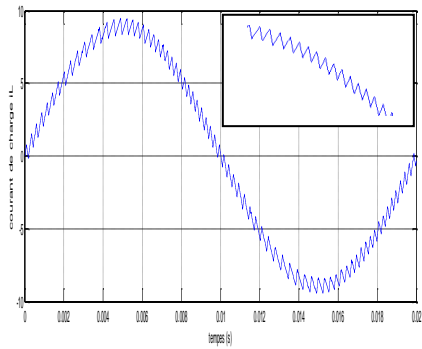


Fig.II.9.a.courant de charge

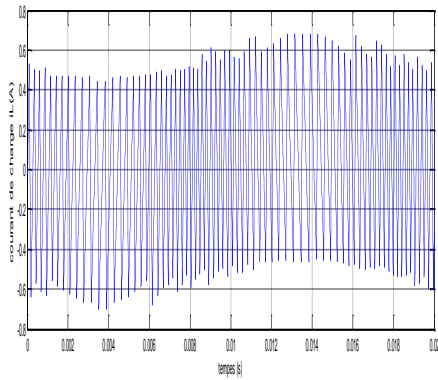


Fig. II.9.b .forme d'onde de l'erreur

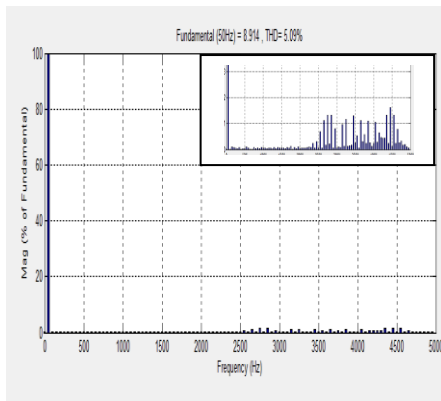


Fig.II.9.c. spectre d'harmonique associe iL

Cas : La largeur de la bande $h=0.1$

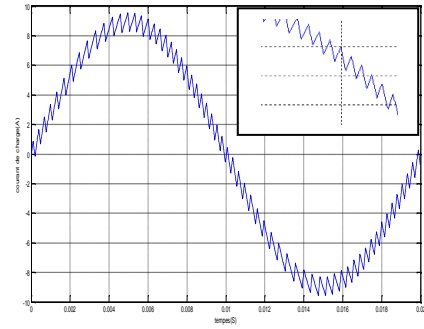


Fig.II.10.a.courant de charge

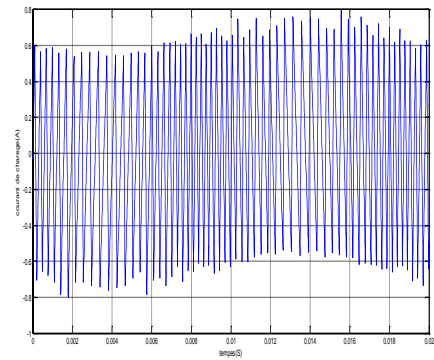


Fig. II.10.b.forme d'onde de l'erreur

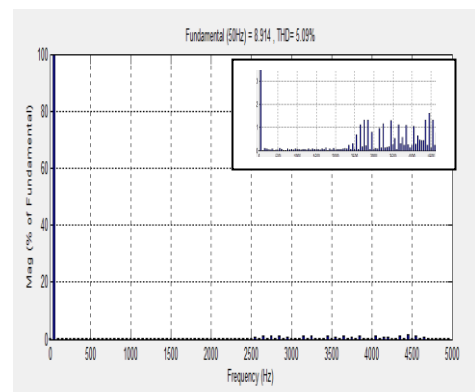


Fig. II.10.c. spectre d'harmonique associe iL

Cas: La largeur de la bande $h=1.22$

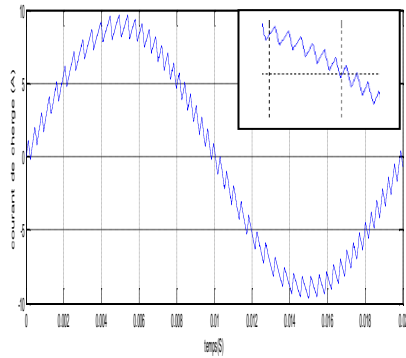


Fig.II.11.a.courant de charge

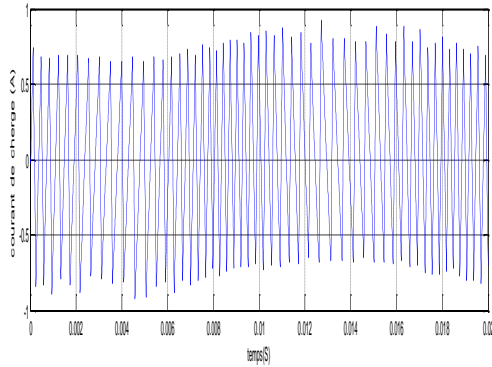


Fig. II.11.b. forme d'onde de l'erreur

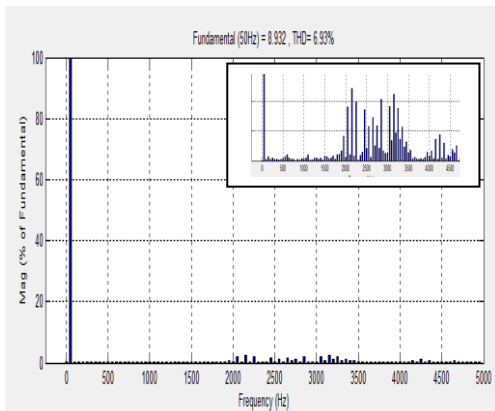


Fig. II.11.c. spectre d'harmonique associe iL

Cas : La largeur de la bande $h=1.5$

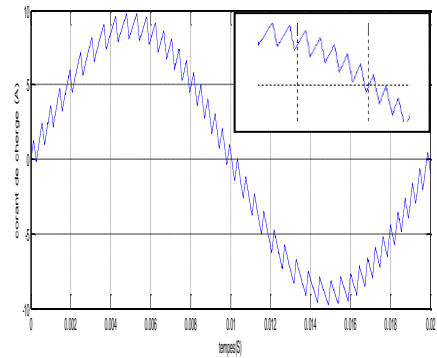


Fig.II.12.a.courant de charge

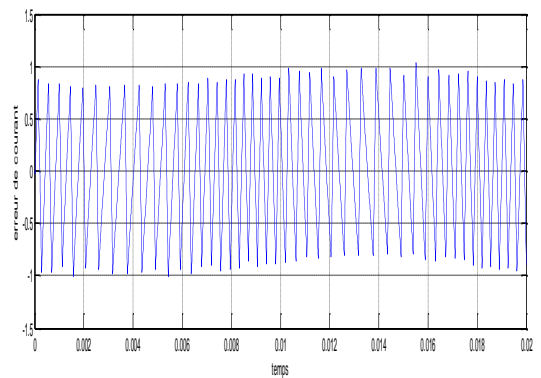


Fig. II.12.b. forme d'onde de l'erreur

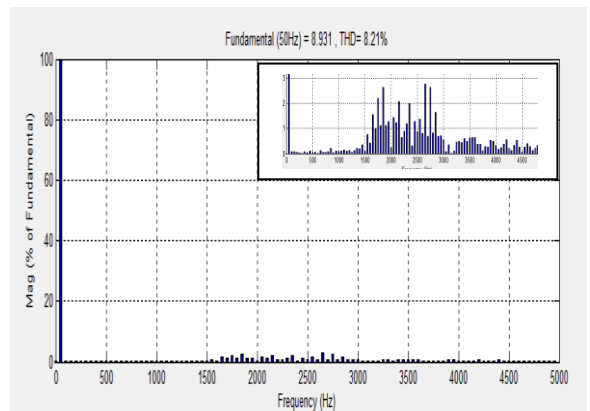


Fig. II.12.c. spectre d'harmonique associe iL

II.6.3. Modèle de simulation de la technique SBHC

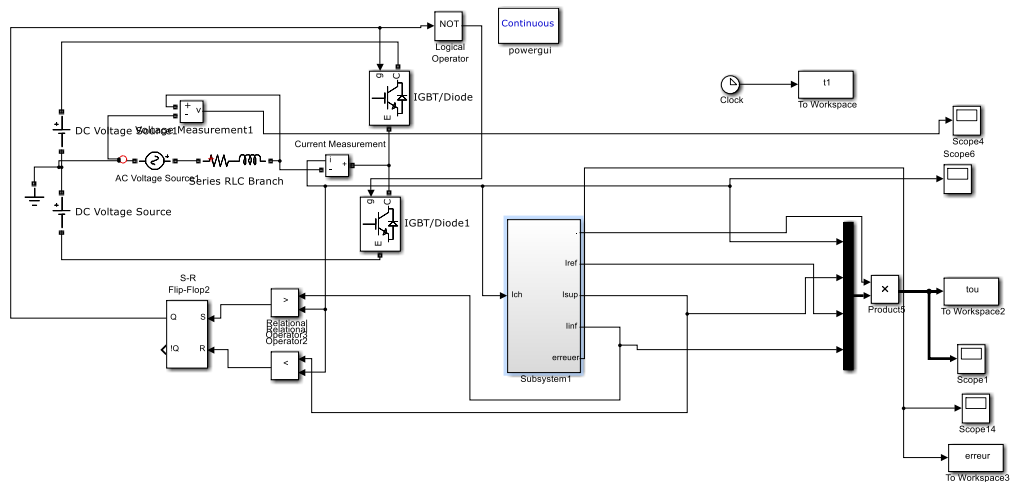


Figure .II.13. Modèle de simulation de technique SBHC.

La structure du bloc définissant l'onduleur et la charge est la même que la structure du bloc de SBHC. La différence est dans le bloc représentant la loi de commande (bande sinusoidale) qui est formé du signal de référence et deux constantes, pour définir les limites supérieures et inférieures, des multiplicateurs, deux comparateurs et un commutateur logique sous forme d'une bascule S-R pour assurer la commutation des interrupteurs selon les résultats de comparaison du i_{ch} avec i_{sup} ou i_{inf} comme le montre le tableau (II.2):

Tableau II.4. Fonctionnement de bloc de la commutation.

Allure du courant i_{ch}		Entrée de la bascule SR		Sortie de la bascule SR Q	Etat des interrupteurs	
		S	R			
$i_{ref} > 0$	$i_{ch} > i_{sup}$	0	1	0	K`1 fermé	K1 ouvert
	$i_{inf} < i_{ch} < i_{sup}$	0	0	Conservation de l'état précédent	Conservation de l'état précédent	Conservation de l'état précédent
	$i_{ch} < i_{inf}$	1	0	1	K`1 ouvert	K1 fermé
$i_{ref} < 0$	$i_{ch} > i_{inf}$	0	1	0	K`1 fermé	K1 ouvert
	$i_{inf} > i_{ch} > i_{sup}$	0	0	Conservation de l'état précédent	Conservation de l'état précédent	Conservation de l'état précédent
	$i_{ch} < i_{sup}$	1	0	1	K`1 ouvert	K1 fermé

➤ Résultats de simulation

Pour $h=0.8$:

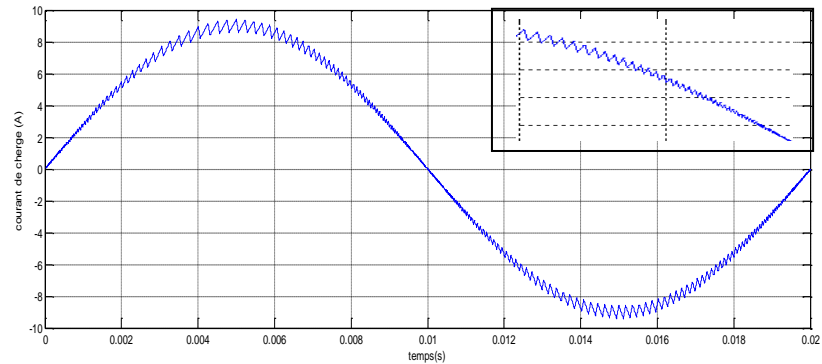


Figure II.14.a. courant de charge

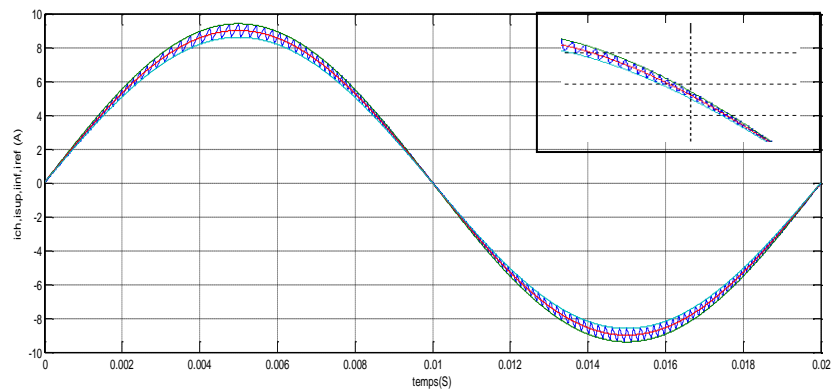


Figure II.14.b. Courant de charge ; courant de référence et la bonde.

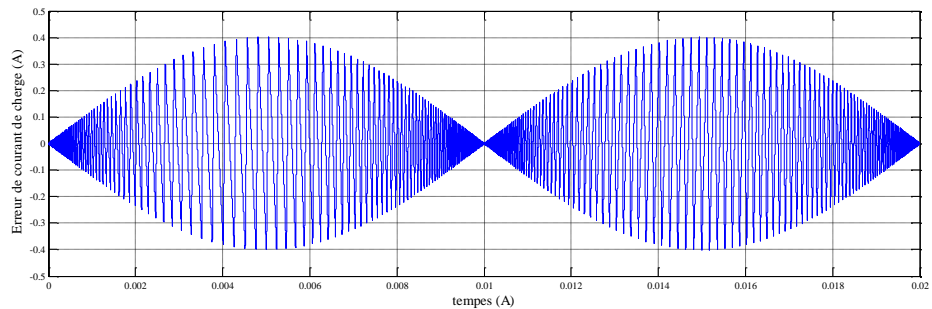


Figure II.14.c. Erreur de courant de la charge

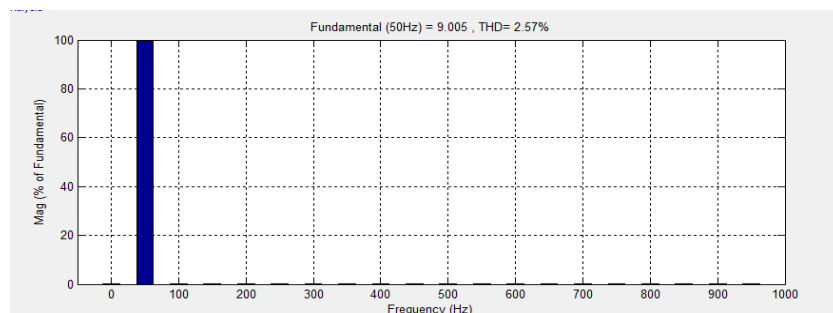


Figure II.14.d. Spectre d'harmonique associé à i_{ch} .

Pour $h=1.22$

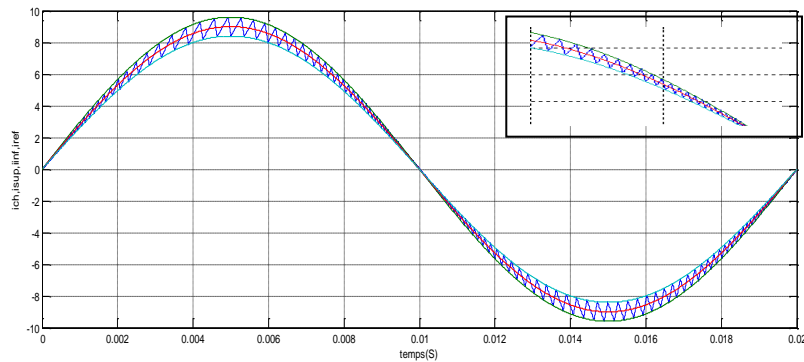


Figure II.15.a. Courant de charge et courant de référence et la bonde.

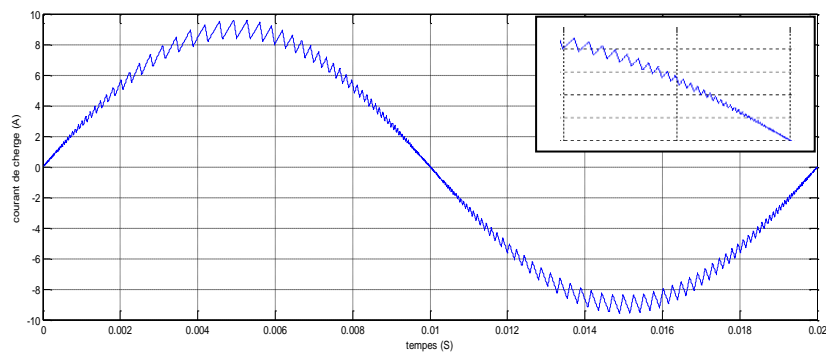


Figure II.15.b. courant de charge.

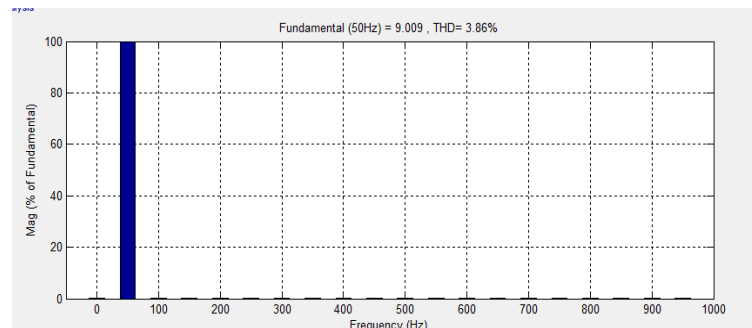


Figure II.15.c. Spectre d'harmonique associé à i_{ch} .

D'après les résultats, la variation du courant de charge $i_{ch}(t)$ se fait dans une bande h de valeur maximale égale à 0.8 et 1.22 formée de deux sinusoïdes. Nous avons remarqué la fréquence de commutation tend vers à l'infini dans chaque passage du courant de référence par zéro, ce que le spectre d'harmonique du courant de charge montre que le taux d'harmonique est meilleur par rapport à la commande à bande fixe pour la même bande maximale.

II.7.Fonctionnement en simulation de la technique FBHC avec variation de la tension d'entrée

On suppose que la tension d'entrée de l'onduleur U_{dc} à l'instant $t=0.004s$, subit une augmentation de $\Delta U_{dc} = 10v$ pendant un intervalle de temps $\Delta t=0.004$. La simulation de cette perturbation est donnée par ce bloc :

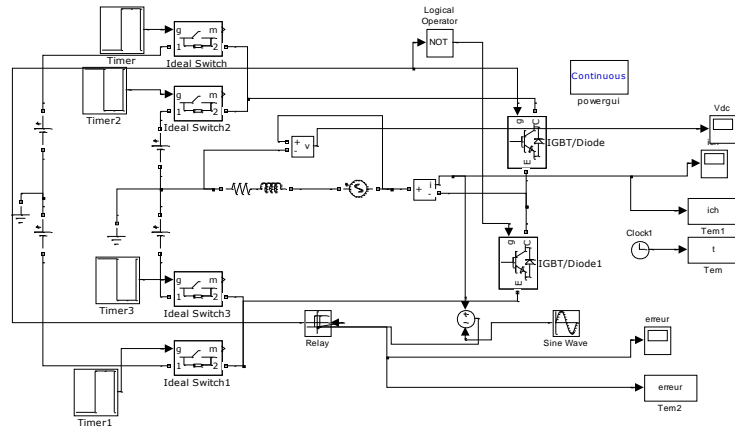


Figure II.16. variation de la tension d'alimentation.

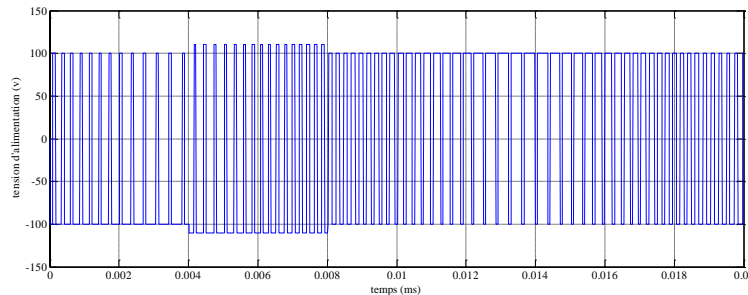


Figure II.16.a. Forme d'onde de la tension d'alimentation.

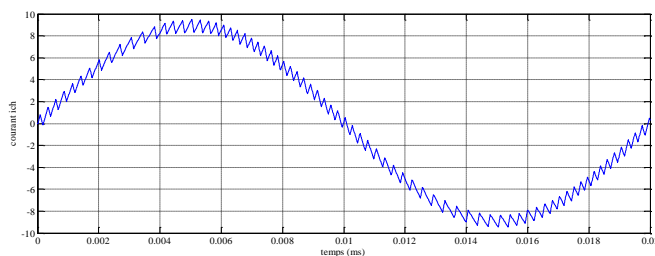


Figure II.16.b. Courant de charge.

Les résultats obtenus sont donnés par la figure (II.16.a) (II.16.b). D'après ces résultats, nous avons remarqué que malgré la variation de la tension d'alimentation de l'onduleur U_{dc} , le courant de charge est maintenu dans la fourchette d'hystérésis choisie, donc le courant de

sortie est insensible aux variations de la tension d'alimentation qui est délivrée généralement par un redresseur (présence d'ondulations dans la tension de sortie). La robustesse de cette technique de commande vis-à-vis des variations de la tension d'entrée de l'onduleur constitue le point fort de cette loi de commande.

II.8.Fonctionnement avec variations de la consigne

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

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

Dans le premier cas, l'amplitude du courant de consigne i_{ref} croit de 9A à 13A et dans le second cas elle décroît de 9A à 5A à l'instant $\Delta t=0.003s$ et $h=0.8$. Cette variation se fait à l'aide d'un bloc de simulation comme le montre la figure (II.17):

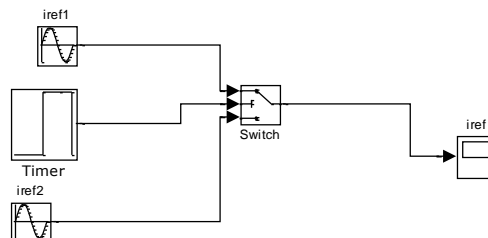


Figure II.17. Bloc de variation de courant de consigne.

Les figures (IV.18) et (IV.19) représentent respectivement les résultats de simulation pour deux cas, augmentation de la consigne et diminution de la consigne.

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

- Lors de la variation du courant de référence, on aperçoit clairement que le courant de charge suit le courant de consigne avec une grande rapidité, il n'y a pas de dépassement pendant cette phase.

Cas : Augmentation de la consigne.

Cas : Diminution de la consigne.

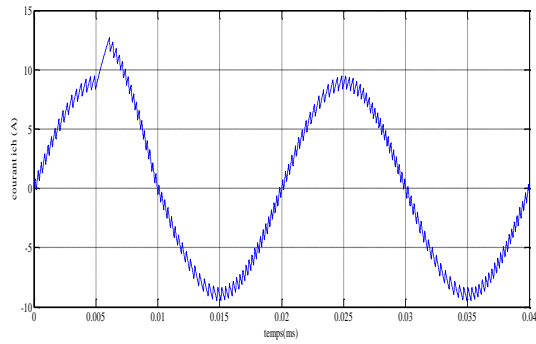


Fig. II.18.a. Courant de charge.

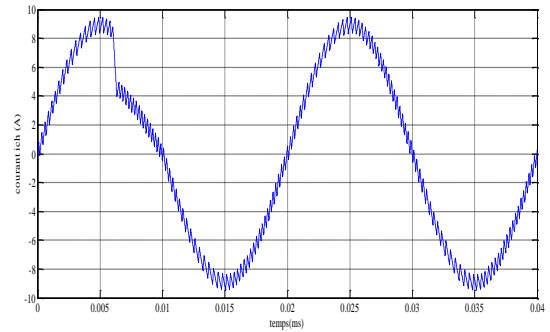


Fig. II.19.a. Courant de charge.

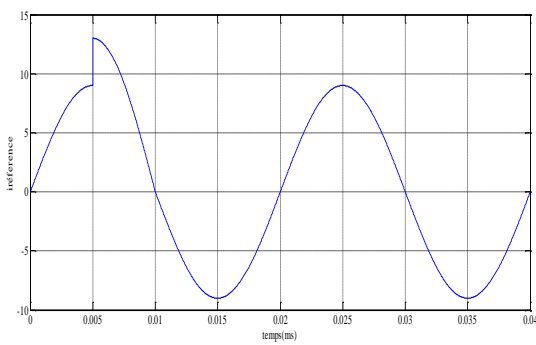


Fig. II.18.b. Courant de référence.

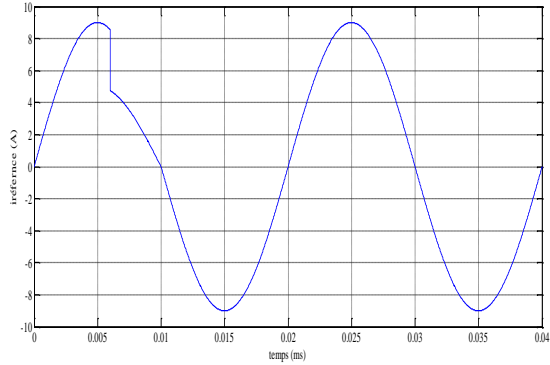


Fig. II.19.b. Courant de référence.

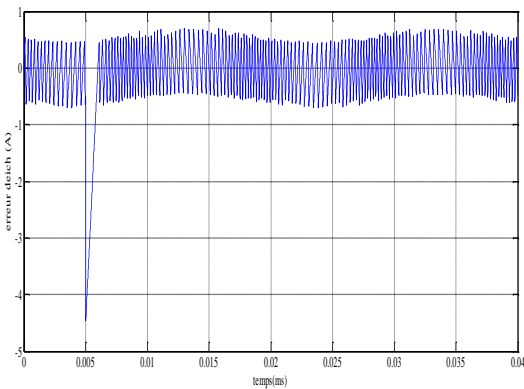


Fig. II.18.c. Forme de l'erreur de courant

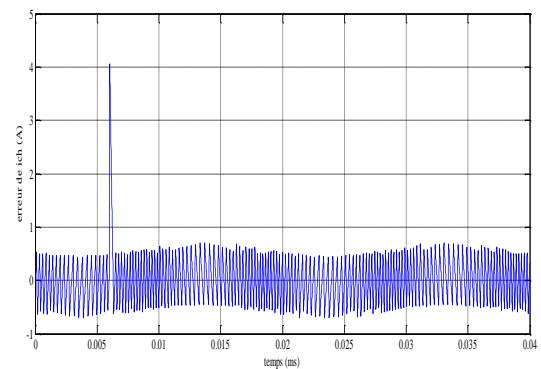


Fig. II.19.c. Forme de l'erreur de courant

Conclusion

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

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

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

Le principal inconvénient de cette technique de modulation réside dans la fréquence du changement d'état des interrupteurs qui est fortement irrégulière et incontrôlable, ce qui génère un spectre d'harmoniques étendu et très perturbé, donc difficilement filtrable. De ce fait, elle s'avère être mal perçue par les industriels. Plusieurs travaux présentent des commandes par hystérésis améliorées, qui permettent de travailler à fréquence de commutation presque constante.

**COMMANDE
EN COURANT PAR
HYSTÉRÉSIS À BANDE
ADAPTATIVE
DE L'ONDULEUR
MONOPHASÉ**

**Chapitre
III**

III.1.Introduction

La commande en courant par hystérésis a retenu une grande attention pour fournir un signal de commande de modulation de largeur d'impulsions PWM. Ceci dû aux plusieurs avantages comme la simplicité de son implémentation, son indépendance aux variations des paramètres de la charge et de la tension d'alimentation et son aptitude sur la limitation du courant [BOU10] .

Jusqu'à présent, beaucoup de recherches ont été présentées dans la littérature pour la commande en courant par hystérésis à bande fixe pour les onduleurs [DAIY] TRI92]. Cependant, le contrôle en courant par l'hystérésis à bande fixe présente plusieurs inconvénients tels que, la fréquence de commutation est variable, ce qui rend le filtrage à la sortie difficile.

Dans ce chapitre, nous développons une nouvelle technique de commande en courant par hystérésis pour l'onduleur monophasé de tension basée sur l'adaptation de la bande d'hystérésis afin de maintenir la fréquence de commutation constante.

III.2.Principe de fonctionnement

Le principe de cette technique ressemble à celle de l'hystérésis classique, où l'erreur de courant est comparée à la bande d'hystérésis pour générer les impulsions de commande des interrupteurs de l'onduleur. Seulement dans ce cas, la bande est ajustée automatiquement par un bloc que l'on appelle bloc de calcul de la bande d'hystérésis [BEL05] [RAM10] [KEL04] .

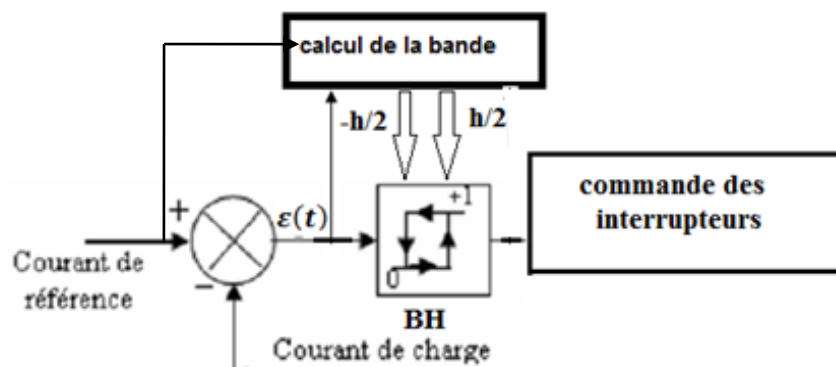


Figure III.1. La principe de la commande du courant par hystérésis à bande adaptative.

$$u(t) = Ri_{ch}(t) + L \frac{di_{ch}(t)}{dt} + e(t) \quad (\text{III.1})$$

Si le courant de référence i_{ref} circule dans la charge l'équation (III.1) devient :

$$u^*(t) = Ri_{ref}(t) + L \frac{di_{ref}(t)}{dt} + e(t) \quad (\text{III.2})$$

Ou $u^*(t)$ est la tension qu'il faut appliquée pour faire circuler le courant de référence l'erreur instantanée du courant peut être définie comme :

$$\varepsilon(t) = i_{ref}(t) - i_{ch}(t) \quad (\text{III.3})$$

La soustraction de (III.2) à (III.1) et la substitution de (III.3) donne :

$$u^*(t) - u(t) = R(i_{ref} - i_{ch}) + L \frac{d(i_{ref} - i_{ch})}{dt} \quad (\text{III.4})$$

$$\Rightarrow u^*(t) - u(t) = R\varepsilon(t) + L \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \quad (\text{III.5})$$

Pour l'effet de la résistance peut être négligée de sorte que (III.5) devient :

$$\Rightarrow u^*(t) - u(t) = L \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \quad (\text{III.6})$$

La tension de référence $u^*(t)$ peut être considérée constante pendant la période de modulation ainsi l'erreur $\varepsilon(t)$ à une forme triangulaire.

Une période T et la durée des impulsions positives et négatives sont respectivement t_{on} et t_{of}

(Figure III.2)

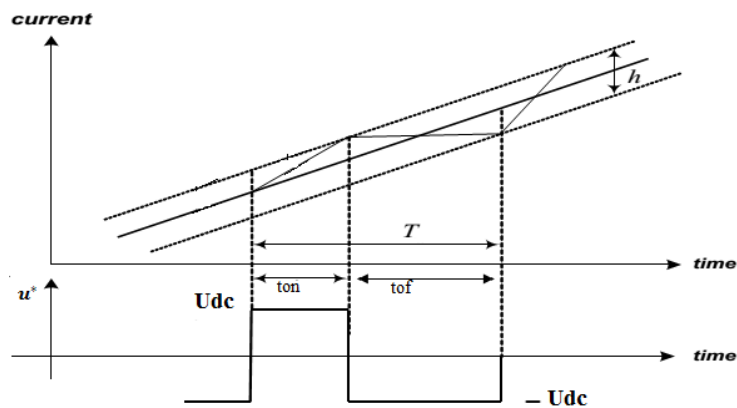


Figure III.2. La bande d'hystérésis adaptative et de tension d'onduleur.

De la figure (III.2) l'équation (III.6) peut être exprimée mathématiquement comme :

$$u^*(t) - U_{dc} = L \frac{d\varepsilon(t)}{dt} = L \frac{\varepsilon(t_{of}) - \varepsilon(0)}{t_{of} - 0} = L \frac{\frac{h}{2} - \frac{h}{2}}{t_{of} - 0} = L \frac{-h}{t_{of}} \quad (\text{III.7})$$

$$u^*(t) + U_{dc} = L \frac{d\varepsilon(t)}{dt} = L \frac{\varepsilon(T) - \varepsilon(t_{on})}{T - t_{on}} = L \frac{h/2 + h/2}{T - t_{of}} = L \frac{h}{T - t_{of}} \quad (\text{III.8})$$

De (III.7) et (III.8) la période de temps global pour une transition complète de commutation est donnée par :

$$t_{of} = \frac{Lh}{U_{dc} - u'(t)} \quad (\text{III.9})$$

$$u^*(t) + U_{dc} = \frac{Lh}{T - \frac{Lh}{U_{dc} - u^*(t)}} \quad (\text{III.10})$$

$$u^*(t) + U_{dc} = \frac{Lh(U_{dc} - u^*(t))}{T(U_{dc} - u^*(t)) - Lh} \quad (\text{III.11})$$

$$(u^*(t) + U_{dc})(T(U_{dc} - u^*(t)) - Lh) = Lh(U_{dc} - u^*(t)) \quad (\text{III.12})$$

$$T_c = \frac{2LhU_{dc}}{(U_{dc})^2 - (u^*(t))^2} = \frac{2Lh}{U_{dc}\left(1 - \frac{(u^*(t))^2}{U_{dc}^2}\right)} \quad (\text{III.13})$$

L'équation (III.6) peut être réécrite comme :

$$u^*(t) - u(t) = L \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \quad (\text{III.14})$$

$$\left(\frac{u^*(t)}{U_{dc}}\right)^2 = \left(\frac{u(t)}{U_{dc}} + L \frac{d\varepsilon(t)}{dt}\right)^2 \quad (\text{III.15})$$

La substitution de (III.10) dans (III.9) donne :

$$T_c = \frac{2Lh}{U_{dc}\left(1 - \left(\frac{u(t)}{U_{dc}} + L \frac{d\varepsilon(t)}{dt}\right)^2\right)} \quad (\text{III.16})$$

$$T_c = \frac{\alpha}{1 - (\beta u(t) + \delta \frac{d\varepsilon(t)}{dt})^2} h \quad (\text{III.17})$$

$$\text{Ou } \delta = \frac{L}{U_{dc}}$$

$$\alpha = \frac{2L}{U_{dc}}$$

$$\beta = \frac{1}{U_{dc}}$$

h la bande d'hystérésis initialement fixe à h_{max}

Si la bande de l'hystérésis h change selon la formule suivante :

$$h = h_{max} \left(1 - \left(\beta u(t) + \delta \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \right)^2 \right) \quad (III.18)$$

La bande h_{max} donnée par

$$h_{max} = T_c / \alpha = 1 / \alpha f$$

III.3. Fonctionnement en simulation

III.3.1. Description des blocs de simulation

La structure du bloc définissant l'onduleur et la charge est la même que la structure du bloc de FBHC, la différence est dans le bloc représentant la loi de commande « bande adaptative » qui effectue le calcul de la bande adéquate afin de rendre la fréquence de modulation constante. les grandeurs amenées de bloc sont l'erreur du courant et la tension de l'onduleur figure (III.3) les données caractéristique du bloc de calcul de bande sont :

$$\alpha = 0.0002 ; \beta = 0.01 ; \delta = 0.0001.$$

III.3.2. Modèle de simulation de la technique Commande de courant par hystérésis à bande adaptative de l'onduleur

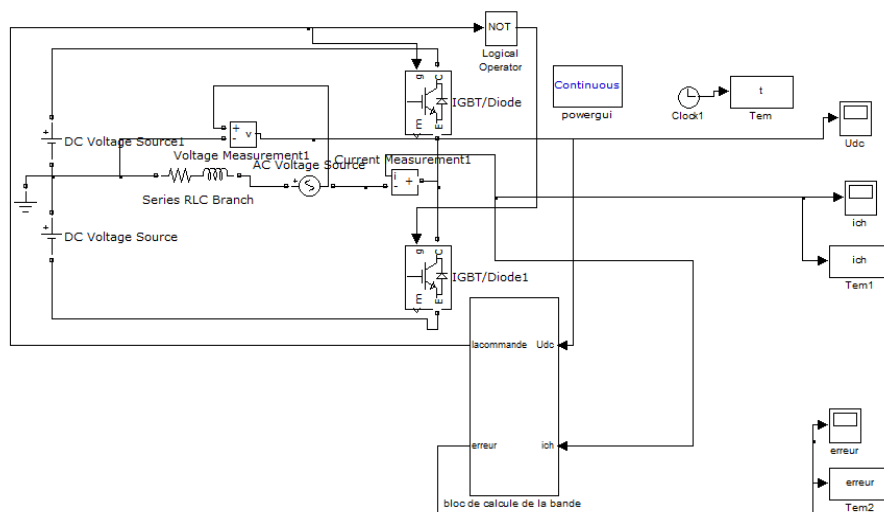


Figure III.3. Schéma globale de simulation avec la commande à bande adaptative.

III.3.3. Etude statique des performances de la loi de commande :

On maintient le courant de référence i_{ref} toujours constant égal à 9A, et on fait la simulation pour quatre fréquences de commutation désirées successives : 2650, 3300, 3650, 4500 Hz.

Tableau III.1. Résultats de simulation pour différentes fréquences de commutation.

Largeur de bande (A)	Fréquence de commutation désirée (Hz)	THD
0.8	4500	1.91%
1	3650	3.5%
1.22	3300	4.05%
1.5	2650	5.56%

D'après ces résultats, nous avons remarqué que :

-Lorsqu'on augmente la fréquence de commutation désirée, la forme du courant de charge s'approche de l'onde de référence.

-Les spectres de courant montrent que le THD diminue avec l'accroissement de la fréquence de commutation désirée.

- La fréquence de commutation est presque constante.

- L'analyse spectrale correspondant au courant de charge pour chaque fréquence de commutation désirée montre que le fondamental de courant est centré à la fréquence du courant de référence (50Hz) avec une présence d'harmoniques concentrés autour de la fréquence de commutation désirée qui est l'harmonique le plus dominant.

Plus la largeur de la bande diminue plus les harmoniques sont repoussées vers le rang élevés pour une bande donnée ces harmoniques peuvent être donc réduites à un niveau très faible. En accordant la fréquence de coupure de filtre de sortie ;

Cas 1: la largeur de la bande $h=0.8$.

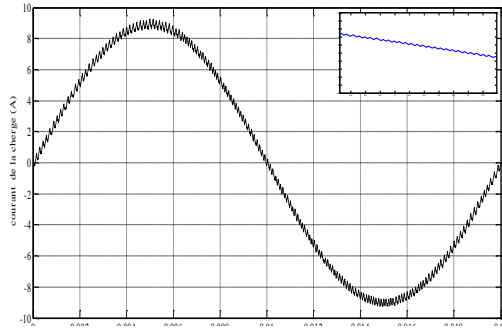


Fig.III.4.a. Courant de charge.

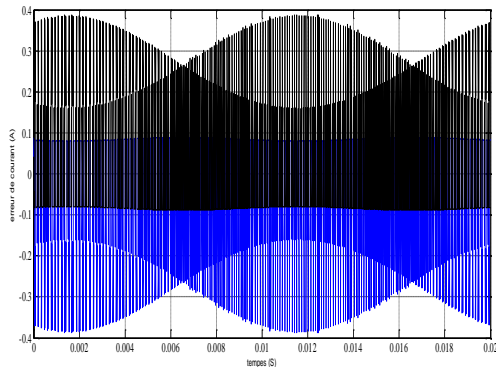


Fig.III.4.b. Forme d'onde de l'erreur.

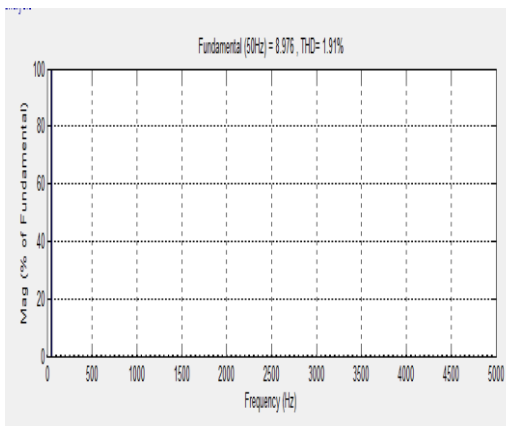


Fig.III.4.c. Spectre d'harmonique associe.

Cas 2: la largeur de la bande $h=1$.

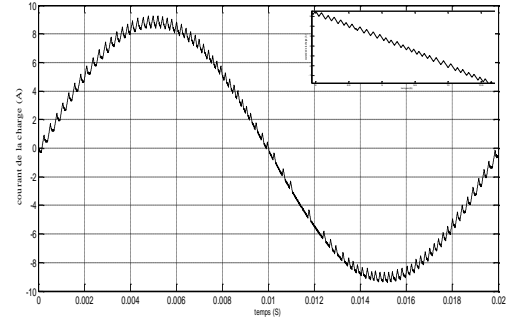


Fig.III.5.a. Courant de charge.

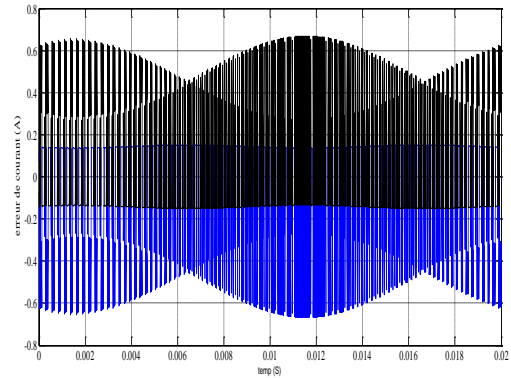


Fig.III.5.b. Forme d'onde de l'erreur.

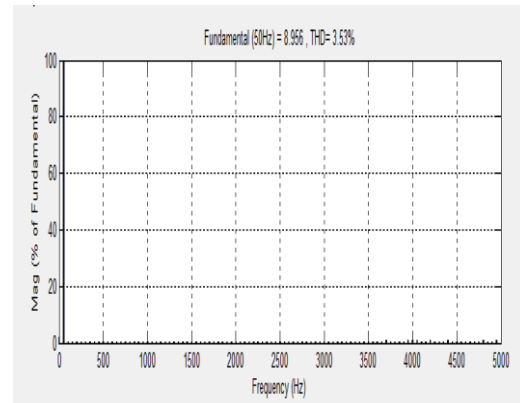


Fig.III.5.c. Spectre d'harmonique associe.

Cas 3 : la largeur de la bande $h=1.22$.

Cas 4 : la largeur de la bande $h=1.5$.

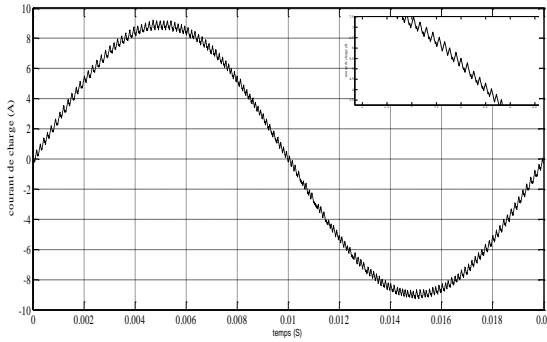


Fig.III.6.a. Courant de charge.

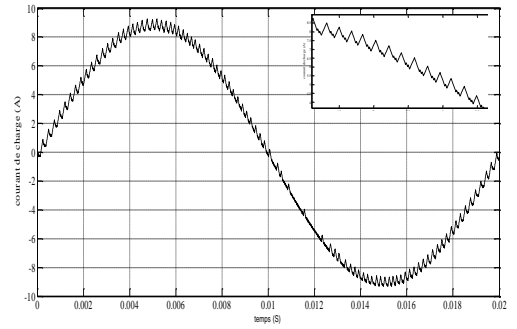


Fig.III.7.a. Courant de charge.

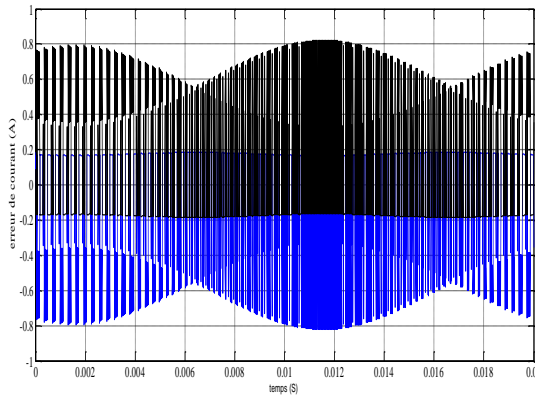


Fig.III.6.b. Forme d'onde de l'erreur.

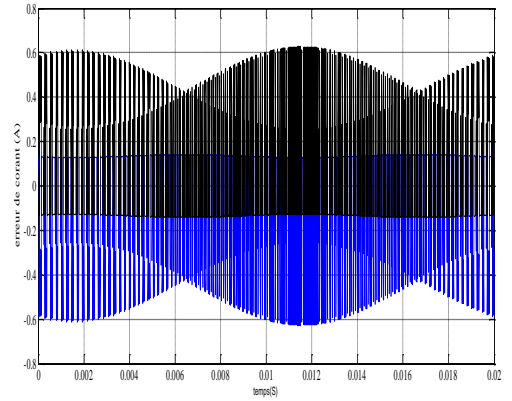


Fig.III.7.b. Forme d'onde de l'erreur.

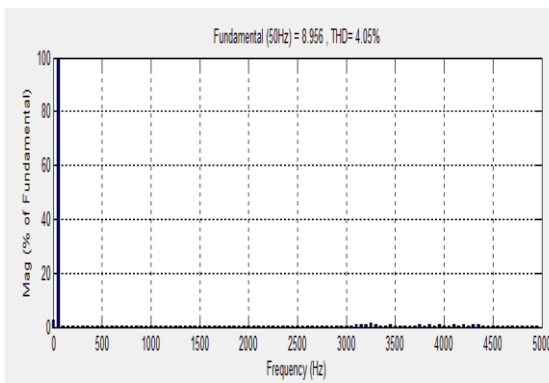


Fig.III.6.c. Spectre d'harmonique associe.

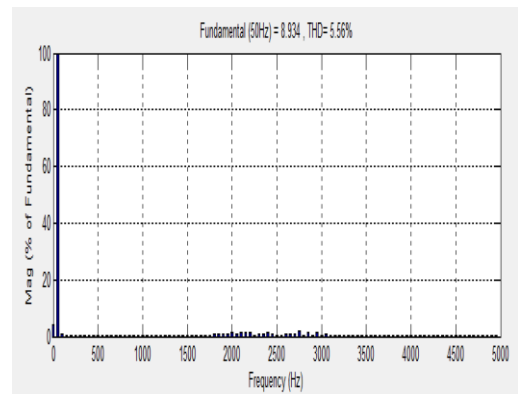


Fig.III.7.c. Spectre d'harmonique associe.

III.4. Fonctionnement en simulation de la technique Commande de courant par hystérésis à bande adaptative avec variation de la tension d'entrée

On suppose que la tension d'entrée de l'onduleur U_{dc} à l'instant $t=0.004s$, subit une augmentation de $\Delta U_{dc} = 10v$ pendant un intervalle de temps $\Delta t=0.004$. La simulation de cette perturbation est donnée par ce bloc :

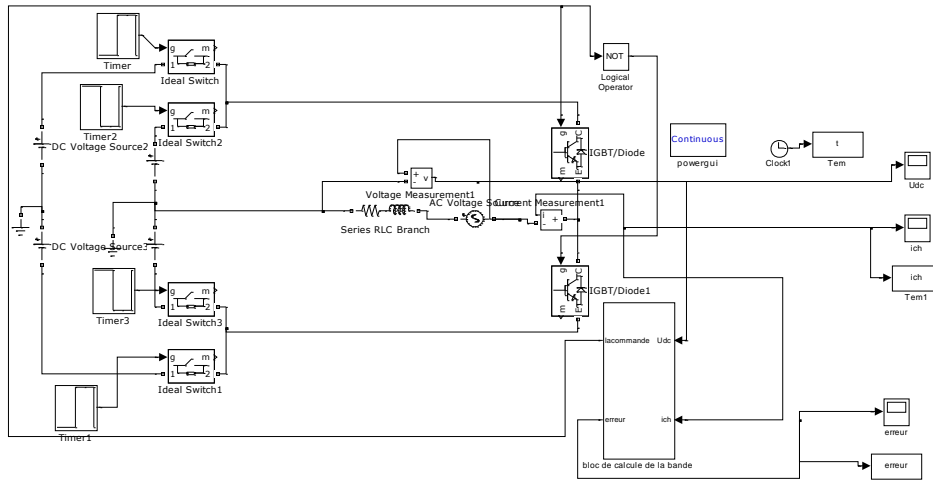


Figure III.8. variation de la tension d'alimentation.

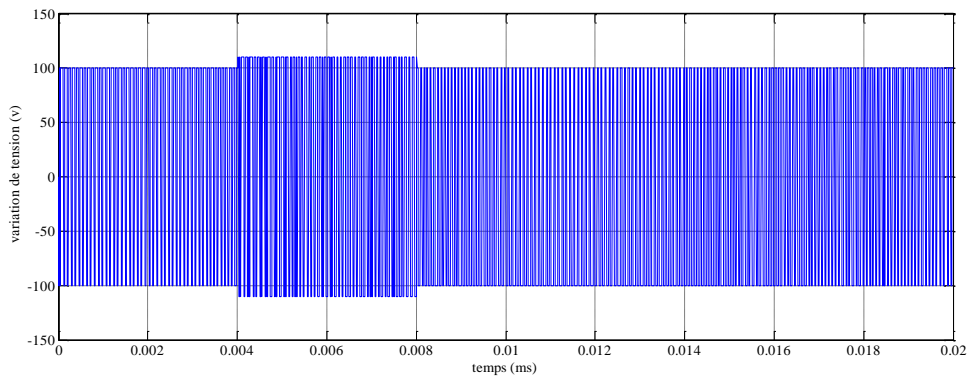


Figure III.8.a. Forme d'onde de la tension d'alimentation.

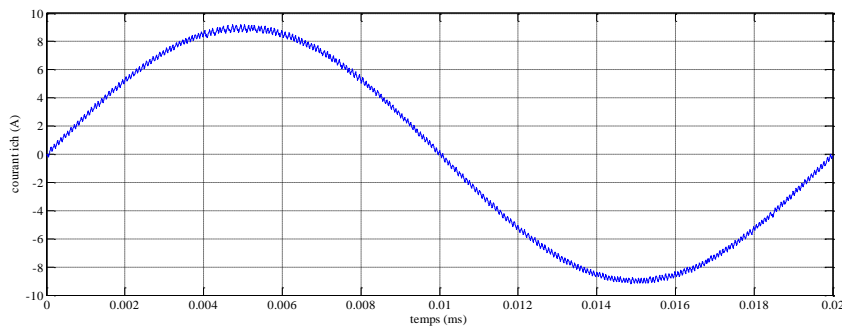


Figure III.8.b. Courant de charge.

III.5. Fonctionnement avec variations de la consigne

Dans le premier cas, l'amplitude du courant de consigne i_{ref} croît de 9A à 13A et dans le second cas elle décroît de 9A à 5A à l'instant $\Delta t=0.003$ s et $h=0.8$. Cette variation se fait à l'aide d'un bloc de simulation comme le montre la figure (III.9):

Cas : Augmentation de la consigne.

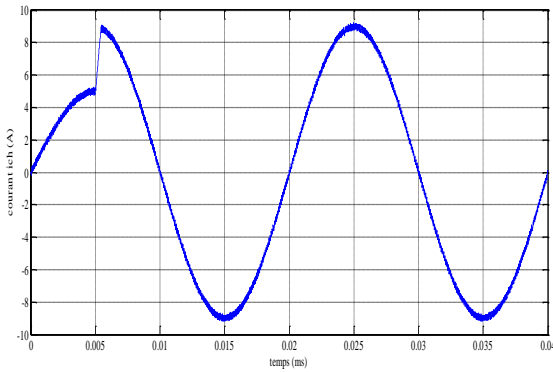


Fig. III.10.a. Courant de charge.

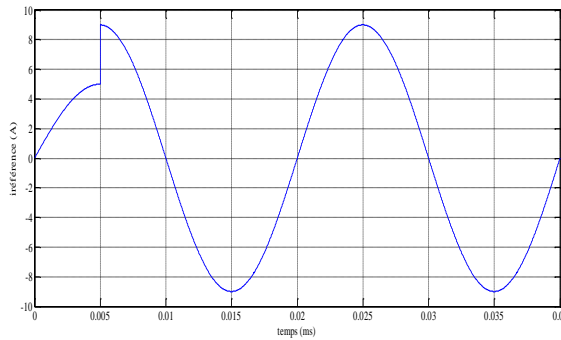


Fig. III.10.b. Courant de référence.

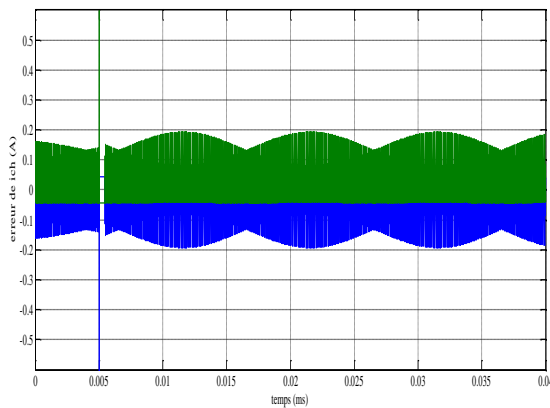


Fig. III.10.c. Forme de l'erreur de ich

Cas : Diminution de la consigne.

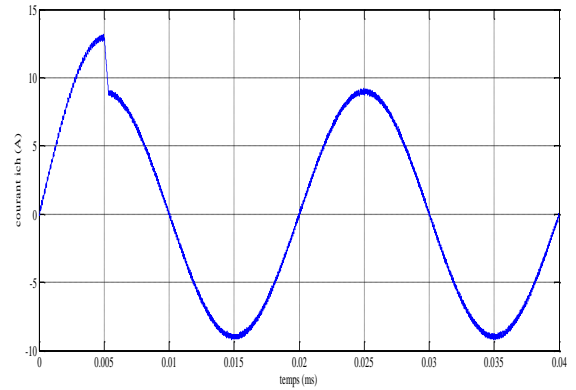


Fig. III.11.a. Courant de charge.

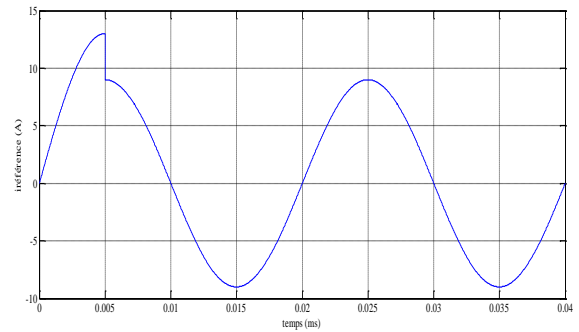


Fig. III.11.b. Courant de référence.

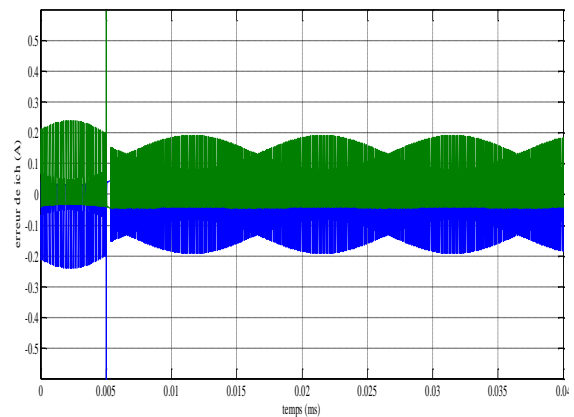


Fig. III.11.c. Forme de l'erreur de ich

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons validé l'étude théorique de la technique de commande en courant par hystérésis à bande adaptative par une simulation pour un onduleur monophasé et ce pour surmonter les inconvénients inhérents à la FBHC. Ces résultats montrent une grande amélioration de la qualité du courant de charge. Cette technique s'avère particulièrement simple et permet de fonctionner à une fréquence de commutation presque constante. Dans ce cas-là, tant que la fréquence de commutation est presque constante, le filtrage de ces formes devient facile à réaliser.

**COMMANDE EN COURANT
PAR HYSTÉRÉSIS
À BANDE FIXE ET
ADAPTATIVE POUR ONDULEUR
DE TENSION TRIPHASÉE**



**Chapitre
IV**

IV.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 [DAI07][BEG08].

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 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 h_p et h_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, ce qui affecte la régularité de son fonctionnement.

IV.2. PRINCPE DE FONCTIONNEMENT

La Figure IV.1 montre un onduleur triphasé à MLI alimentant une machine à induction où chaque phase de la machine est représentée par une force contre électromotrice (fém.) en série avec une inductance et une résistance. Les courants de référence (i_{refa} , i_{refb} , i_{refc}) sont comparés avec les courants de phase de la machine respectivement (i_{cha} , i_{chb} , i_{chc}), et les erreurs résultantes à travers des contrôleurs de courants à hystérésis commandent les interrupteurs de puissance de l'onduleur [TRI92].

Pour déduire l'expression de la fréquence de commutation on commence par le cas simple correspondant à une machine connectée en étoile à neutre lie au point milieu de la tension continu de l'onduleur.

IV.3. 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. 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 (IV.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 BH quand l'erreur entre le courant de référence et le courant de charge atteint une des limites du BH. Par exemple, pour le bras 1, h_p et h_n désignent respectivement la bande supérieure et inférieure du BH, 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 $-U_{dc}$ à U_{dc} , les courants de charge sont forcés pour suivre les courants de référence avec l'hystérésis désirée [BEL05] [BER06].

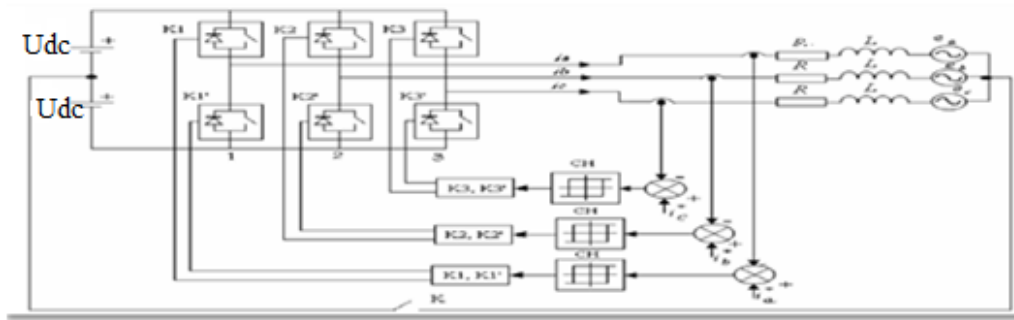


Figure. IV.1. Commande en courant par hystérésis d'un onduleur triphasé en pont.

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.

IV.3.1. Moteur à neutre relié au point milieu de la source d'alimentation

On considère le cas simple où le neutre de la machine est relié au point milieu du bus continu de l'onduleur, la charge purement active, c'est-à-dire que la force électromotrice ; la résistance sont négligeables. cela permet de contrôler d'une façon découplée les tensions appliquées aux trois phases de la machine tout comme si elles représentaient trois systèmes monophasés. la figure (IV.2) montre les formes de courant et de tension dans la phase (a), les instants de commutations de K_1 et K_1' peuvent être déterminés à l'aide d'une bascule à hystérésis, commandée par un additionneur-soustracteur. celui soustrait de l'onde de i_{refa} . Si h_p désigne la bande supérieure, et h_n la bande inférieure et si le courant de charge atteint la limite supérieure, l'interrupteur K_1 fermé et K_1' est ouvert (en négligeant le temps mort et temps de retard), et le contraire pour la limite inférieure [BEL05] [BAG08].

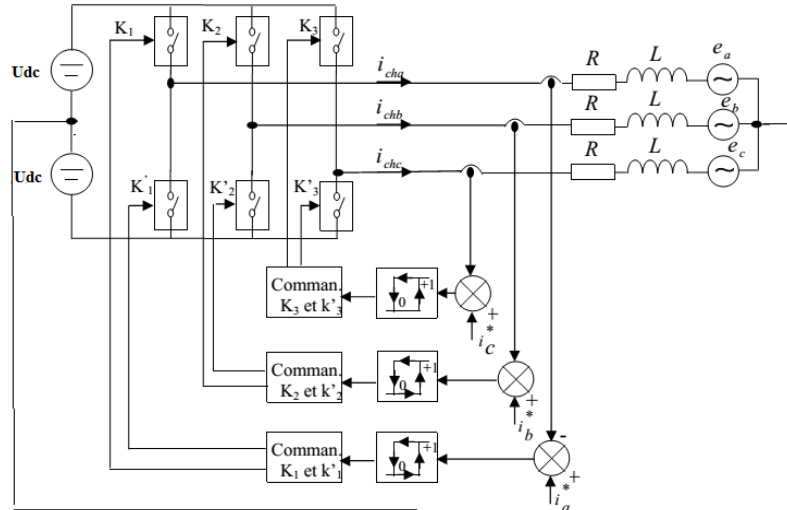


Figure. IV.2. Contrôle des courants par hystérésis d'un onduleur de tension.

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

L'équation de charge est donnée par :

$$u = Ri_{ch} + \frac{Ldi_{ch}}{dt} + e \quad (\text{IV.1})$$

Où : u , i_{ch} 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 :

$$u = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}; \quad i = \begin{bmatrix} i_{cha} \\ i_{chb} \\ i_{chc} \end{bmatrix}; \quad e = \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix};$$

Si les courants de référence i_{ref} circulent dans la charge, l'équation de charge devient :

$$u^* = Ri_{ref} + \frac{Ldi_{ref}}{dt} + e \quad (\text{IV.2})$$

Où : u^* est le vecteur de tensions qu'il faut appliquer pour faire circuler les courants de référence i^* . Les vecteurs de tensions u^* et de courants de référence i_{ref} sont des fonctions sinusoïdales définies comme suit :

$$u^* = \begin{bmatrix} u_a^* \\ u_b^* \\ u_c^* \end{bmatrix}; \quad i_{ref} = \begin{bmatrix} i_{refa} \\ i_{refb} \\ i_{refc} \end{bmatrix};$$

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

$$\varepsilon(t) = i_{ch} - i_{ref} \tag{IV.3}$$

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

$$L \frac{d\varepsilon(t)}{dt} + R\varepsilon(t) = u - u^* \tag{IV.4}$$

L'équation (IV.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 (IV.4) devient :

$$L \frac{d\varepsilon(t)}{dt} = u - u^* \tag{IV.5}$$

Le terme $u - u^*$ peut être considéré constant pendant la période de modulation, donc l'erreur $\varepsilon(t)$ varie triangulairement dans la bande d'hystérésis h

IV.3.2. 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[DAV14] :

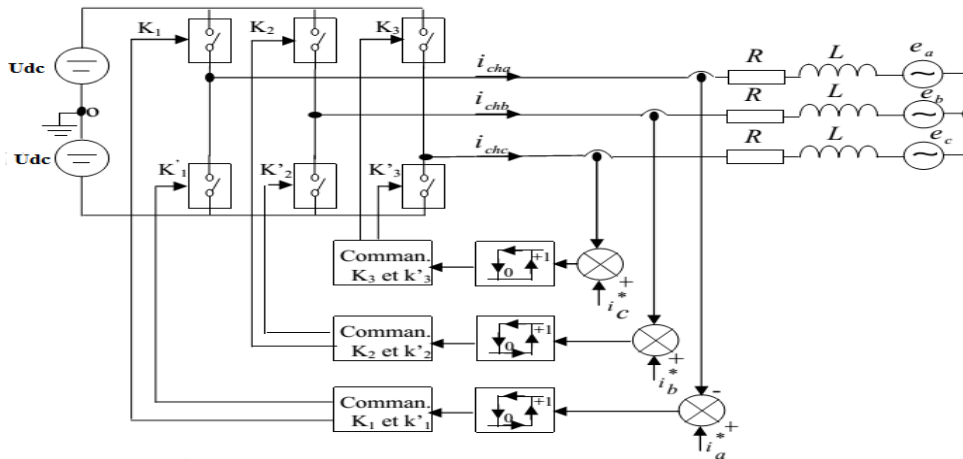


Figure. IV.3. Onduleur triphasé alimentant un moteur avec neutre isolé du point milieu de la source d'alimentation.

$$u = Ri + \frac{Ldi}{dt} + e + u_0 \tag{IV.6}$$

Où : u_0 est la tension entre le neutre de la charge et le point milieu de la source d'alimentation de l'onduleur.

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 (IV.6) donne :

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

Dans ce cas, la tension u^* , et le courant i_{ref} sont des fonctions sinusoïdales, donc la différence entre le courant de charge et le courant de référence peut être définie comme suit :

$$\varepsilon(t) = i_{\text{ref}} - i_{\text{ch}}$$

De l'équation (IV.1), (IV.3) et (IV.4), nous avons :

$$L \frac{d\varepsilon(t)}{dt} + R\varepsilon(t) = u - u^* - u_0 \quad (\text{IV.8})$$

L'équation (IV.9) 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 réelle comme suit [7]

$$\varepsilon(t) = i_{\text{ref}} - i_{\text{ch}} = \delta' + \gamma \quad (\text{IV.9})$$

γ : Erreur de courant découplée

δ' : Terme de découplage

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

L'équation (IV.8) peut être décomposée en deux parties comme suit :

$$L \frac{d\gamma}{dt} + R\gamma = u - u^* \quad (\text{IV.10})$$

$$L \frac{d\delta'}{dt} + R\delta' = u_0 \quad (\text{IV.11})$$

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 négligé, Le terme $u -$

u^* de l'équation (IV.7) peut être considéré constant durant une période de commutation, donc l'erreur de courant possédant une forme linéaire, son signe dépend de la différence $u - u^*$.

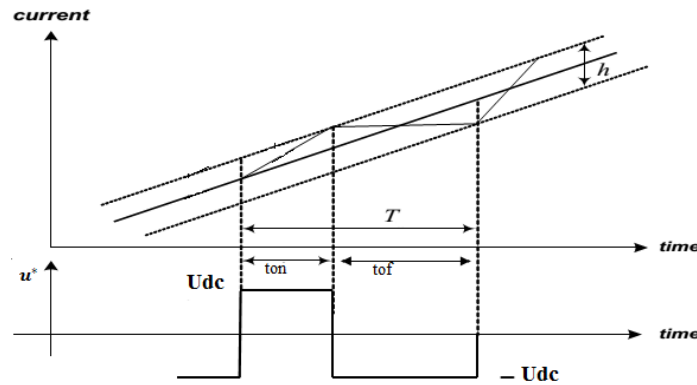


Figure. IV.4. Erreur de courant dans la bande d'hystérésis, la tension de sortie de l'onduleur et le signal de synchronisation.

IV.4. 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 $\frac{1}{f} = T_C$, nous allons calculer la durée de deux intervalles T_{on} et T_{of} . Le principe de la commande en courant par hystérésis pour une période de commutation est montré dans la figure 2 où la tension de sortie de l'onduleur est de forme créneau d'amplitude $\pm U_{dc}$ selon une impulsion positive T_{on} ou T_{of} négative [DAI] [RAM10] [BEG07].

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

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

$$U_{dc} - u^* = L \frac{\Delta \delta'}{\Delta t} = \frac{L(\delta'(T_{on}) - \delta'(0))}{T_{on} - 0} = \frac{L\left(+\frac{h}{2} + \frac{h}{2}\right)}{T_{on} - 0} = \frac{Lh}{T_{on}} \quad (IV.12)$$

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

$$U_{dc} + u^* = L \frac{\Delta \delta'}{\Delta t} = \frac{L(\delta'(T_C) - \delta'(T_{on}))}{T - T_{on}} = \frac{L\left(-\frac{h}{2} - \frac{h}{2}\right)}{T_{on} - 0} = -\frac{Lh}{T_{of}} \quad (IV.13)$$

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

$$T_C = \frac{LhU_{DC}}{U_{dc}^2 - u^{*2}} \quad (IV.14)$$

L'équation (IV.14) montre que pour h est constante et u varie d'une période à l'autre, alors la période de commutation T_C varie aussi. Donc, la fréquence de commutation $1/T_C = f$ varie entre deux valeurs :

Une valeur maximale :

$$f_{max} = \frac{1}{2L \cdot \frac{h}{U_{dc}}} \quad (IV.15)$$

Une valeur minimale :

$$f_{min} = \frac{1 - \left(\frac{u^*}{U_{dc}}\right)^2}{2L \cdot \frac{h}{U_{dc}}} \quad (IV.16)$$

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 .

IV.5. Application de la commande de courant par hystérésis à bande adaptative

IV.5.1. Cas1 : Moteur avec neutre installé au point milieu de la source d'alimentation

La commande par hystérésis du système triphasé avec neutre installé est équivalente à la commande des trois systèmes monophasés, donc l'expression de la largeur de la bande d'hystérésis pour la phase a est donnée par [BEG07] [BEG08] :

De l'équation (IV.10) et (IV.14), on arrive au système d'équations suivant:

$$T_C = \frac{2Lh}{U_{dc} \left(1 - \left(\frac{u(t)}{U_{dc}} + L \frac{d\varepsilon(t)}{dt}\right)^2\right)} \quad (IV.17)$$

$$T_C = \frac{\alpha}{1 - \left(\beta u(t) + \delta \frac{d\varepsilon(t)}{dt}\right)^2} h \quad (IV.18)$$

$$\text{Ou } \delta = \frac{L}{U_{dc}}$$

$$\alpha = \frac{2L}{U_{dc}}$$

$$\beta = \frac{1}{U_{dc}}$$

h la bande d'hystérésis initialement fixe à h_{max}

Si la bande de l'hystérésis h change selon la formule suivante :

$$h = h_{max} \left(1 - \left(\beta u(t) + \delta \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \right)^2 \right) \quad (IV.19)$$

La bande h_{max} donnée par

$$h_{max} = T_c / \alpha = 1 / \alpha f.$$

IV.5.2. Cas2 : Moteur avec neutre isolé au point milieu de la source d'alimentation

Par analogie avec l'équation (IV.17), on peut écrire :

$$T_c = \frac{\alpha}{1 - \left(\beta u(t) + \delta \frac{d\gamma}{dt} \right)^2} h \quad (IV.20)$$

Si la bande de l'hystérésis h change selon la formule suivante :

$$h = h_{max} \left(1 - \left(\beta u(t) + \delta \frac{d\gamma}{dt} \right)^2 \right) \quad (IV.21)$$

IV.6. Simulation des modèles de l'onduleur triphasé avec la commande FBHC

Les figures (IV.3) ;(IV.4) et (IV.5) représentent respectivement les résultats de simulation d'un onduleur triphasé, commandé par la technique FBHC.

- D'un onduleur triphasé en pont à neutre relié au point milieu de la source d'alimentation.
- D'un onduleur triphasé en pont à neutre isolé du point milieu de la source d'alimentation avec terme de découplage.
- D'un onduleur triphasé en pont à neutre isolé du point milieu de la source d'alimentation sans terme de découplage.
- On maintient le courant de référence i_{ref} toujours constant égal à 9A, on fait la simulation pour quatre fréquences de commutation désirées successive 4500 Hz, et la bande $h=0.8$. Les paramètres de simulation sont les mêmes que pour l'onduleur monophasé.

IV.6.1. Simulation Commande de courant par hystérésis d'un onduleur triphasé en pont à neutre relié au point milieu de la source d'alimentation

Les graphes ci-dessous sont les résultats de simulation d'un onduleur triphasé, commande par l'hystérésis à bande fixe, pour les deux modèles qui sont représentés au-dessus.

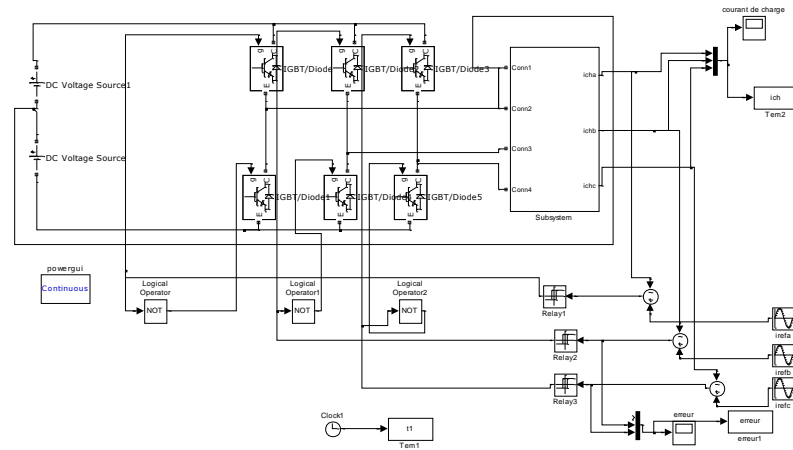


Figure. IV.5. Commande en courant par hystérésis d'un onduleur triphasé en pont à neutre relié au point milieu de la source d'alimentation.

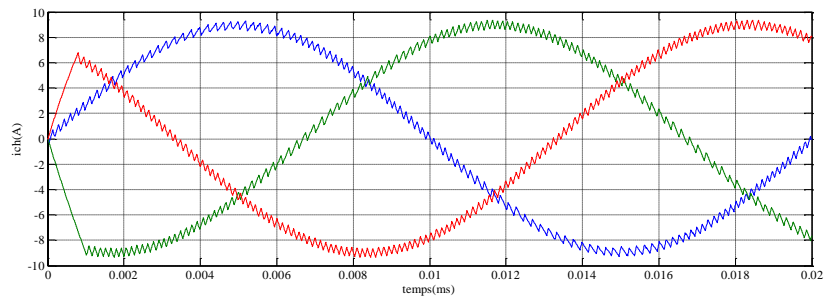


Figure. IV.5.a. Courant de charge.

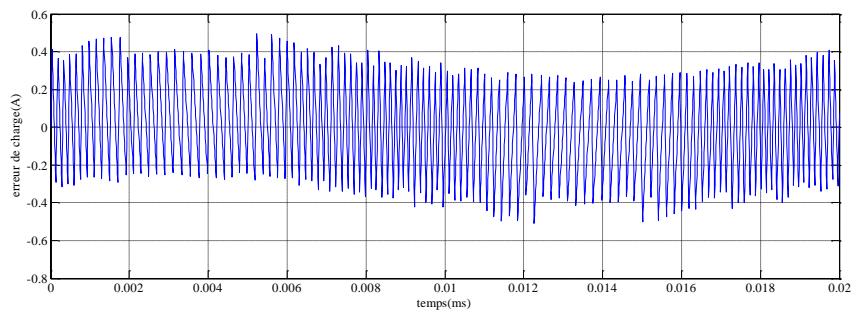


Figure .IV.5.b. 5Forme d'onde l'erreur.

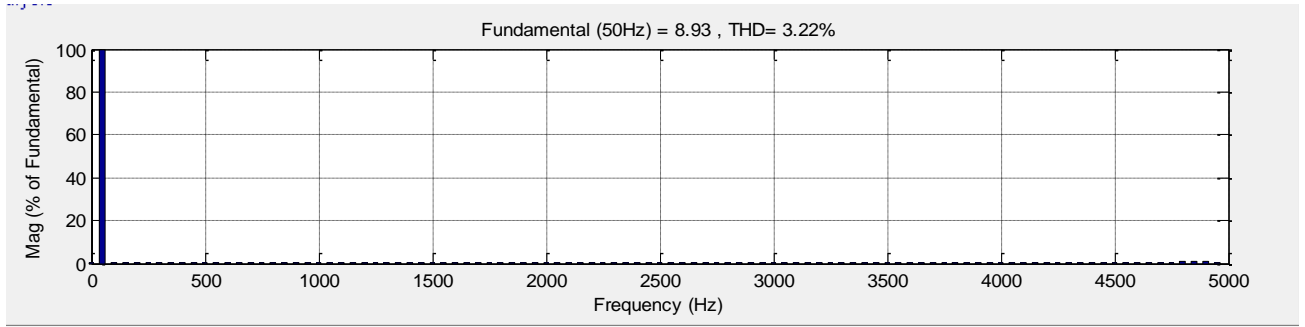


Figure .IV.5.c. Spectre d’harmonique associé à *ich*.

IV.6.2. Simulation Commande en courant par hystérésis d’un onduleur triphasé en pont à neutre isolé du point milieu de la source d’alimentation

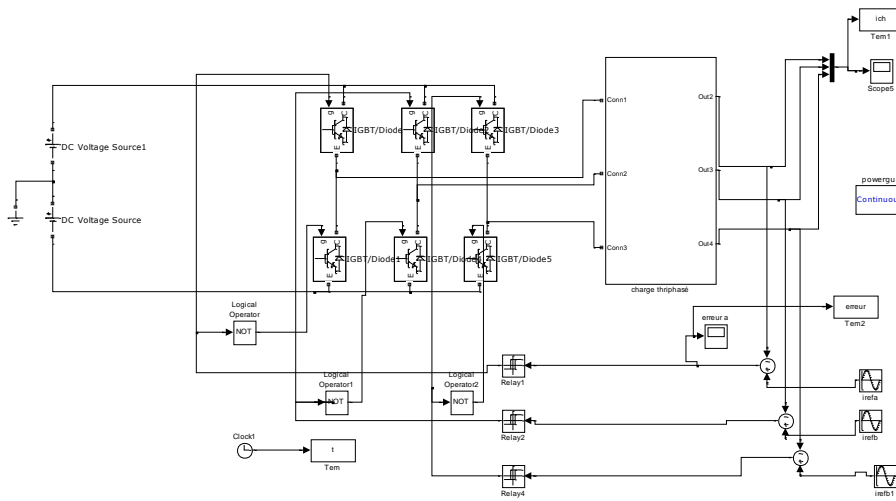


Figure. IV.6. Commande en courant par hystérésis d’un onduleur triphasé en pont à neutre isolé du point milieu de la source d’alimentation sans terme de découplage.

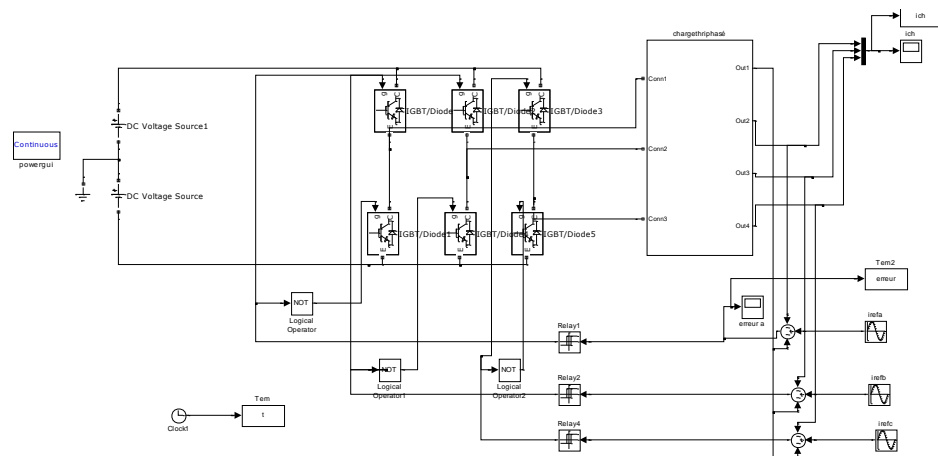


Figure. IV.8. Commande en courant par hystérésis d’un onduleur triphasé en pont à neutre isolé du point milieu de la source d’aliment.

Résultats du modèle avec neutre isolé avec terme de découplage.

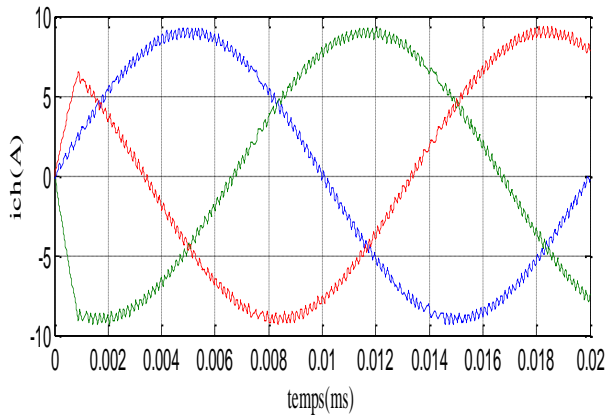


Figure .IV.8.a. Courant de charge.

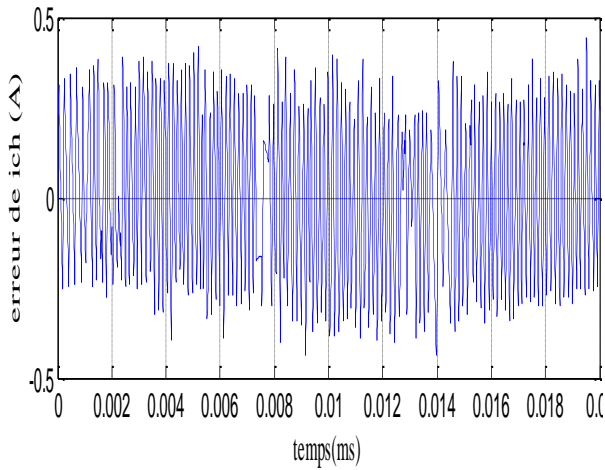


Figure .IV.8.b. Forme d'onde de l'erreur.

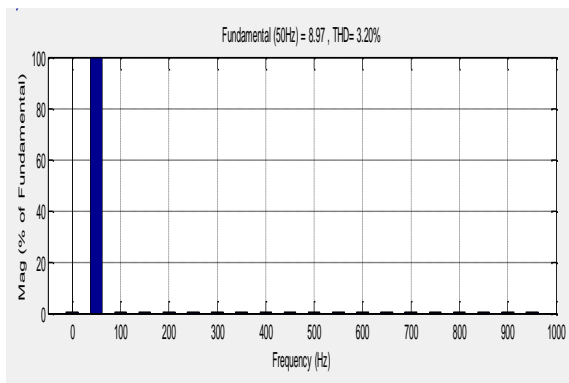


Figure .IV.8.c. Spectre d'harmonique associé à *ich*.

Résultats du modèle avec neutre isolé sans terme de découplage.

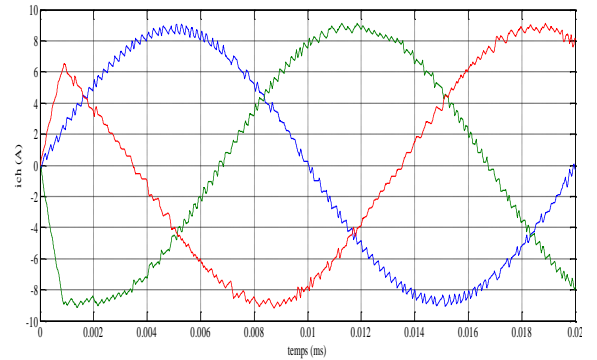


Figure .IV.9.a. Courant de charge.

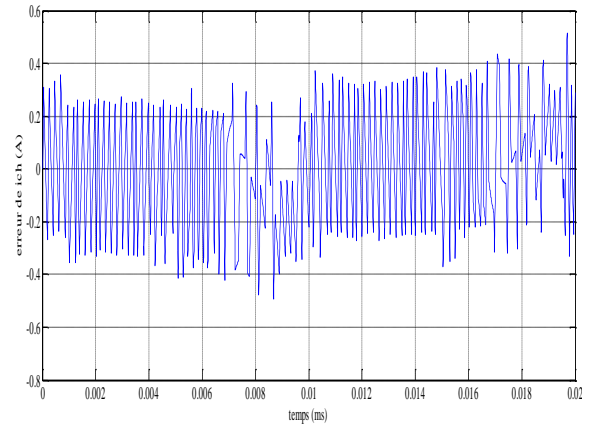


Figure .IV.9.b. Forme d'onde l'erreur.

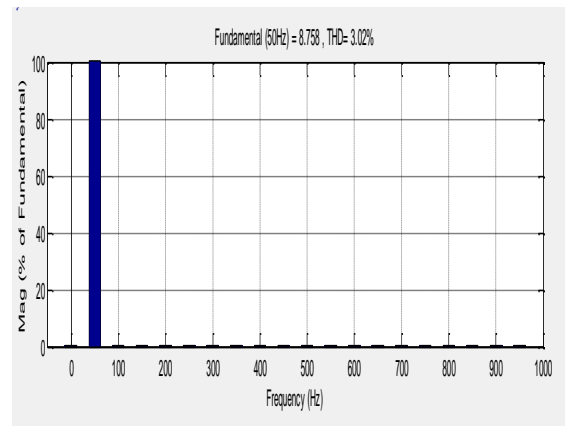


Figure .IV.9.c. Spectre d'harmonique associé à *ich*.

Les Figure (IV.5) ;(IV.6) ;(IV.7) montrent les résultats obtenus par simulation pour les deux stratégies de commande, la commande par hystérésis prédictive et la commande par hystérésis à bande fixe respectivement. Nous remarquons que la technique de commande par hystérésis conventionnelle (à bande fixe) est capable de régler l'amplitude du courant. Mais L'erreur instantanée de courant peut atteindre le double de la bande de tolérance cela dû à l'interaction entre les trois phases. Le changement d'état de comparateur d'une phase influence les tensions dans les deux autres phases. La fréquence de commutation variable.

Les figures (IV.6) et (IV.7) qui représentent respectivement les résultats de simulation obtenus pour les deux modèles montrent que les indices de performances du modèle avec l'erreur de courant découplée sont meilleurs par rapport à celui du modèle sans terme de découplage. Nous avons constaté pour le cas du modèle sans terme de découplage que la forme de l'erreur de courant n'est pas triangulaire, et celle du courant de charge est très distordue, le THD est mauvais. Le THD pour le modèle sans terme de découplage est égal à 5.10% et pour le modèle avec le terme de découplage est égal à 3.20%. Le non linéarité de l'erreur de courant rend la prédiction de la bande d'hystérésis incorrecte. Donc lorsqu'il s'agit du système triphasé, connexion étoile avec neutre isolé (ou connexion delta), il faut découpler l'erreur de courant, afin que les considérations faites sur les systèmes monophasés s'appliquent aux systèmes triphasés.

IV.7.Simulation des modèles d'onduleur triphasé avec la commande en courant par hystérésis à bande adaptative

Les figures (IV.8) et (IV.9) représentent respectivement les résultats de simulation d'un onduleur triphasé à commande de courant par hystérésis à bande adaptative.

- D'un onduleur triphasé en pont à neutre isolé du point milieu de la source d'alimentation avec terme de découplage.
- D'un onduleur triphasé en pont à neutre isolé du point milieu de la source d'alimentation sans terme de découplage.

Les graphes ci-dessous montrent les résultats de simulation d'un onduleur triphasé avec neutre isolé avec l'erreur du courant découplée, commandé par l'hystérésis à bande adaptative. Nous avons remarqué les spectres d'harmoniques montrent une grande amélioration dans la qualité du signale des courant de charge rapporte la commande en courant par hystérésis à bande fixe.

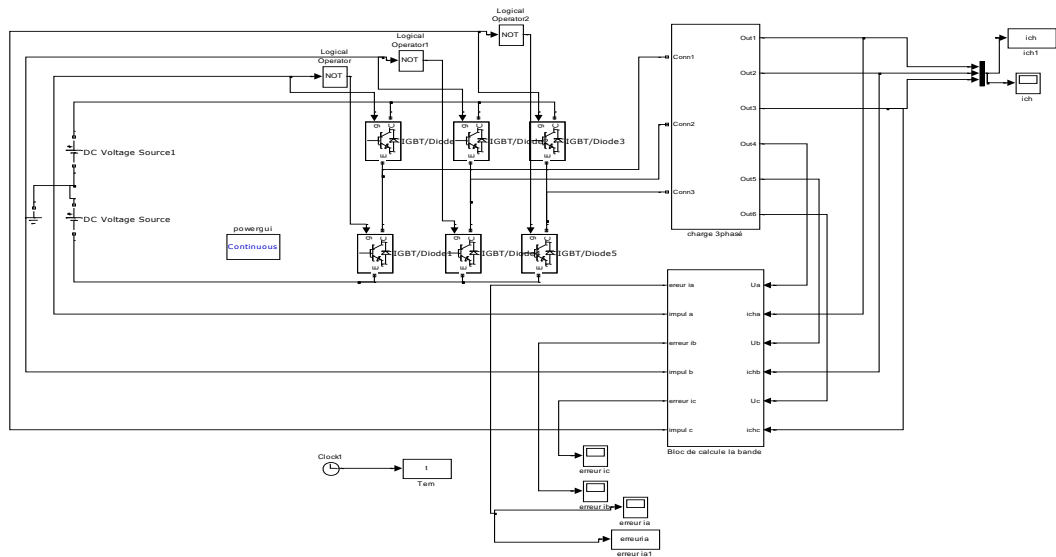


Figure. IV.10. Simulation des modèles d'onduleur triphasé avec la commande de courant par hystérésis à bande adaptative sans terme de découplage.

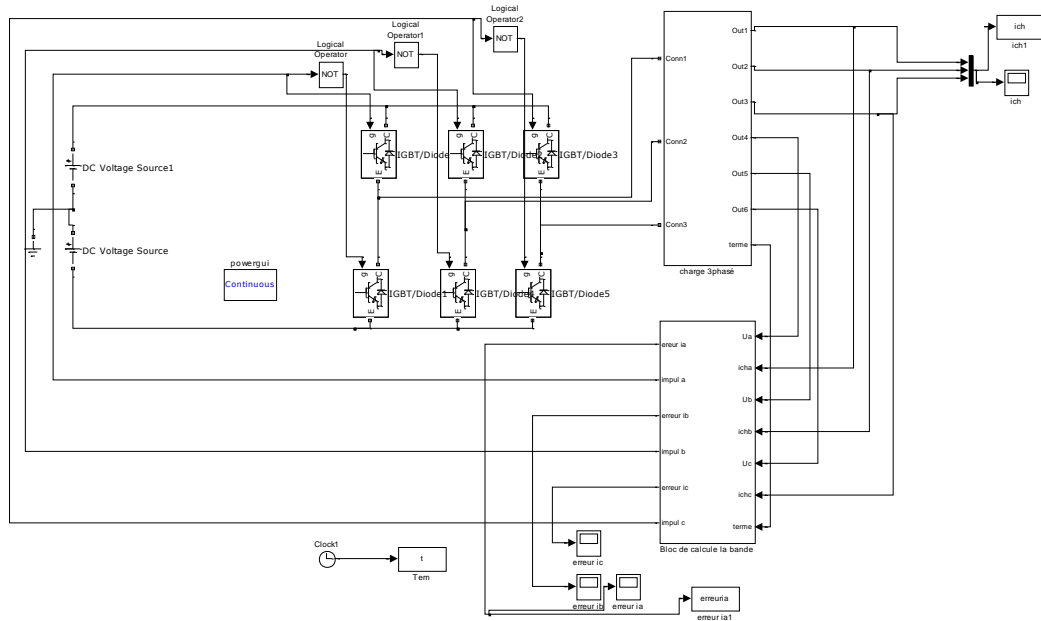


Figure. IV.11. Simulation des modèles d'onduleur triphasé avec la commande de courant par hystérésis à bande adaptative avec terme de découplage.

Résultats du modèle avec neutre isolé avec terme de découplage.

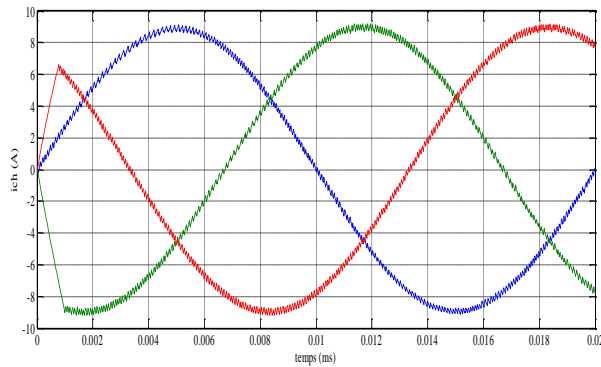


Figure .IV.12.a. Courant de charge.

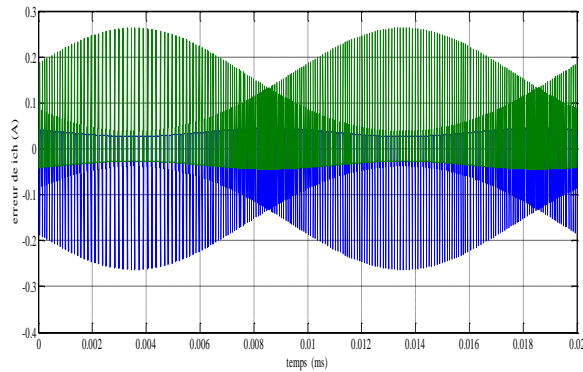


Figure .IV.12.b. Forme d'onde d'erreur.

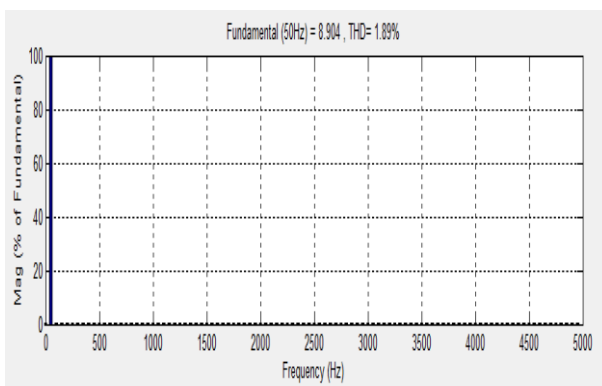


Figure .IV.12.c. Spectre d'harmonique associé à *ich*.

Résultats du modèle avec neutre isolé sans terme de découplage.

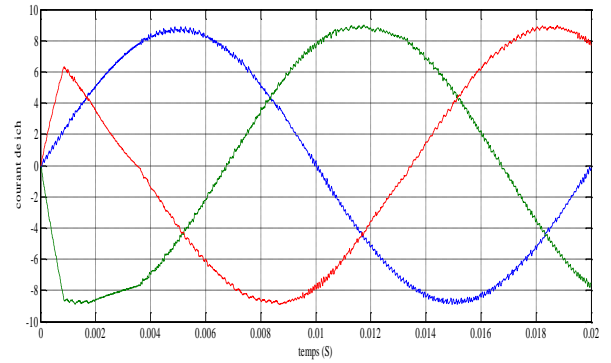


Figure .IV.13.a. Courant de charge.

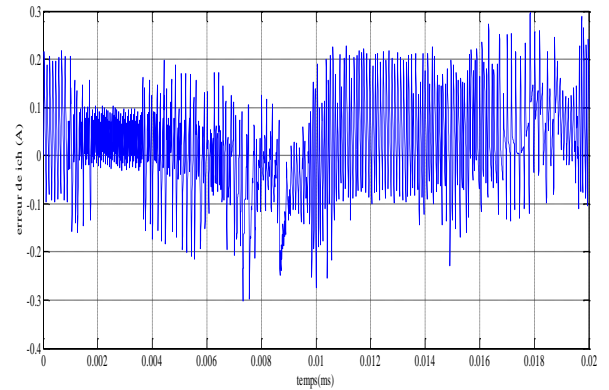


Figure .IV.13.b. Forme d'onde d'erreur.

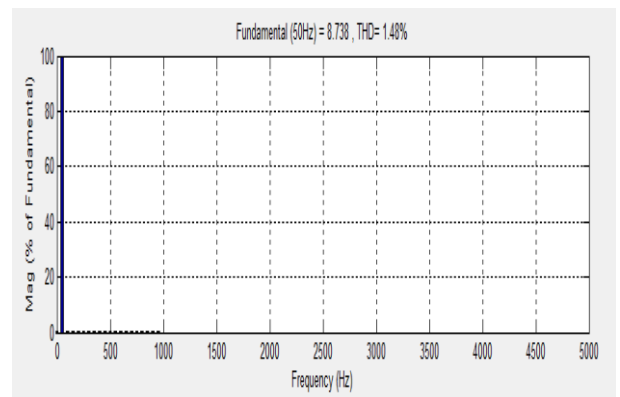


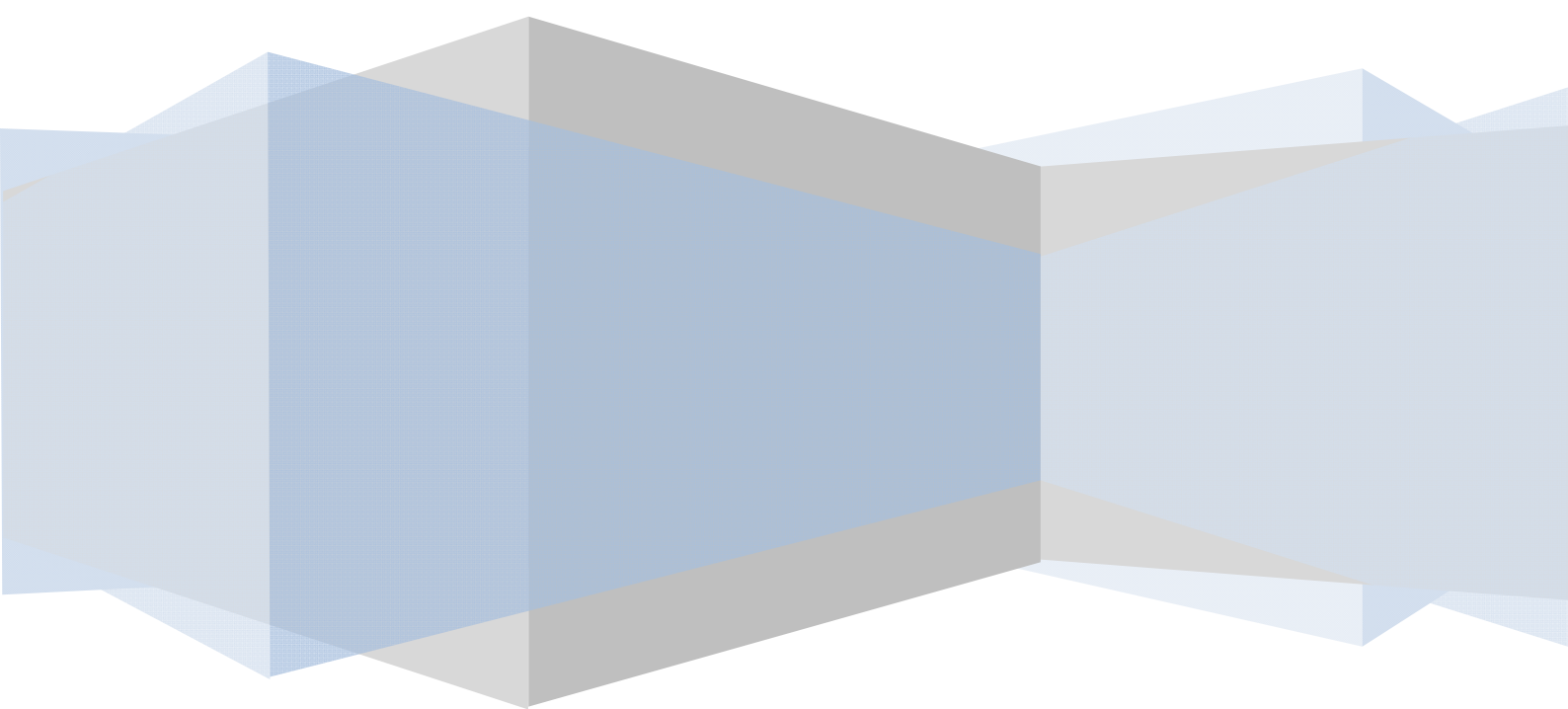
Figure .IV.13.c. Spectre d'harmonique associé à *ich*.

Conclusion

Ce chapitre, est consacré à l'étude théorique de la technique de commande en courant par hystérésis, pour l'onduleur de tension triphasé. Dans un premier temps, nous avons appliqué la FBHC, nous avons testé par simulation les performances de l'algorithme de cette commande. 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.

Par l'utilisation de la méthode de commande proposée, nous avons constaté que l'erreur de courant est maintenue dans la bande d'hystérésis qu'est variable est cela grâce au découplage de l'erreur du courant, une grande amélioration par rapport à la commande par hystérésis à bande fixe, la qualité du signal de courant est améliorée et les spectres d'harmoniques associés à ce signal sont réduits parce que la fréquence de commutation se stabilise autour de la fréquence désirée et par conséquent le taux d'harmoniques de distorsion diminue de 3.20% à 1.39%.

CONCLUSION GÉNÉRALE



CONCLUSION GÉNÉRALE

L'attention particulière portée par les chercheurs, sur la technique de commande par hystérésis est due principalement à ses nombreuses applications et aux avantages qu'elle offre, notamment, la rapidité, la simplicité de son implémentation et la robustesse.

Dans cette technique, la bande d'hystérésis est classiquement d'amplitude constante, ce qui conduit à une fréquence de commutation n'est pas constante et à une ondulation du courant importante et filtrage plus difficile. Ces aspects nous ont conduit à introduire des techniques de commande avancées afin de pallier aux principaux inconvénients de ce type de commande de façon à obtenir les performances les plus intéressantes.

Nous avons examiné deux types de modulation, la modulation par hystérésis de courant à bande fixe, et puis à bande sinusoïdale. L'étude théorique a fait l'objet d'une validation par simulation numérique à l'aide du logiciel Matlab/Simulink pour l'onduleur monophasé et triphasé de tension. L'analyse des formes d'onde obtenues par simulation montre que les harmoniques du courant de charge sont fortement atténués dans le cas de la SBHC par rapport à la FBHC, ce qui est expliqué par l'amélioration du THD. En contrepartie l'augmentation de la fréquence, lors du passage de courant de référence à zéro pour la SBHC, entraînant des pertes considérables dans les composants.

Vu que la FBHC a l'inconvénient principal, que la fréquence de commutation est variable, ce qui va dégrader les performances de cette dernière, nous avons étudié une technique de commande plus développée qui permet de modifier la largeur de bande d'hystérésis d'une façon efficace, afin de garder la fréquence de commutation la plus constante possible.

Les résultats de simulation obtenus par le logiciel MATLAB/SIMULINK montrent ses 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 ses performances dynamiques montre que cet algorithme se distingue par la simplicité de la mise en œuvre, la robustesse.

Ce travail du mémoire nous a permis d'envisager de nombreuses orientations futures : Des applications sur d'autres systèmes de l'électronique de puissance notamment les onduleurs multiniveau, les convertisseurs matriciels, les redresseurs PWM et les convertisseurs AC/DC à absorption sinusoïdale de courant (PFC). Introduire d'autres algorithmes intelligents qui font le même objectif : Des techniques intelligentes (logique floue, floue adaptative...etc.).

BIBLIOGRAPHIE

- [BEG07] : S.Begag, N. 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”, Laboratoire d’Automatique, Département D’électrotechnique, Université Ferhat Abbas- Sétif, Algérie 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP’2007.
- [BEG08] : S. Begag : "Commande en Courant par Hystérésis Numérique pour les Systèmes de l’électronique de Puissance", mémoire de magister UNIVERSITE FERHAT ABBAS - SETIF, 2008.
- [BEL05]: N. Belhaouchet : "La commande dead beat à hystérésis appliquée à l’ondeur et au Hacheur AC PWM : Etude par simulation", Projet de fin d’études du diplôme de magister Universitaire Belhadj l’université de SETIF, 2005.
- [BEN07] : A. Benaboud, “Convertisseur de fréquence indirect à rapport de tension fixe : Interface entre turbo-alternateurs à haut vitesse et réseau électrique”, Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2007.
- [BER06]: F.Berrezek « Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone » mémoire magister, universite badji mokhtar, annaba ,2006.
- [BOU09] :A.Boukaroura «Modélisation et Diagnostic d’un Onduleur Triphasé par l’Approche BondGraph», Département d’électrotechnique, universite ferhat abbas de setif, 2009 .
- [BOU10] A. E. Bouafia : " techniques de commande predictive et floue pour les systemes d’électronique de puissance: application aux redresseurs a MLI ", Thèse de docteur l’universite ferhat abbas - setif, 2010.
- [DAI]: Y. daili A.MAKOUF Med-S NAIT.SAID : Une Simple Technique de Contrôle de Courant par Hystérésis d’un Onduleur de Tension à Fréquence de Commutation Constante, Laboratoire des Systèmes Propulsion-Induction Electromagnétiques LSP-IE Batna 05000.

- [DAI07] Y. Daili: "contrôle de fréquence de commutation des hystérésis utilise dans les commande d'une machine à induction ", mémoire de magister électrotechnique de l'université de SETIF, 2007.
- [DAV14] :R. Davoodnezhad : "hysteresis current regulation of voltage source inverters with constant switching frequency", the degree of Doctor of Philosophy, School of Electrical and Computer Engineering RMIT University Australia, 2014.
- [DJA09]: A.Djalal : Etude experimental de influence des strategies MLI sur la commande de la machine à induction. Thèse de Magistère de l'université de Batna [2009].
- [FER13] : S. Fernandez: "Comparaison des performances électriques d'un onduleur triphasé deux niveaux à commandes directes et indirectes connecté au réseau", Thèse de docteur de PRES Université Lille Nord de France, 2013.
- [GUY06] : S. Guy, Philippe Delarue, Francis Labrique, « Électronique de puissance : Structures, fonctions de base, principales applications », Edition Dunod, 2006.
- [GUY95] : S. Guy, B. Robert, Labrique Francis, Les convertisseurs de l'électronique de puissance la conversion alternaif (volume 4).Edition tec&doc, 1995.
- [JEN10] : Jean-Luc FOCK SUI TOO, «Caractérisation et Modélisation de composants IGBT Et diode PiN dans leur environnement thermique sévère lié aux applications aéronautiques», doctorat de l'université de toulouse, 2010.
- [KEL04]: M. Kale, E. Ozdemir , « An adaptive hysteresis band current controller for shunt active power filter », Electrical Education Department, Technical Education Faculty, Kocaeli University, 41100 Izmit, Turkey, 2004.
- [MAL96]: 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.
- [NIC96]: B. Nicolas "Contribution à la commande des convertisseurs statiques", Thèse de doctorat, INP Toulouse, 1996.
- [OND] : Onduleur de tension: mise en œuvre et Structures-principes-applications. Techniques d'ingénieur, Traité de génie électrique D.3176-3177.

- [OND] : Onduleurs et harmoniques, Cahiers techniques Merlin Gerin N°159.
- [PIO10] : Michel Piou , « Génie Electrique (conversion statique d'énergie), chapitre I », <http://www.iutenligne.net>, 2010.
- [RAM10] :Rami A. Mahir. Amjad J.H et Ayad Q. Hussien : "Adaptive Hysteresis-Band Current Controller of a Three Phase Induction Machine",Journal of Engineering and Development, Vol. 14, No. 2, June 2010.
- [SHA03] E. G. Shahraki: "Apport de l'UPFC à l'amélioration de la stabilité transitoire des réseaux électriques", Thèse de docteur le l'université de Henri Poincaré, Nancy 1, 2003.
- [SON86] : L.Sonaglioni "Predictive Digital Hysteresis Current Control", IEEE, IAC, Orlando, FL USA, Vol.3, 8-12 Oct 1995, pp.1879-1886.
- [TRI92] : 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.
- [WIL99] T. Wildi : Electrotechnique, 3eme édition, éditions de Boeck université (1999).
- [YAO93]: 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.

RÉSUMÉ

La technique de commande en courant par hystérésis est largement utilisée dans le domaine de l'électronique de puissance, dont ses principaux avantages sont la très grande simplicité, la robustesse et la rapidité. Cependant, elle souffre du problème majeur qui réside dans l'absence de contrôle de la fréquence de commutation qui présente de forte variation surtout dans le cas des systèmes triphasés à neutre isolé où les interactions entre les phases apparaissent lors du fonctionnement. L'objectif recherché est l'étude d'une nouvelle loi de commande en courant par hystérésis à bande adaptative qui permet de rendre la fréquence de commutation constante, afin de surmonter les inconvénients inhérents à la commande de courant par hystérésis classique, ce qui conduit à des améliorations apportées sur la qualité des formes d'ondes des courants contrôlés. Les performances de la loi de commande élaborée sont vérifiées par voie de simulation à l'aide du logiciel Matlab/Simulink.

Mots-clés : Commande en courant par hystérésis, Fréquence de commutation, Techniques de commande MLI, Onduleurs de tension triphasés.

ملخص:

يستخدم أسلوب التحكم الحالي في التباطؤ على نطاق واسع في مجال إلكترونيات الطاقة، التي تتمثل مزاياها الرئيسية في البساطة والقوة والسرعة. ومع ذلك، فإنه يعاني من المشكلة الرئيسية التي تكمن في عدم وجود سيطرة على تردد التبديل الذي له تباين قوي خاصة في حالة الأنظمة ثلاثية الطور ذات المحايدة المعزولة حيث تظهر التفاعلات بين المراحل أثناء التشغيل. الهدف من ذلك هو دراسة قانون جديد للتحكم في التباطؤ في النطاق التكيفي الجديد يجعل تردد التبديل ثابتاً، من أجل التغلب على العيوب الملازمة للتحكم الحالي في التباطؤ، مما يؤدي إلى تحسينات في جودة الأشكال الطولية للتيارات التي تتم مراقبتها. يتم التحقق من أداء قانون التحكم المطور عن طريق المحاكاة باستخدام برنامج ماتلاب والمحاكاة.

الكلمات المفتاحية: تحكم في تيار بالتباطؤ، تردد تبديل، موج التوتر ثلاثي الطور، تقنية التحكم MLI.