



Université Mohamed khider de Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de génie électrique

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Filière : Électromécanique
Spécialité : Électromécanique

Réf. :

Commande des convertisseurs alternatif-alternatif directs

Présenté et soutenu par :

- Okba Selikh
- Smicha Ziad

Le:

Jury :

Dr. Bakhoucha Nassima	MAB	U. Mohamed Khider Biskra	Président
Dr. Derradji Belloum Karima	MAA	U. Mohamed Khider Biskra	Encadreur
Dr. Rahoua Naaima	MCB	U. Mohamed Khider Biskra	Examineur

Année universitaire : 2021/2022



Université Mohamed khider de Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de génie électrique

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Filière : Électromécanique
Spécialité : Électromécanique

Réf. :

Commande des convertisseurs alternatif-alternatif directs

Le:

Présenté par :

- Selikh Okba
- Smicha Ziad

Avis favorable de l'encadreur :

Dr. Derradji Belloum Karima

Avis favorable du Président du Jury

Nom et prénom :

- Dr. Bakhoucha Nassima

Signature :

Cachet et signature

Résumé :

Ce travail est sur l'étude théorique et en simulation sous Matlab/Simulink des convertisseurs ACAC direct monophasé et triphasé.

Plusieurs solutions ont été envisagées pour minimiser les inconvénients apportés par les convertisseurs AC/AC à commande par l'angle de phase et qui peuvent être classées en deux :

La première consiste à la conception de nouvelles topologies peu ou moins polluantes et c'en modifiant le circuit de puissance par l'addition d'un chemin de roue libre, cette solution améliore le facteur de puissance à l'entrée. Tandis que la seconde s'intéresse à utiliser les possibilités offertes par les interrupteurs bicommandables et bidirectionnels qui permettent d'appliquer les techniques de commandes MLI.

Mots clé : Commande MLI, conversion AC-AC, harmoniques, Facteur de puissance, Facteur de distorsion, Hacheur alternatif.

Abstract :

This work is on the theoretical study and in simulation under Matlab/Simulink of the direct single-phase and three-phase AC-AC converters. Several solutions have been considered to minimize the disadvantages brought by AC-AC converters controlled by the phase angle and which can be classified into two: The first consists in the design of new topologies with little or less pollution and this by modifying the power circuit by adding a freewheel path, this solution improves the power factor at the input. While the second is interested in using the possibilities offered by bi-controllable and bi-directional switches, which make it possible to apply PWM control techniques.

Keywords: PWM control, AC-AC conversion, harmonics, power factor, distortion factor, AC chopper.

ملخص:

هذا العمل على الدراسة النظرية وفي المحاكاة تحت Matlab / Simulink لمحولات التيار المتردد أحادية الطور وثلاثية الطور. تم النظر في العديد من الحلول لتقليل العيوب التي تسببها محولات التيار المتردد / التيار المتردد التي يتم التحكم فيها بواسطة زاوية الطور والتي يمكن تصنيفها إلى قسمين: الأول يتكون من تصميم طوبولوجيا جديدة مع تلوث قليل أو أقل وهذا عن طريق تعديل دائرة الطاقة بواسطة مضيئاً مسار عجلة حرة، يعمل هذا الحل على تحسين عامل الطاقة عند الإدخال. بينما يهتم الثاني باستخدام الإمكانيات التي توفرها مفاتيح التحكم ثنائية الاتجاه وثنائية الاتجاه والتي تجعل من الممكن تطبيق تقنيات التحكم في PWM.

الكلمات المفتاحية: تحكم PWM، تحويل AC-AC، التوافقيات، عامل القدرة، عامل التشويه، مفرمة التيار المتردد.

Remerciement

Avant tous, je remercie **ALLAH** le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail. Aussi, je voudrais exprimer toute ma gratitude à l'ensemble des personnes qui ont participé de près ou de loin à ce travail, qui ont croisé ma route, en m'accordant le temps, l'écoute, les conseils, qui m'auront permis à leur manière de progresser.

Tout d'abord, je tiens à exprimer mes profonds remerciements à mon professeur encadrant **Dr. Derradji Karima**, pour son encadrement exemplaire ainsi que pour son soutien, sa collaboration, et sa disponibilité ; vos remarques et conseils m'ont permis de mener à bien ce travail.

Je ne manquerais pas non plus de remercier les honorables membres du jury d'avoir accepté d'évaluer cette soutenance, et de me faire part de leurs remarques sûrement pertinentes qui contribueront, sans nul doute, au perfectionnement du présent travail.

Je remercie aussi mon collègue dans ce travail **Smicha Ziad**.

Merci également à tous les membres de ma famille dans son intégralité, à mes amis et à toutes les personnes qui me sont chères.

OKBA SELIKH

Remerciement

Tout d'abord, je remercie **ALLAH** le tout puissant de m'avoir donné l'effort pour finir ce travail.

Je tiens à remercier très chaleureusement mon directeur **Dr. Derradji Karima**, pour son suivi permanent et ses précieux conseils.

Je tiens également à remercier vivement les membres de jury pour avoir accepté d'évaluer ce travail.

Sans oublier mon collègue dans ce travail **Okba Selikh**.

Merci à tous mes amis, ma famille

Smicha Ziad

Dédicace

Je dédie ce travail à mes parents qui m'ont soutenu tout au long de mon travail.

À ma soeur **Dr. S. Houria** qui n'a pas hésiter à m'encourager

À mes frères : **Bilale** et **Khalil**, dont je puis ma force

À mes camarades : **Slimane, Fares, Mouslem, Chettih Achref, Chala Ali,**

Mahdi Bittam, Assem,

Taki eddine, Omar, Mahdi Moussaoui, Chamssou, Abed elouahab et

Z.Lazhar .

Et à tous mes amis

Et pour toute ma famille.

OKBA SELIKH

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

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

Mes frères et soeurs.

A mes amis : **Moussa Messmoudi, H. Abed Elghani, Ismail Bacha Chettih**
Achref, Chala Ali , Hadid mohamed ali et Abed elmalek Smicha.

Mes neveux et nièces.

Toute ma famille.

Tous mes amis et plus particulièrement

Smicha Ziad

Nomenclature

R	Résistance [Ω]
L	Inductance [H]
Z	Impédance [Ω]
I_m	Courant maximale [A]
V_M	Tension maximale [V]
i_0	Courant à l'instant $t=0$
v_0	Tension à l'instant $t=0$
I_{hn}	Courant d'harmonique de range n
V_{hn}	Tension d'harmonique de range n
V_s	Tension de source [V]
i_{AK}	Courant anode-cathode [A]
V_{AK}	Tension anode-cathode [V]
I_g	Courant de gâchette [A]
V_{GE}	Tension gâchette-émetteur [V]
V_{ab}	Tension entre a et b [V]
τ	Constante de temps
β	Angle d'extinction
γ	Déphasage entre la puissance apparente S' et la puissance S [degré]
α	Angle d'amorçage [degré]
Q	Facteur de qualité
THD	Taux de distorsion harmonique totale
F_d	Facteur de déplacement
F_p	Facteur de puissance
F_{Pg}	Facteur d puissance du gradateur
F_{dis}	Facteur de distorsion
F_{Ph}	Facteur d puissance du hacheur
φ	Angle de déphasage [degré]
φ_1	Angle de déphasage d terme fondamentale [degré]
$\varphi_{PS'}$	Angle de déphasage entre la puissance active et apparente [degré]
a_{vn}	Amplitude d'harmonique de tension d'ordre n
a_{in}	Amplitude d'harmonique de courant d'ordre n
S	Puissance apparente [VA]
P	Puissance active [W]
D	Puissance déformante
A_r	Amplitude du signal de référence
A_p	Amplitude du signal de porteuse
M_a	Indice de modulation d'amplitude
M_f	Indice de modulation de fréquence
N_p	Nombre d'impulsion par demi-cycle
f	Fréquence [Hz]
f_p	Fréquence de signal de porteuse [Hz]
f_r	Fréquence de signal de référence [Hz]
W	Amplitude du signal de référence à $\omega t = 0$
Y	Amplitude du signal de référence à $\omega t = \pi$
C	Coefficient de réglage
S_L	Pente de signal de référence
X_0	Valeur moyenne de signal

LISTE DES FIGURES

Chapitre I : les convertisseurs AC-AC à commutation naturelle.

Figure (I.1) : Caractéristiques de la diode.....	3
Figure (I.2) : Caractéristiques du thyristor.....	4
Figure (I.3) : Structure d'un gradateur à commande unidirectionnelle.....	5
Figure (I.4) : Structure d'un gradateur à commande bidirectionnelle (à cathode commune).....	6
Figure (I.5) : Structure d'un gradateur à commande bidirectionnelle (en pont).....	6
Figure (I.6) : Forme d'allure de sortie (Charge résistive).....	7
Figure (I.7) : Schéma d'un gradateur monophasé.....	7
Figure (I.8) : Les allures de sorties d'un gradateur à commande par train d'ondes(Charge résistive).....	7
Figure (I.9) : Digramme de Fresnel des puissances pour une charge non-linéaire.....	8
Figure (I.10) : Gradateur monophasé	10
Figure (I.11) : Modèle de la simulation d'un gradateur monophasé.....	16
Figure (I.12) : La tension de sortie d'un gradateur monophasé et le spectre correspondant.....	16
Figure (I.13) : Le courant de sortie d'un gradateur monophasé et le spectre correspondant.....	17
Figure (I.14) : Valeurs relatives des tensions fonction en de α pour différents valeurs du déphasage φ	17
Figure (I.15) : Valeurs relatives des courants en fonction de α pour différents valeurs du déphasage φ	17
Figure (I.16) : Taux de ditorsion harmonique total de la tension THD_v en fonction de α	18
Figure (I.17) : Taux de distorsion harmonique total du courant THD_i en fonction de α	18
Figure (I.18) : Facteur de distorsion de la tension $F_{dis v}$ en fonction de α	19
Figure (I.19) : Facteur de distorsion du courant $F_{dis i}$ en fonction de α	19
Figure (I.20) : Facteur de déphasage en fonction de α	19
Figure (I.21) : Facteur de puissance en fonction de α	19
Figure (I.22) : Structure du gradateur triphasé tous thyristors.....	20
Figure (I.23) : Structure du gradateur tréphasé mixte.....	20
Figure (I.24) : Groupement en triangle de trois gradateurs monophasés tous thyristors.....	20
Figure (I.25) : Schéma d'un gradateur triphasé en étoile.....	21
Figure (I.26) : Allure de d'un gradateur triphasé en étoile 1 ^{er} mode	22
Figure (I.27) : Allure de d'un gradateur triphasé en étoile 2 ^{ème} mode	22
Figure (I.28) : Allure de d'un gradateur triphasé en étoile 3 ^{ème} mode	23
Figure (I.29) : Allure de d'un gradateur triphasé en étoile 1 ^{er} mode	24
Figure (I.30) : Allure de d'un gradateur triphasé en étoile 2 ^{ème} mode	25
Figure (I.31) : Allure de d'un gradateur triphasé en étoile 3 ^{ème} mode.....	25

Chapitre II : Les convertisseurs AC-AC à commutation forcée.

Figure (II.1) : La structure d'un hacheur alternatif monophasé.....	27
Figure (II.2) : Structure des interrupteurs quatre quadrants bi-commandables de transistors et diodes.....	28
Figure (II.3) : Symboles et sens conventionnels positifs.....	28
Figure (II.4) : Transistor réel.....	29
Figure (II.5) : Le schéma de constitution de transistor.....	29
Figure (II.6) : Caractéristique idéale du transistor.....	30
Figure (II.7) : Caractéristique réelle du transistor.....	30
Figure (II.8) : Symbole de l'I.G.B.T.....	30
Figure (II.9) : Constitution de l'I.G.B.T.....	31
Figure (II.10) : Caractéristique réelle du l'I.G.B.T.....	31
Figure (II.11) : Caractéristique idéal du l'I.G.B.T.....	31
Figure (II.12) : Structure d'un hacheur alternatif monophasé.....	31
Figure (II.13) : Schémas équivalent de l'alternance positive.....	32
Figure (II.14) : Schémas équivalent de l'alternance négative.....	32
Figure (II.15) : Modèle de la simulation d'un hacheur alternatif monophasé.....	36
Figure (II.16) : La tension de sortie d'un gradateur monophasé et le spectre correspondant.....	37
Figure (II.17) : Courant de sortie d'un gradateur monophasé et le spectre correspondant.....	37
Figure (II.18) : Courant de source d'un hacheur alternatif monophasé.....	38
Figure (II.19) : Courant de roue libre d'un hacheur alternatif monophasé.....	38
Figure (II.20) : Valeurs relatives des tensions de charge en fonction de C pour diverses valeurs du déphasage.....	38
Figure (II.21) : Valeurs relatives des courants de source en fonction de C pour diverses valeurs du déphasage φ	38
Figure (II.22) : Valeurs relatives des courants de source en fonction de C pour diverses valeurs du déphasage φ	39
Figure (II.23): Taux de distorsion harmonique total de la tension de sortie THD_v en fonction de C.....	39
Figure (II.24) : Taux de distorsion harmonique total du courant de sortie THD_i en fonction de C.....	39
Figure (II.25): Facteur de distorsion du courant d'entrée $F_{dis is}$ en fonction de C.....	40
Figure (II.26) : Taux de distorsion harmonique total du courant d'entrée THD_{is} en fonction de C.....	40
Figure (II.27) : Facteur de puissance F_d en fonction de C.....	41
Figure (II.28) : Facteur de déplacement F_{ph} en fonction de C.....	41

Chapitre III : Les techniques de commande MLI du hacheur AC PWM.

Figure (III.1) : Signal de commande.....	44
Figure (III.2) : Modèle la simulation d'un hacheur alternatif monophasé commandé par la technique MLI sin-triangulaire.....	44
Figure (III.3) : Commande des interrupteurs.....	45
Figure (III.4) : Tension de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.....	45
Figure (III.5) : Courant de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.....	45
Figure (III.6) : Courant de source d'un hacheur alternatif monophasé.....	46
Figure (III.7) : Vriation du rapport V_{ch1}/V par rapport au variation d'indice de modulation d'amplitude M_a	46
Figure (III.8) : Taux de ditorsion harmonique total de la tension de sortie THD_v en fonction de M_a	47
Figure (III.9) : Taux de ditorsion harmonique total de courant de sortie THD_i en fonction de M_a	47
Figure (III.10) : Taux de ditorsion harmonique total du courant d'entrée THD_{is} en fonction de M_a	47
Figure (III.11) : Facteur de distorsion de la courant d'entrée F_{disis} en fonction de M_a	47
Figure (III.12) : Facteur de puissance F_{ph} en fonction de M_a	48
Figure (III.13) : Facteur de déplacement F_d en fonction de M_a	48
Figure (III.14) : Modulation de type « M ».....	49
Figure (III.15) : Modulation de type « W ».....	49
Figure (III.16) : Modèle la simulation d'un hacheur alternatif monophasé commandé par la technique MLI conventionnelle.....	50
Figure (III.17) : Commande des interrupteurs.....	50
Figure(III.18) : Tension de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.....	50
Figure (III.19) : Courant de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.....	51
Figure (III.20) : Courant de source et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.....	51
Figure (III.21) : Vriation du rapport V_{ch1}/V par rapport au variation d'ndice de modulation d'amplitude M_a	52
Figure (III.22) : Taux de ditorsion harmonique total de la tension de sortie THD_v en fonction de M_a	52
Figure (III.23) : Taux de ditorsion harmonique total de courant de sortie THD_i en fonction de M_a	52
Figure (III.24) : Taux de distorsion harmonique total du courant d'entrée THD_{is} en fonction de M_a	53
Figure (III.25) : Facteur de distorsion de la courant d'entrée F_{dis} en fonction de M_a	53
Figure (III.26) : Facteur de déplacement F_d en fonction de M_a	54
Figure (III.27) : Facteur de puissance F_{ph} en fonction de M_a	54
Figure (III.28) : Technique APWM avec variation de X_0	55
Figure (III.29) : Technique APWM avec variation de S_L	55
Figure (III.30) : Modèle la simulation d'un hacheur alternatif monophasé commandé par la technique MLI asymétrique.....	55
Figure (III.31) : Commande des interrupteurs.....	56

Figure (III.32) : Tension de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.....	56
Figure (III.33) : Courant de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.....	56
Figure (III.34) : Courant de source et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.....	57
Figure (III.35) : Tension de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.....	57
Figure (III.36) : Courant de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.....	57
Figure (III.37) : Courant de source et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.....	58
Figure (III.38) : Tension de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.....	58
Figure (III.39) : Courant de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.....	58
Figure (III.40) : Courant de source et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.....	59
Figure (III.41) : Tension de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.....	60
Figure (III.42) : Courant de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.....	60
Figure (III.43) : Courant de source et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.....	60
Figure (III.44) : Tension de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.....	61
Figure (III.45) : Courant de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.....	61
Figure (III.46) : Courant de source et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.....	61
Figure (III.47) : Tensions de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif triphasé.....	62
Figure (III.48) : Courants de la charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif triphasé.....	63
Figure (III.49) : Tensions de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif triphasé.....	63
Figure (III.50) : Courants de la charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif triphasé.....	63
Figure (III.51) : Tensions de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif triphasé.....	64
Figure (III.52) : Tension de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif triphasé.....	64

Chapitre IV : Commande en courant du hacheur AC PWM.

Figure (IV.1) : Structure d'un hacheur monophasé commandé par la technique hystérésis.....	66
Figure (IV.2) : Les signaux de commande.....	67
Figure (IV.3) : L'erreur de comparaison entre le courant de référence et le courant réel de la charge pour la technique hystérésis à bande fixe (FBHC).....	68

Figure (IV.4) : Modèle la simulation d'un hacheur alternatif monophasé commandé par la technique hystérésis à bande fixe (FBHC).....	68
Figure (IV.5) : Les séquences de commutation d'un hacheur alternatif monophasé commandé par la technique hystérésis à bande fixe (FBHC).....	69
Figure (IV.6) : Allure de tension de la charge et le spectre correspondant.....	69
Figure (IV.7) : Allure de courant de la charge et le spectre correspondant.....	70
Figure (IV.8) : Allure de courant de source et le spectre correspondant.....	70
Figure (IV.9) : Allure de tension de la charge et le spectre correspondant.....	71
Figure (IV.10) : Allure de courant de la charge et le spectre correspondant.....	71
Figure (IV.11) : Allure de courant de source et le spectre correspondant.....	71
Figure (IV.12) : Allure de tension de la charge et le spectre correspondant.....	72
Figure (IV.13) : Allure de courant de la charge et le spectre correspondant.....	72
Figure (IV.14) : Allure de courant de source et le spectre correspondant.....	72
Figure (IV.15) : Les impulsions de commande.....	74
Figure (IV.16) : L'erreur de comparaison entre le courant de référence et le courant réel de la charge pour la technique hystérésis à bande sinusoïdale (SBHC).....	74
Figure (IV.17) : Modèle la simulation d'un hacheur alternatif monophasé commandé par la technique hystérésis à bande sinusoïdale (SBHC).....	75
Figure (IV.18) : Les séquences de commutation d'un hacheur alternatif monophasé commandé par la technique hystérésis à bande sinusoïdale (SBHC).....	75
Figure (IV.19) : Allure de tension de la charge et le spectre correspondant.....	76
Figure (IV.20) : Allure de courant de la charge et le spectre correspondant.....	76
Figure (IV.21) : Allure de courant de source et le spectre correspondant.....	77
Figure (IV.22) : Allure de tension de la charge et le spectre correspondant.....	77
Figure (IV.23) : Allure de courant de la charge et le spectre correspondant.....	77
Figure (IV.24) : Allure de courant de source et le spectre correspondant.....	78
Figure (IV.25) : Allure de tension de la charge et le spectre correspondant.....	78
Figure (IV.26) : Allure de courant de la charge et le spectre correspondant.....	78
Figure (IV.27) : Allure de courant de source et le spectre correspondant.....	79
Figure (IV.28) : Facteur distorsion courant de charge F_{dis} fonction de H.....	79
Figure (IV.29) : Facteur distorsion de la source F_{dis} en fonction de H.....	79
Figure (IV.30) : Facteur de puissance de côté source F_{ps} fonction de H.....	80
Figure (IV.31) : Variations courant de charge fonction de i_{ref}	80
Figure (IV.32) : Variation de la fréquence de coupure bande fixe.....	80
Figure (IV.33) : Variation de la fréquence de coupure bande sinusoïdal.....	80
Figure (IV.34) : Réponse de courant de la charge pour une variation du courant de référence.....	81
Figure (IV.35) : Zoom du courant de la charge aux instants de la variation du courant de référence.....	82
Figure (III.36) : Réponse de courant de la charge pour des tensions de source déséquilibrées.....	82
Figure (IV.37) : Modèle de la simulation d'un hacheur alternatif triphasé.....	83
Figure (IV.38) : Allure de tension de la charge et le spectre correspondant.....	83
Figure (IV.39) : Allure de courant de la charge	84
Figure (IV.40) : Allure de tension de la charge et le spectre correspondant.....	84
Figure (IV.41) : Allure de courant de la charge	85

Liste des tableaux

Tableau (II.1) : Séquences de commandes des interrupteurs.....	37
Tableau (III.1) : Les valeurs des différents facteurs de performances pour la variation de X_0.....	59
Tableau (III.2) : Les valeurs des différents facteurs de performances pour la variation de S_L.....	62
Tableau (IV.1) : Les paramètres de performances pour chaque technique de commande.....	85

Sommaire

Sommaire

Sommaire

Introduction générale	1
Chapitre I : les convertisseurs AC-AC à commutation naturelle.	
I.1 Introduction	3
I.2 Les convertisseurs AC-AC à commutation naturelle	3
I.3 les interrupteurs non commandables	3
I.3.1 Diode de puissance	3
I.3.1.1 Présentation	3
I.3.1.2 Fonctionnement de la diode idéal	4
I.4 Les interrupteurs commandables	4
I.4.1 Les thyristors	4
I.4.1.1 Présentation du thyristor	4
I.4.1.2 Description du fonctionnement	4
I.5 Définition des gradateurs	5
I.6 Quelques structures de gradateur monophasé	5
I.6.1. Gradateur à commande unidirectionnelle	5
I.6.2 Gradateur à commande bidirectionnelle (à cathode commune)	6
I.6.3 Gradateur à commande bidirectionnelle (en pont)	6
I.7 Les techniques de commande du gradateur	6
I.7.1 Gradateur commandé par angle de phase	6
I.7.2 Gradateur à commande par train d'ondes (ON-OFF)	7
I.8 Perturbation harmoniques.....	7
I.8.1 Caractéristiques des harmoniques	8
I.8.2 Conséquences de l'harmonique	9
I.8.3 Solution aux perturbations harmoniques	9
I.9 Etude d'un gradateur monophasé à commutation naturelle.....	9
I.9.1 Fonctionnement	9
I.9.2 Les caractéristiques du fonctionnement d'un gradateur monophasé à commutation naturelle	10
I.9.3 Les caractéristiques des harmoniques	11
I.9.4 Les paramètres de performance :	13
I.9.4.1 Facteur de déplacement à la source	13
I.9.4.2 Facteur de distorsion :	13
I.9.4.3 Le facteur de puissance	14
I.9.4.4 Le taux de distorsion harmonique totale	14

Sommaire

I.9.5 Etude en simulation d'un gradateur monophasé	16
I.10 Gradateur triphasé à commutation naturelle	20
I.10.1 Quelques structures du gradateur triphasé	20
I.10.2 Présentation du gradateur triphasé couplé en étoile	21
I.10.3 Les caractéristiques du fonctionnement d'un gradateur triphasé couplé en étoile à commutation naturelle	21
I.11 Conclusion	26

Chapitre II : Les convertisseurs AC-AC à commutation forcée

II.1 Introduction	27
II.2 La structure du convertisseur monophasé	27
II.2.1 Synthèses des interrupteurs quatre quadrants	27
II.2.1.1 Les composants utilisées	28
II.2.1.1.1 Transistor bipolaire de puissance	28
II.2.1.1.1.1 Présentation	28
II.2.1.1.1.2 Constitution	29
II.2.1.1.1.3 Fonctionnement du transistor	29
II.2.1.1.1.4 Les caractéristiques du transistor	30
II.2.1.1.2 L'I.G.B.T	30
II.2.1.1.2.1 Description du fonctionnement	30
II.2.1.1.2.2 Les caractéristique du fonctionnement	31
II.2.2 Hacheur alternatif monophasé	31
II.2.2.1 La structure d'hacheur alternatif monophasé	31
II.2.2.2 Fonctionnement	32
II.2.2.3 Caractéristiques d'un hacheur alternatif monophasé	32
II.2.2.4 Étude en simulation d'un hacheur alternatif monophasé (technique de commande par variation d'angle de phase)	36
II.3 Conclusion	42

Chapitre III : Les techniques de commande MLI du hacheur

AC PWM.

III.1 Introduction	43
III.2 Les techniques de commande MLI des hacheurs alternatifs	43
III.2.1 La technique MLI naturelle	43
III.2.1.1 Présentation de la technique MLI naturelle	43
III.2.1.2 Étude en simulation d'un hacheur commandé par la technique MLI sin-triangularaire	44

Sommaire

III.2.2 La technique MLI conventionnelle	48
III.2.2.1 Présentation de la technique MLI conventionnelle	48
III.2.2.2 Étude en simulation d'un hacheur commandé par la technique MLI conventionnelle	49
III.2.3 La technique MLI asymétrique	54
III.2.3.1 Présentation de la technique MLI asymétrique	54
III.2.3.2 Étude en simulation d'un hacheur commandé par la technique MLI asymétrique	55
III.3 Étude en simulation d'un hacheur triphasé commandé par les techniques MLI à boucle ouverte	62
III.4 Conclusion	65
Chapitre IV : Commande en courant du hacheur AC PWM.	
IV.1 Introduction	66
IV.2 Principe de fonctionnement	66
IV.3 Commande par hystérésis à bande fixe (FBHC)	67
IV.3.1 Principe de fonctionnement	67
IV.3.2 Simulation d'un hacheur alternatif monophasé commandé par la technique hystérésis a bande fixe (FBHC)	68
IV.4 Commande par hystérésis à bande sinusoïdale (SBHC)	73
IV.4.1 Principe de fonctionnement	73
IV.4.2 Simulation d'un hacheur alternatif monophasé commandé par la technique hystérésis a bande sinusoïdal (SBHC)	74
IV.5 Simulation d'un hacheur alternatif triphasé commandé par la technique hystérésis	82
IV.6 Conclusion	86
Conclusion générale	87
Bibliographie	89

Introduction générale

Introduction générale

Introduction générale

Dans ces dernières années, le développement dans le domaine d'électronique de puissance a donné une grande importance de l'utilisation des convertisseurs statiques pour contrôler l'énergie fournie au récepteur.

Les convertisseurs AC/AC à commutation naturelle qu'on appelle aussi les gradateurs classiques sont utilisés dans de nombreuses applications qui nécessitent le contrôle de puissance alternative telle que les variateurs de vitesse, le démarrage des moteurs à induction, le chauffage et la luminosité. Cependant, cela n'enlève rien à ses inconvénients lequel des plus important est la limitation dues aux caractéristiques inhérentes à leur commande [23] [24], et l'injection des harmoniques au niveau de réseau, ainsi que la consommation d'énergie réactive même à charge purement résistive. C'est ce qui a retenu l'attention des chercheurs dans le domaine d'électronique de puissance afin de trouver des solutions pour réduire les inconvénients du convertisseur AC /AC classique. L'une des solutions proposées est de développer une nouvelle structure du gradateur classique et remplacer les thyristors semi-commandable par des nouveaux composants tels que le Mosfet et l'Igbt, afin de configurer des interrupteurs bicommandables à l'ouverture et à la fermeture, et bidirectionnelle en tension et en courant. Cette nouvelle topologie est appelée hacheur alternatif [21].

La nouvelle structure de convertisseur AC /AC direct entièrement commandé a permet de réduire les harmoniques et la consommation d'énergie réactive par rapport au structure du gradateur classique, en plus, les caractéristiques deviennent ne dépendant pas de la charge, à partir des degrés de liberté disponibles dans la commande de cette nouvelle topologie [22].

L'évolution des techniques de modulation de largeur d'impulsion (MLI) a donné au chercheurs d'autres solutions pour profiter le maximum des avantages disponibles dans la nouvelle structure et des interrupteurs bicommandables et bidirectionnelles, à fin d'améliorer la qualité d'énergie, rejeter les harmoniques vers des fréquences plus élevées, et donc faciliter leur filtrage avec un coût raisonnable, ainsi que l'amélioration du facteur de puissance [25].

Dans ce mémoire, on présente une étude théorique et en simulation des convertisseurs AC/AC monophasés et triphasés commandés par des différents techniques de modulation de largeur d'impulsion MLI (naturelle, conventionnelle, asymétrique et hystérésis).

Le présent mémoire comporte quatre chapitres qui sont présentés ci-après :

Introduction générale

Le premier chapitre portera sur l'étude de la conversion alternatif- alternatif directe à commande par phase [1] par simulation à l'aide de l'outil Power System Blockset opérant sous MATLAB / Simulink. Nous nous intéressons à la caractérisation temporelle et spectrale des convertisseurs AC/AC de type gradateur.

Le deuxième chapitre est consacré à la présentation de la nouvelle topologie du convertisseur AC/AC à commutation forcée, et l'étude théorique de ce convertisseur, en plus d'une étude en simulation d'un hacheur alternatif à commande par une seule impulsion dans une demi-période. Cette approche nous permettra d'assimiler l'intérêt des convertisseurs AC /AC de type hacheur par rapport aux structures en gradateurs à extinction naturelle. Nous présentons les performances de ce type de convertisseur en termes de facteurs de puissance, de distorsion, de déplacement etc.

Le troisième chapitre est l'étude des stratégies de commande MLI du hacheur alternatif ; Notre choix s'est porté sur des techniques ayant la particularité de pouvoir être réalisées à l'aide d'une circuiterie analogique. La première est appelée modulation naturelle, la seconde modulation conventionnelle [26] et une technique de commande asymétrique APWM.

Le quatrième chapitre portera sur la commande à boucle fermée [40-41], Le principe de cette commande est bien décrit dans la littérature [42]. Donc l'essentiel de cette partie est le développement de la commande par hystérésis pour le hacheur AC monophasé et triphasé. Cette commande comporte une boucle de retour telle sorte que la fonction de commutation est déterminée par la comparaison du courant réel avec le courant de référence sinusoïdal de deux façons différentes : dans la première le courant réel oscille dans une bande d'hystérésis fixe (FBH : Fixed Band Hysteresis), dans la deuxième, il oscille dans une bande sinusoïdale (SBH : Sinusoïdal Band Hysteresis) [41-43].

A titre de conclusion, nous comparerons et évaluerons les performances des différentes stratégies de commande implicite relatives aux hacheurs AC MLI.

Chapitre I :

Les convertisseurs AC-AC à commutation naturelle

I.1 Introduction :

Les convertisseurs alternatif-alternatif à commutation naturelle et à commande par l'angle de phase sont utilisés pour contrôler la puissance alternative fournie à une charge en monophasée ou en triphasée [9]. Les gradateurs classiques à commutation naturelle sont largement utilisés dans de nombreux domaines à cause de leur simplicité et la possibilité de contrôle de puissance AC importante que présentent de tels convertisseurs [23]. Il existe deux types de commande pour ce type de convertisseur :

- Commande par angle de phase.
- Commande par train d'ondes.

I.2 Les convertisseurs AC-AC à commutation naturelle :

Les convertisseurs à commutation naturelle assurant la conversion AC/AC sans stockage de l'énergie entre l'entrée et la sortie. Leur objectif est le réglage continu de la valeur efficace du courant que la tension de source débite dans un récepteur par la variation de l'angle d'amorçage « α » des composants semi-commandables (commandable uniquement à la fermeture) [8].

I.3 les interrupteurs non commandables :

I.3.1 Diode de puissance :

I.3.1.1 Présentation :

La diode de puissance est un composant non commandable (ni à la fermeture ni à l'ouverture). Elle n'est pas réversible en tension et ne supporte qu'une tension anode-cathode négative ($V_{AK} < 0$) à l'état bloqué. Elle n'est pas réversible en courant et passera de l'état passant à l'état bloqué lorsque le courant anode-cathode s'annule ($i_{AK} = 0$) [1].

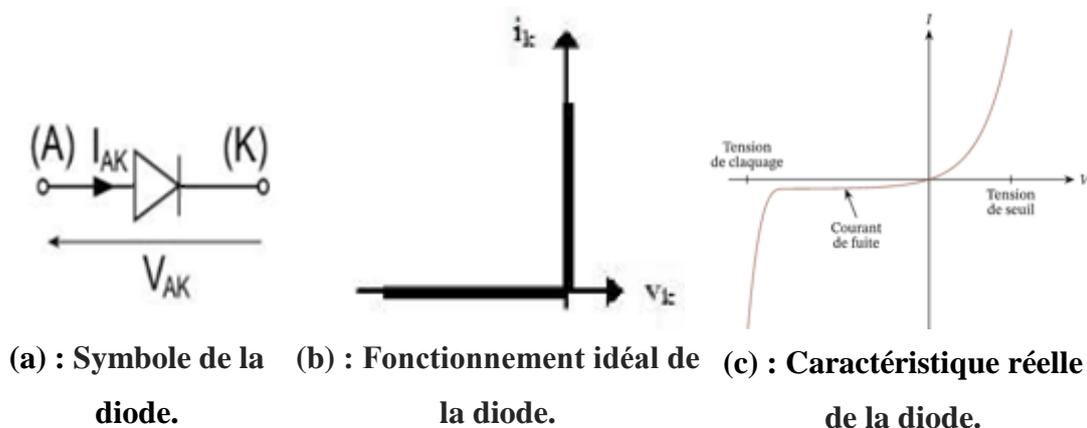


Figure (I.1) : Caractéristiques de la diode.

I.3.1.2 Fonctionnement de la diode idéal :

- ✚ Diode passante (ou ON), tension $V_{AK} = 0$ pour $i_{AK} > 0$
- ✚ Diode bloquée (ou OFF), courant $i_{AK} = 0$ pour $V_{AK} < 0$

On dit aussi que la diode a une caractéristique à deux segments.

I.4 Les interrupteurs commandables :

À l'opposé de la diode, dont toutes les commutations sont spontanées l'électronique de puissance dispose d'une gamme de composants, qui sont commandable à l'amorçage et/ou au blocage, ce sont des interrupteurs à deux segments ou à trois segments [2].

I.4.1 Les thyristors :

I.4.1.1 Présentation du thyristor :

Le thyristor est un élément commandé en courant. Il est composé de quatre couches PNPN formant trois jonctions J_a , J_c et J_k [2].

Les figures ci-dessus présentent le thyristor et ces caractéristiques :

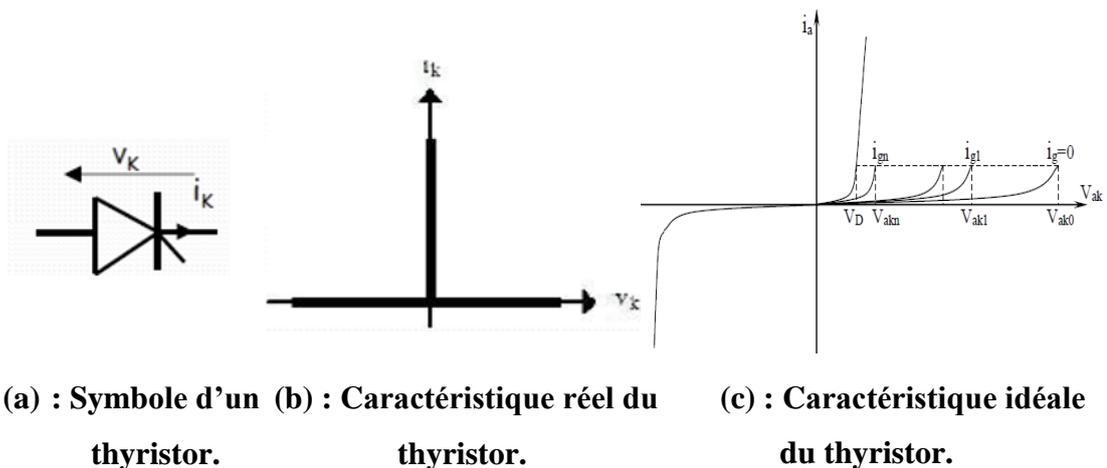


Figure (I.2) : Caractéristiques du thyristor.

I.4.1.2 Description du fonctionnement :

Si on applique une tension positive (supérieure à la tension de seuil) et un courant de gâchette I_g important (impulsion de commande), le thyristor s'amorce et passe de l'état bloqué à l'état passante jusqu'à au le courant sera nulle, dans ce cas le thyristor passe à l'état bloqué.

- Pour $I_g > 0$ le thyristor s'amorce pour une tension directe positive.
- Pour $I_g = 0$ ou $I_g > 0$ et la tension négative le thyristor est bloqué .
- Pour $I_g = 0$ et la tension directe positive, le thyristor est bloqué [4].

I.5 Définition des gradateurs :

Le gradateur est un convertisseur qui permet de faire varier la valeur efficace de la tension aux bornes d'une charge sans changer la fréquence de l'onde alternative de la source.

La structure de base d'un gradateur est composée d'un interrupteur électronique capable de conduire dans les deux sens à l'état passant et de supporter une tension également dans les deux sens à l'état bloqué. Cet interrupteur peut être :

- Soit un triac.
- Soit en assemblant deux thyristors tête-bêche.

➤ Les applications des gradateurs :

- Chauffage.
- Éclairage.
- Variation de vitesse des moteurs alternatifs de faibles puissances (perceuse, Aspirateurs de quelques centaines de Watts) [6].

I.6 Quelques structures de gradateur monophasé :

Selon le branchement et les composants utilisés soit seulement des thyristors, ou assemblage des thyristors et des diodes, Il existe d'autres types de structures du gradateur monophasé [30] :

I.6.1. Gradateur à commande unidirectionnelle

Dans cette structure, les alternances positives seules sont commandées et la variation de la valeur efficace de la tension de sortie est limitée à cause de branchement de la diode antiparallèlement avec le thyristor.

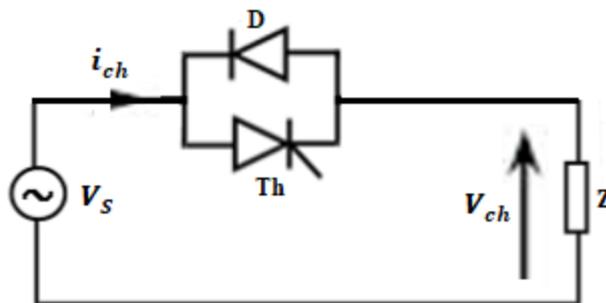


Figure (I.3) : Structure d'un gradateur à commande unidirectionnelle.

I.6.2 Gradateur à commande bidirectionnelle (à cathode commune) :

L'avantage de cette structure est que le circuit de commande nécessite un seul isolement et son inconvénient est la dégradation du rendement à cause des pertes lors de la conduction simultanée des éléments de puissance dans chaque demi-période [18].

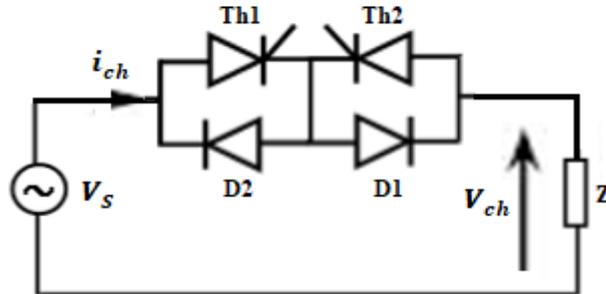


Figure (I.4) : Structure d'un gradateur à commande bidirectionnelle (à cathode commune).

I.6.3 Gradateur à commande bidirectionnelle (en pont) :

Dans cette structure, trois éléments conduisent simultanément pour chaque alternance ainsi que la tension du thyristor et son courant sont unidirectionnels. Comme la structure précédente, le rendement aussi est limité dans cette structure.

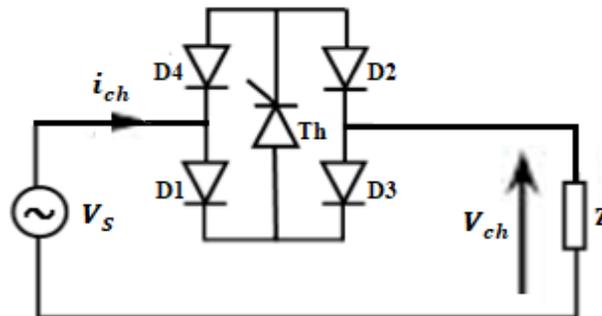


Figure (I.5) : Structure d'un gradateur à commande bidirectionnelle (en pont).

I.7 Les techniques de commande du gradateur :

Il existe deux types de commande sont :

- La commande par train d'ondes (ON-OFF).
- La commande par angle de phase.

I.7.1 Gradateur commandé par angle de phase :

Le thyristor $T1$ est amorcé durant l'alternance positive et le thyristor $T2$ est amorcé durant l'alternance négative.

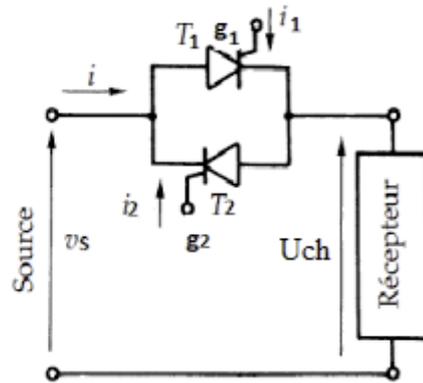
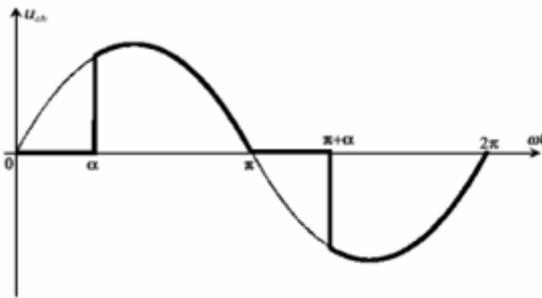


Figure (I.6) : Forme d'allure de sortie (Charge résistive). **Figure (I.7) : Schéma d'un gradateur monophasé.**

I.7.2 Gradateur à commande par train d'ondes (ON-OFF) :

Dans cette technique, les composants électroniques du gradateur conduisant pendant un nombre entier de cycles « n » et bloquant pendant un nombre de cycles « n' ».

La période de fonctionnement est égale à $2\pi (n+n')$.

- T_1 est amorçé pour : $\theta=0, 2\pi, \dots 2\pi (n-1)$.
- T_2 est amorçé pour $\theta= \pi, 3\pi, \dots \pi (2n-1)$ [8].

La figure ci-dessus représente les différentes formes des allures :

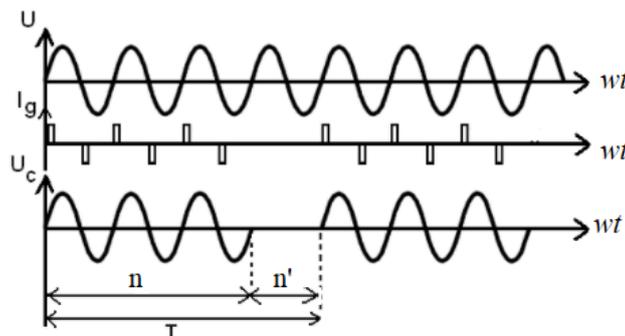


Figure (I.8) : Allures de sorties d'un gradateur à commande par train d'ondes (Charge résistive).

I.8 Perturbation harmoniques :

Ces dernières années, nous avons assisté à une augmentation considérable de connexion des charges non-linéaires (machine à souder, fours à arc, variateurs de vitesse, les ordinateurs) au réseau et des équipements qui utilisent des convertisseurs statiques résultant un exacerber du la problématique des harmoniques. Les charges non-linéaires imposant des courants déformés au réseau et discontinu dont des fréquences soit multiples entiers de la fréquence du terme

fondamentale ou à des fréquences quelconques, ce qui entraîne un mauvais fonctionnement des équipements liés au même réseau [26] [31].

I.8.1 Caractéristiques des harmoniques :

- **Taux de distorsion totale :**

C'est le rapport de la valeur efficace des harmoniques à celle de la valeur efficace du fondamental.

$$\text{Pour le l'harmonique du courant : } THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{2,3..}^{\infty} I_{sn}^2}}{I_{s1}} \quad (\text{I.1})$$

$$\text{Pour le l'harmonique du tension : } THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{2,3..}^{\infty} V_{sn}^2}}{V_{s1}} \quad (\text{I.2})$$

- Le facteur de puissance

Dans un signalé déformée, en plus de la puissance active, réactive et apparente, une autre puissance est apparue appelée la puissance déformante

Elle est exprimée par l'expression suivante :

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

Donc le facteur de puissance peut s'écrit comme suite :

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

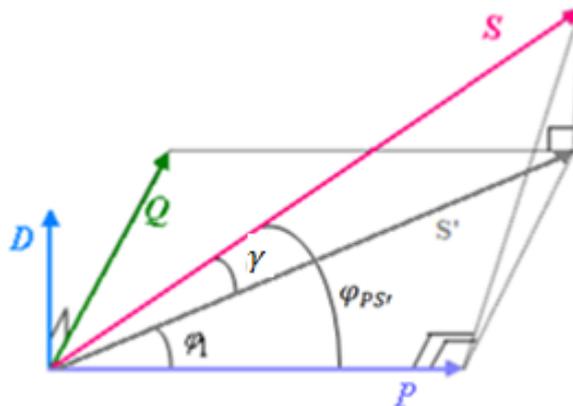


Figure (I.9) : Digramme de Fresnel des puissances pour une charge non-linéaire.

Sachant que :

φ_1 : Le déphasage entre la puissance active est la puissance apparente S'(sans harmoniques).

$\varphi_{PS'}$: Le déphasage entre la puissance active est la puissance apparente S.

γ : Le déphasage entre la puissance apparente S'et la puissance S.

I.8.2 Conséquences de l'harmonique [18] [31] [11] :

La présence des harmoniques au niveau de réseau à plusieurs effets, on cite ici quelques conséquences :

- L'échauffement : ceci est l'inconvénient major de la présence des harmoniques, son première raison est les pertes par effet de joule.
- L'interférence : c'est le bruit causé par couplage les réseaux électriques et les réseaux de télécommunication.
- Phénomène de résonance.
- Des problèmes dans les dispositifs de commande et de régulation.
- Dégradation de la durée de vie des équipements.

I.8.3 Solution aux perturbations harmoniques :

- **Solutions de dépollution traditionnelles :**
 - Compensation de la puissance réactive.
 - Compensation des courants harmoniques.
- **Solutions de dépollution modernes :**
 - Dépollution des courants perturbateurs.
 - Dépollution des tensions perturbatrices.

I.9 Etude d'un gradateur monophasé à commutation naturelle

a) Charge inductive :

I.9.1 Fonctionnement :

La figure (II.10) présente la structure de base d'un gradateur monophasé à commutation naturelle avec une charge RL, l'interrupteur compose de deux thyristors tête-bêche (antiparallèle). Le thyristor T1 est amorcé pendant l'alternance positive avec un retard « α » et le thyristor T2 est amorcé durant l'alternance négative avec le même retard, l'instant de son extinction ne dépend que des caractéristiques du récepteur.

Dans le cas où le récepteur est une charge inductive, l'angle d'amorçage « α » doit être supérieur au déphasage entre la tension et le courant ($\alpha \geq \varphi$), sinon l'un des thyristors rate l'amorçage [7].

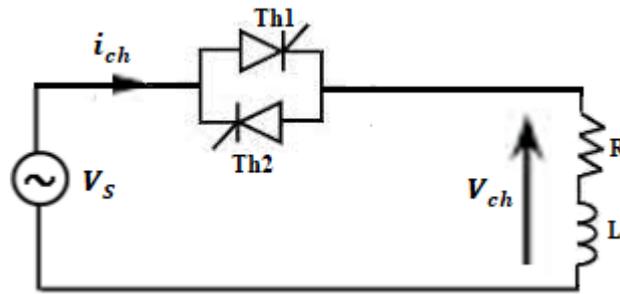


Figure (I.10) : Gradateur monophasé.

I.9.2 Les caractéristiques du fonctionnement d'un gradateur monophasé à commutation naturelle [21] :

- Le thyristor T1 est amorçé à α .
- Le thyristor T2 est amorçé à $\pi + \alpha$.

α doit être supérieur à l'angle d'extinction β pour que les thyristors ne pas ratent l'amorçage.

$$R \cdot i(\theta) + L \frac{di(\theta)}{d\theta} = V_M \sin(\theta) \quad ; \text{ avec } \theta = \omega t \quad (\text{I.5})$$

D'après la résolution de cette équation différentielle, l'expression du courant peut s'écrire comme suite :

$$i_{ch} = \frac{V_M}{Z} \sin(\theta - \varphi) - \frac{V_M}{Z} \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{(\theta-\alpha)}{\omega\tau}}$$

$$i_{ch} = \frac{V_M}{Z} [\sin(\theta - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{(\theta-\alpha)}{\omega\tau}}] \quad (\text{I.6})$$

Avec : Z représente l'impédance équivalente à la charge et φ le déphasage entre le courant de charge et la tension de la source $v_s(t)$.

$$Z = \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2} \quad , \quad \varphi = \arctg\left(\frac{L\omega}{R}\right) \quad \text{et} \quad \tau = \frac{L}{R}$$

On définit le facteur de qualité Q :

$$Q = \frac{L\omega}{R} \quad ; \text{ alors } : \varphi = \arctg Q$$

Le facteur de qualité Q sera élevé, lorsque la charge sera de plus en plus inductive.

Le courant s'annule pour une valeur β de ωt telle que :

$$i_{ch}(\beta) = 0 \Rightarrow i_{ch}(\beta) = \frac{V_M}{Z} [\sin(\beta - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{(\beta-\alpha)}{\omega\tau}}] = 0$$

$$\Rightarrow \sin(\beta - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi)e^{-\frac{(\beta-\alpha)}{\omega\tau}} = 0 \quad (\text{I.7})$$

Cette équation peut être résolue numériquement ou par des abaques identiques à ceux de Puchlowsky [5].

La relation (I.6) montre que quand $\alpha = \varphi$ et l'angle d'extinction $\beta = \pi + \varphi$, chaque thyristor conduit une demi-période, le gradateur fonctionne à pleine onde (valeur efficace maximale).

- La valeur efficace de $v_{ch}(\theta)$:

$$\begin{aligned} V_{ch\ eff}^2 &= \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} v(\theta)^2 d\theta = \frac{V_M^2}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \sin^2(\theta) d\theta = \frac{V_M^2}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \frac{1-\cos(2\theta)}{2} d\theta \\ &= \frac{V_M^2}{2\pi} \left[\theta - \frac{1}{2} \sin(2\theta) \right]_{\alpha}^{\beta} \end{aligned}$$

$$\text{Alors : } V_{ch\ eff}^2 = \frac{V_M^2}{2\pi} \left[\beta - \alpha - \frac{1}{2} (\sin 2\beta - \sin 2\alpha) \right] \quad (\text{I.8})$$

- La valeur efficace de courant :

$$\begin{aligned} I_{cheff} &= \frac{V_M}{Z} \left[\frac{1}{\pi} (\beta - \alpha) + \frac{1}{2\pi} [\cos 2\varphi (\sin 2\alpha - \sin 2\beta) - \sin 2\varphi (\cos 2\alpha - \cos 2\beta)] - \right. \\ &\quad \left. \frac{1}{\pi} \tan \varphi \sin^2(\alpha - \varphi) \{ \exp[-2(\beta - \alpha) \cot \varphi] - 1 \} \right. \\ &\quad \left. + \frac{4}{\pi} \sin \varphi \sin(\alpha - \varphi) \{ \sin \beta \exp[-(\beta - \alpha) \cot \varphi] - \sin \alpha \} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{I.9}) \end{aligned}$$

I.9.3 Les caractéristiques des harmoniques :

Pour connaître la qualité de la tension appliquée au récepteur, on calcule le développement en série de Fourier de la tension v_{ch} et le courant.

Le développement en série de Fourier de la tension donner par

$$v_{ch} = v_0 + \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} (a_{vn} \cos n \omega t + b_{vn} \sin n \omega t) \quad (\text{I.10})$$

Avec :

$$\begin{aligned} a_{vn} &= \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} v_{ch}(\omega t) \cos n \omega t d\omega t = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} V_M \sin(\theta) \cos(n\theta) d\theta = \frac{V_M}{\pi} \left[\frac{\cos(n+1)\theta}{n+1} + \frac{\cos(n-1)\theta}{n-1} \right]_{\alpha}^{\beta} \\ &= \frac{V_M}{\pi} \left[\frac{1}{n+1} [\cos(n+1)\alpha - \cos(n+1)\beta] - \frac{1}{n-1} [\cos(n-1)\alpha - \cos(n-1)\beta] \right] \quad (\text{I.11}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} b_{vn} &= \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} v_c(\omega t) \sin n \omega t d\omega t = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} V_M \sin(\theta) \sin(n\theta) d\theta = \frac{V_M}{\pi} \left[\frac{\sin(n-1)\theta}{n-1} - \frac{\sin(n+1)\theta}{n+1} \right]_{\alpha}^{\beta} \\ &= \frac{V_M}{\pi} \left[\frac{1}{n+1} [\sin(n+1)\alpha - \sin(n+1)\beta] - \frac{1}{n-1} [\sin(n-1)\alpha - \sin(n-1)\beta] \right] \quad (\text{I.12}) \end{aligned}$$

Chapitre I : les convertisseurs AC-AC à commutation naturelle

- Les valeurs efficaces des harmoniques d'ordre n sont :

$$v_{n\text{ eff}} = \sqrt{\frac{a_{vn}^2 + b_{vn}^2}{2}} \quad (\text{I.13})$$

- L'amplitude du terme fondamental peut exprimer par :

$$V_{M1} = \sqrt{(a_{v1}^2 + b_{v1}^2)} \quad (\text{I.14})$$

Le développement en série de Fourier de le courant est donné par :

$$i_{ch} = i_0 + \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} (a_{in} \cos n \omega t + b_{in} \sin n \omega t) \quad (\text{I.15})$$

Sachant que :

$$\begin{aligned} a_{in} &= \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} i_s(\omega t) \cos n \omega t d\omega t \\ &= \frac{I\sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{1}{n+1} [\cos((n+1)\alpha - \varphi) - \cos((n+1)\beta - \varphi)] - \frac{1}{n-1} [\cos((n-1)\alpha - \varphi) - \right. \\ &\quad \left. \cos((n-1)\beta - \varphi)] + \frac{4 \sin(\alpha - \beta)}{n^2 + \cot^2 \varphi} [(\cot \varphi \cdot \cos(n\beta) - n \sin(n\beta)) \exp[-(\beta - \right. \\ &\quad \left. \alpha) \cot \varphi] - (\cot \varphi \cdot \cos(n\alpha) - n \sin(n\alpha))] \right) \end{aligned} \quad (\text{I.16})$$

$$\begin{aligned} b_{in} &= \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} i_s(\omega t) \sin n \omega t d\omega t \\ &= \frac{I\sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{1}{n+1} [\sin((n+1)\alpha - \varphi) - \sin((n+1)\beta - \varphi)] - \frac{1}{n-1} [\sin((n-1)\alpha - \varphi) - \right. \\ &\quad \left. \sin((n-1)\beta - \varphi)] + \frac{4 \sin(\alpha - \beta)}{n^2 + \cot^2 \varphi} [(\cot \varphi \cdot \sin(n\beta) - n \cos(n\beta)) \exp[-(\beta - \alpha) \cot \varphi] - \right. \\ &\quad \left. (\cot \varphi \cdot \sin(n\alpha) - n \cos(n\alpha))] \right) \end{aligned} \quad (\text{I.17})$$

- La valeur efficace de l'harmonique d'ordre n du courant d'entrée i_s :

$$I_{ns} = \sqrt{\frac{a_{in}^2 + b_{in}^2}{2}} \quad (\text{I.18})$$

- L'angle de déphasage de l'harmonique d'ordre n :

$$\varphi_{sn} = \arctg \frac{a_{in}}{b_{in}} \quad (\text{I.19})$$

- Les termes fondamentaux:

$$a_{i1} = \frac{I\sqrt{2}}{2\pi} (\cos(2\alpha - \varphi) - \cos(2\beta - \varphi) - 2(\beta - \alpha) \sin \varphi + 4 \sin \varphi \sin(\alpha - \beta) \{ \cos(\varphi + \beta) \exp[-(\beta - \alpha) \cot \varphi] - \cos(\varphi + \alpha) \}) \quad (\text{I.20})$$

$$b_{i1} = \frac{I\sqrt{2}}{2\pi} (\sin(2\alpha - \varphi) - \sin(2\beta - \varphi) + 2(\beta - \alpha) \cos \varphi + 4 \sin \varphi \sin(\alpha - \beta) \{ \sin(\varphi + \beta) \exp[-(\beta - \alpha) \cot \varphi] - \sin(\varphi + \alpha) \}) \quad (\text{I.21})$$

- La valeur efficace de fondamentale :

$$I_{s1} = \sqrt{\frac{a_{i1}^2 + b_{i1}^2}{2}} \quad (\text{I.22})$$

- L'angle de déphasage de la fondamentale du courant :

$$\varphi_{s1} = \arctg \frac{a_{i1}}{b_{i1}} \quad (\text{I.23})$$

I.9.4 Les paramètres de performance :

Des différents paramètres sont définis pour caractériser les perturbations harmoniques et qui permettent d'évaluer la qualité du signal d'entrée.

On cite ici quelques paramètres :

I.9.4.1 Facteur de déplacement à la source :

Il est défini par :

$$F_d = \cos \varphi_{s1} \quad (\text{I.24})$$

Sachant que : φ_{s1} est l'angle de déphasage entre les composantes fondamentale de la source.

I.9.4.2 Facteur de distorsion :

C'est le rapport entre la valeur efficace du fondamental du courant et celle du courant total de source.

$$F_{dis} = \frac{I_{s1}}{I_s} = \frac{I_{s1}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{sn}^2}} \quad (\text{I.25})$$

Tant que ce facteur est plus proche à 1, le signal sera presque sinusoïdale pure.

I.9.4.3 Le facteur de puissance :

Le facteur de puissance et le taux de distorsion harmonique sont les plus employés, pour quantifier respectivement la consommation de puissance réactive et les perturbations harmoniques.

La diminution de la puissance absorbée par le récepteur quand α croit, s'accompagne de deux inconvénients perturbant le réseau d'alimentation [21] :

- La consommation d'énergie réactive, due au déphasage φ_1 du fondamental de l'onde de courant en arrière de l'onde de tension d'alimentation,
- L'injection sur la source de courants harmoniques.

On peut évaluer l'importance de ces deux types de perturbations en calculant le facteur de puissance F_p de ce convertisseur.

Le facteur de puissance est le rapport entre la puissance active et la puissance apparente :

- **La puissance apparente:**

$$S = V_s \cdot I_s \quad (\text{I.26})$$

- **La puissance active:**

$$P = V_s \cdot I_{s1} \cdot \cos \varphi_{s1} \quad (\text{I.27})$$

Alors :

$$F_{Pg} = \frac{P}{S} = \frac{I_{s1}}{I_s} \cdot \cos \varphi_{s1} = F_{dis} \cdot F_d \quad (\text{I.28})$$

I.9.4.4 Le taux de distorsion harmonique totale :

C'est le rapport de la valeur efficace des harmoniques à celle de la fondamentale

et défini par : $THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} I_{sn}^2}}{I_{s1}} \quad (\text{I.29})$

Dans le cas où l'alternance négative de la tension v_{ch} est identique, au signe près, à l'alternance positive (symétrie). Donc le développement en série de Fourier ne comprend donc que des harmoniques impaires.

$$v_0 = 0 \quad \text{et} \quad a_{vn} = 0, \quad a_{in} = 0$$

$$\text{Alors : } v_{ch} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (b_{vn} \sin n \omega t) \quad (\text{I.30})$$

$$b_{vn} = \frac{V_M}{\pi} \left[\frac{1}{n+1} [\sin(n+1)\alpha - \sin(n+1)\beta] - \frac{1}{n-1} [\sin(n-1)\alpha - \sin(n-1)\beta] \right]$$

Chapitre I : les convertisseurs AC-AC à commutation naturelle

$$v_{ch} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_M}{\pi} \left[\frac{1}{n+1} [\sin(n+1)\alpha - \sin(n+1)\beta] - \frac{1}{n-1} [\sin(n-1)\alpha - \sin(n-1)\beta] \right] \cdot \sin(n\theta) \right) \quad (\text{I.31})$$

- Dans ce cas, les valeurs efficaces des harmoniques sont

$$v_{n\text{ eff}} = \sqrt{\frac{b_{vn}^2}{2}} \quad (\text{I.32})$$

- L'amplitude du terme fondamental de la tension et du courant peut exprimer par :

$$V_{M1} = I_{s1} = \sqrt{(a_{v1}^2 + b_{v1}^2)} = b_{v1} = \frac{V_M}{2\pi} [\sin(2\alpha) - \sin(2\beta)]$$

$$I_{s1} = \sqrt{(a_{i1}^2 + b_{i1}^2)} = b_{i1} \quad (\text{I.33})$$

- La valeur efficace du courant donnée par :

$$I_s = \sqrt{I_{s1}^2 + I_{s3}^2 + \dots + I_{s(2n+1)}^2} \quad (\text{I.34})$$

- Le facteur de puissance peut aussi être exprimé par :

$$F_{Pg} = \sqrt{\frac{P}{P_o}} \cdot \cos \varphi = \frac{I_{s1}}{I_s} \cdot \cos \varphi_{s1} \quad (\text{I.35})$$

- Le taux de distorsion harmonique totale :

$$THD_i = \frac{1}{I_{s1}} \sqrt{I_{s3}^2 + I_{s5}^2 + \dots + I_{s(2n+1)}^2}$$

$$= \frac{1}{I_{s1}} \sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2} = \sqrt{\left(\frac{I_s}{I_{s1}}\right)^2 - 1} \quad (\text{I.36})$$

Donc on peut écrire le facteur de puissance comme suite :

Depuis l'expression de THD_i on a :

$$\frac{I_s}{I_{s1}} = \sqrt{1 + THD_i^2} \quad (\text{I.37})$$

Alors :

$$F_{Pg} = \frac{I_{s1}}{I_s} \cdot \cos \varphi_{s1} = \frac{\cos \varphi_{s1}}{\sqrt{1 + THD_i^2}} \quad (\text{I.38})$$

I.9.5 Etude en simulation d'un gradateur monophasé :

A l'aide du programme MATLAB/Simulink (2013), on simule le modèle d'un gradateur monophasé à thyristors tête-bêche qui est représenté dans la figure (I.11).

On utilise les données suivantes :

$$v_s = 220. \sin \omega t ; \quad \omega = 2\pi f ; \quad f = 50 \text{ Hz} \quad R = 50 \Omega ; L = 100 \text{ mH} ; \alpha = \frac{\pi}{4}$$

La commande des thyristors est obtenue à partir d'un générateur d'impulsion, on amorce l'un des thyristors dans la première demi-période et l'autre dans la deuxième demi-période.

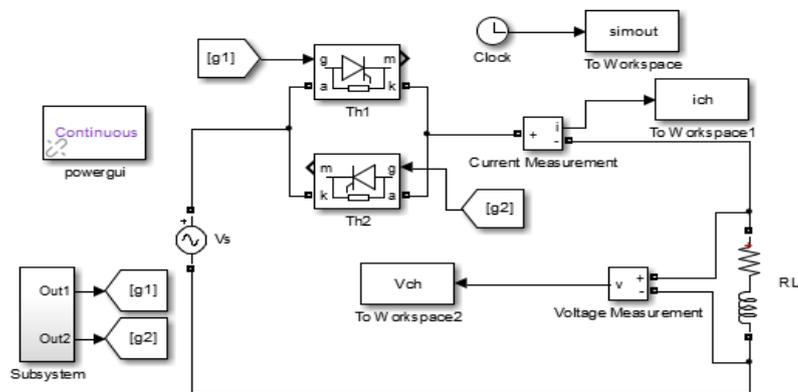


Figure (I.11) : Modèle de la simulation d'un gradateur monophasé.

- **Les résultats de simulation :**

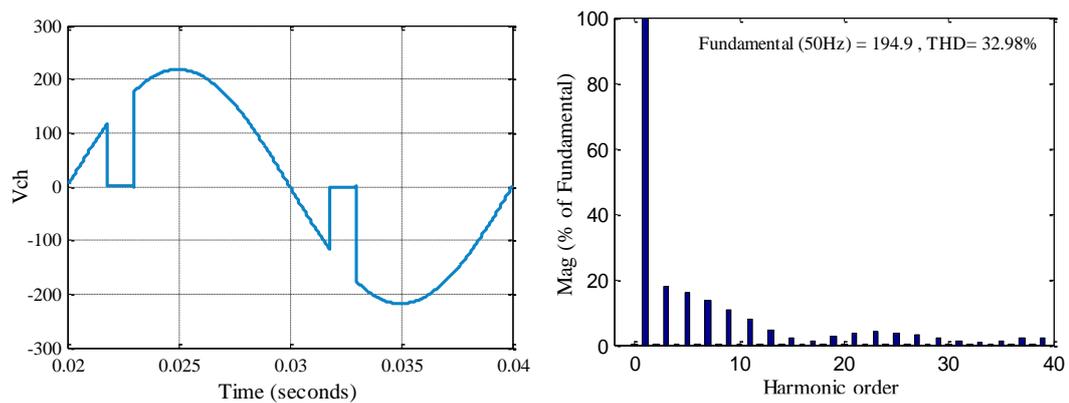


Figure (I.12) : Tension de sortie d'un gradateur monophasé et le spectre correspondant.

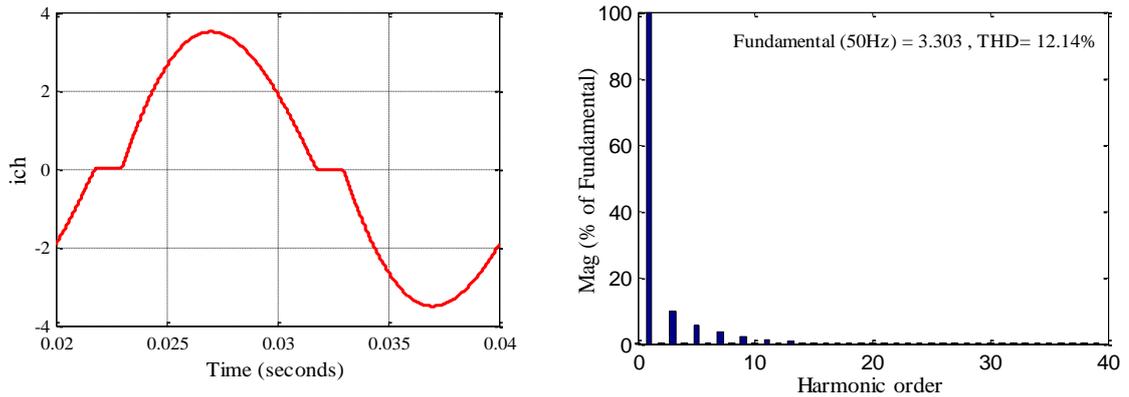


Figure (I.13) : Courant de sortie d'un gradateur monophasé et le spectre correspondant.

La tension de sortie v_{ch} et le courant i_{ch} sont des fonctions périodiques de période T mais non sinusoïdales avec un retard ($\varphi = 32.12^\circ$). Elles peuvent être décomposées en une somme comprenant une composante fondamentale sinusoïdale de fréquence f et des composantes harmoniques de fréquences égales à des multiples entiers de celle du fondamental.

Pour le spectrale de la tension de sortie, nous remarquons la présence des harmoniques de rang impair à cause de la symétrie du signal. L'amplitude du terme fondamental de la tension est de 194.9V avec $V_{h3} = 17.64\%$, $V_{h5} = 15.92\%$, $V_{h7} = 13.54\%$, et un $THD_v = 26.01\%$. Pour le spectre de courant l'amplitude du fondamental est de 3.303 A et les amplitudes des harmoniques d'ordre impair sont : $I_{h3} = 9.74\%$, $I_{h5} = 5.69\%$, $I_{h7} = 3.54\%$, $THD_i = 12.87\%$.

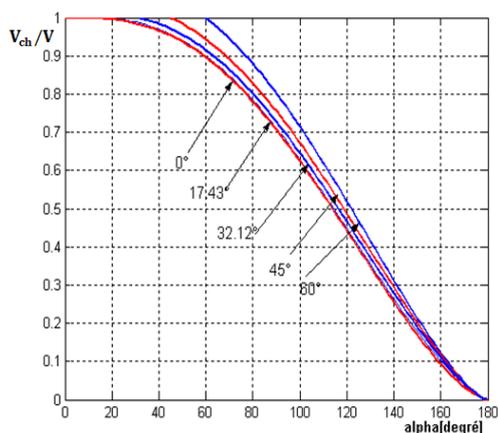


Figure (I.14) : Valeurs relatives des tensions fonction en de α pour différents valeurs du déphasage φ .

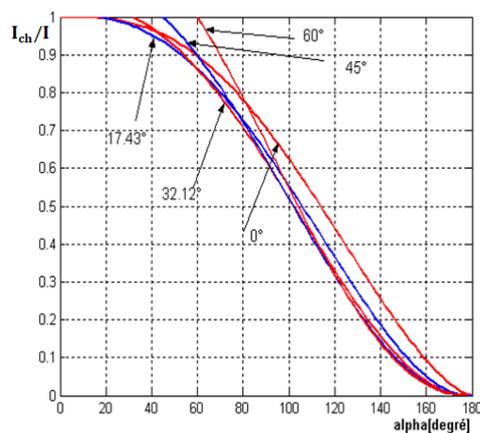


Figure (I.15) : Valeurs relatives des courants en fonction de α pour différents valeurs du déphasage φ .

Ces caractéristiques du rapport de tension et du courant ainsi que le taux de distorsion harmonique de la tension et du courant ont été effectués pour $\varphi = 0^\circ$, $\varphi = 17.43^\circ$, $\varphi = 32.12^\circ$, $\varphi = 45^\circ$ et $\varphi = 60^\circ$.

Les caractéristiques du rapport de tension de courant et montrent que plus le récepteur est inductif, plus l'intervalle de commande est limité et dépendent de l'argument de la charge.

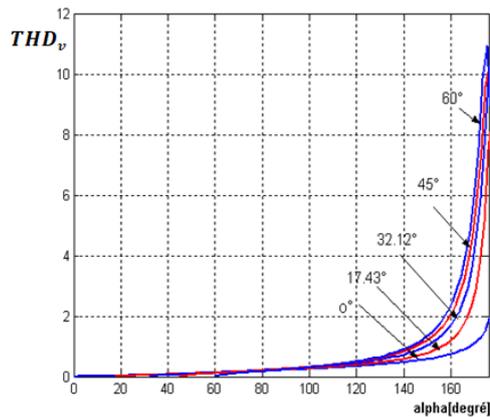


Figure (I.16) : Taux de distorsion harmonique total de la tension THD_v en fonction de α

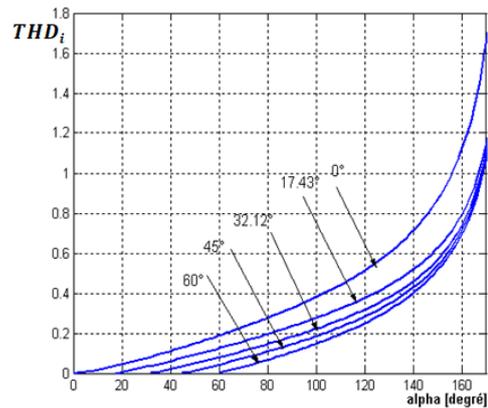


Figure (I.17) : Taux de distorsion harmonique total du courant THD_i en fonction de α

Ces caractéristiques de variations du taux de distorsion harmonique totale de la tension de sortie en fonction de l'angle de retard à l'amorçage α pour différentes valeurs de φ montrent que pour des fortes valeurs du α et lorsque l'angle de déphasage φ augmente, le taux de distorsion harmonique totale de la tension de sortie est plus fort, c'est-à-dire plus que le récepteur est inductif, l'allure de sortie de la tension est plus riche en harmoniques. Pour les caractéristiques de variation du taux de distorsion harmonique totale du courant, on remarque que pour des fortes valeurs de α , le taux de distorsion harmonique totale du courant de sortie est plus fort, et lorsque l'angle de déphasage φ augmente, le THD_i diminue c'est-à-dire l'allure de sortie du courant d'un récepteur plus inductif contient moins d'harmoniques.

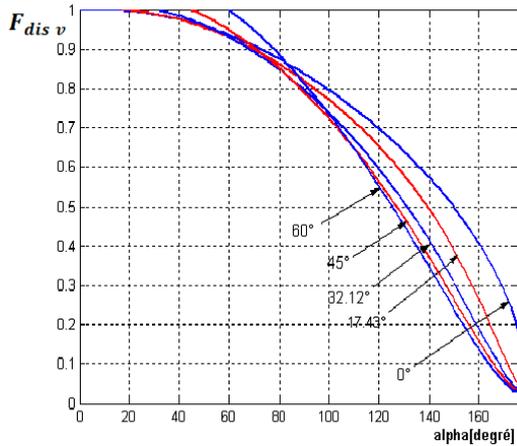


Figure (I.18) : Facteur de distorsion de la tension $F_{dis v}$ en fonction de α .

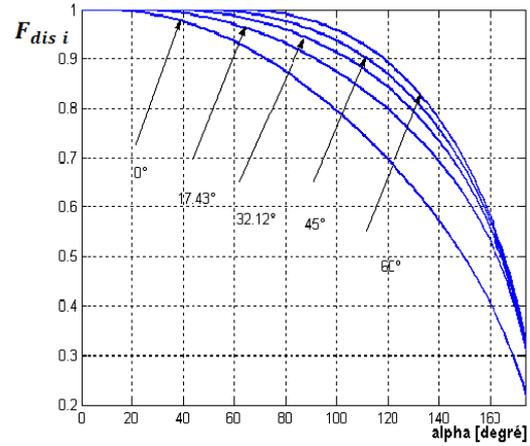


Figure (I.19) : Facteur de distorsion du courant $F_{dis i}$ en fonction de α .

Ces caractéristiques (Figures (I.18) et (I.19)) donnant respectivement la variation du facteur de distorsion de la tension aux bornes de la charge $F_{dis v}$ et celui du courant $F_{dis i}$ en fonction de α , montrent que le $F_{dis v}$ diminue quand α et φ augmentent et le $F_{dis i}$ diminue aussi lorsque α croît et augmente légèrement avec l'argument φ .

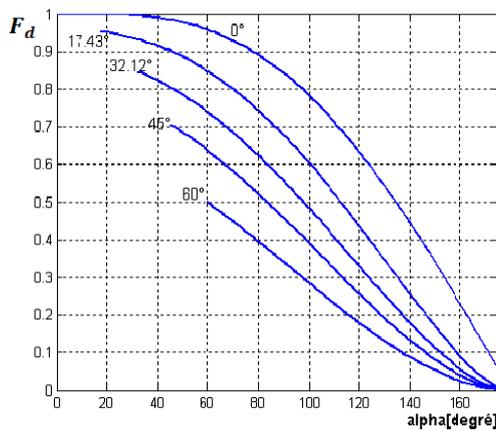


Figure (I.20) : Facteur de déphasage en fonction de α .

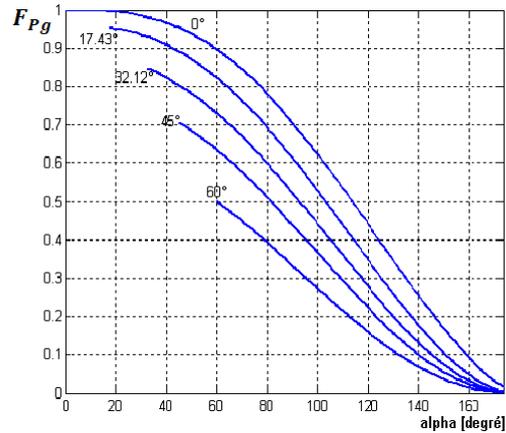


Figure (I.21) : Facteur de puissance en fonction de α .

Ces caractéristiques montrent que plus le récepteur est inductif et quand l'angle d'amorçage augmente, les facteurs de déplacement et de puissance diminuent.

La dégradation du facteur de puissance, quand α croît est due [21] :

- À la consommation d'énergie réactive, par l'intermédiaire du facteur de déplacement ($\cos\varphi_1$).
- À la présence des harmoniques de courant, par l'intermédiaire de THD_i .

I.10 Gradateur triphasé à commutation naturelle :

Ce type de gradateur est surtout utilisé pour assurer le démarrage statorique des moteurs asynchrones et les applications qui nécessitent une forte puissance [18] [9]. Contrairement aux monophasés, dans le gradateur triphasé les charges triphasées (équilibrées) sont connectées en étoile ou en triangle.

I.10.1 Quelques structures du gradateur triphasé :

Suivant la configuration du récepteur, soit en étoile ou en triangle, et les composants utilisés soit seulement des thyristors, ou assemblage des thyristors et des diodes, on trouve trois montages plus souvent [30] :

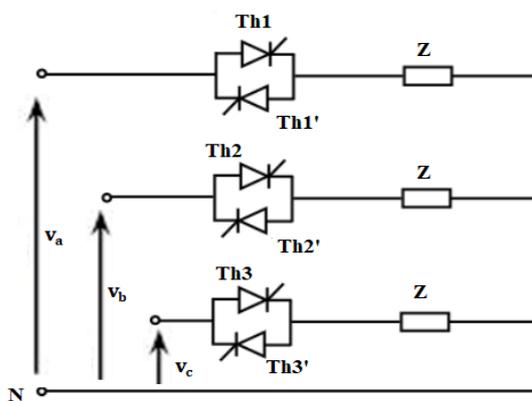


Figure (I.22) : Structure du gradateur triphasé tous thyristors.

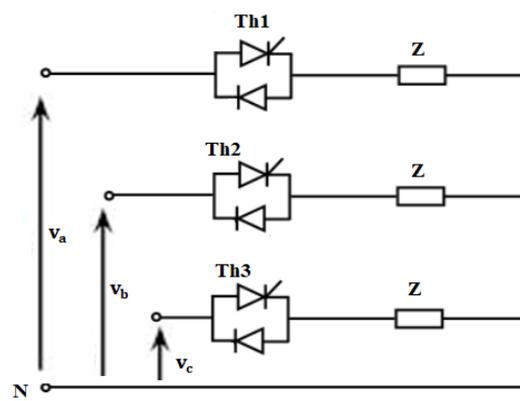


Figure (I.23) : Structure du gradateur tréphasé mixte.

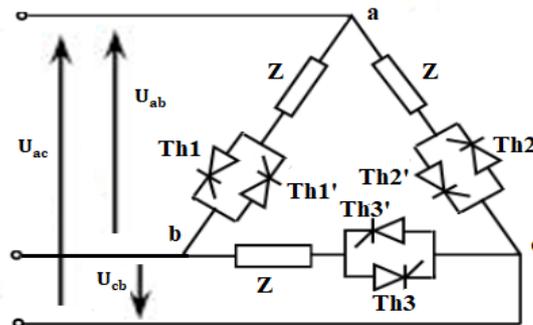


Figure (I.24) : Groupement en triangle de trois gradateurs monophasés tous thyristors.

Dans la suite de ce chapitre, nous allons vous présenter plus particulièrement le montage du gradateur triphasé bidirectionnel et son fonctionnement pour les différents modes.

I.10.2 Présentation du gradateur triphasé couplé en étoile :

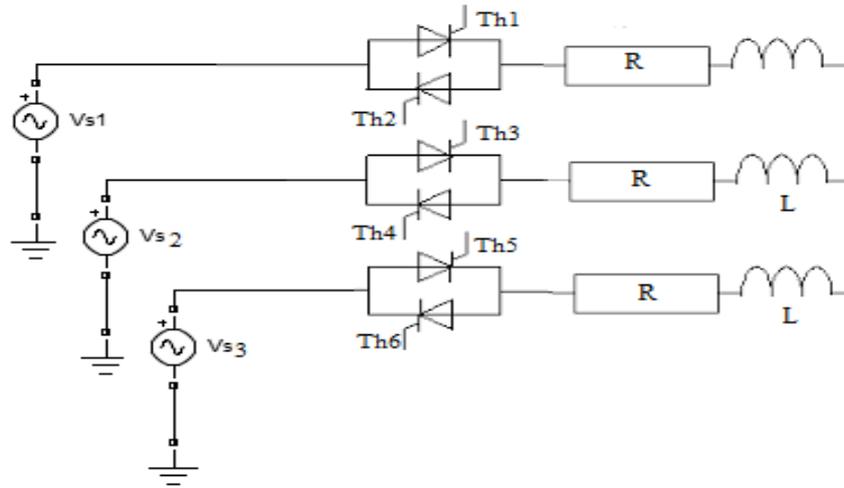


Figure (I.25) : Schéma d'un gradateur triphasé en étoile.

I.10.3 Les caractéristiques du fonctionnement d'un gradateur triphasé couplé en étoile à commutation naturelle [21] :

a) Charge résistive:

Il existe trois modes de conduction :

$$1 \text{ er mode : } 0 \leq \alpha < \frac{\pi}{3}.$$

$$2\text{-ème mode : } \frac{\pi}{3} \leq \alpha < \frac{\pi}{2}.$$

$$3\text{-ème mode : } \frac{\pi}{2} \leq \alpha < \frac{5\pi}{6}.$$

1 er mode : $0 \leq \alpha < \frac{\pi}{3}$: ce mode est caractérisé par la conduction de 2 ou 3 éléments pour toutes les périodes.

Exemple : $\alpha = \frac{\pi}{4}$

- De 0 à α : Th5 et Th2 conduisent : $V_{AN} = 0$
 - De α à $\frac{\pi}{3}$: Th2, Th1 et Th5 conduisent : $V_{AN} = V_a$
 - De $\frac{\pi}{3}$ à $\frac{\pi}{3} + \alpha$: Th2 et Th1 conduisent : $V_{AN} = \frac{V_{ab}}{2}$
 - De $\frac{\pi}{3} + \alpha$ à $\frac{2\pi}{3}$: Th1, Th4 et Th2 conduisent : $V_{AN} = V_a$
 - De $\frac{2\pi}{3}$ à $\frac{2\pi}{3} + \alpha$: Th1 et Th4 conduisent : $V_{AN} = \frac{V_{ac}}{2}$
 - De $\frac{2\pi}{3} + \alpha$ à π : Th1, Th4 et Th3 conduisent : $V_{AN} = V_a$
- Pour : $\alpha = 45^\circ$:

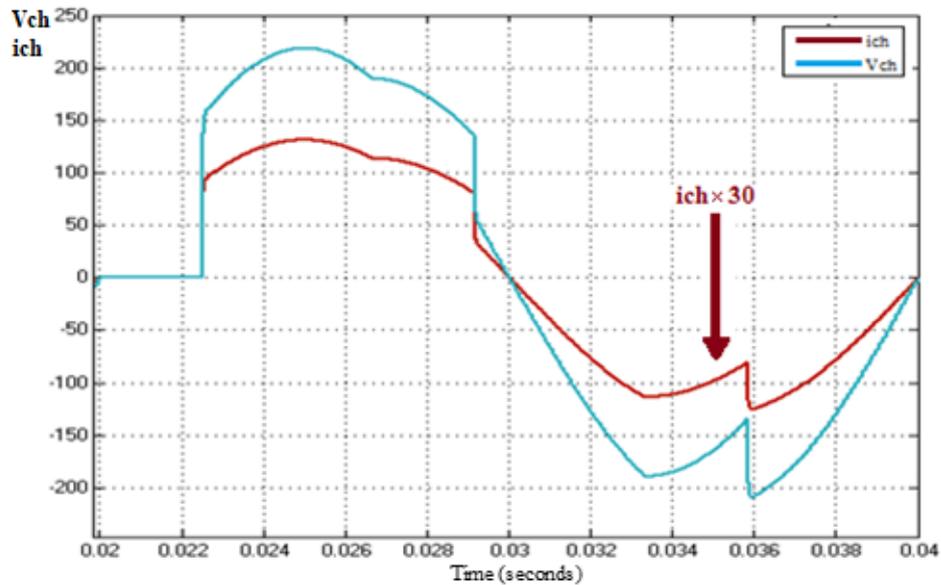


Figure (I.26) : Allure de d'un gradateur triphasé en étoile 1^{er} mode.

2^{ème} mode : $\frac{\pi}{3} \leq \alpha < \frac{\pi}{2}$: ce mode est caractérisé par la conduction de 2 éléments pour toutes les périodes.

Exemple : $\alpha = \frac{5\pi}{12}$

- De 0 à $\frac{\pi}{12}$: Th6 et Th5 conduisent : $V_{AN} = \frac{V_{ac}}{2}$
- De $\frac{\pi}{12}$ à α : Th5 et Th2 conduisent : $V_{AN} = 0$
- De α à $\frac{\pi}{3} + \alpha$: Th2 et Th1 conduisent : $V_{AN} = \frac{V_{ab}}{2}$
- De $\frac{\pi}{3} + \alpha$ à $\frac{2\pi}{3} + \alpha$: Th1 et Th5 conduisent : $V_{AN} = \frac{V_{ac}}{2}$
- De $\frac{2\pi}{3} + \alpha$ à $\pi + \alpha$: Th4 et Th3 conduisent : $V_{AN} = 0$

Pour : $\alpha = 75^\circ$:

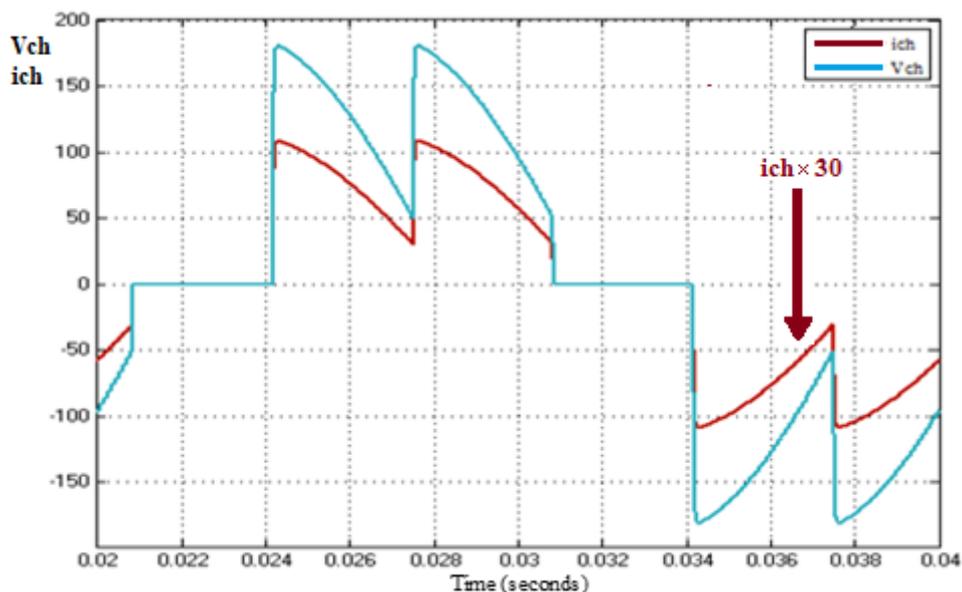


Figure (I.27) : Allure de d'un gradateur triphasé en étoile 2^{ème} mode.

3^{ème} mode : $\frac{\pi}{2} \leq \alpha < \frac{5\pi}{6}$: ce mode est caractérisé par la conduction de 2 ou 0 éléments pour toutes les périodes.

Exemple : $\alpha = \frac{2\pi}{3}$

- De 0 à $\frac{\pi}{6}$: Th6 et Th5 conduisent : $V_{AN} = \frac{V_{ac}}{2}$
 - De $\frac{\pi}{6}$ à α : 0 ou Th5 et Th2 conduisent : $V_{AN} = 0$
 - De α à $\frac{5\pi}{6}$: Th2 et Th1 conduisent : $V_{AN} = \frac{V_{ab}}{2}$
 - De $\frac{5\pi}{6}$ à $\frac{\pi}{3} + \alpha$: aucun thyristor est en conduction : $V_{AN} = 0$
 - De $\frac{\pi}{3} + \alpha$ à $\frac{7\pi}{6}$: Th1 et Th4 conduisent : $V_{AN} = \frac{V_{ac}}{2}$
 - De $\frac{7\pi}{6}$ à $\pi + \alpha$: 0 ou Th3 et Th4 conduisent : $V_{AN} = 0$
- Pour : $\alpha = 120^\circ$

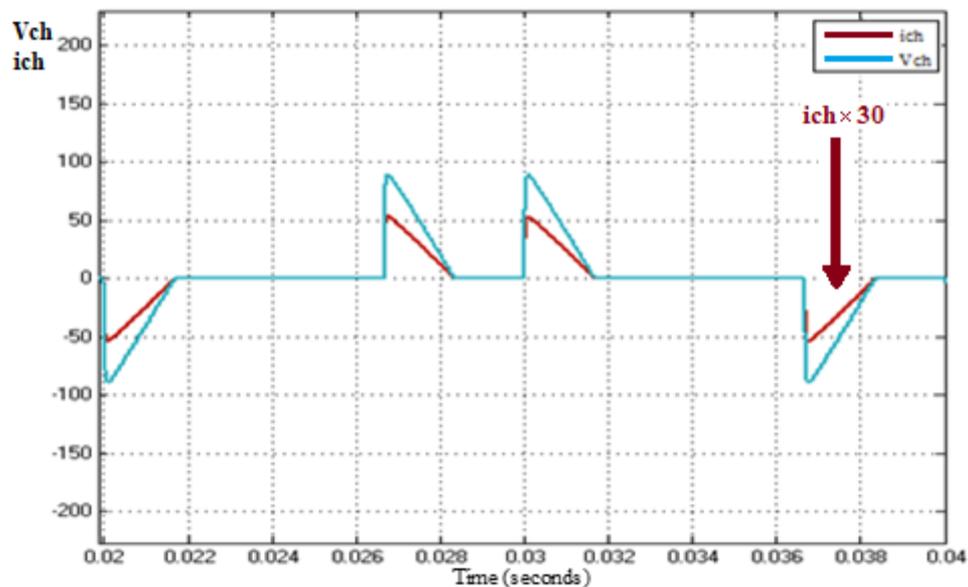


Figure (I.28) : Allure de d'un gradateur triphasé en étoile 3^{ème} mode.

Remarque :

On remarque qu'il y a un déphasage entre la tension de source et le courant de la charge même avec une charge résistive, c'est-à-dire qu'il y a une consommation d'énergie réactive.

b) Charge inductive :

Il existe trois modes de conduction :

$$1^{\text{er}} \text{ mode : } 0 \leq \alpha < \frac{\pi}{3}.$$

$$2^{\text{ème}} \text{ mode : } \frac{\pi}{3} \leq \alpha < \frac{\pi}{2}.$$

$$3^{\text{ème}} \text{ mode : } \frac{\pi}{2} \leq \alpha < \frac{5\pi}{6}.$$

1^{er} mode : $0 \leq \alpha < \frac{\pi}{3}$: ce mode est caractérisé par la conduction de 2 ou 3 éléments pour toutes les périodes.

Exemple : $\alpha = \frac{\pi}{4}$

- De 0 à α : Th5 et Th2 conduisent : $V_{AN} = 0$
 - De α à $\frac{\pi}{3}$: Th2, Th1 et Th5 conduisent : $V_{AN} = V_a$
 - De $\frac{\pi}{3}$ à $\frac{\pi}{3} + \alpha$: Th2 et Th1 conduisent : $V_{AN} = \frac{V_{ab}}{2}$
 - De $\frac{\pi}{3} + \alpha$ à $\frac{2\pi}{3}$: Th1, Th4 et Th2 conduisent : $V_{AN} = V_a$
 - De $\frac{2\pi}{3}$ à $\frac{2\pi}{3} + \alpha$: Th1 et Th4 conduisent : $V_{AN} = \frac{V_{ac}}{2}$
 - De $\frac{2\pi}{3} + \alpha$ à π : Th1, Th4 et Th3 conduisent : $V_{AN} = V_a$
- Pour : $\alpha = 45^\circ$ et $\varphi = 32.12^\circ$:

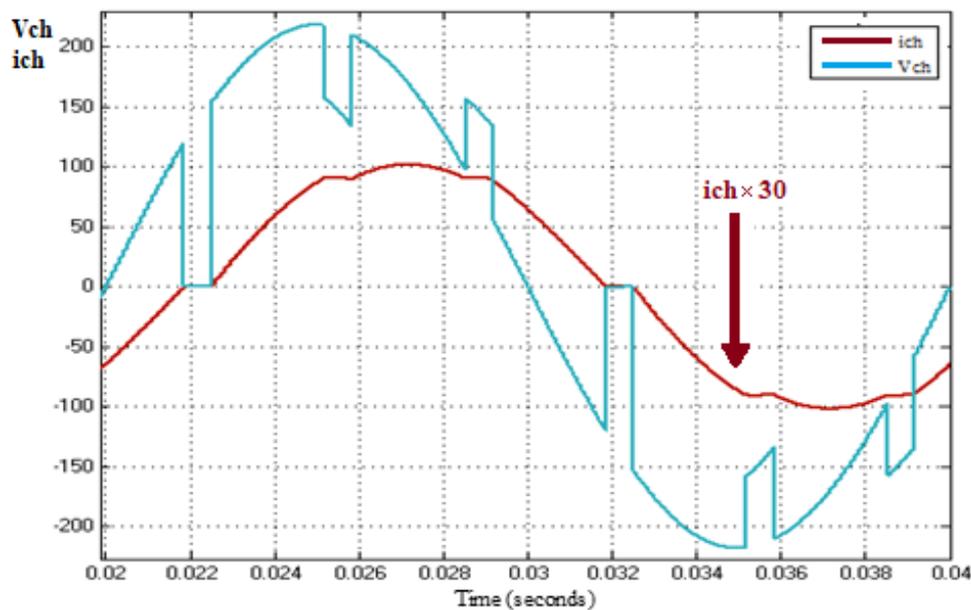


Figure (I.29) : Allure de d'un gradateur triphasé en étoile 1^{er} mode.

2^{ème} mode : $\frac{\pi}{3} \leq \alpha < \frac{\pi}{2}$: ce mode est caractérisé par la conduction de 2 éléments pour toutes les périodes.

Exemple : $\alpha = \frac{5\pi}{12}$

- De 0 à $\frac{\pi}{12}$: Th6 et Th5 conduisent : $V_{AN} = \frac{V_{ac}}{2}$
 - De $\frac{\pi}{12}$ à α : Th5 et Th2 conduisent : $V_{AN} = 0$
 - De α à $\frac{\pi}{3} + \alpha$: Th2 et Th1 conduisent : $V_{AN} = \frac{V_{ab}}{2}$
 - De $\frac{\pi}{3} + \alpha$ à $\frac{2\pi}{3} + \alpha$: Th1 et Th5 conduisent : $V_{AN} = \frac{V_{ac}}{2}$
 - De $\frac{2\pi}{3} + \alpha$ à $\pi + \alpha$: Th4 et Th3 conduisent : $V_{AN} = 0$
- Pour : $\alpha = 75^\circ$ et $\varphi = 32.12^\circ$:

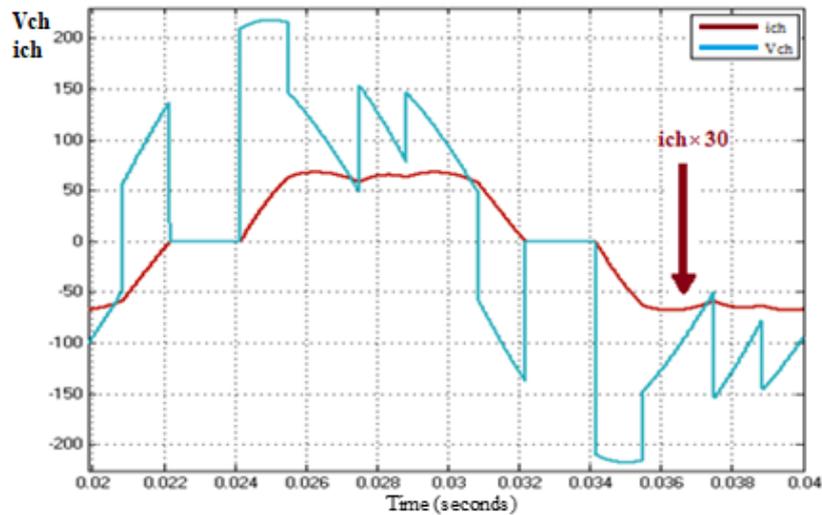


Figure (I.30) : Allure de d'un gradateur triphasé en étoile 2^{ème} mode.

3^{ème} mode : $\frac{\pi}{2} \leq \alpha < \frac{5\pi}{6}$: ce mode est caractérisé par la conduction de 2 ou 0 éléments pour toutes les périodes.

Exemple : $\alpha = \frac{2\pi}{3}$

- De 0 à $\frac{\pi}{6}$: Th6 et Th5 conduisent : $V_{AN} = \frac{V_{ac}}{2}$
 - De $\frac{\pi}{6}$ à α : 0 ou Th5 et Th2 conduisent : $V_{AN} = 0$
 - De α à $\frac{5\pi}{6}$: Th2 et Th1 conduisent : $V_{AN} = \frac{V_{ab}}{2}$
 - De $\frac{5\pi}{6}$ à $\frac{\pi}{3} + \alpha$: aucun thyristor est en conduction : $V_{AN} = 0$
 - De $\frac{\pi}{3} + \alpha$ à $\frac{7\pi}{6}$: Th1 et Th4 conduisent : $V_{AN} = \frac{V_{ac}}{2}$
 - De $\frac{7\pi}{6}$ à $\pi + \alpha$: 0 ou Th3 et Th4 conduisent : $V_{AN} = 0$
- Pour : $\alpha = 120^\circ$ et $\varphi = 32.12^\circ$:

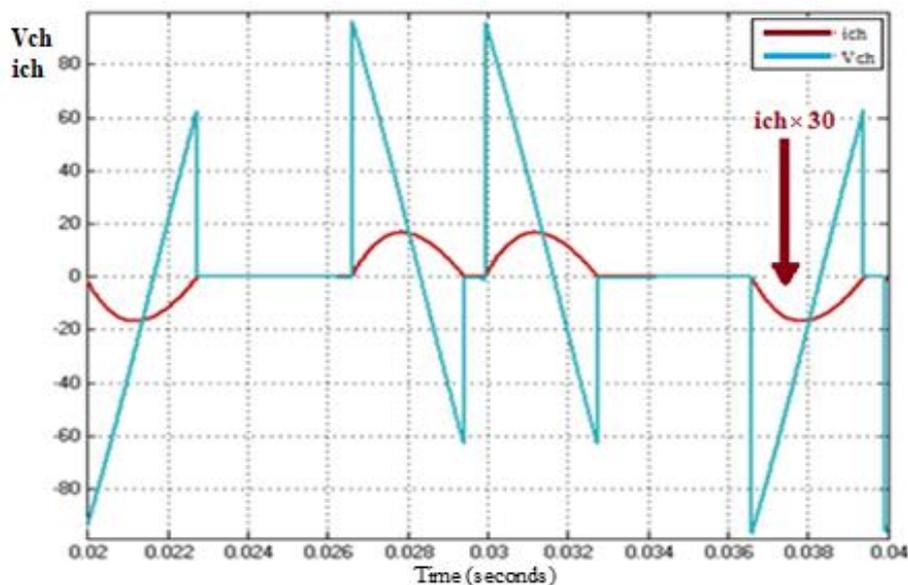


Figure (I.31) : Allure de d'un gradateur triphasé en étoile 3^{ème} mode.

I.11 Conclusion :

On a vu dans ce chapitre une présentation du convertisseur AC-AC à commutation naturelle (gradateur classique) monophasé et triphasé, ainsi que leur analyse de fonctionnement et les différentes caractéristiques des harmoniques des allures de sortie (la tension et le courant) de ce type de convertisseur. Ensuite, on a pu définir quelques paramètres de performance pour caractériser les perturbations harmoniques et qui permettent d'évaluer la qualité du signal d'entrée du gradateur classique. En fin, nous avons présenté une étude de simulation pour ce type de convertisseur, et nous avons discuté les résultats de cette simulation.

C'est la commutation naturelle des thyristors qui explique la simplicité de mise en œuvre des montages gradateurs. Cependant, ils souffrent des inconvénients comme:

- La forme d'onde de la tension de sortie est déterminée par les caractéristiques de la charge qui affectent aussi l'intervalle de réglage en terme d'angles d'allumage ;
- Présence d'harmoniques de rang faible avec des amplitudes très importantes au niveau de la charge se traduisant par un faible facteur de puissance à l'entrée même pour une charge purement résistive, plus particulièrement pour les fortes valeurs d'angles d'allumage ;

La structure du convertisseur ne permet pas d'améliorer de façon importante la qualité de l'énergie du fait de l'utilisation maximale des degrés de liberté de la commande. La commutation par extinction naturelle rend l'adjonction de degré de liberté impossible, aussi est-il nécessaire de passer à des structures de convertisseur à commutation forcée pour pallier cet inconvénient.

Chapitre II :

Les convertisseurs AC-AC à commutation forcée

II.1 Introduction :

Le réglage de la puissance fournie à un récepteur de courant alternatif qui se fait avec le gradateur à thyristors, cette structure entraîne la consommation de l'énergie réactive et la génération des courants harmoniques et permet seulement la commande spontanée. Les chercheurs pensaient à des solutions pour minimiser les inconvénients apportés par les convertisseurs AC-AC à commutation naturelle, l'un de ces solutions est la conception de nouvelles topologies qui fait la même conversion AC-AC et permet de passer de la structure à thyristors à une nouvelle structure plus performante par l'addition d'un chemin de roue libre commandé, et utiliser les possibilités offertes par les interrupteurs bi-commandables et bidirectionnels ce qui permet d'introduire des nouvelles techniques de commande, cette nouvelle structure est appelé hacheur alternatif (ou gradateur entièrement commandé ou hacheur AC MLI) [10][21].

II.2 La structure du convertisseur monophasé :

L'hacheur alternatif monophasé est constitué de deux interrupteurs (k_1 , k_2) de puissance bidirectionnelle en tension et en courant pour transférer l'énergie depuis une source de tension alternative à un récepteur alternatif avec une valeur efficace réglable et fréquence fixée.

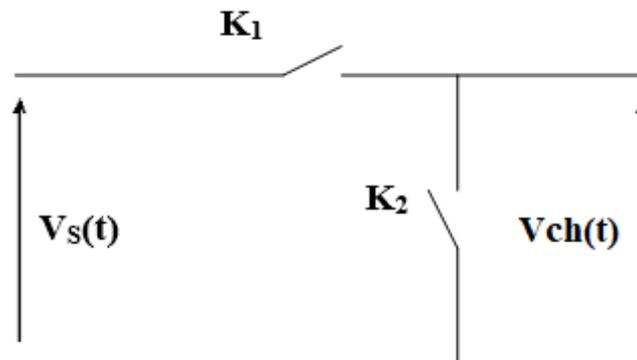


Figure (II.1) : La structure d'un hacheur alternatif monophasé.

II.2.1 Synthèses des interrupteurs quatre quadrants :

Les convertisseurs AC-AC à commutation forcée sont constitués à base des interrupteurs bidirectionnelle en tension et en courant, et bi-commandables à l'ouverture et à la fermeture. Pour le moment, il n'existe pas un seul composant qui a ces caractéristiques. La solution proposée pour obtenir un interrupteur bidirectionnel et bi-commandable est d'associer des semi-conducteurs de façon qui permet d'obtenir un interrupteur avec les mêmes caractéristiques que l'on a besoin.

On peut avoir réalisé cet interrupteur par le branchement de deux interrupteurs trois segments bidirectionnels en tension et unidirectionnelle en courant (transistors en série avec diode)

Chapitre II : Les convertisseurs AC-AC à commutation forcée

en antiparallèle, où par le branchement en série de deux interrupteurs trois segments bidirectionnels en courant et unidirectionnelle en tension (transistors en parallèle avec des diodes) [21].

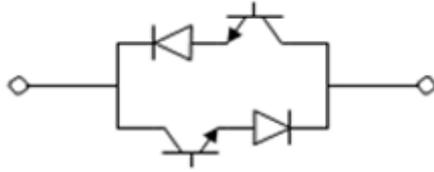


Figure (1)

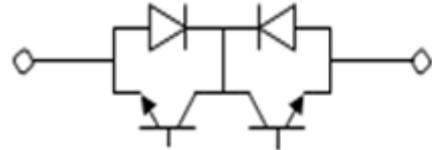


Figure (2)

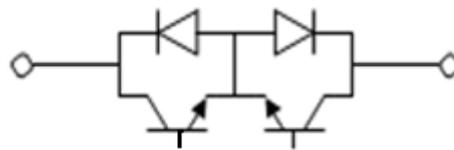


Figure (3)

Figure (II.2) : Structure des interrupteurs quatre quadrants bi-commandables de transistors et diodes [22].

II.2.1.1 Les composants utilisées :

II.2.1.1.1 Transistor bipolaire de puissance :

II.2.1.1.1.1 Présentation :

Le transistor est un composant totalement commandé : à la fermeture et à l'ouverture. Il n'est pas réversible en courant, ne laissant passer que des courants de collecteur positifs. Il n'est pas réversible en tension, n'acceptant que des tensions positives lorsqu'il est bloqué.

Parmi les deux types, NPN et PNP, le transistor de puissance existe essentiellement dans la première catégorie (NPN) [1].

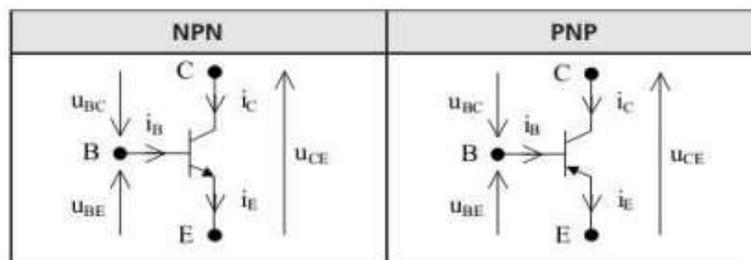


Figure (II.3) : Symboles et sens conventionnels positifs.

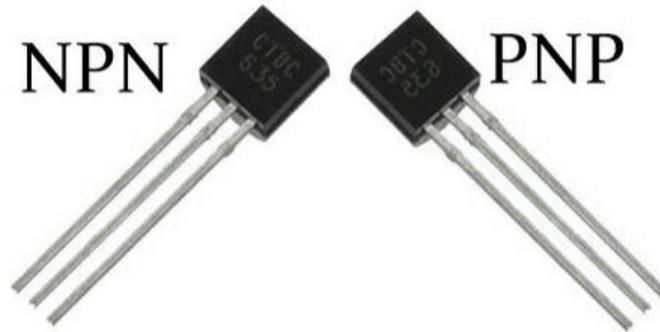


Figure (II.4) : Transistor réel.

II.2.1.1.1.2 Constitution :

Le transistor bipolaire ou B.J.T. (Bipolaire Junction Transistor), ou encore transistor bi-jonction, est un semi-conducteur présentant trois zones dopées N, P et N, ou P, N et P.

La zone du milieu, constitue la base. Les deux extrémités, aux géométries et aux dopages différents, constituent l'émetteur et le collecteur. Les trois zones ainsi dopées forment deux jonctions : la jonction base-émetteur (BE) dite jonction de commande, et la jonction base-collecteur (BC) [3].

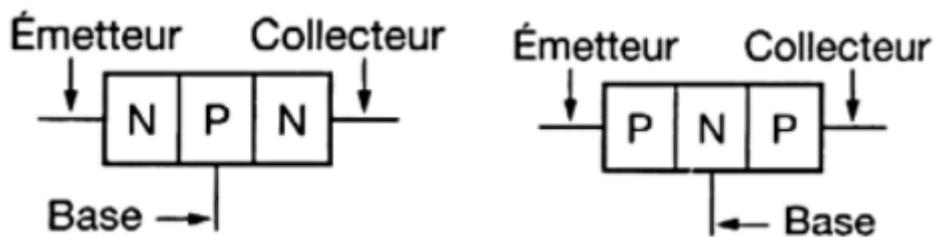


Figure (II.5) : Le schéma de constitution de transistor.

II.2.1.1.1.3 Fonctionnement du transistor :

- Transistor bloqué (ou OFF) : état obtenu en annulant le courant i_B de commande, c'est l'équivalent est un commutateur ouvert.
- Transistor passant (ou ON) : on applique un courant dans la base i_B , donc la tension V_{CE} sera nulle tandis que le courant du collecteur i_C atteint une valeur limite dite de saturation $i_{C_{sat}}$, dans ce cas le transistor est l'équivalent est un commutateur fermé [1].

II.2.1.1.4 Les caractéristiques du transistor :

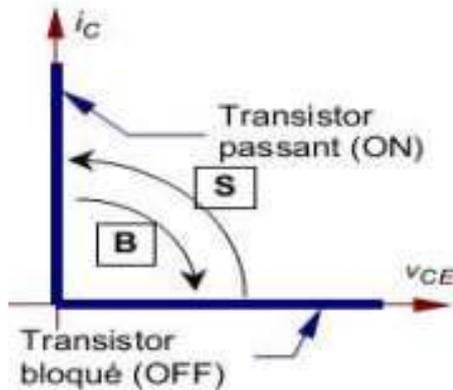


Figure (II.6) : Caractéristique idéale du transistor.

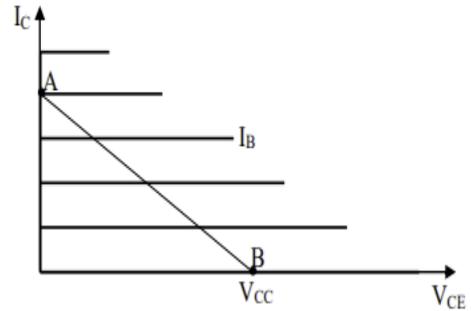


Figure (II.7) : Caractéristique réelle du transistor.

II.2.1.1.2 L'I.G.B.T :

II.2.1.1.2.1 Description du fonctionnement

L'I.G.B.T est un interrupteur électronique unidirectionnel de puissance commandé par une tension.

G : Grille.

C : Collecteur.

E : Émetteur.

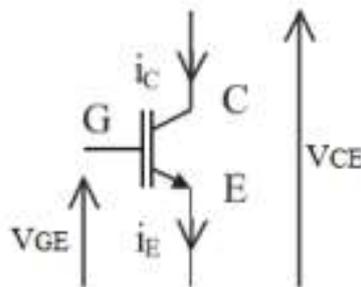


Figure (II.8) : Symbole de l'I.G.B.T.

L'I.G.B.T. est constitué d'un transistor bipolaire PNP et d'un MOSFET canal N (NMOS), l'objectif étant de combiner les avantages des transistors bipolaires (commutation de forts courants sous des tensions élevées) et des MOSFET (commande en tension sans courant).

Fonctionnement normal. Si la tension V_{GE} est supérieure à la tension de seuil du NMOS, le NMOS conduit, entraînant la conduction du PNP par extraction de son courant de base. Si le NMOS est suffisamment conducteur (V_{DSon} faible), le PNP se sature. Au contraire, si la tension V_{GE} est inférieure à la tension de seuil du NMOS, le NMOS est bloqué, entraînant le blocage du

Chapitre II : Les convertisseurs AC-AC à commutation forcée

PNP. Le tout se comporte comme un transistor NPN commandé par une tension (le courant de commande est quasi nul en dehors des commutations) [3].

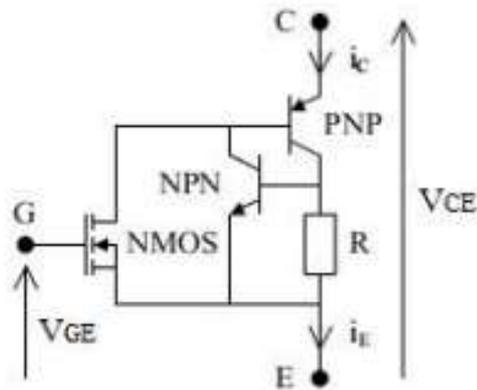


Figure (II.9) : Constitution de l'I.G.B.T.

II.2.1.1.2.2 Les caractéristique du fonctionnement :

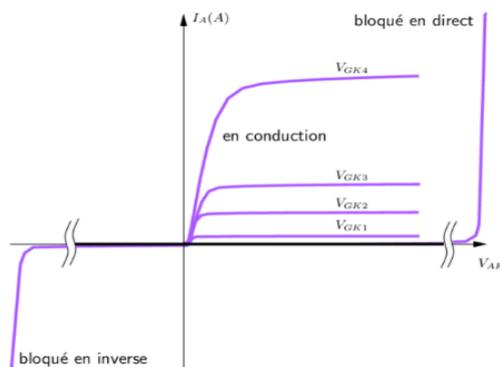


Figure (II.10) : Caractéristique réelle du l'I.G.B.T.

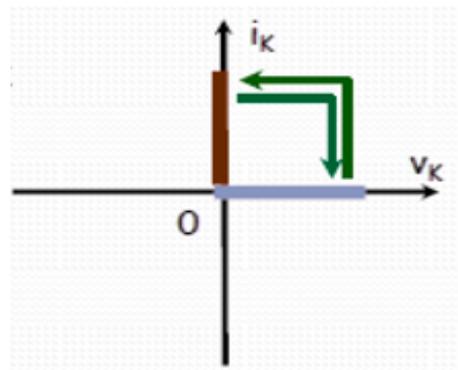


Figure (II.11) : Caractéristique idéal du l'I.G.B.T.

II.2.2 Hacheur alternatif monophasé :

II.2.2.1 La structure d'hacheur alternatif monophasé :

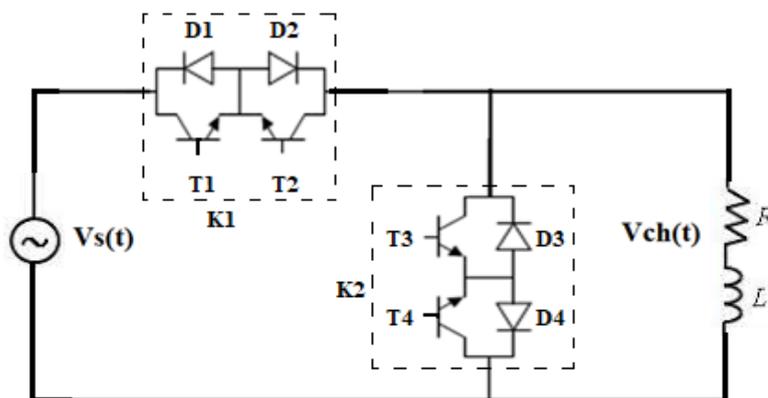


Figure (II.12) : Structure d'un hacheur alternatif monophasé.

II.2.2.2 Fonctionnement :

Les interrupteurs K1 et K2 fonctionnent de manière complémentaire, c'est-à-dire lorsque l'interrupteur K1 est amorcé, l'interrupteur K2 devra être bloqué afin de ne pas court-circuiter la source de tension v_s , et lorsque l'interrupteur K2 est amorcé, l'interrupteur K1 devra être bloqué (pour assurer la continuité de ce courant). Les interrupteurs K1 et K2 forment ainsi une cellule de commutation.

Donc on distingue deux séquences de fonctionnement :

- Pour $\theta = [\alpha_1, \beta_1]$ on ferme K1 et on ouvre K2 (phase d'échange d'énergie entre la source et la charge).
- Pour $\theta = [\beta_1, \pi + \alpha_1]$, on ouvre K1 et on ferme K2 (phase de roue libre).

Les schémas équivalents pendant l'alternance positive et négative sont présentés dans la figure ci-dessus :

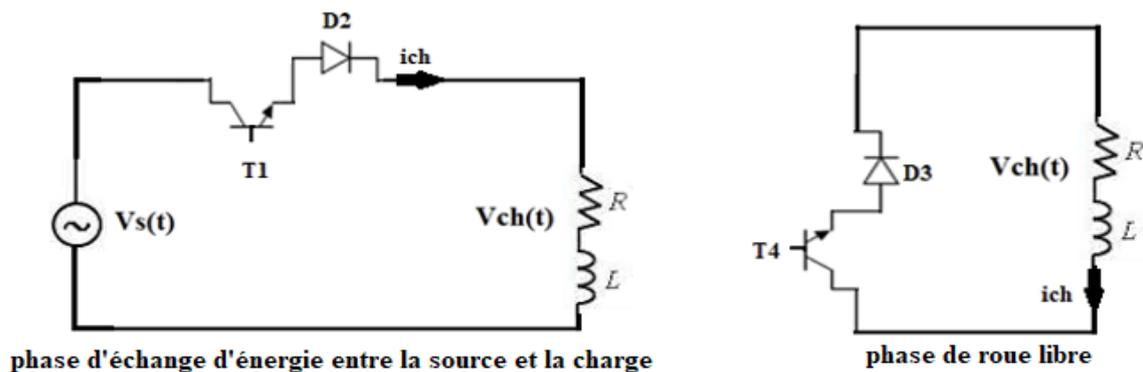


Figure (II.13) : Schémas équivalents de l'alternance positive.

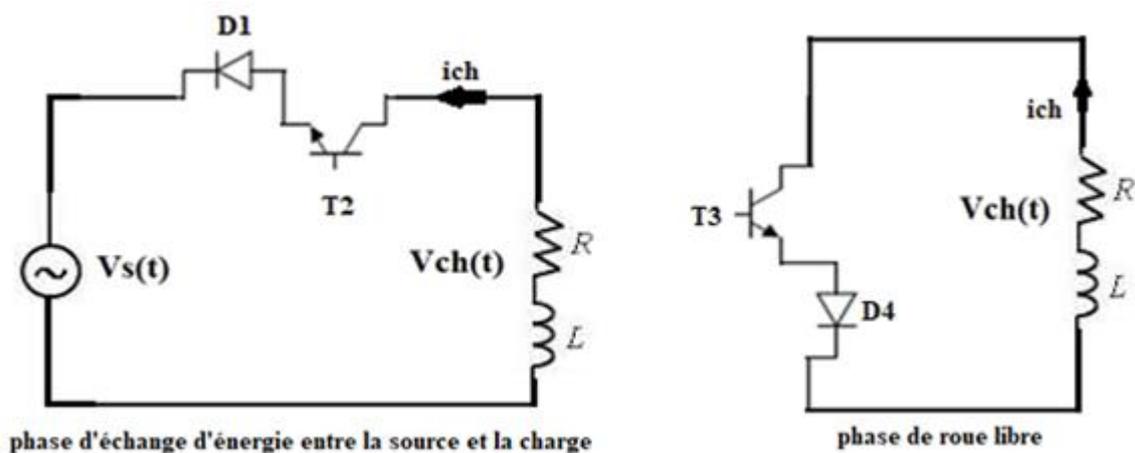


Figure (II.14) : Schémas équivalents de l'alternance négative.

II.2.2.3 Caractéristiques d'un hacheur alternatif monophasé [22] :

- Pour $\alpha_1 < \theta < \beta_1$, K1 est fermé et K2 ouvert :

$$v_s = v_{ch} \quad \text{et} \quad i_s = i_{ch}$$

v_s est la tension d'entrée :

$$v_s = V_M \sin \theta, \text{ avec } \theta = \omega t$$

$$v_{ch} = R \cdot i(\theta) + L \frac{di(\theta)}{d\theta} = V_M \sin(\theta); \text{ avec } \theta = \omega t \quad \text{(II.1)}$$

La solution de cette équation différentielle donne : $i_s(\theta) = i_{ch}(\theta) = \frac{V_M}{Z} \sin(\theta - \varphi) + A e^{\left(\frac{-\theta}{\omega\tau}\right)}$

$$i_{ch\alpha_1} = i_{ch}(\alpha_1)$$

$$i_{ch\alpha_1} = \frac{V_M}{Z} \sin(\alpha_1 - \varphi) + A e^{-\frac{\alpha_1}{\omega\tau}} \quad \text{(II.2)}$$

$$\Rightarrow A = \left(i_{ch\alpha_1} - \frac{V_M}{Z} \sin(\alpha_1 - \varphi) \right) e^{\frac{\alpha_1}{\omega\tau}} \quad \text{(II.3)}$$

$$\Rightarrow i_s(\theta) = i_{ch}(\theta) = \frac{V_M}{Z} \sin(\alpha_1 - \varphi) + \left(i_{ch\alpha_1} - \frac{V_M}{Z} \sin(\alpha_1 - \varphi) \right) e^{-\frac{(\theta - \alpha_1)}{\omega\tau}} \quad \text{(II.4)}$$

Avec : $Z = \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}$, $\varphi = \arctg\left(\frac{L\omega}{R}\right)$ et $\tau = \frac{L}{R}$

On définit le facteur de qualité Q :

$$Q = \frac{L\omega}{R}; \text{ alors : } \varphi = \arctg Q$$

- Pour $\theta = [\beta_1, \pi + \alpha_1]$, K_2 est fermé, K_1 ouvert (c'est une phase de roue libre) :

$$v_{ch} = R \cdot i(\theta) + L \frac{di(\theta)}{d\theta} = 0$$

La solution de cette équation différentielle donne :

$$i_{ch}(\theta) = B e^{\left(\frac{-\theta}{Q}\right)}$$

$$i_{ch}(\beta_1) = B e^{-\left(\frac{\beta_1}{Q}\right)} \Rightarrow B = i_{ch}(\beta_1) e^{\left(\frac{\beta_1}{Q}\right)}$$

Alors :

$$i_{ch}(\theta) = i_{ch}(\beta_1) e^{\left(\frac{-(\theta - \beta_1)}{Q}\right)} \quad \text{(II.5)}$$

$$\Rightarrow i_{ch}(\theta) = \frac{V_M}{Z} \sin(\beta_1 - \varphi) e^{\left(\frac{-(\theta - \beta_1)}{Q}\right)} + \left(i_{c\alpha_1} - \frac{V_M}{Z} \sin(\alpha_1 - \varphi) \right) e^{-\frac{(\theta - \alpha_1)}{\omega\tau}} \quad \text{(II.6)}$$

Pendant l'alternance négative du période, les formes d'ondes de v_{ch} et de i_{ch} sont les mêmes, au changement de signe près.

- La valeur efficace de $v_{ch}(\theta)$:

$$\begin{aligned} V_{ch\ eff}^2 &= \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha_1}^{\beta_1} v(\theta)^2 d\theta = \frac{V_M^2}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\beta_1} \sin^2(\theta) d\theta = \frac{V_M^2}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\beta_1} \frac{1 - \cos(2\theta)}{2} d\theta \\ &= \frac{V_M^2}{2\pi} \left[\theta - \frac{1}{2} \sin(2\theta) \right]_{\alpha_1}^{\beta_1} \end{aligned}$$

$$\text{Alors : } V_{ch\ eff}^2 = \frac{V_M^2}{2\pi} \left[\beta_1 - \alpha_1 - \frac{1}{2} (\sin 2\beta_1 - \sin 2\alpha_1) \right] \quad (\text{II.7})$$

Le développement en série de fourier de la tension donner par :

$$v_{ch} = v_0 + \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} (a_{vn} \cos n \omega t + b_{vn} \sin n \omega t) \quad (\text{II.8})$$

Avec :

$$\begin{aligned} a_{vn} &= \frac{2}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\beta_1} v_c(\omega t) \cos n \omega t d\omega t = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\beta_1} V_M \sin(\theta) \cos(n\theta) d\theta \\ &= \frac{V_M}{\pi} \left[\frac{1}{n+1} [\cos(n+1)\alpha_1 - \cos(n+1)\beta_1] - \frac{1}{n-1} [\cos(n-1)\alpha_1 - \cos(n-1)\beta_1] \right] \quad (\text{II.9}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} b_{vn} &= \frac{2}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\beta_1} v_c(\omega t) \sin n \omega t d\omega t = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\beta_1} V_M \sin(\theta) \sin(n\theta) d\theta \\ &= \frac{V_M}{\pi} \left[\frac{1}{n+1} [\sin(n+1)\alpha_1 - \sin(n+1)\beta_1] - \frac{1}{n-1} [\sin(n-1)\alpha_1 - \sin(n-1)\beta_1] \right] \quad (\text{II.10}) \end{aligned}$$

Le courant de source peut être décomposé en série de Fourier comme suite :

$$i_s(\theta) = i_{smoy} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_{in} \cos(n\theta) + b_{in} \sin(n\theta)) \quad (\text{II.11})$$

$$\begin{cases} a_{in} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(\theta) \cos(n\theta) d\theta \\ b_{in} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(\theta) \sin(n\theta) d\theta \end{cases}$$

$i_s(\theta)$ est symétrie par rapport à la demi période :

$$i_{smoy} = 0$$

$$\begin{cases} a_{in} = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\beta_1} i_s(\theta) \cos(n\theta) d\theta \\ b_{in} = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\beta_1} i_s(\theta) \sin(n\theta) d\theta \end{cases}$$

$$\Rightarrow i_s(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_{in} \cos(n\theta) + b_{in} \sin(n\theta)) \quad (\text{II.12})$$

$$\begin{aligned}
 a_{in} &= \frac{2I_{sm}}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\beta_1} \sin(\theta - \varphi) \cos(n\theta) d\theta + \frac{2}{\pi} I'_{sm} \int_{\alpha_1}^{\beta_1} e^{-(\theta-\alpha_1)/Q} \cos(n\theta) d\theta \\
 &= \frac{I_{sm}}{\pi} \left(\frac{1}{n+1} [\cos((n+1)\alpha_1 - \varphi) - \cos((n+1)\beta_1 - \varphi)] - \frac{1}{n-1} [\cos((n-1)\alpha_1 - \varphi) - \right. \\
 &\quad \left. \cos((n-1)\beta_1 - \varphi)] \right) + \frac{2I'_{sm}}{\pi(n^2 + \cot^2 \varphi)} [(\cot \varphi \cdot \cos(n\beta_1) - n \sin(n\beta_1)) \exp[-(\beta_1 - \alpha_1) \cot \varphi] - \\
 &\quad (\cot \varphi \cdot \cos(n\alpha_1) - n \sin(n\alpha_1))] \tag{II.13}
 \end{aligned}$$

Avec : $I_{sm} = \frac{\sqrt{2}V}{Z}$ et $I'_{sm} = i_{c\alpha_1} - I_{sm} \sin(\alpha_1 - \varphi)$

$$\begin{aligned}
 b_{in} &= \frac{2I_{sm}}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\beta_1} \sin(\theta - \phi_c) \sin(n\theta) d\theta + \frac{2}{\pi} I'_{sm} \int_{\alpha_1}^{\beta_1} e^{-(\theta-\alpha_1)/Q} \sin(n\theta) d\theta \\
 &= \frac{I_{sm}}{\pi} \left(\frac{1}{n+1} [\sin((n+1)\alpha_1 - \varphi) - \sin((n+1)\beta_1 - \varphi)] - \frac{1}{n-1} [\sin((n-1)\alpha_1 - \varphi) - \right. \\
 &\quad \left. \sin((n-1)\beta_1 - \varphi)] \right) + \frac{2I'_{sm}}{\pi(n^2 + \cot^2 \varphi)} [(\cot \varphi \cdot \cos(n\beta_1) - n \cos(n\beta_1)) \exp[-(\beta_1 - \alpha_1) \cot \varphi] - \\
 &\quad (\cot \varphi \cdot \sin(n\alpha_1) - n \cos(n\alpha_1))] \tag{II.14}
 \end{aligned}$$

- Le taux de distorsion globale THD_{is} du courant de la source est donné par :

$$\begin{aligned}
 THD_{is} &= \frac{\sqrt{I_{s3}^2 + I_{s5}^2 + I_{s7}^2 + \dots}}{I_{s1}} \\
 &= \frac{1}{I_{s1}} \sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2} = \sqrt{\left(\frac{I_s}{I_{s1}}\right)^2 - 1} \tag{II.15}
 \end{aligned}$$

- Le facteur de distorsion s'écrit comme suite :

$$F_{dis} = \frac{I_{s1}}{I_s} \tag{II.16}$$

- Le facteur de déplacement F_d à la source du fondamental du courant d'entrée est exprimé par :

$$F_d = \cos \varphi_{s1} \tag{II.17}$$

Le facteur de puissance à l'entrée de l'hacheur est donné par la relation suivante :

$$F_{ph} = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \varphi_{s1} = F_{dis} \cdot F_d \tag{II.18}$$

Depuis l'expression de THD_i on a :

$$\frac{I_s}{I_{s1}} = \sqrt{1 + THD_i^2} \tag{II.19}$$

$$\text{Alors : } F_{Ph} = \frac{\cos \varphi_{s1}}{\sqrt{1+THD_i^2}} = \frac{F_d}{\sqrt{1+THD_i^2}} \quad (\text{II.20})$$

Le facteur de puissance peut aussi être calculé directement par :

$$F_{Ph} = \frac{I_{ch}}{I_s} \cos \varphi \sqrt{\frac{P}{P_o}} \quad (\text{II.21})$$

Alors :

$$F_{Ph} = \frac{I_{ch}}{I_s} F_{Pg} \quad (\text{II.22})$$

Cette expression montre que l'amélioration du facteur de puissance pour un récepteur donné, est liée au fonctionnement de la roue libre.

II.2.2.4 Étude en simulation d'un hacheur alternatif monophasé (technique de commande par variation d'angle de phase) :

À l'aide du programme MATLAB/Simulink (2013), on simule un modèle d'hacheur alternatif monophasé qui est représenté dans la figure (II.15) avec la technique de commande par variation d'angle de phase.

On utilise les données suivantes :

$$v_s = 220. \sin \omega t ; \quad \omega = 2\pi f ; \quad f = 50 \text{ Hz} ; \quad R = 50 \Omega ; \quad L = 100 \text{ mH}$$

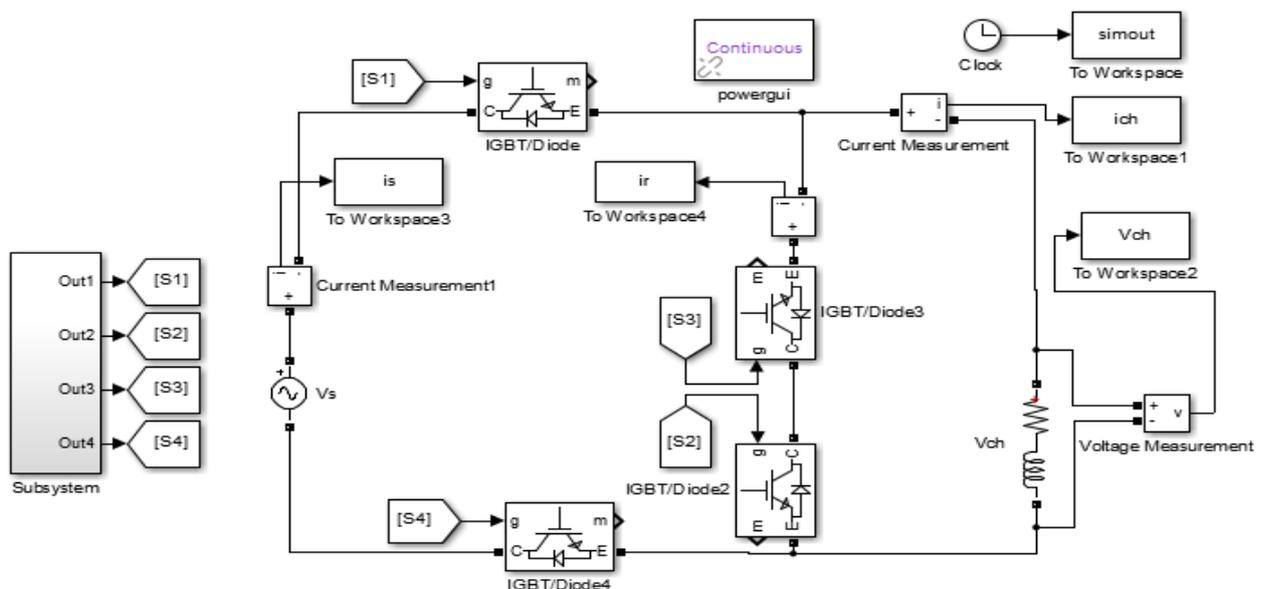


Figure (II.15) : Modèle de la simulation d'un hacheur alternatif monophasé.

	S1	S2	S3	S4
$v_s > 0$	PWM	PWM	ON	ON
$v_s < 0$	ON	ON	PWM	PWM

Tableau (II.1) : Séquences de commandes des interrupteurs.

Les angles d fermeture et d'ouverture sont respectivement : $\alpha_1 = \frac{\pi}{6}$; $\beta_1 = \frac{5\pi}{6}$

Les figures suivantes présentent les différentes allures de sortie de la simulation :

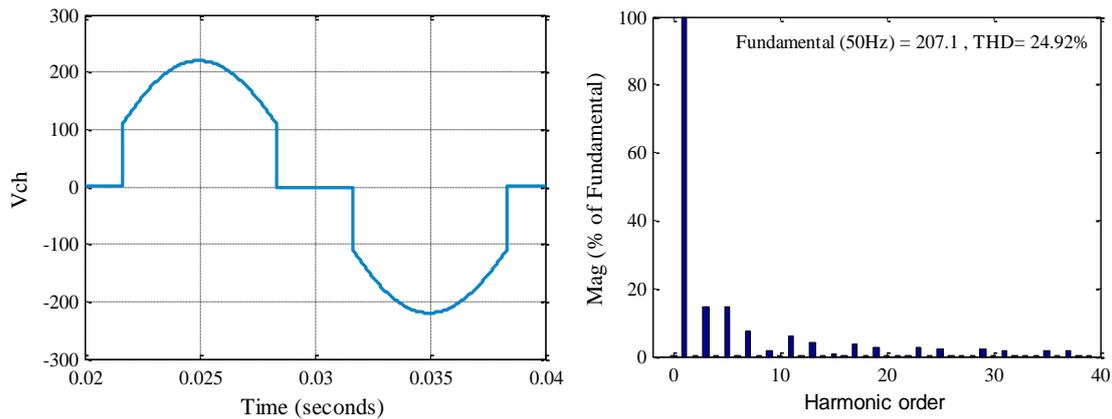


Figure (II.16) : La tension de sortie d'un gradateur monophasé et le spectre correspondant.

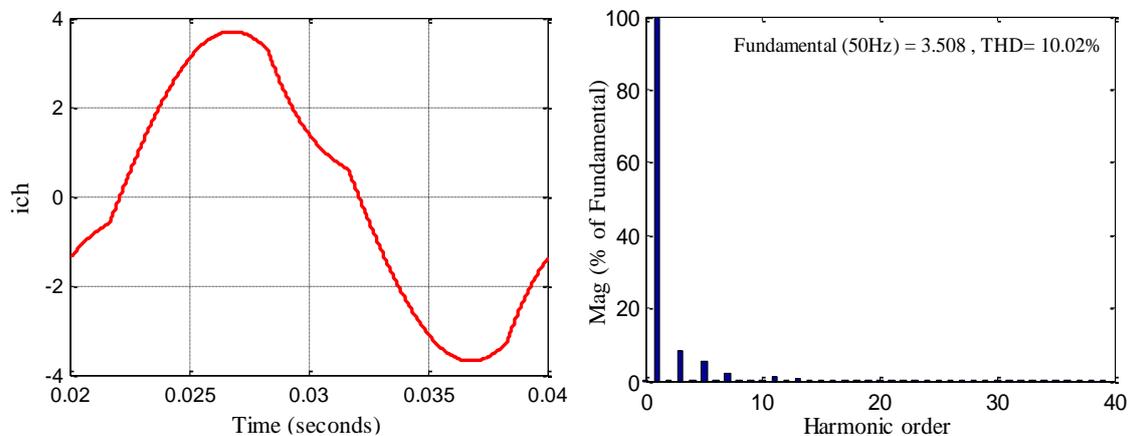


Figure (II.17) : Courant de sortie d'un gradateur monophasé et le spectre correspondant.

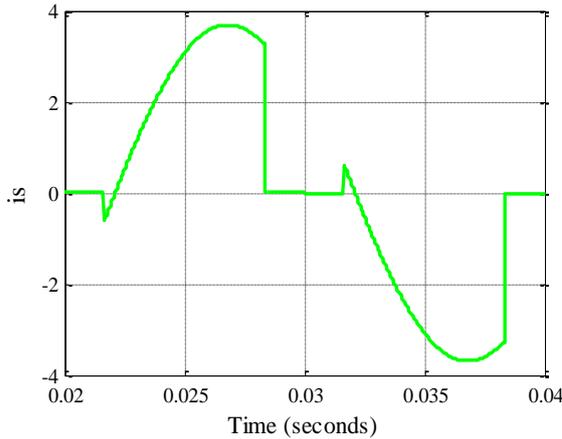


Figure (II.18) : Courant de source d'un hacheur alternatif monophasé.

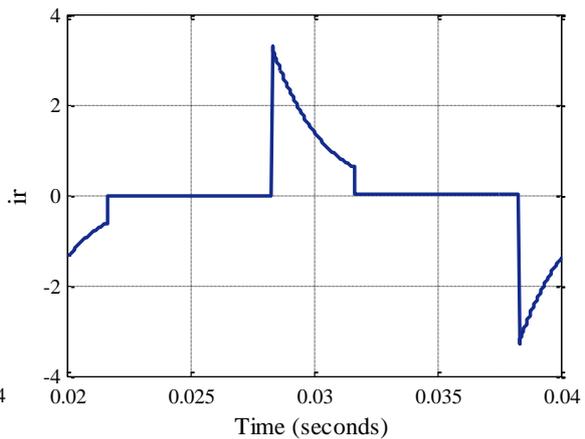


Figure (II.19) : Courant de roue libre d'un hacheur alternatif monophasé.

La tension de sortie v_{ch} et le courant i_{ch} ont des intervalles de conduction nuls comme dans le cas du gradateur à commande par l'angle de phase, pour les mêmes paramètres de la charge, alors que le courant dans la charge n'a pas d'intervalles de conduction nuls contrairement au gradateur.

D'après la représentation spectrale de la tension de sortie, nous remarquons la présence des harmoniques de rang impair avec des valeurs pour un même spectre est normalisé par rapport à l'amplitude du fondamental. L'amplitude du fondamental de la tension est de 207.1 V avec $V_{h3} = 14.81\%$, $V_{h5} = 14.72\%$, $V_{h7} = 7.24\%$, et un $THD_v = 24.92\%$.

Pour le spectre de courant l'amplitude du fondamental est de 3.508 A et les amplitudes des harmoniques d'ordre impair sont : $I_{h3} = 8.2\%$, $I_{h5} = 5.27\%$, $I_{h7} = 1.89\%$, avec $THD_i = 10.02\%$.

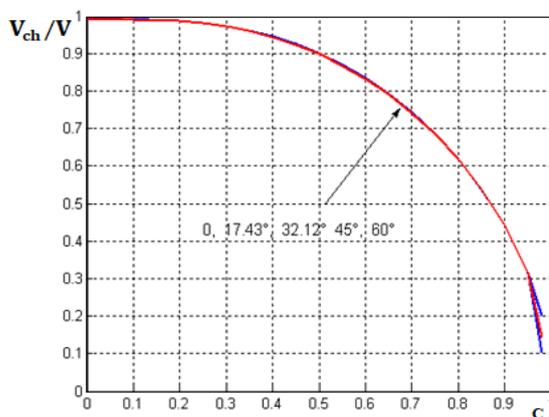


Figure (II.20) : valeurs relatives des tensions de sortie en fonction de C pour diverses valeurs du déphasage φ .

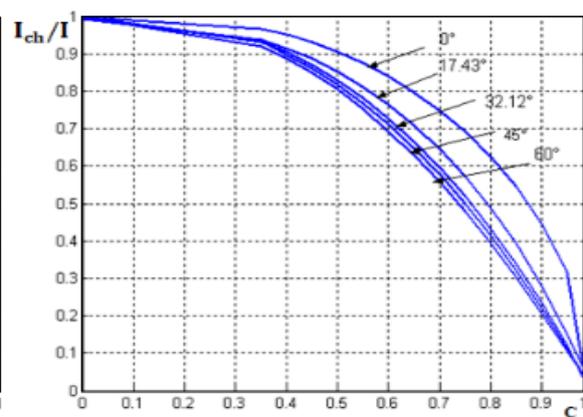


Figure (II.21) : Valeurs relatives des courants de charge en fonction de C pour diverses valeurs du déphasage φ .

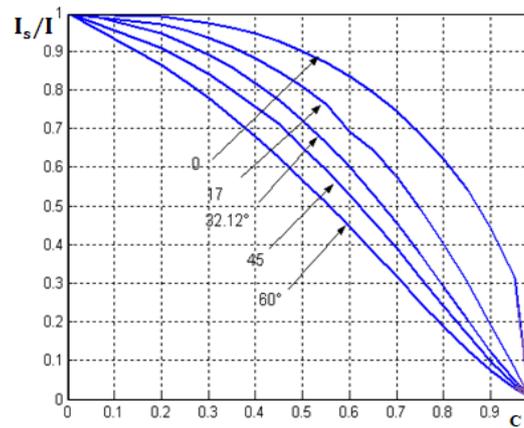


Figure (II.22) : Valeurs relatives des courants de source en fonction de C pour diverses valeurs du déphasage φ .

Les figures (II.20, II.21 et II.22) représentent respectivement les courbes donnant respectivement les variations de la valeur efficace v_{ch} de la tension aux bornes du récepteur ramenée à V et de la valeur efficace du i_{ch} et celle du courant de la source i_s rapportés à la valeur I , égale à V/Z , à "pleine onde", en fonction de l'angle de retard à l'amorçage. Si le coefficient de réglage C varie de 0 à 1, α_1 varie de 0 à 90° ($C = \alpha_1 / 90^\circ$, $f_p = 2f$). Ces caractéristiques ont été effectuées pour différentes charges : $\varphi = 0, \varphi = 17.43^\circ, \varphi = 32.12^\circ, \varphi = 45^\circ, \varphi = 60^\circ$.

La caractéristique de la tension de sortie montre que lorsque C croît V_{ch}/V diminue. De plus, la plage de commande est indépendante de l'argument de la charge contrairement au gradateur.

Les caractéristiques de courant de charge et de courant source montrent plus C est élevé, les valeurs efficaces des courants de charge et de source sont faibles et dépendent fortement de la nature de la charge.

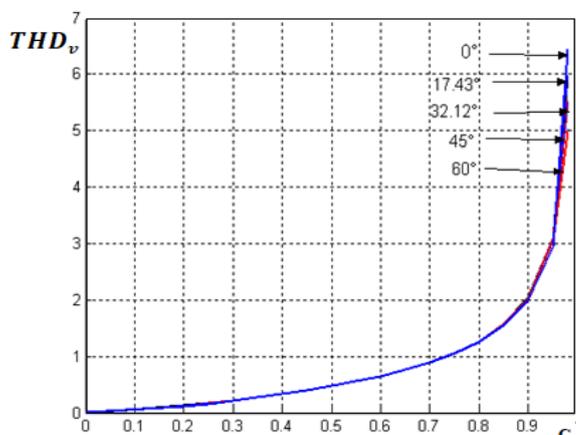


Figure (II.23): Taux de distorsion harmonique total de la tension de sortie THD_v en fonction de C.

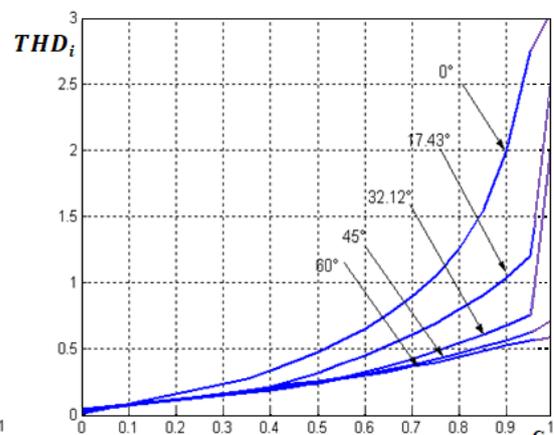


Figure (II.24) : Taux de distorsion harmonique total du courant de sortie THD_i en fonction de C.

Les variations du THD_v de la tension de sortie en fonction de 'C' pour $\varphi = 0, \varphi = 17.43^\circ, \varphi = 32.12^\circ, \varphi = 45^\circ, \varphi = 60^\circ$ sont représentés dans la figure (II.23). Cette caractéristique montre que le THD_v augmente lorsque C croît, mais il est indépendant de la nature de la charge. Le THD_v de la tension de sortie de l'hacheur alternatif est meilleur par rapport au THD_v de la tension de sortie du gradateur sur toute la plage de commande.

Le taux de distorsion harmonique total du courant de charge THD_i croît avec l'augmentation de C et il varie beaucoup avec la variation de φ (figure II.24).

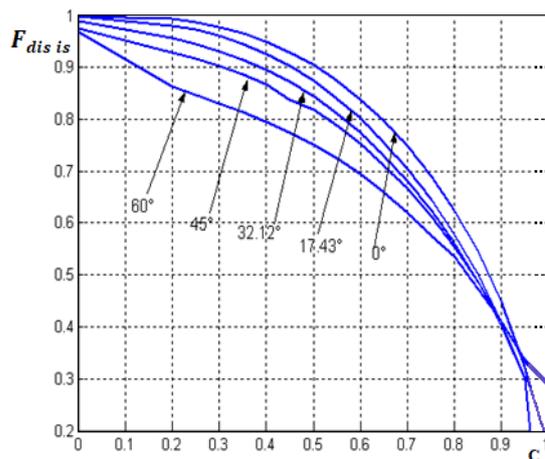


Figure (II.25): Facteur de distorsion du courant d'entrée $F_{dis\ is}$ en fonction de C.

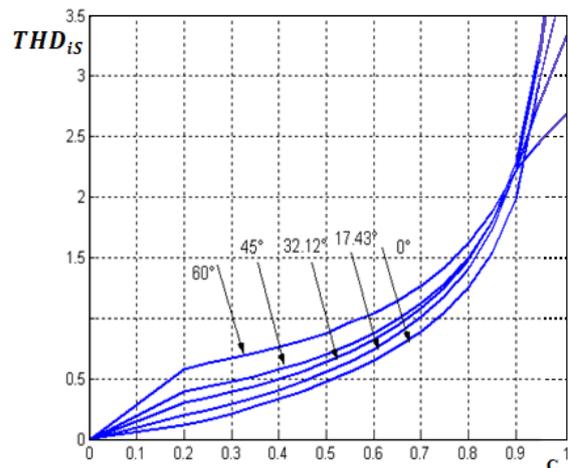


Figure (II.26) : Taux de distorsion harmonique total du courant d'entrée THD_{is} en fonction de C.

La figure (II.26) montre les variations du taux de distorsion harmonique totale du courant de source en fonction de C pour $\varphi = 0, \varphi = 17.43^\circ, \varphi = 32.12^\circ, \varphi = 45^\circ, \varphi = 60^\circ$. Les caractéristiques montrent que, le THD_{is} augmente avec C et plus le récepteur est inductif, le THD_{is} est plus fort et surtout pour les fortes valeurs de C et il est très élevé par rapport au THD_i du courant de la charge. Tandis que le facteur de distorsion du courant (Figure II.25) diminue quand C et φ augmentent.

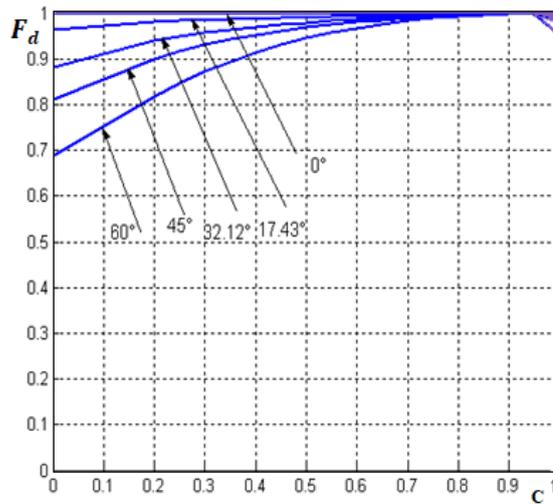


Figure (II.27) : Facteur de déplacement F_d en fonction de C .

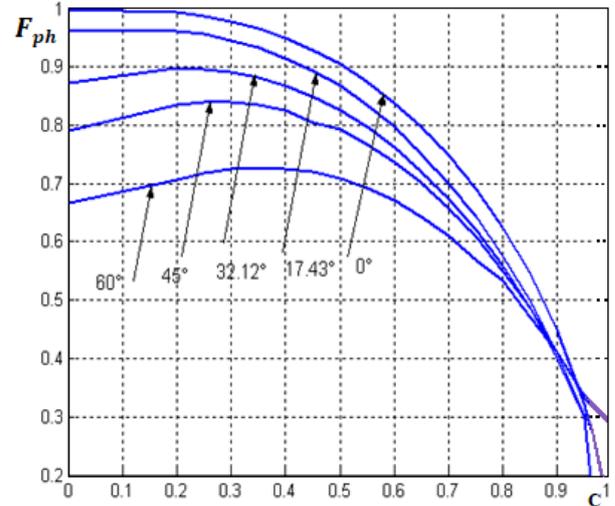


Figure (II.28) : Facteur de puissance F_{ph} en fonction de C .

La variation du facteur de déplacement à la source en fonction de C (figure II.28) et pour diverses valeurs de φ montre que plus le récepteur est moins inductif plus le F_d est proche de l'unité alors que si le récepteur est plus inductif le facteur de déplacement est faible pour les petites valeurs de C .

Les caractéristiques du facteur de puissance total du convertisseur en fonction du C et pour diverses valeurs de φ (figure. II.29) montre l'amélioration du facteur de puissance en passant de la structure gradateur à la structure hacheur alternatif.

II.3 Conclusion :

Dans ce deuxième chapitre, nous avons vous présenté la nouvelle structure du convertisseur alternatif-alternatif monophasé qui compose à des interrupteurs de puissance bidirectionnelle en tension et en courant et un chemin de roue libre commandé pour transférer l'énergie vers le récepteur, et une étude théorique de fonctionnement de cette structure. Aussi, on a présenté une étude en simulation d'hacheur alternatif à une seule impulsion, et d'après la discussion des résultats obtenue de cette simulation, nous avons conclu que cette nouvelle topologie a pu minimiser les harmoniques et amélioré le facteur de puissance à cause de l'addition d'un chemin de roue libre commandé, et la variation de la tension de sortie sera ne dépendent pas de la charge. Malgré tous les avantages rapporter par la nouvelle structure de convertisseur AC-AC commandé à une seule impulsion par demi-période, mais elle à des inconvénients comme les harmoniques sont toujours autour de la fréquence du terme fondamentale et la variation de la valeur efficace aux bornes du récepteur (v_{ch}) ramenée à la valeur efficace de tension en plein onde V n'est pas linéaire.

Pour tirer le meilleur profit de l'interrupteur de roue libre et repousser vers les fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie v_{ch} et du courant d'entrée i_s , pour faciliter leur filtrage, il faut augmenter la fréquence de découpage. Toutes les stratégies de commande sont à priori possibles, à condition de conserver la complémentarité des interrupteurs série et parallèle.

Chapitre III :

Les techniques de commande MLI du hacheur PWM

III.1 Introduction :

Comme nous avons vu dans le chapitre précédent, l'avantage de la nouvelle topologie des convertisseurs AC-AC entièrement commandé est d'ajouter d'autres degrés de liberté et amélioré la qualité de signale de sortie.

Dans le but d'améliorer du facteur de puissance, diminuer la consommation d'énergie réactive et de repousser les harmoniques vers des fréquences plus élevées, dans ce chapitre on vous présente les différents techniques de modification de largeur d'impulsion (MLI) pour commander un hacheur alternatif, ainsi que des études en simulation pour chaque technique.

Nous avons choisi de nous intéresser au réglage du fondamental de la tension de sortie et la minimisation simultanée des harmoniques de courant à la sortie et à l'entrée du convertisseur de manière à améliorer les performances des structures directes décrites au chapitre précédent.

III.2 Les techniques de commande MLI des hacheurs alternatifs :

Les techniques MLI ont été développées essentiellement pour les onduleurs, elles peuvent parfaitement être appliquées aux hacheurs alternatifs, telle que la technique de modulation naturelle, conventionnelle et asymétrique [18].

III.2.1 La technique MLI naturelle :

III.2.1.1 Présentation de la technique MLI naturelle :

Cette technique de commande est basée sur la comparaison entre un signal triangulaire de haute fréquence f_p et d'amplitude A_p fixé, ce signal est appelée la porteuse, et un signal sinusoïdale de fréquence f_r et d'amplitude A_r variable, ce signal est appelée la référence. L'intersection entre ces deux signaux exprime les commutations des interrupteurs de puissance. L'objectif de la technique MLI naturelle est de contrôler le terme fondamentale d'harmonique par un indice qui s'appelle « l'indice de modulation M_a », ce dernier est exprimé par la relation suivante [13] :

$$M_a = \frac{A_r}{A_p}$$

Le rapport de la fréquence de modulation est :

$$M_f = \frac{f_p}{f_r}$$

Avec : f_p : la fréquence signale de porteuse.

f_r : la fréquence signale de référence.

Le nombre d'impulsions par demi-cycle est exprimer par :

$$N_p = M_f - 1$$

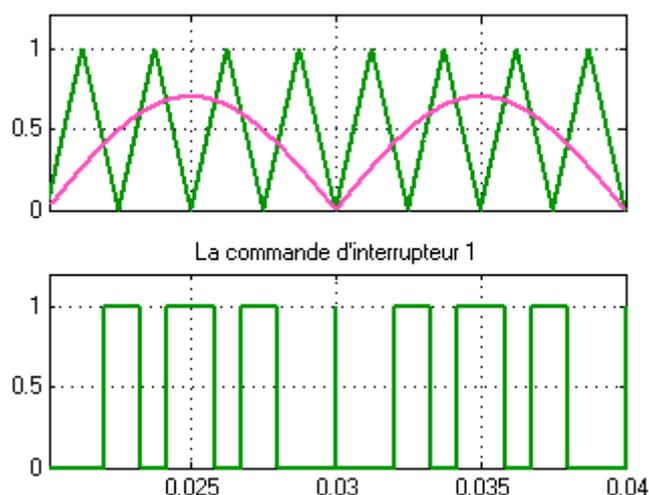


Figure (III.1) : Signal de commande.

III.2.1.2 Étude en simulation d'un hacheur commandé par la technique MLI sin-triangulaire :

La commande des interrupteurs est obtenue depuis la comparaison entre un signal triangulaire et un signal sinusoïdal.

On utilise comme des données :

$$f_p = 1000 \text{ Hz}, f_r = 100 \text{ Hz}; A_r = 0.7; A_p = 1; N_p = 9$$

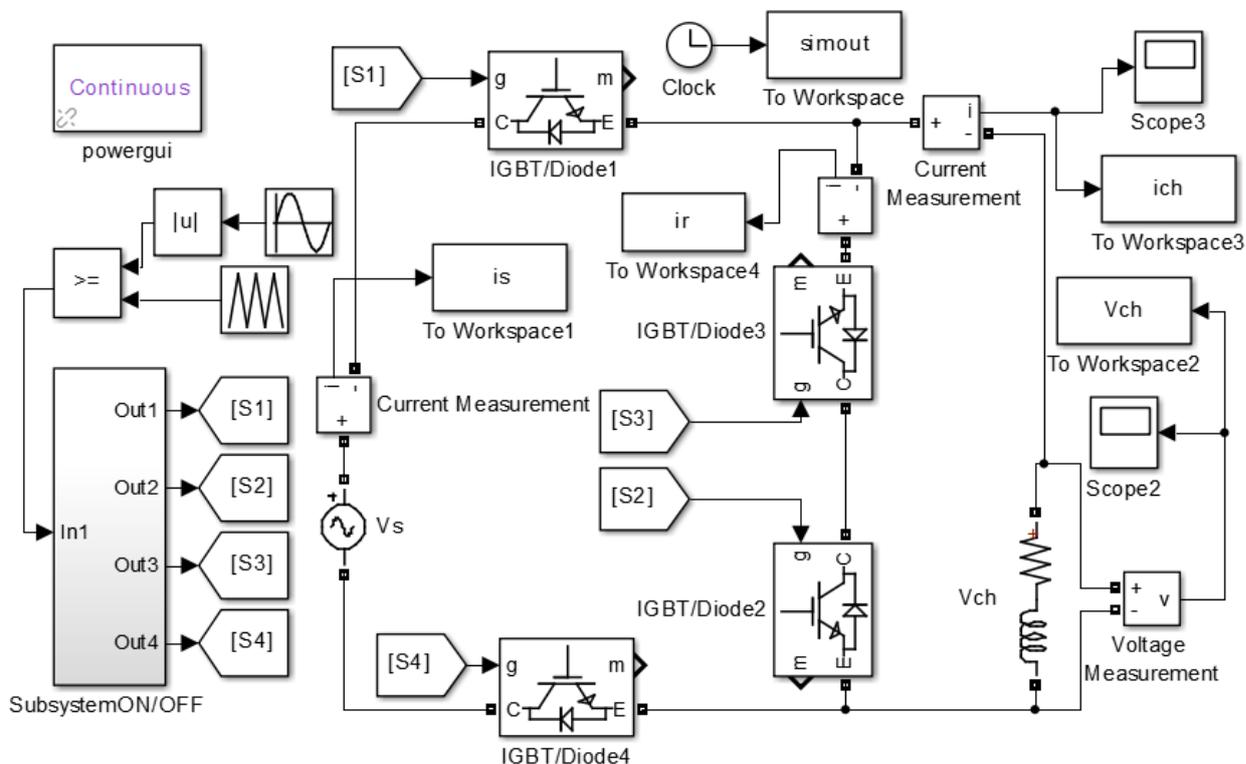


Figure (III.2) : Modèle de la simulation d'un hacheur alternatif monophasé commandé par la technique MLI sin-triangulaire.

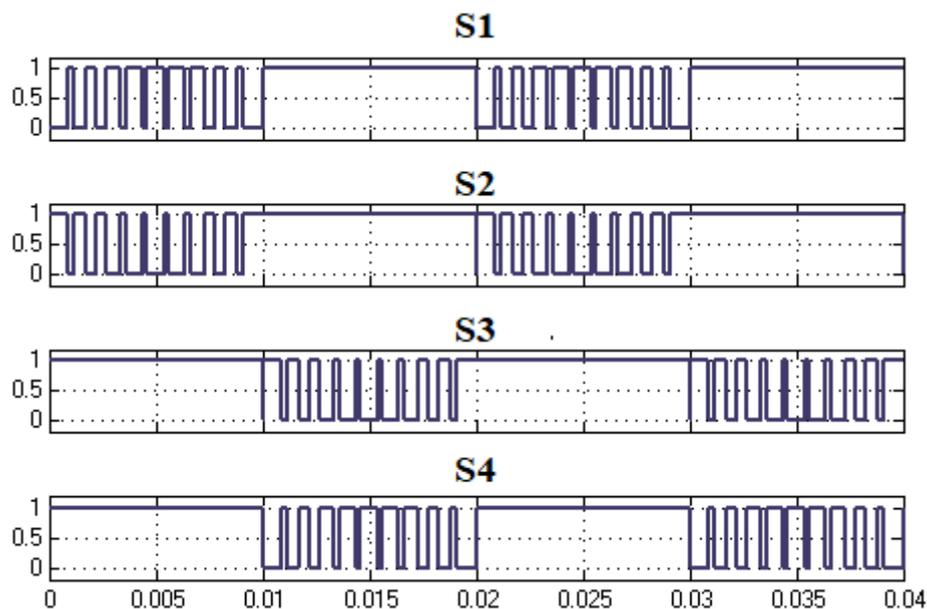


Figure (III.3) : Commande des interrupteurs.

- Les résultats de simulation :

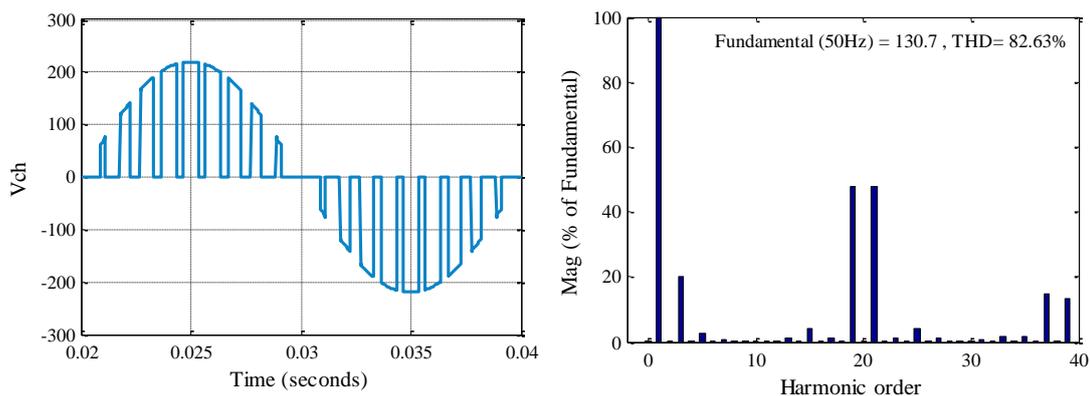


Figure (III.4) : Tension de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.

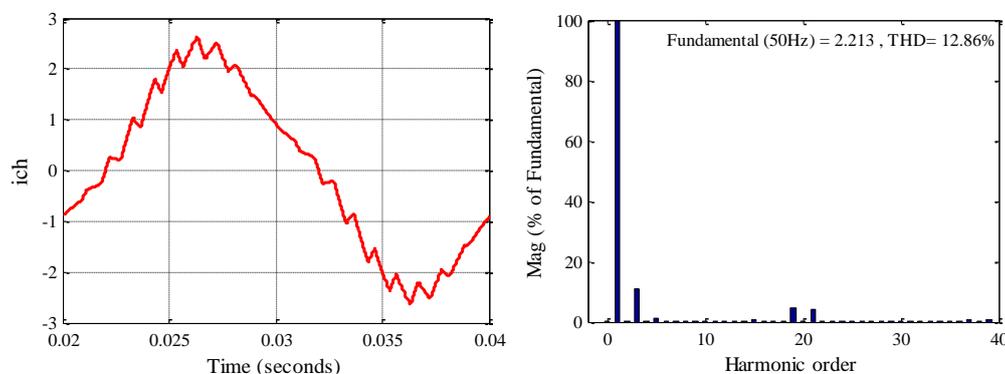


Figure (III.5) : Courant de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.

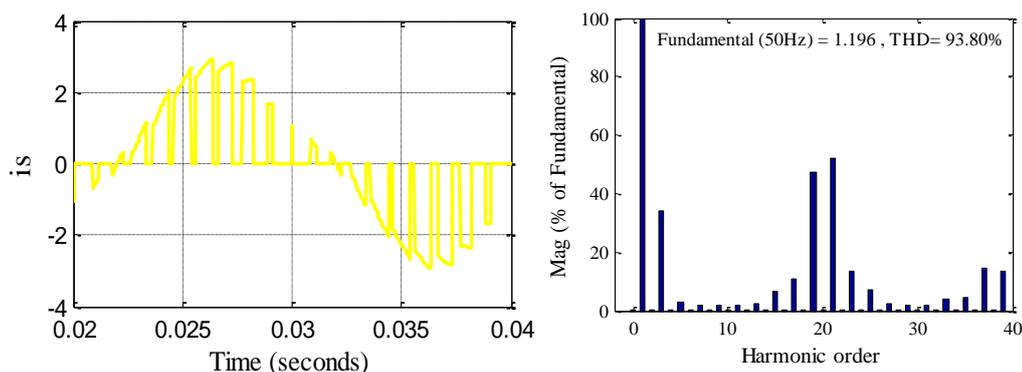


Figure (III.6) : Courant de source d'un hacheur alternatif monophasé.

Pour le spectre de la tension de sortie, nous remarquons la présence des harmoniques de rang impair à cause de la symétrie du signal. L'amplitude du terme fondamental de la tension est de 130.7 V avec : $V_{h3} = 19.94\%$, $V_{h5}=2.81\%$, $V_{h7} = 0.78\%$, et un $THD_v = 82.63\%$. Pour le spectre de courant l'amplitude du fondamental est de 2.213 A et les amplitudes des harmoniques d'ordre impair sont : $I_{h3} = 11.02\%$, $I_{h5} = 1.02\%$, $I_{h7} = 0.21\%$, avec $THD_i = 12.86\%$.

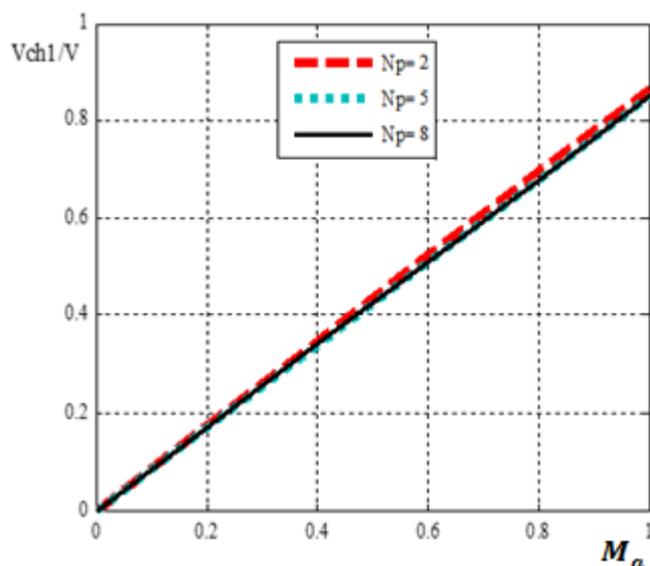


Figure (III.7) : Variation du rapport V_{ch1}/V par rapport au variation d'indice de modulation d'amplitude M_a .

La figure (III.7) illustre la variation de valeur efficace du terme fondamentale ramenée à la valeur efficace de la sortie en pleine onde par rapport à la variation d'indice de modulation d'amplitude M_a , ces caractéristiques sont tracées pour différents valeurs de fréquence du signal de la porteuse (signale triangulaire) (300 Hz, 600 Hz et 900 Hz), elles montrent que la plage de la variation de rapport V_{ch1}/V est limité.

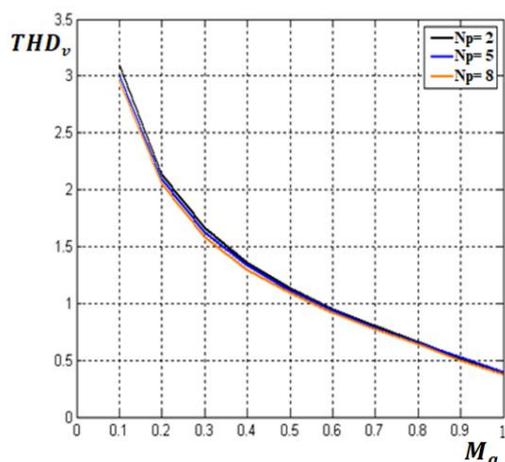


Figure (III.8) : Taux de distorsion harmonique total de la tension de sortie THD_v en fonction de M_a .

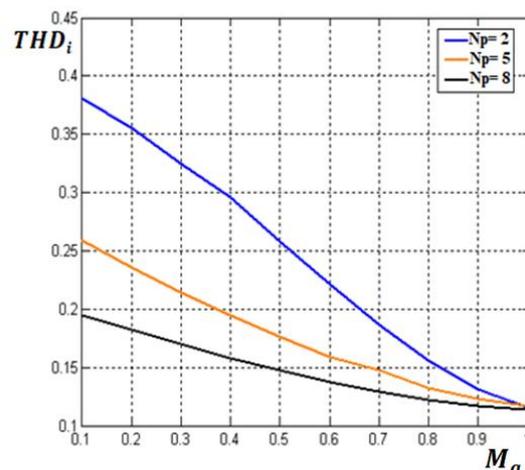


Figure (III.9) : Taux de distorsion harmonique total de courant de sortie THD_i en fonction de M_a .

- Analyse harmonique :

Pour la caractéristique du THD_v , nous remarquons qu'il diminue lorsque l'indice de modulation d'amplitude M_a croit, et pour des valeurs de M_a dans l'intervalle $[0.1, 0.55]$, les valeurs du taux de distorsion harmoniques totale sont importants et supérieur à l'unité, on remarque aussi que la variation du fréquence de modulation (M_f) n'a aucune influence sur le THD_v .

Pour la caractéristique du THD_i , on remarque qu'il est toujours faible lors d'augmentation d'indice de modulation, et il diminue lorsque M_f croit.

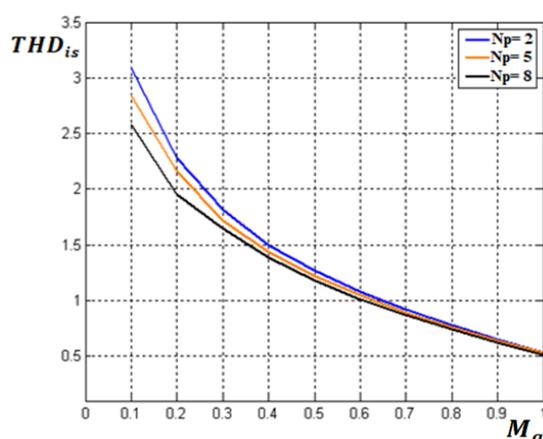


Figure (III.10) : Taux de distorsion harmonique total du courant d'entrée THD_{is} en fonction de M_a .

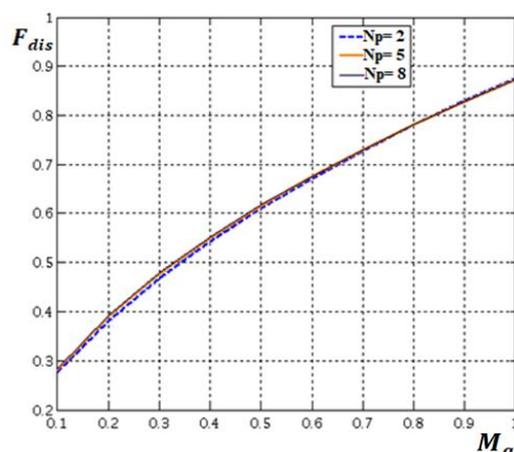


Figure (III.11) : Facteur de distorsion de la courant d'entrée F_{dis} en fonction de M_a .

On observe que le taux de distorsion harmonique totale du courant de la source diminue lors d'augmentation d'indice de modulation d'amplitude M_a et du la fréquence de modulation M_f (la fréquence de modulation à une influence sur cette caractéristique seulement pour des faible

valeur de M_a), donc le THD_{is} s'améliore quand M_a et M_f croient.

Pour le facteur de distorsion de la source, on remarque qu'il croit lors d'augmentation d'indice de modulation et que la variation de la fréquence de modulation n'a aucune influence sur ce facteur.

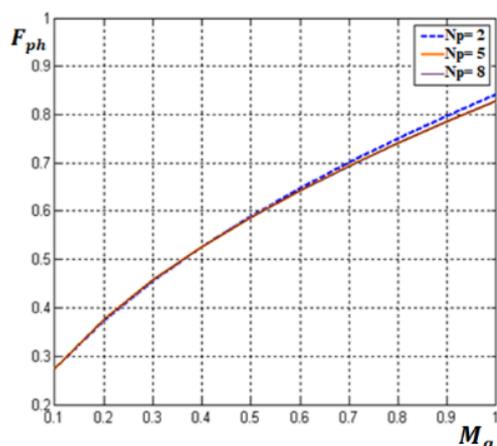


Figure (III.12) : Facteur de puissance F_{ph} en fonction de

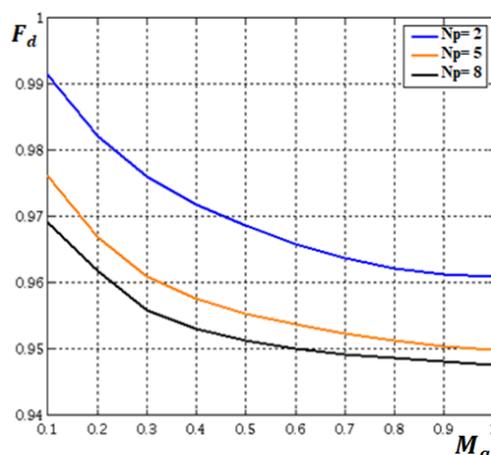


Figure (III.13): Facteur de déplacement F_d en fonction de M_a .

On observe que la variation de la fréquence de modulation n'influe pas sur le facteur de puissance, et qu'il augmente lors d'augmentation d'indice de modulation ce qui exprimer par une amélioration de ce facteur. Pour le facteur de déplacement, on remarque qu'il décroît quand l'augmentation l'un d'indice de modulation M_a , ou la fréquence de modulation.

III.2.2 La technique MLI conventionnelle :

III.2.2.1 Présentation de la technique MLI conventionnelle :

Cette technique est appelée aussi technique MLI symétrie, un signal triangulaire (porteuse) de haute fréquence est comparé par un autre signal de référence continue. Dans cette technique de commande, le courant de charge continue ajoute à l'amélioration du facteur de puissance d'entrée. Cette technique produit un courant de charge approximativement sinusoïdale pour des charges inductives sans filtre [19].

Il existe deux types de cette technique de modulation :

- Modulation de type « M » : chaque deux périodes du signal de la porteuse forment la lettre « M ».
- Modulation de type « W » : chaque deux périodes du signal de la porteuse forment la lettre « W ».

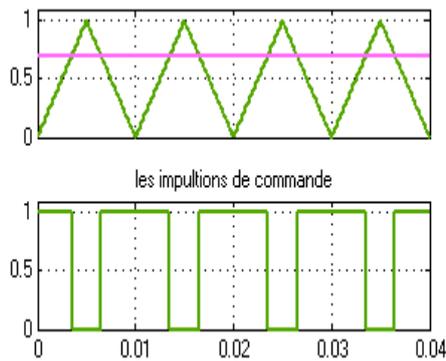


Figure (III.14) : Modulation de type « M ».

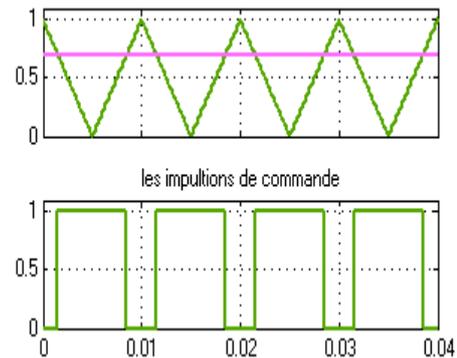


Figure (III.15) : Modulation de type « W ».

L'indice de modulation est :

$$M_a = \frac{A_r}{A_p}$$

Le rapport de la fréquence de modulation est exprimé par :

$$M_f = \frac{f_p}{2f}$$

Avec : f_p : la fréquence signale de porteuse.

f : la fréquence du fondamentale.

Le nombre d'impulsions par demi-cycle est exprimer par :

$$N_p = \frac{M_f}{2}$$

III.2.2.2 Étude en simulation d'un hacheur commandé par la technique MLI conventionnelle :

La commande des interrupteurs est obtenue depuis la comparaison entre un signal triangulaire et un signal continue.

On utilise comme des données pour cette étude :

$$f_p = 1000 \text{ Hz}; A_r = 0.7; A_p = 1; N_p = 10$$

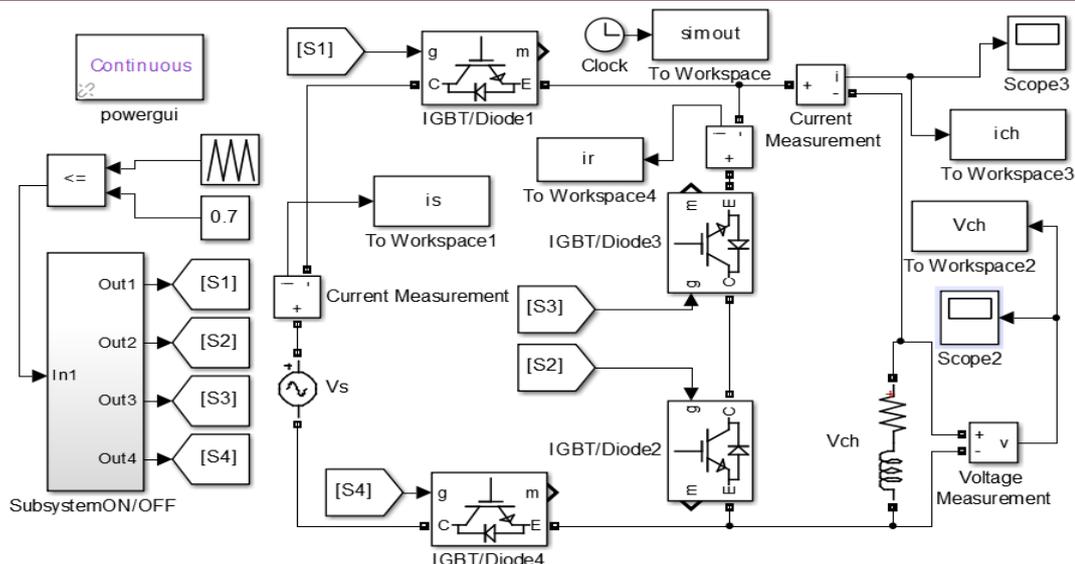


Figure (III.16) : Modèle de la simulation d'un hacheur alternatif monophasé commandé par la technique MLI conventionnelle.

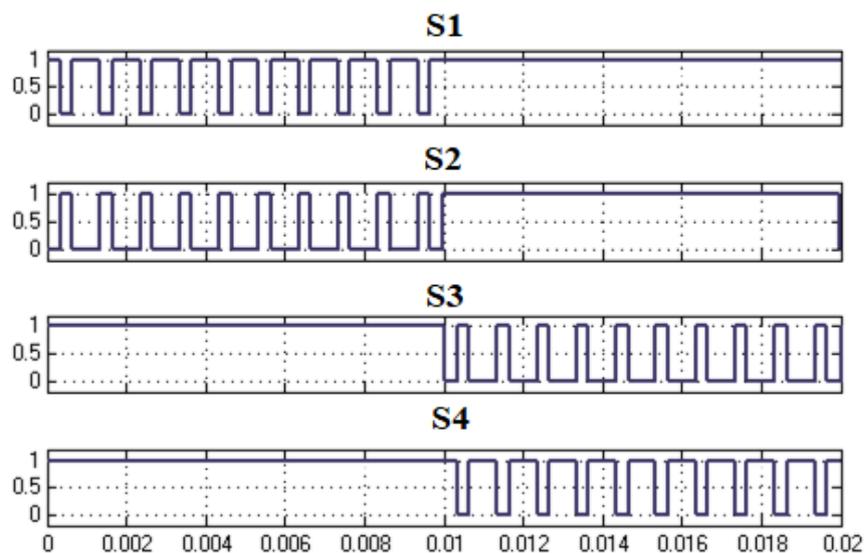
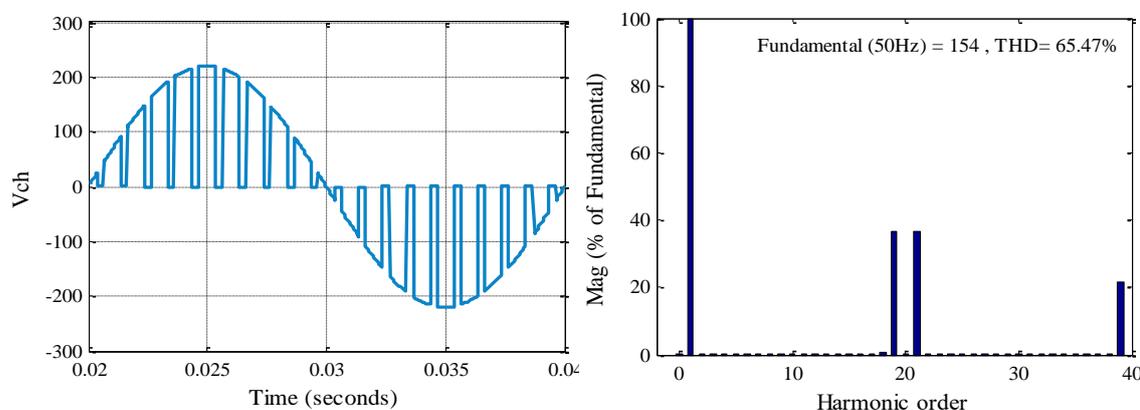


Figure (III.17) : Commande des interrupteurs.

- Les résultats de simulation :



Figure(III.18) : Tension de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.

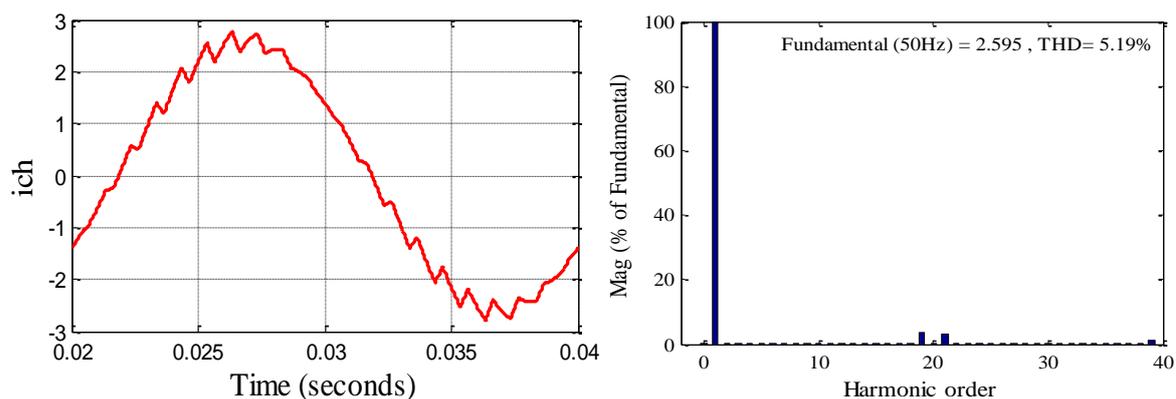


Figure (III.19) : Courant de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.

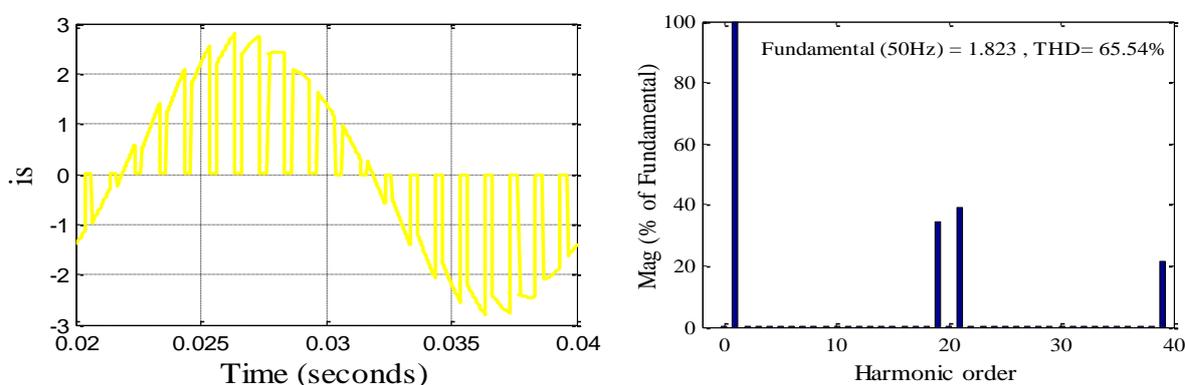


Figure (III.20) : Courant de source et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.

Pour le spectre de la tension de sortie, nous remarquons que le pourcentage des harmoniques de rang impair est très faible par rapport au fondamentale dans cette technique de commande sauf que les harmoniques d'ordre $M_f \pm 1$ (n est un nombre paire). L'amplitude du terme fondamental de la tension est de 154V, avec $V_{h3} = 0.35\%$, $V_{h5} = 0.36\%$, $V_{h7} = 0.25\%$, et un $THD_v = 65.47\%$.

Pour le spectre de courant l'amplitude du fondamental est de 2.595 A et les amplitudes des harmoniques d'ordre impair sont : $I_{h3} = 0.25\%$, $I_{h5} = 0.12\%$, $I_{h7} = 0.05\%$, avec $THD_i = 5.19\%$.

Cette technique est moins riche en harmoniques de tension et de courant par rapport à la technique MLI sin-triangle.

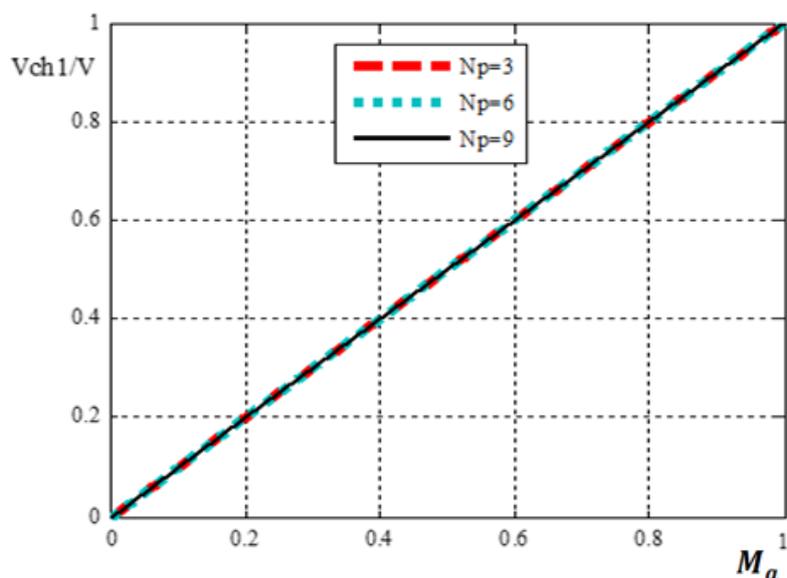


Figure (III.21) : Vriation du rapport V_{ch1}/V par rapport au variation d'ndice de modulation d'amplitude M_a .

Ces caractéristiques montrent que la variation du rapport V_{ch1}/V par rapport à la variation d'indice de modulation d'amplitude M_a est linéaire et que cette technique permet de commandé totalement (100%) le terme fondamentale de la tension de sortie d'hacheur.

- **Analyse harmonique :**

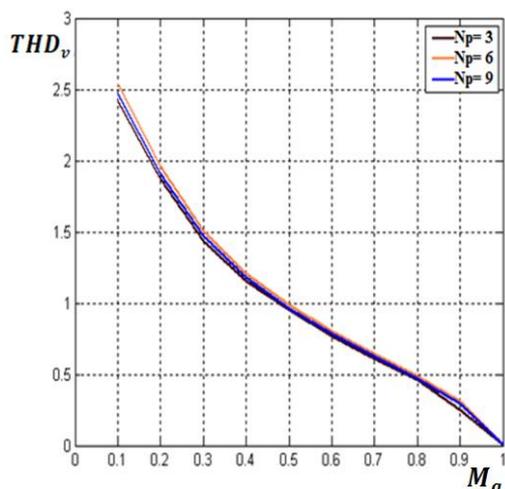


Figure (III.22) : Taux de ditorsion harmonique total de la tension de sortie THD_v en fonction de M_a .

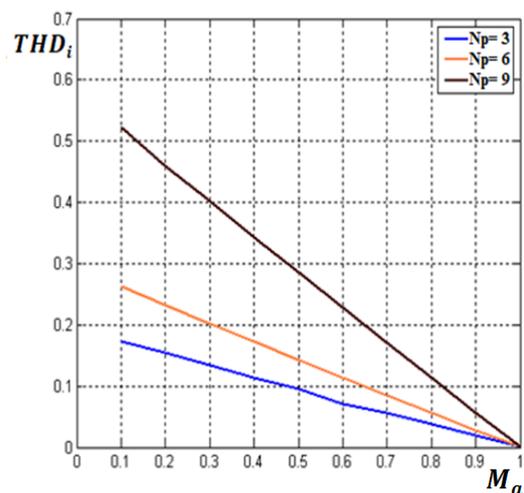


Figure (III.23): Taux de ditorsion harmonique total de courant de sortie THD_i en fonction de M_a .

Dans la figure (III.22) qui représente la variation de la caractéristique du THD_v en fonction d'indice de modulation d'amplitude, nous remarquons que la variation du fréquence de modulation (M_f) n'a aucune influence sur le taux distorsion harmonique totale, et qu'il diminue lorsque l'indice de modulation M_a croit, aussi les valeurs du taux de distorsion harmoniques totale sont importants et supérieur à 1 dans l'intervalle [0.1, 0.5].

Pour la caractéristique du THD_i , on remarque qu'il est toujours faible lors d'augmentation d'indice de modulation, et il diminue lorsque M_f croit.

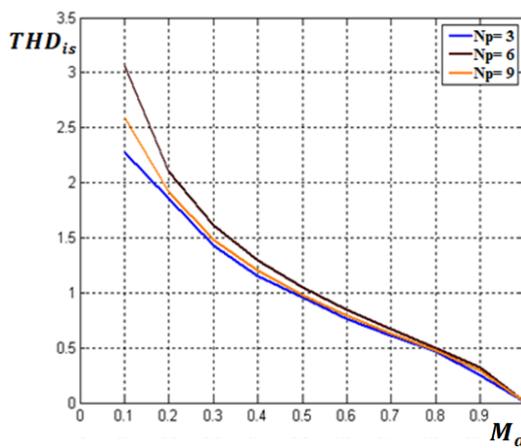


Figure (III.24): Taux de distorsion harmonique total du courant d'entrée THD_{is} en fonction de M_a .

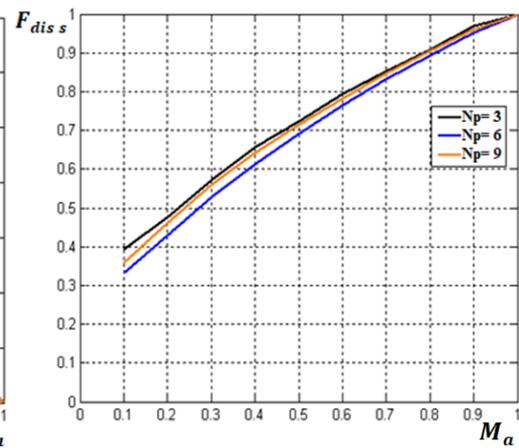


Figure (III.25) : Facteur de distorsion de la courant d'entrée F_{dis} en fonction de M_a .

On observe que le taux de distorsion harmonique totale du courant de la source diminue lors d'augmentation d'indice de modulation M_a et de la fréquence de modulation M_f (la fréquence de modulation à une influence important sur cette caractéristique pour des faible valeur de M_a), donc le THD_{is} s'améliore quand M_a et M_f croient.

Pour le facteur de distorsion de la source, on remarque qu'il croit lors d'augmentation d'indice de modulation d'amplitude et que la variation de la fréquence de modulation à une faible influence sur ce facteur.

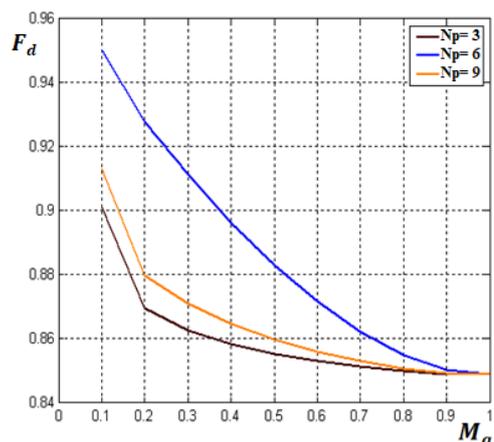


Figure (III.26): Facteur de déplacement F_d en fonction de M_α .

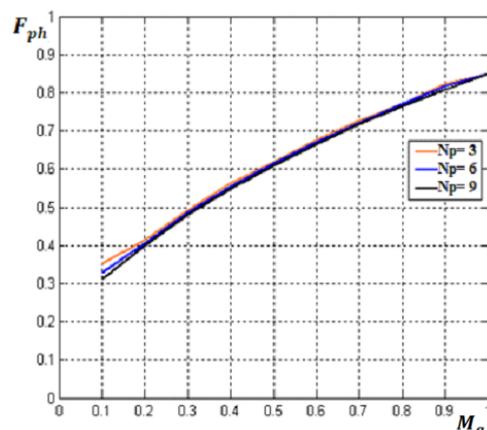


Figure (III.27): Facteur de puissance F_{ph} en fonction de M_α .

On observe que la variation de la fréquence de modulation n'influe pas sur le facteur de puissance, et qu'il augmente lors d'augmentation d'indice de modulation ce qui exprimer par une amélioration de ce facteur. Pour le facteur de déplacement, on remarque qu'il décroît quand l'augmentation l'un d'indice de modulation M_α , ou la fréquence de modulation.

III.2.3 La technique MLI asymétrique :

III.2.3.1 Présentation de la technique MLI asymétrique :

Cette technique a le même principe des deux techniques précédent, elle se base sur la comparaison entre un signal triangulaire de haute fréquence (signal de porteuse) et un signal de référence 'dents de scie' pour moduler la tension de sortie. Cette technique est proposé pour améliorer le facteur de puissance de coté source et réduire le taux de distorsion[12].

Dans l'intervalle $[0, \pi]$ la fonction de commutation 'S' en fonction de la pente de signale de référence peut s'exprimé comme suite :

$$S(t) = S_L \cdot \omega t + W$$

Sachant que: $S_L = \frac{(W-Y)}{\pi}$; avec : W : l'amplitude de S quand $\omega t = 0$.

Y : l'amplitude de S quand $\omega t = \pi$.

Il existe deux type de modulation APWM, dans le premier type, la pente S_L est fixé et la moyenne X_0 ($X_0 = (W + Y)/2$) est variable. Dans le deuxième type, la valeur moyenne est posé fixé et la pente est variable.

Chapitre III : Les techniques de commande MLI du hacheur AC PWM

Dans cette technique de commande, les actions sur la valeur moyenne X_0 sont proposé pour contrôler l'amplitude de signal de sortie, et les actions sur la pente proposé pour le contrôle d'angle de déphasage [12][20].

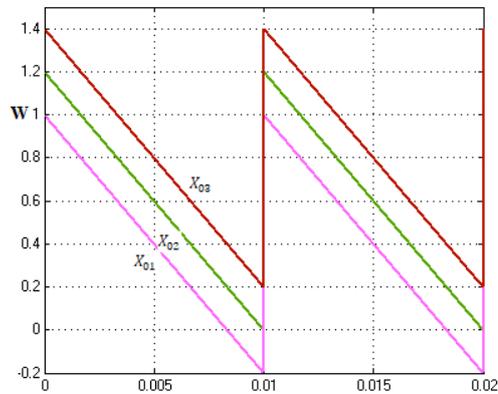


Figure (III.28) : Technique APWM avec variation de X_0 .

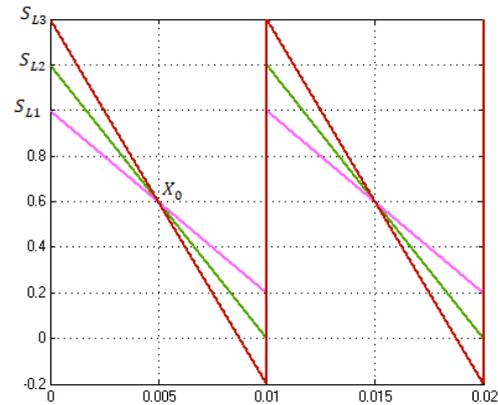


Figure (III.29) : Technique APWM avec variation de S_L .

III.2.3.2 Étude en simulation d'un hacheur commandé par la technique MLI asymétrique :

La commande des interrupteurs est obtenue depuis la comparaison entre un signal triangle et un signal dent de scie.

On analyse deux différents variations pour cette type de commande, dans la première, on varie la valeur moyenne et on fixe la pente, dans la deuxième étude, on varie la pente et on fixe la valeur moyenne. On utilise comme des données pour cette étude :

$$f_p = 1000 \text{ Hz}, f_r = 100 \text{ Hz}; A_r = 1.2; A_p = 1$$

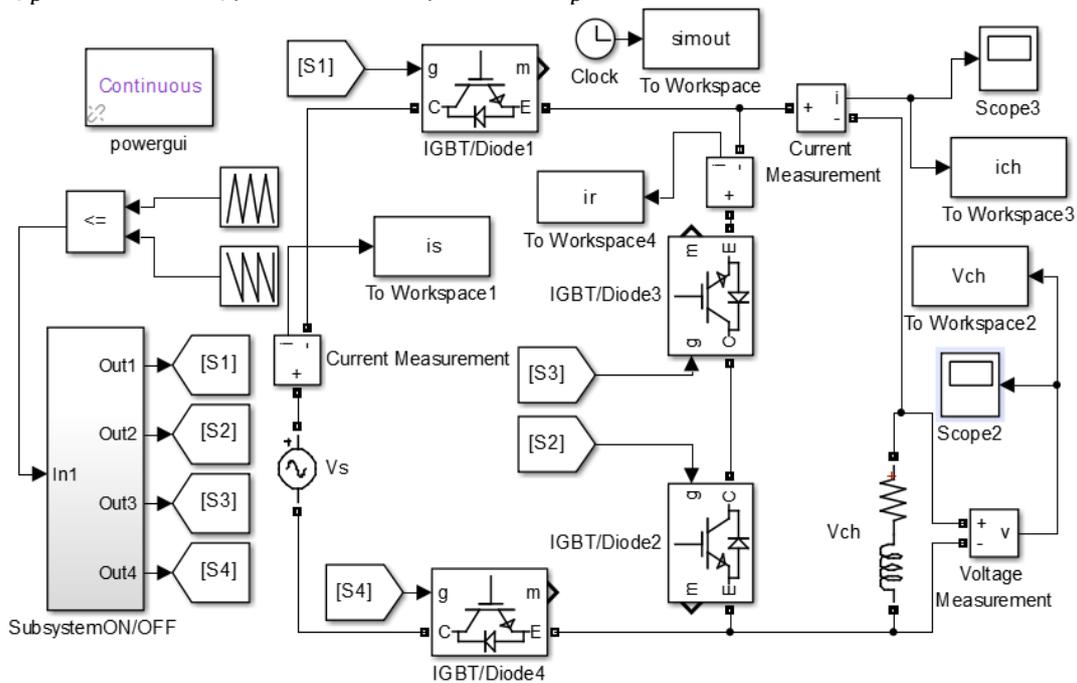


Figure (III.30) : Modèle de la simulation d'un hacheur alternatif monophasé commandé par la technique MLI asymétrique.

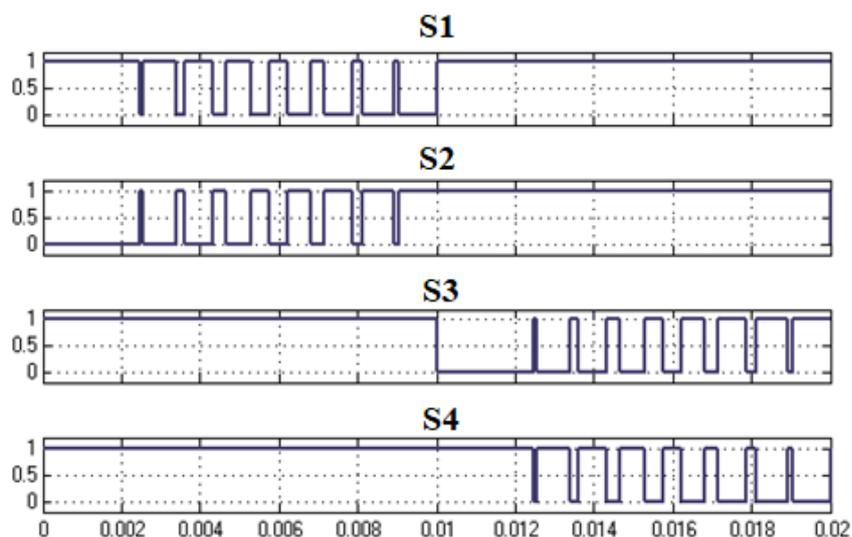


Figure (III.31) : Commande des interrupteurs.

- Variation de X_0 :

1) $X_0 = 0.4$

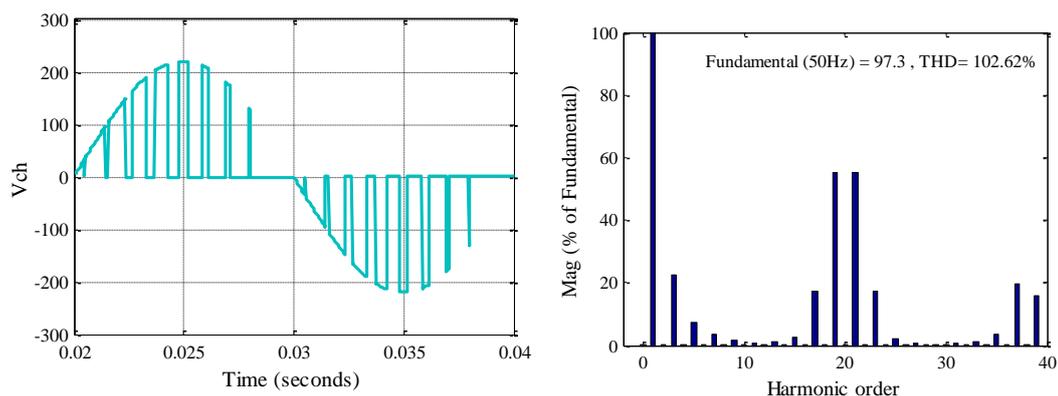


Figure (III.32) : Tension de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.

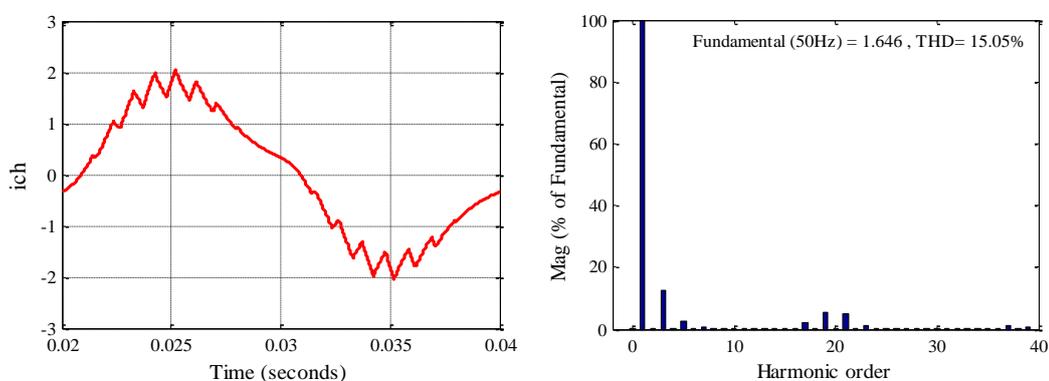


Figure (III.33) : Courant de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.

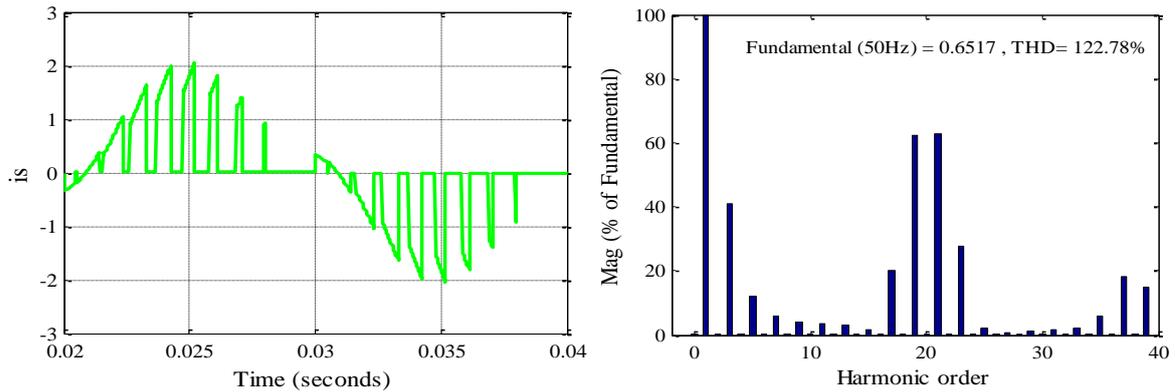


Figure (III.34) : Courant de source et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.

2) $X_0 = 0.6$

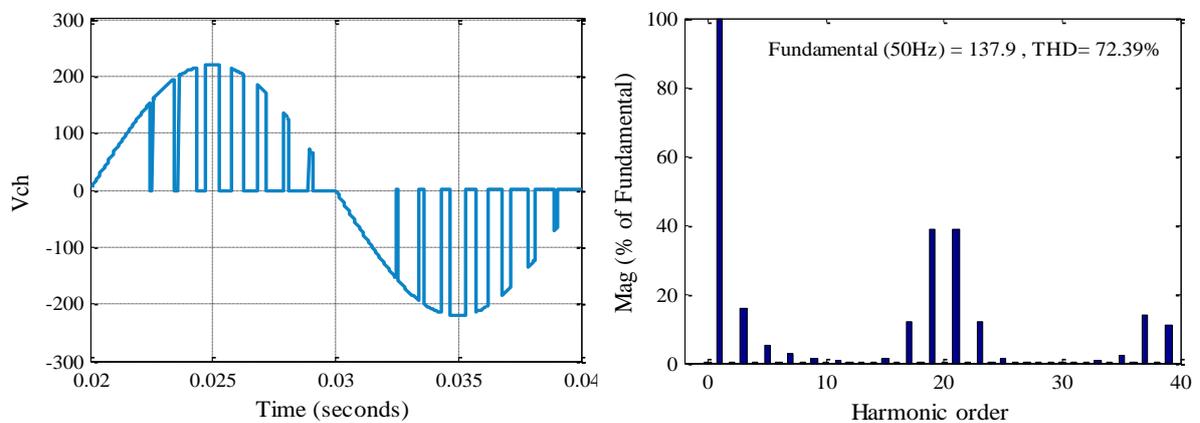


Figure (III.35) : Tension de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.

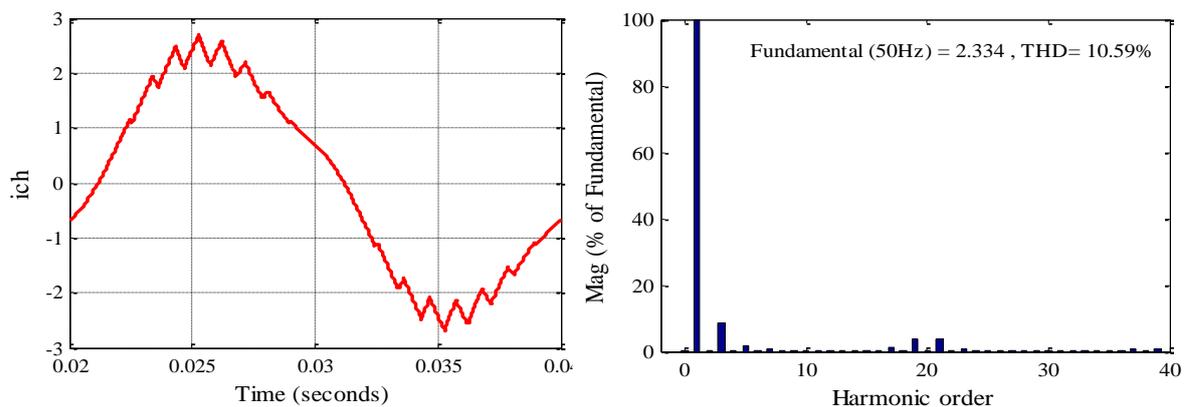


Figure (III.36) : Courant de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.

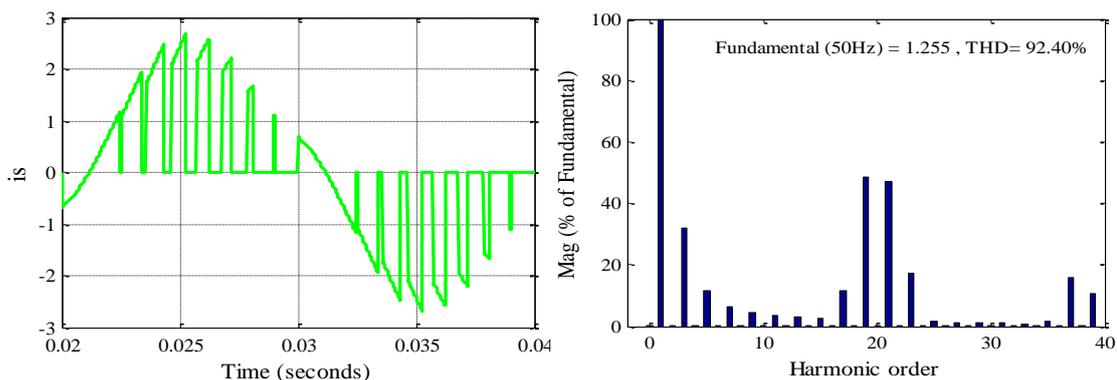


Figure (III.37) : Courant de source et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.

3) $X_0 = 0.8$

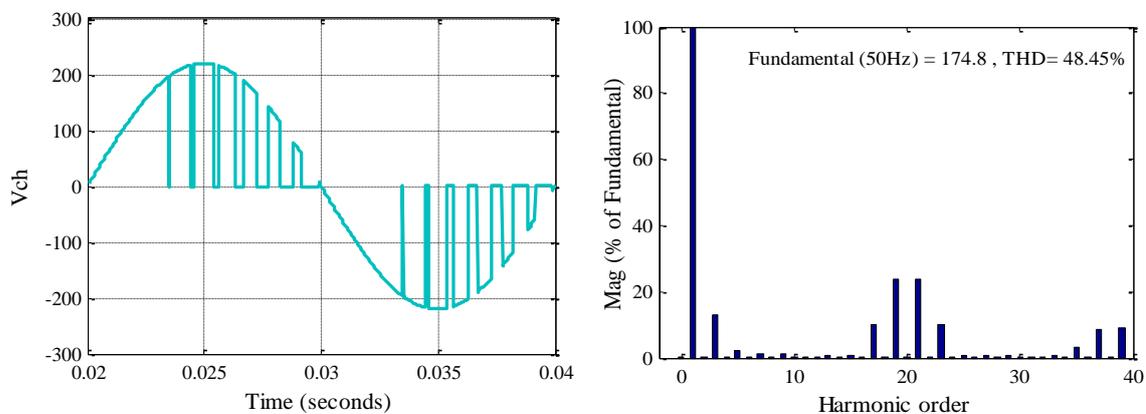


Figure (III.38) : Tension de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.

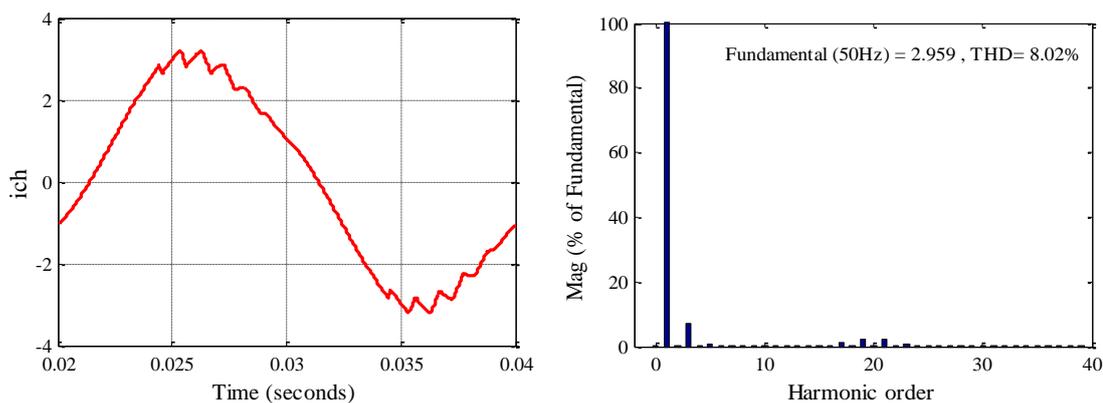


Figure (III.39) : Courant de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.

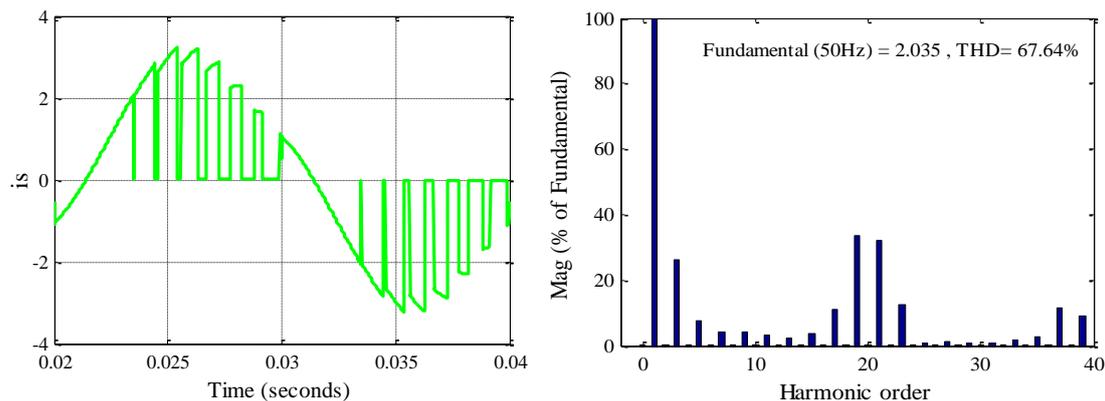


Figure (III.40) : Courant de source et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.

Les facteurs Les valeurs de X_0	THD_i [%]	F_d	F_{ph}	I_{M1} [A]
$X_0 = 0.4$	15.05	0.907	0.92	1.646
$X_0 = 0.6$	10.59	0.955	0.95	2.334
$X_0 = 0.8$	8.02	0.98	0.97	2.959

Tableau (III.1) : Les valeurs des différents facteurs de performances pour la variation de X_0 .

On remarque que lorsque la valeur de X_0 augmente, le facteur de puissance s'améliore et le facteur de déplacement approche à l'unité, ainsi que le taux de distorsion harmonique totale diminue et l'amplitude du terme fondamentale augmente aussi.

- Variation de S_L :

1) $S_L = \frac{1.6}{\pi}$:

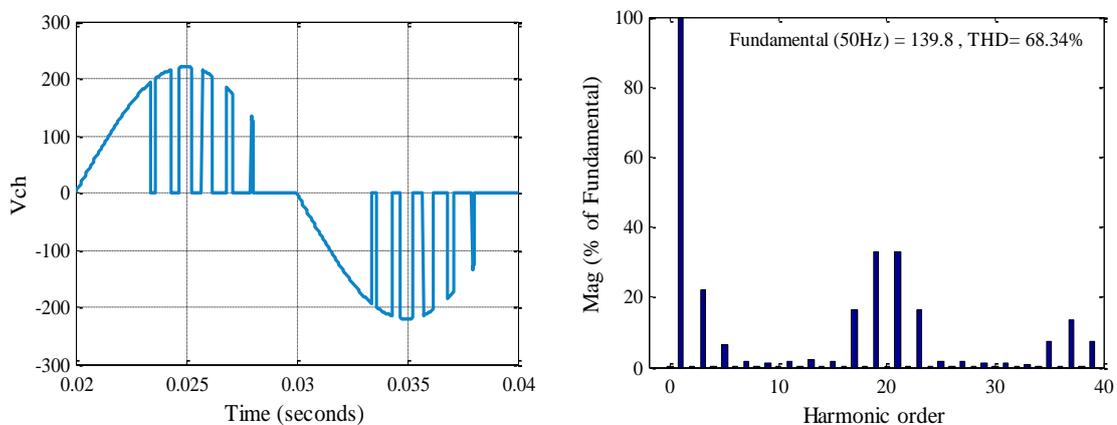


Figure (III.41) : Tension de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.

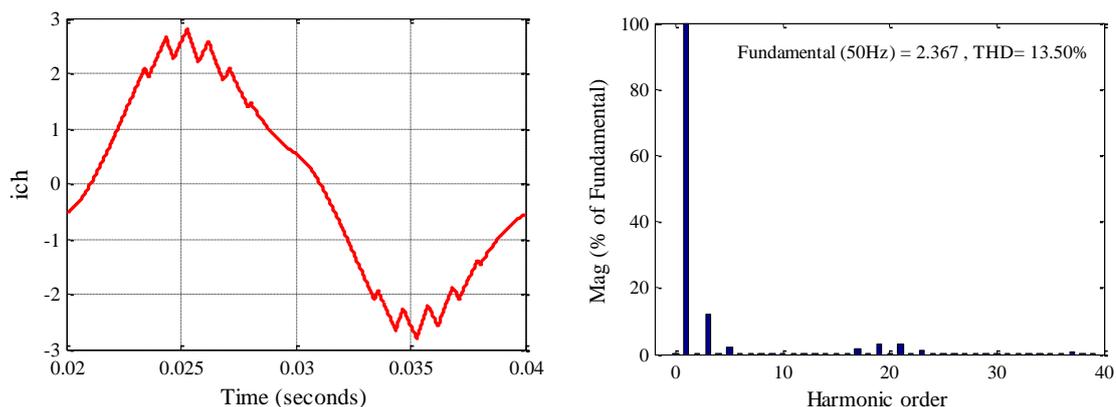


Figure (III.42) : Courant de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.

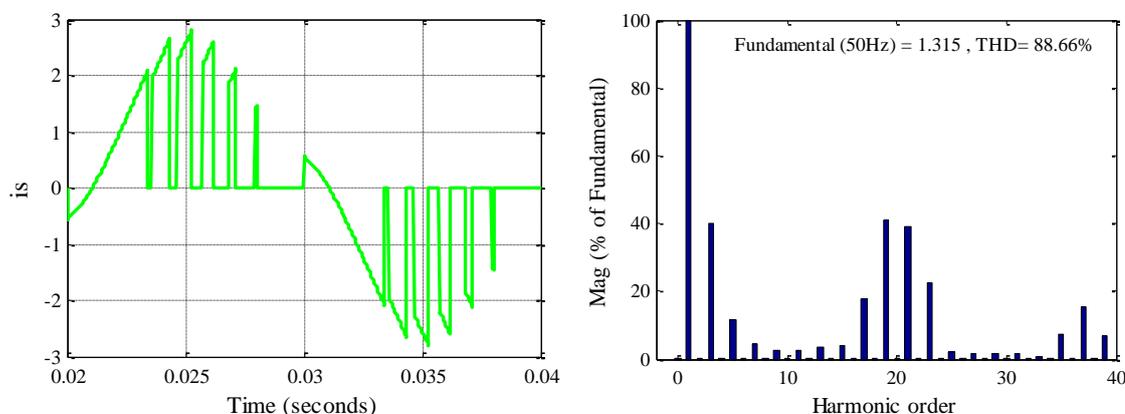


Figure (III.43) : Courant de source et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.

2) $S_L = \frac{0.8}{\pi}$:

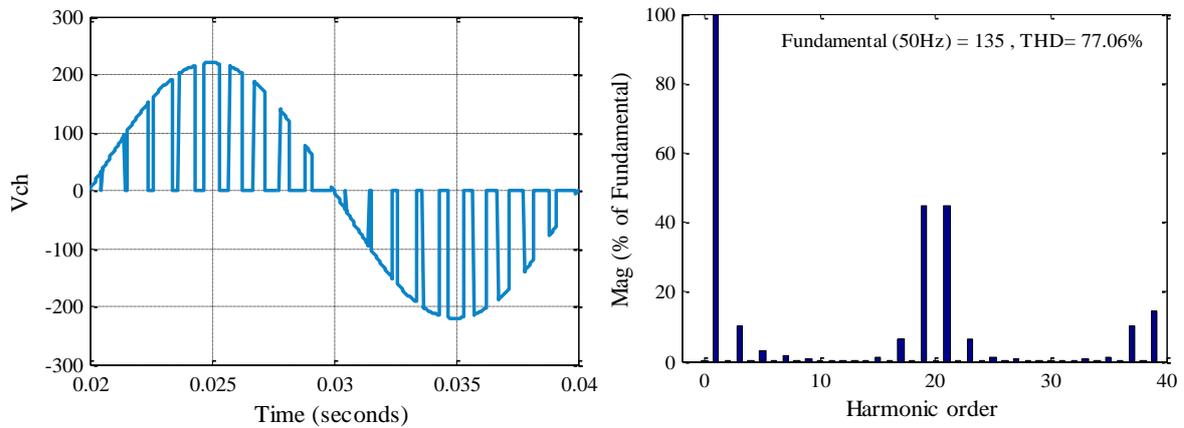


Figure (III.44) : Tension de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.

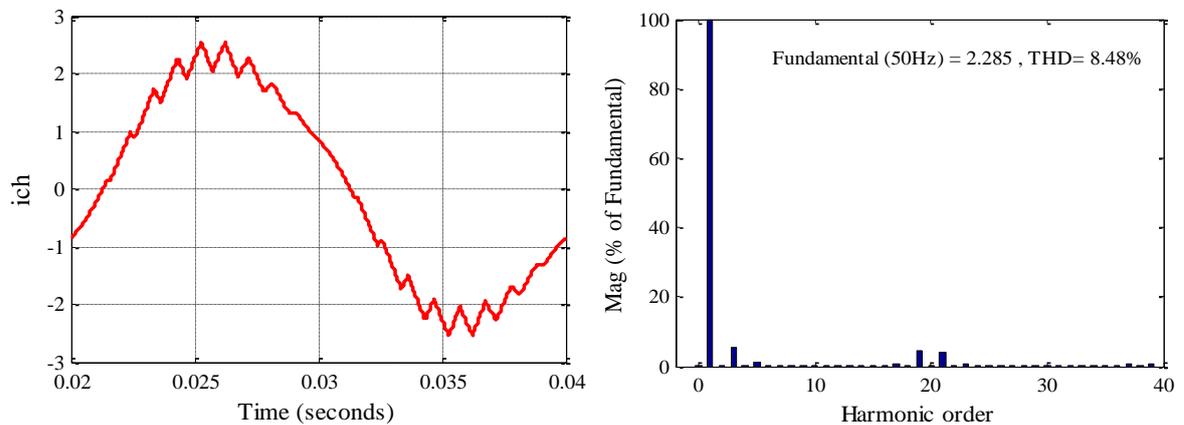


Figure (III.45) : Courant de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.

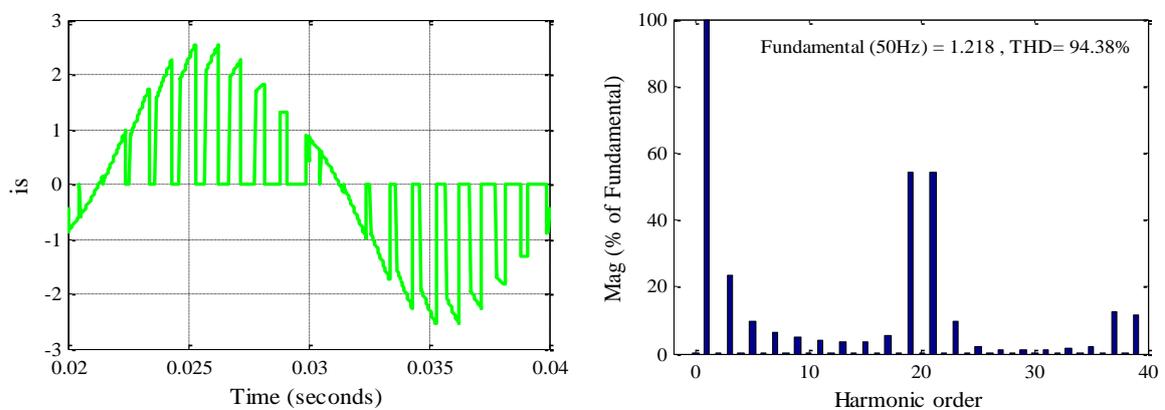


Figure (III.46) : Courant de source et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif monophasé.

Les valeurs de S_L \diagdown Les facteurs	THD_i [%]	F_d	F_{ph}	I_{M1} [A]
$S_L = \frac{1.6}{\pi}$	13.5	0.984	0.975	2.367
$S_L = \frac{1.2}{\pi}$	10.59	0.955	0.95	2.334
$S_L = \frac{0.8}{\pi}$	8.48	0.939	0.935	2.285

Tableau (III.2) : Les valeurs des différents facteurs de performances pour la variation de S_L .

Pour le cas de variation de la pente du signal de référence, on remarque que le THD_i diminue qui signifie une amélioration du courant de la charge.

Donc dans cette technique l'action sur la valeur moyenne X_0 influé sur le facteur de puissance, et les actions sur la pente S_L du signal de référence influé sur le taux de distorsion harmonique.

III.3 Étude en simulation d'un hacheur triphasé commandé par les techniques MLI à boucle ouverte :

1- Par MLI naturelle :

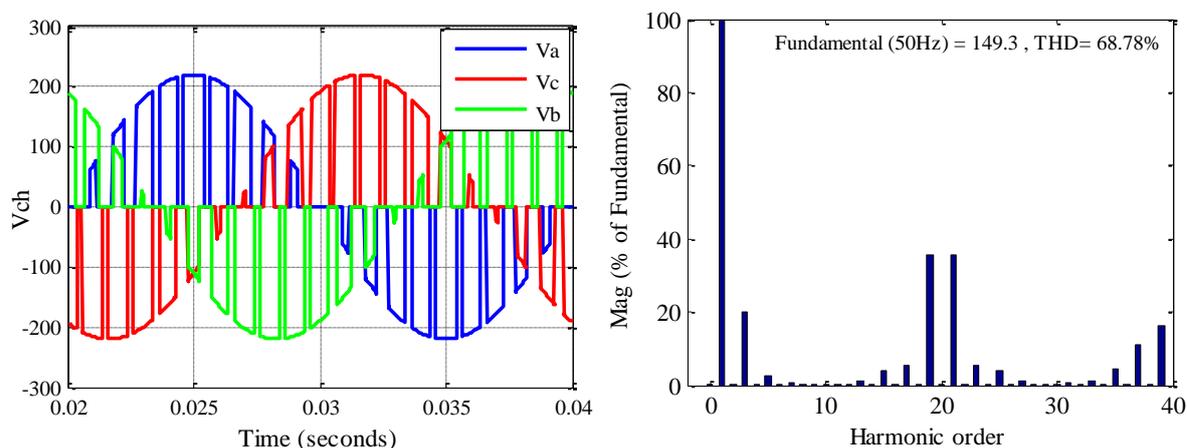


Figure (III.47) : Tensions de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif triphasé.

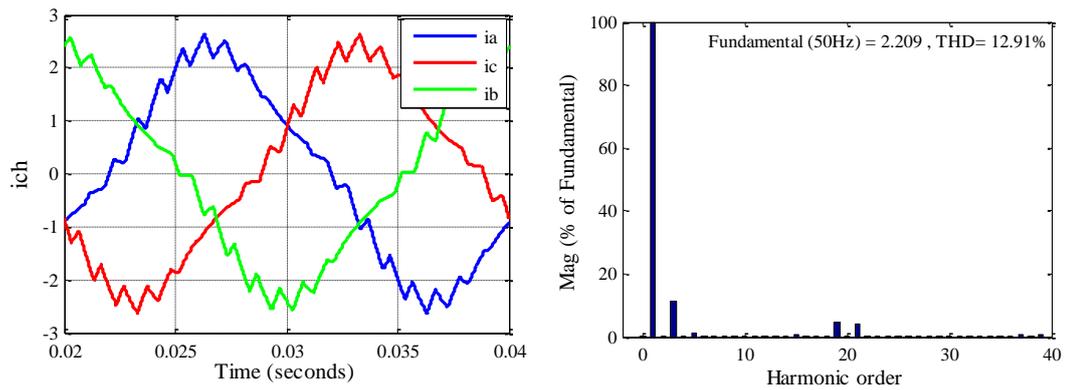


Figure (III.48) : Courants de la charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif triphasé.

2- Par MLI conventionnelle :

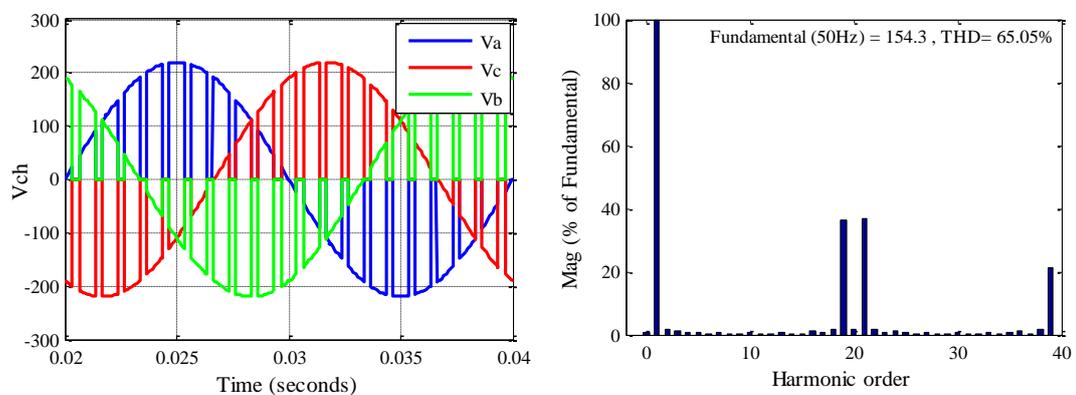


Figure (III.49) : Tensions de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif triphasé.

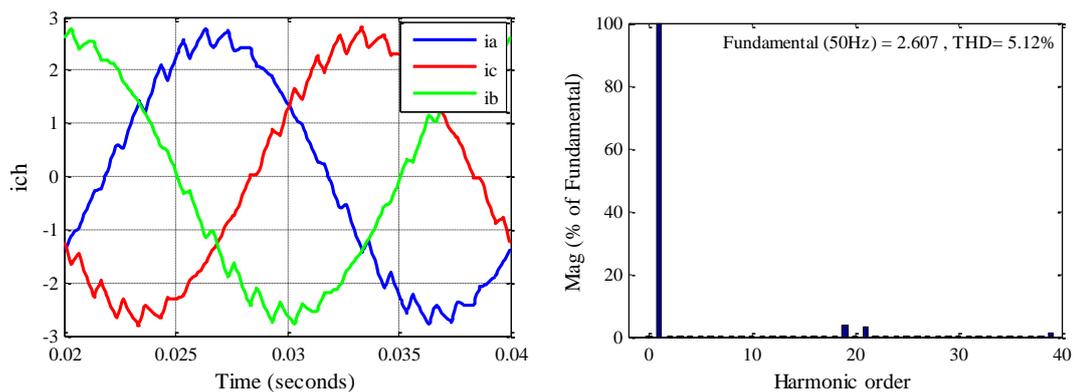


Figure (III.50) : Courants de la charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif triphasé.

3- Par MLI asymétrique :

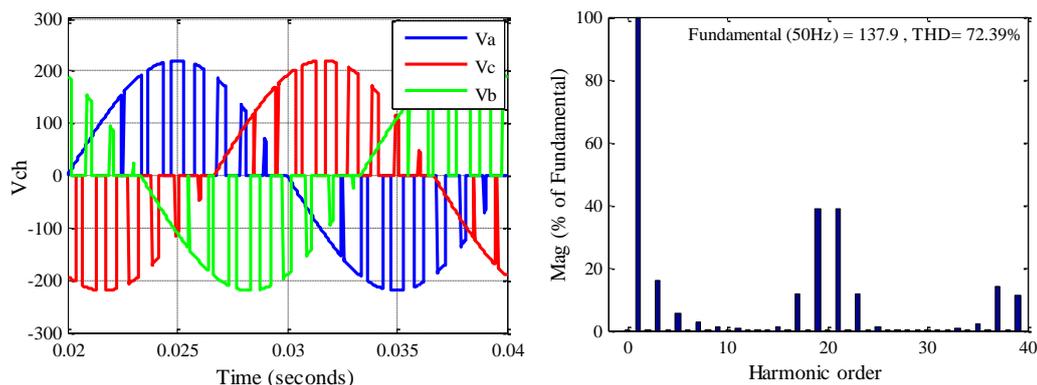


Figure (III.51) : Tensions de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif triphasé.

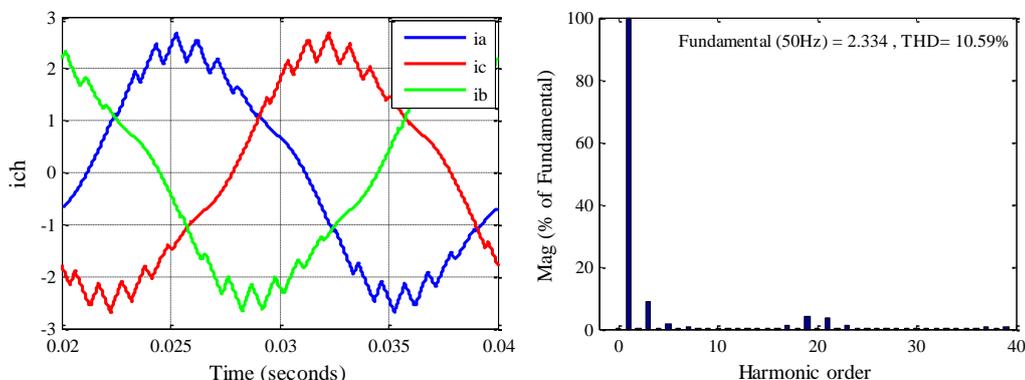


Figure (III.52) : Tension de charge et le spectre correspondant d'un hacheur alternatif triphasé.

Les mêmes remarques que nous avons vu dans la structure monophasée sont clairement présentes dans la structure triphasée. L'analyse spectrale des différentes grandeurs montre que la commande MLI conventionnelle réduit le taux de distorsion harmonique totale du courant de sortie ($THD_i = 5.12$), et elle repousse les harmoniques vers des hautes fréquences.

III.4 Conclusion :

Nous avons vu dans ce chapitre les techniques de commande MLI (naturelle, conventionnelle et asymétrie) qui peuvent être appliquées au hacheur alternatif.

D'après l'étude en simulation des deux techniques appliquées au hacheur AC, et l'analyse des résultats obtenues, on a vu que dans la technique de commande MLI naturelle l'amplitude de l'harmonique de rang 3 est assez importante, en plus la variation de rapport V_{ch1}/V est limité.

D'autre part, la technique de commande MLI conventionnelle a permis de réduire le pourcentage d'harmonique de rang 3, et elle rend la variation de terme fondamentale linéaire. Mais les amplitudes des harmoniques de rang $n.M_f \pm 1$ (sachant que 'n' est un nombre paire) sont importants.

La technique MLI asymétrique a permis d'améliorer le facteur de déplacement, ainsi que le taux de distorsion harmonique totale du courant de côté charge.

Chapitre IV :

Commande en courant du hacheur PWM

IV.1 Introduction :

Le besoin urgent de contrôler le courant de la charge a conduit les chercheurs à trouver un moyen qui permet de répondre à ce besoin, l'une des solutions proposées est de commander les interrupteurs de puissance de l'hacheur alternatif par la technique de commande par hystérésis. Cette technique est largement utilisée en raison de sa simplicité [15][16][17].

Dans ce chapitre, on présente la technique de commande par hystérésis à bande fixe et à bande sinusoïdale d'un hacheur alternatif monophasé et triphasé, cette technique consiste à imposer les commutations du convertisseur pour maintenir le courant dans une bande imposée et à rendre le courant de sortie indépendant des variations de la tension d'alimentation et de rejeter les perturbations introduites par des variations de la charge.

IV.2 Principe de fonctionnement :

La commande par hystérésis est une commande non linéaire qui utilise l'erreur de comparaison entre le courant de référence avec le courant de sortie de l'hacheur, le résultat est envoyé à un contrôleur d'hystérésis pour générer les impulsions de commande des interrupteurs de puissance [14]. Le hacheur alternatif analysé ici a une boucle de retour telle que la fonction de commutation est déterminée par la comparaison du courant réel avec le courant de référence sinusoïdal de deux façons différentes : dans la première, le courant réel oscille dans une bande d'hystérésis fixe (FBHC: Fixed Band Hystérésis), dans la deuxième, il oscille dans une bande sinusoïdale (SBHC: Sinusoïdal Band Hystérésis). L'erreur de courant est donc appliquée à un élément d'hystérésis, qui à sa sortie donne le signal PWM. La charge appliquée au convertisseur est R-L.

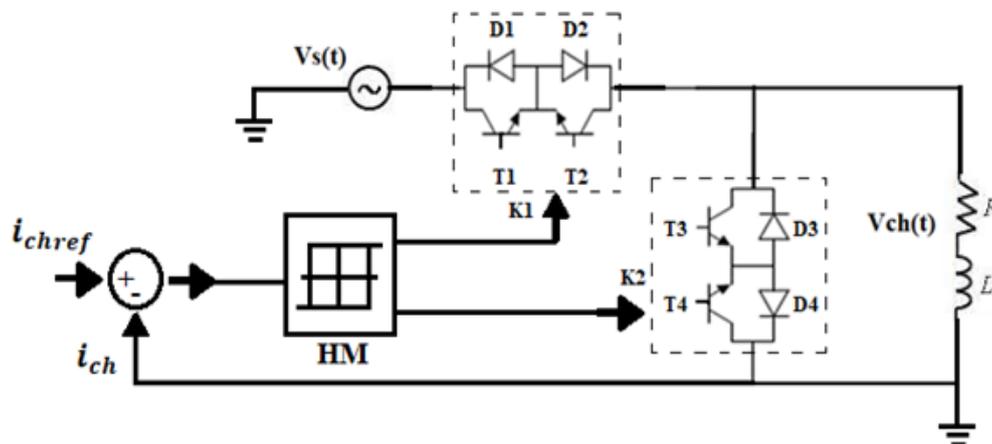


Figure (IV.1) : Structure d'un hacheur monophasé commandé par la technique d'hystérésis.

Le courant réel de la charge est comparé avec un courant de référence à l'aide d'un module d'hystérésis, si l'erreur de courant atteint la limite inférieure, l'interrupteur K2 s'ouvre et K1 se ferme (phase active), et si l'erreur de courant atteint la limite supérieure, l'interrupteur K2 est fermé et K1 s'ouvre (phase de roue libre).

IV.3 Commande par hystérésis à bande fixe (FBHC) :

IV.3.1 Principe de fonctionnement :

La technique FBHC est basé sur une bande fixe dans la période T.

L'algorithme du fonctionnement de cette technique est donné comme suite [27] [28] [29] :

L'expression du courant de référence est :

$$i_{ref} = I_{max}\sin(\omega t)$$

- La limite inférieure : $i_{inf} = i_{ref} - \Delta i$
- La limite supérieure : $i_{sup} = i_{ref} + \Delta i$

La largeur de la bande est donnée comme suite :

$$H = 2\Delta i$$

Les conditions de fonctionnement :

$i_{ch} < i_{inf}$: K1 est fermé, K2 ouvert.

$i_{ch} > i_{sup}$: K1 est ouvert, K2 fermé.

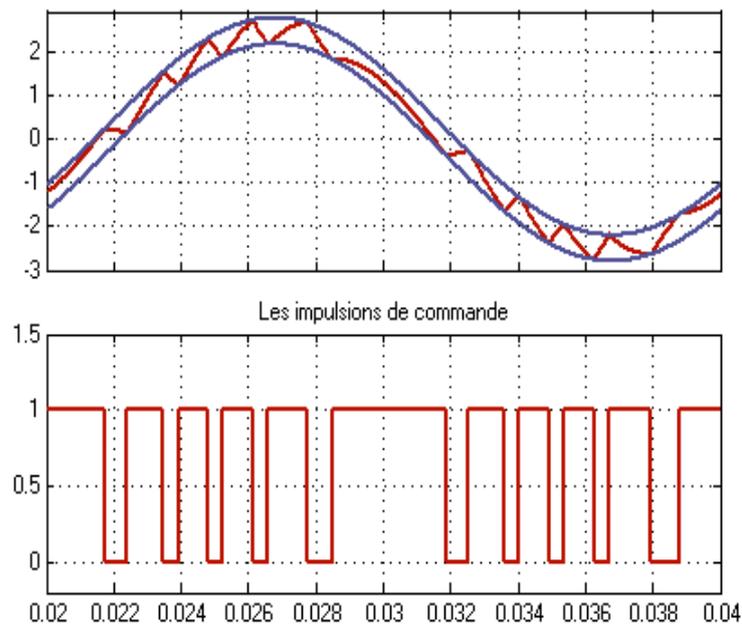


Figure (IV.2) : Signaux de commande.

La figure ci-dessus illustre l'erreur de comparaison entre le courant de référence et le courant réel de la charge :

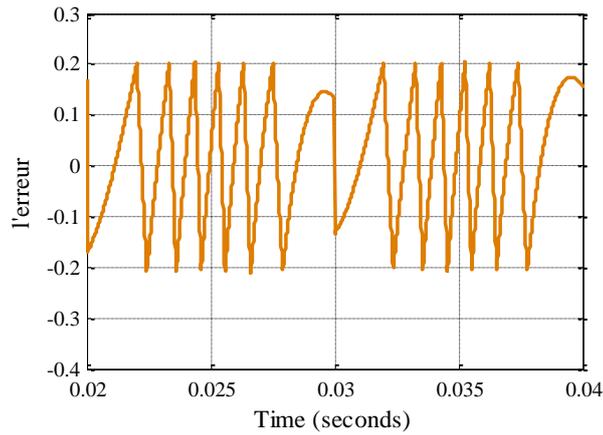


Figure (IV.3) : L'erreur de comparaison entre le courant de référence et le courant réel de la charge pour la technique hystérésis à bande fixe (FBHC).

IV.3.2 Simulation d'un hacheur alternatif monophasé commandé par la technique hystérésis a bande fixe (FBHC) :

À l'aide du programme MATLAB/Simulink (2013), on simule le modèle de la commande par technique hystérésis à bande fixe qui représentée dans la figure ci-dessus et en variant à chaque fois la largeur de la bande. On utilise comme données :

$$v_s = 220 \sin(\omega t) ; \omega = 2\pi f ; f = 50 \text{ Hz} ; L = 0.1 \text{ H} ; R = 50 \Omega$$

Le courant de référence est : $I_{ref} = 2.5 \text{ A}$

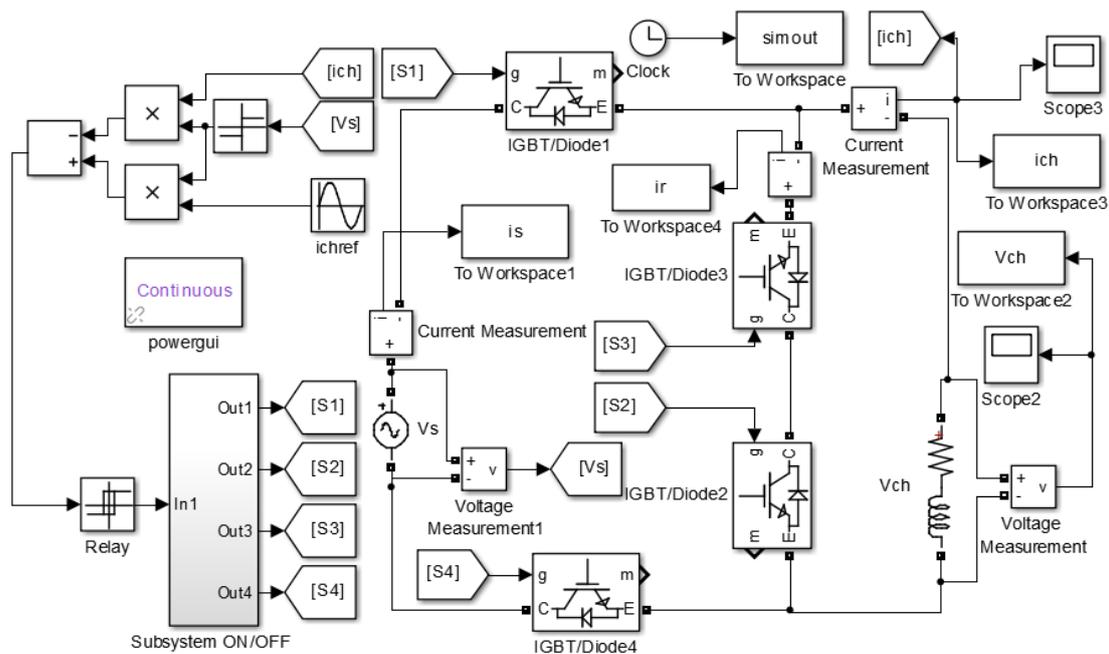


Figure (IV.4) : Modèle de la simulation d'un hacheur alternatif monophasé commandé par la technique hystérésis à bande fixe (FBHC).

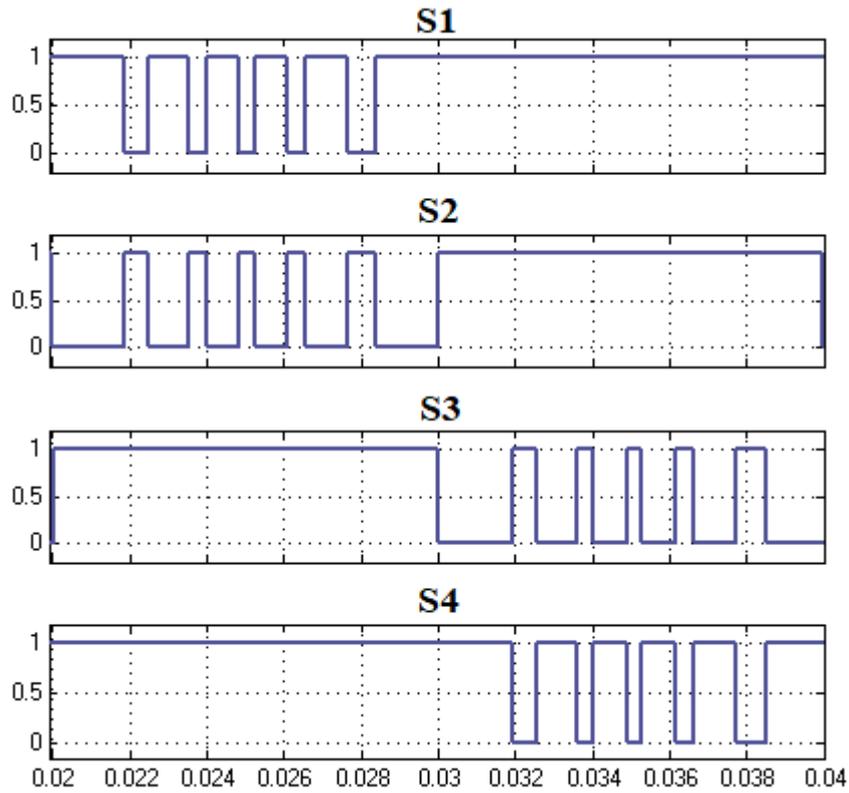


Figure (IV.5) : Les séquences de commutation d'un hacheur alternatif monophasé commandé par la technique hystérésis à bande fixe (FBHC).

Essai 1 : Pour une largeur de la bande : $H = 0.6 A$

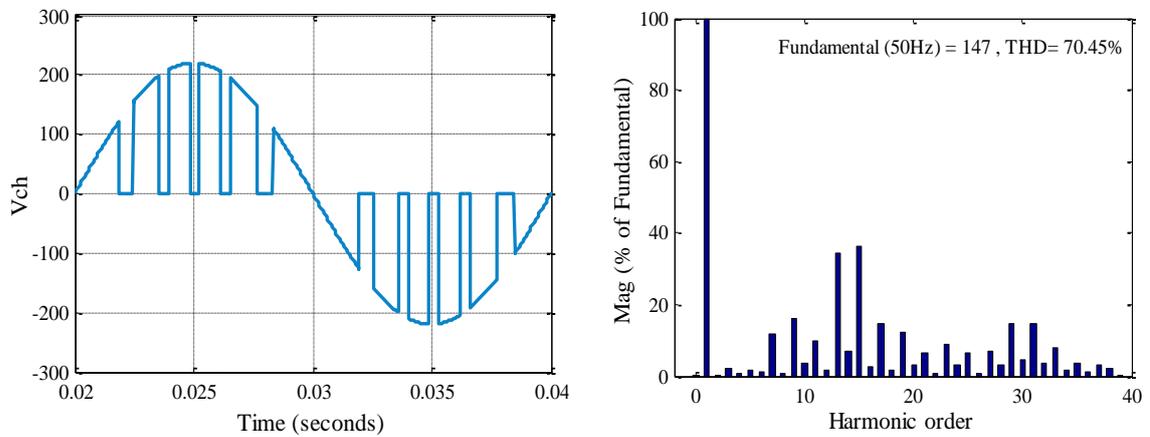


Figure (IV.6) : Allure de tension de la charge et le spectre correspondant.

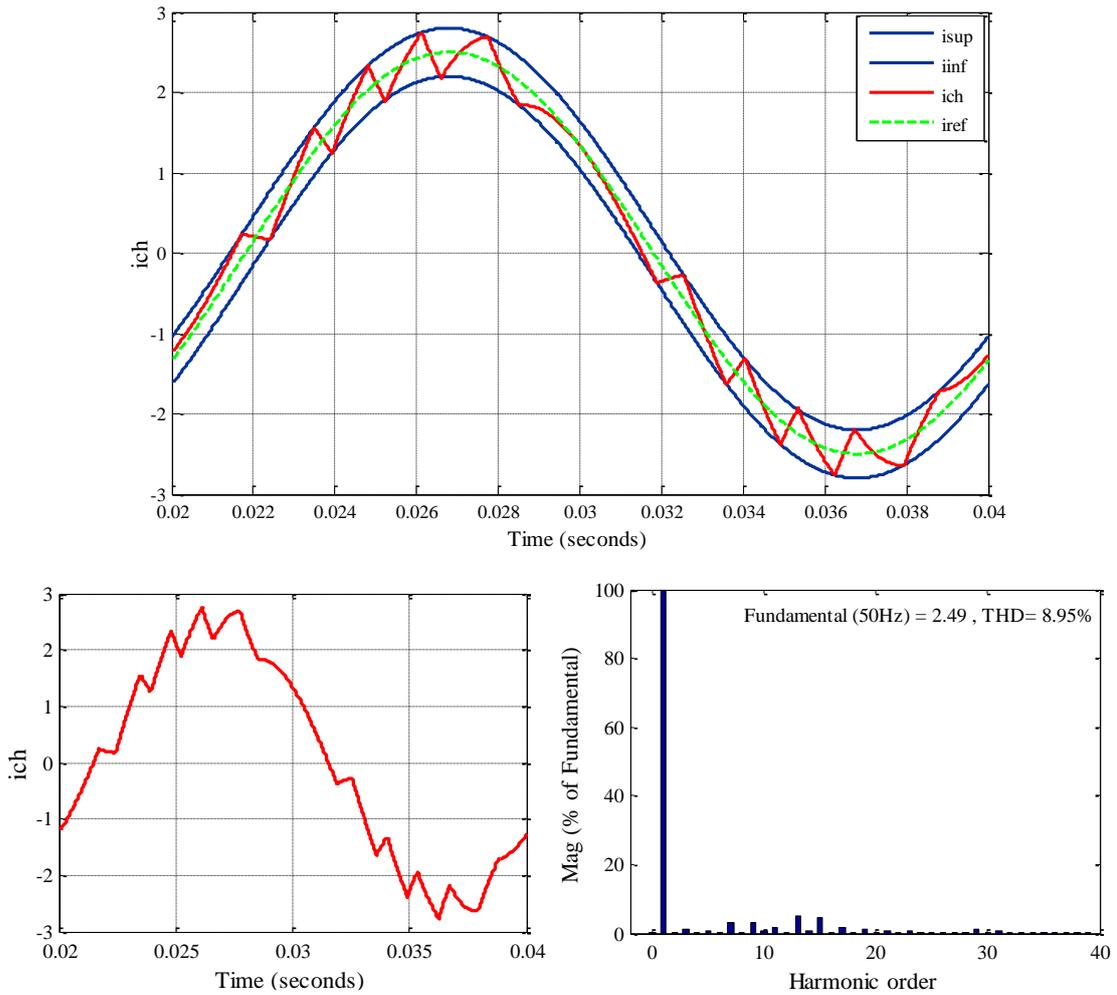


Figure (IV.7) : Allure de courant de la charge et le spectre correspondant.

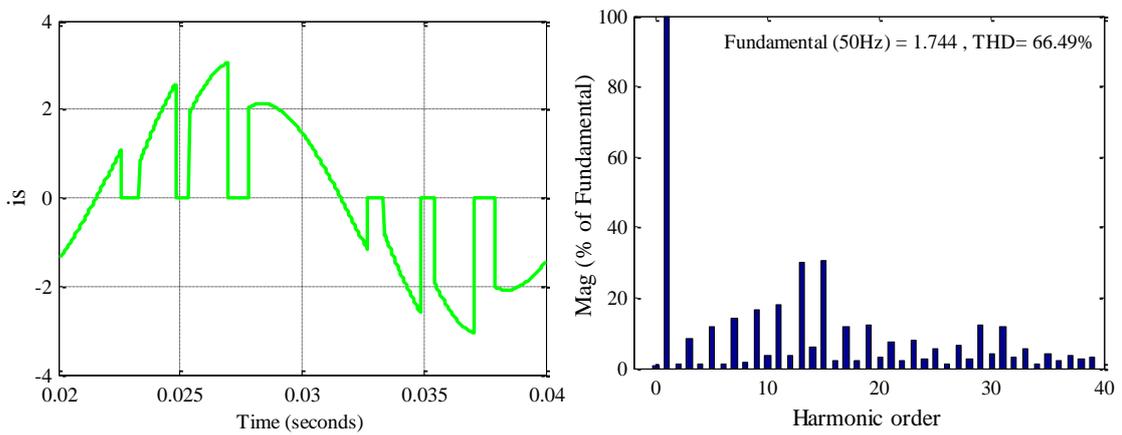


Figure (IV.8) : Allure de courant de source et le spectre correspondant.

Essai 2 : Pour une largeur de la bande : $H = 0.4 A$

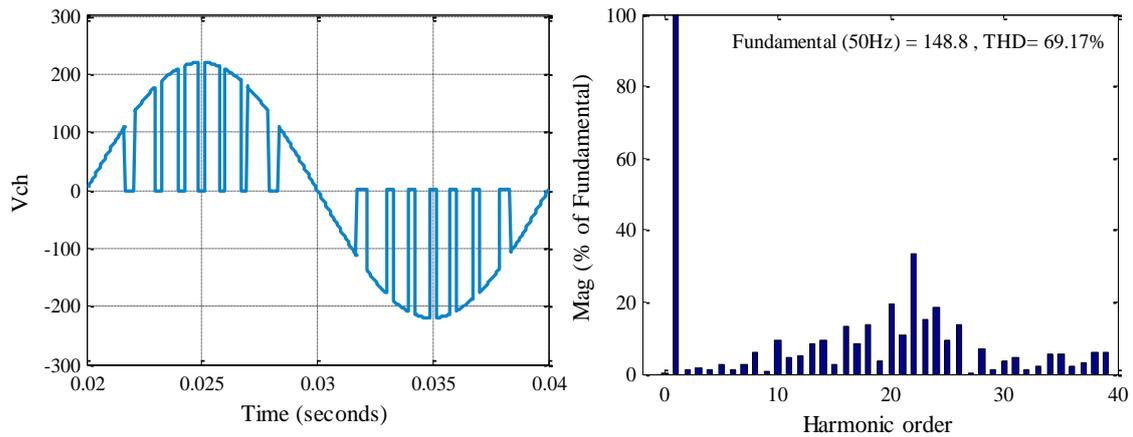


Figure (IV.9) : Allure de tension de la charge et le spectre correspondant.

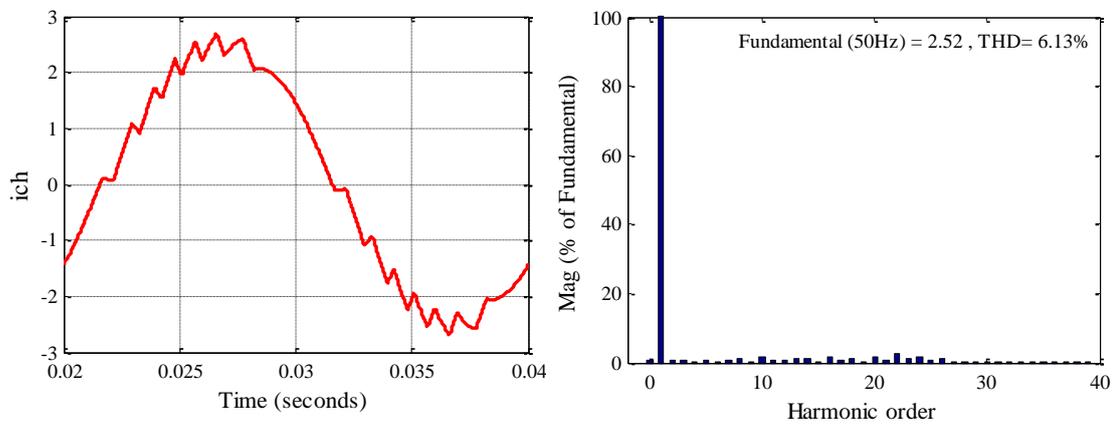


Figure (IV.10) : Allure de courant de la charge et le spectre correspondant.

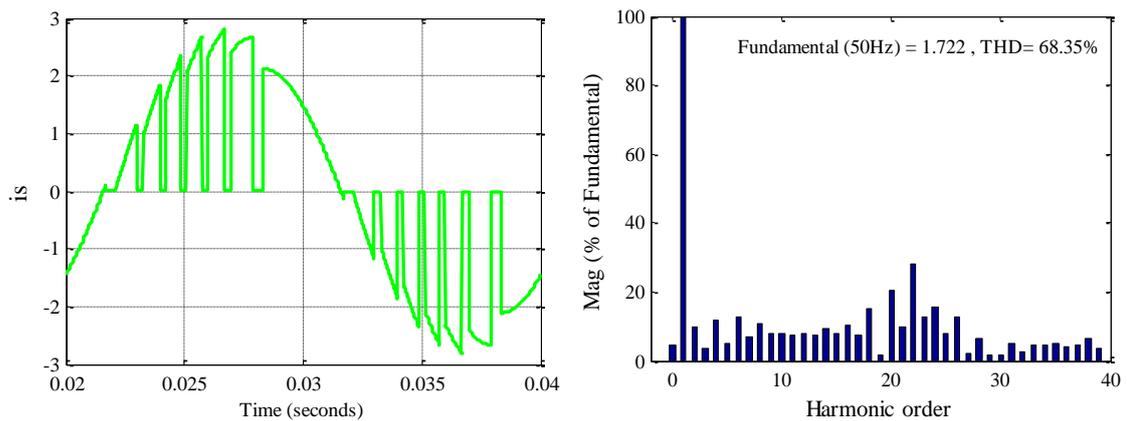


Figure (IV.11) : Allure de courant de source et le spectre correspondant.

Essai 3 : Pour une largeur de la bande : $H = 0.1 A$

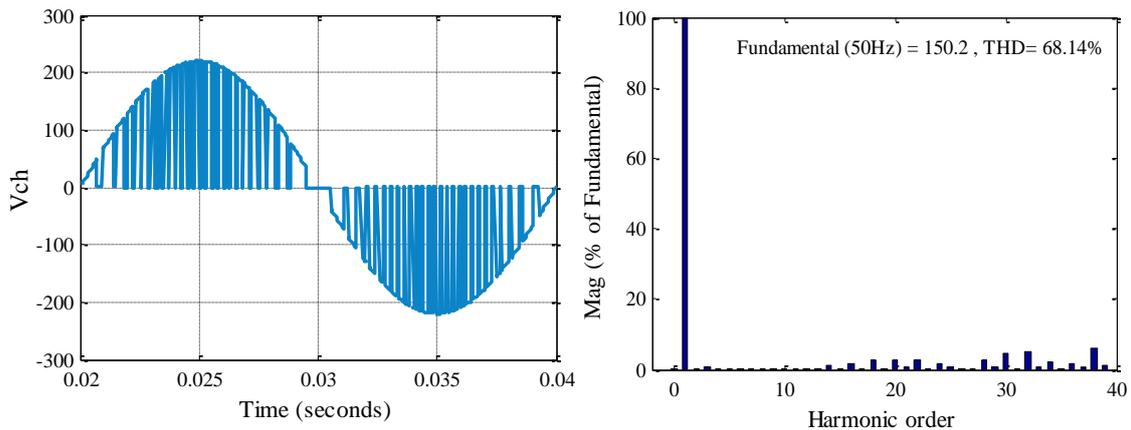


Figure (IV.12) : Allure de tension de la charge et le spectre correspondant.

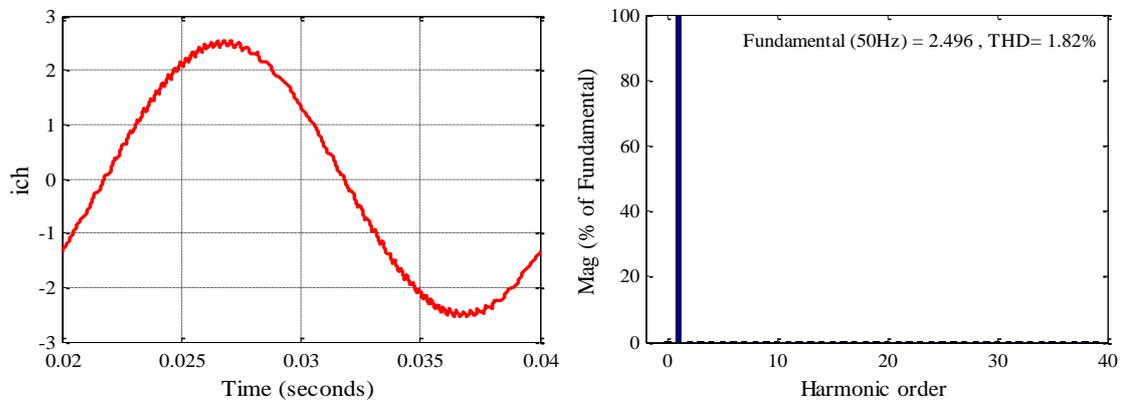


Figure (IV.13) : Allure de courant de la charge et le spectre correspondant.

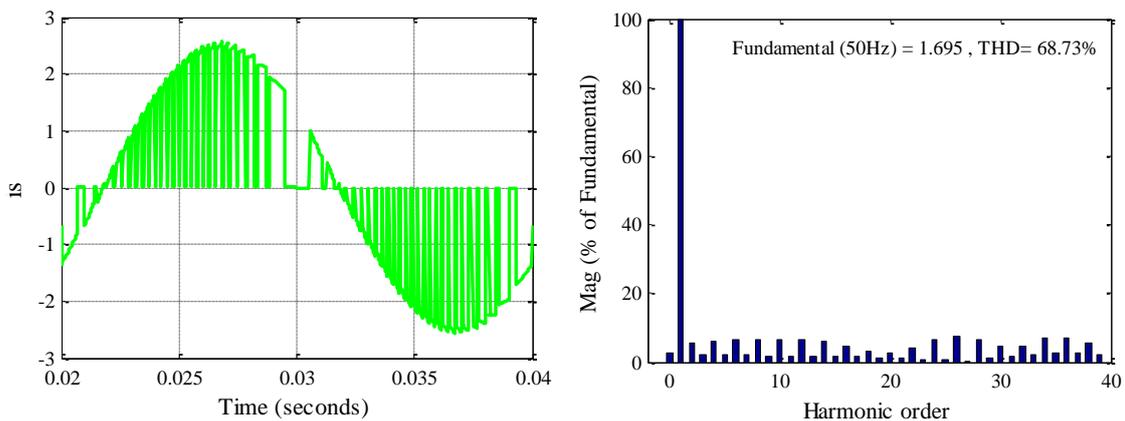


Figure (IV.14) : Allure de courant de source et le spectre correspondant.

Pour une largeur de bande $H = 0.6 A$, on remarque que la fréquence de commutation n'est pas constante ainsi que la présence des harmoniques de rang impaires avec des valeurs assez importantes dans le spectre correspondant l'allure de tension de la charge. Le taux de distorsion harmoniques totale est : $THD_v = 70.45\%$, l'amplitude de terme fondamentale est de 147 V avec : $V_{h3} = 2.21\%$, $V_{h5} = 1.78\%$, $V_{h7} = 11.67\%$.

Chapitre IV : Commande en courant du hacheur AC PWM

Pour l'allure de courant de la charge, on remarque bien que le courant de la charge est maintenu dans la bande que nous avons imposée. L'amplitude de terme fondamentale est une valeur qui appartient à la bande que nous avons défini (2.49 A), ainsi que les pourcentages des harmoniques sont acceptable par rapport au terme fondamentale : $I_{h3} = 1.33\%$, $V_{h5} = 0.61\%$, $V_{h7} = 3.03\%$ avec un $THD_I = 8.95\%$.

Pour une largeur de bande $H = 0.4 A$, le spectre correspondant l'allure de courant de la charge est moins riche en harmoniques que le spectre correspondant pour une largeur de bande $H = 0.6 A$.

Pour une largeur de bande $H = 0.1 A$, on remarque que les spectres correspondant les allures de tension et courant de la charge contient très petites proportions des harmonique par rapport au les spectres correspondant pour $H = 0.6 A$ et $H = 0.4 A$, aussi on voit bien que la forme de courant de la charge est de forme plus proche d'une forme sinusoïdale avec un $THD_I = 1.82\%$ et le spectre correspondant le courant de la source aussi contient moins harmoniques.

IV.4 Commande par hystérésis à bande sinusoïdale (SBHC) :

IV.4.1 Principe de fonctionnement :

Dans cette technique, la bande varie sinusoïdalement sur tout la période du fondamentale T.

L'algorithme de cette technique est donné par [27] [28] [29] :

L'expression du courant de référence est :

$$I_{ref} = I_{max} \sin(\omega t)$$

- La limites inférieur : $I_{Inf} = (I_{ref} - \Delta I) \sin(\omega t)$
- La limites supérieur : $I_{Sup} = (I_{ref} + \Delta I) \sin(\omega t)$

La variation de la largeur de la bande est donnée par l'expression suivant :

$$H(\omega t) = 2\Delta I \cdot \sin(\omega t + \varphi)$$

Les conditions de fonctionnement :

$I_{ch} < I_{Inf}$: K1 est fermé, K2 ouvert.

$I_{ch} > I_{Sup}$: K1 est ouvert, K2 fermé.

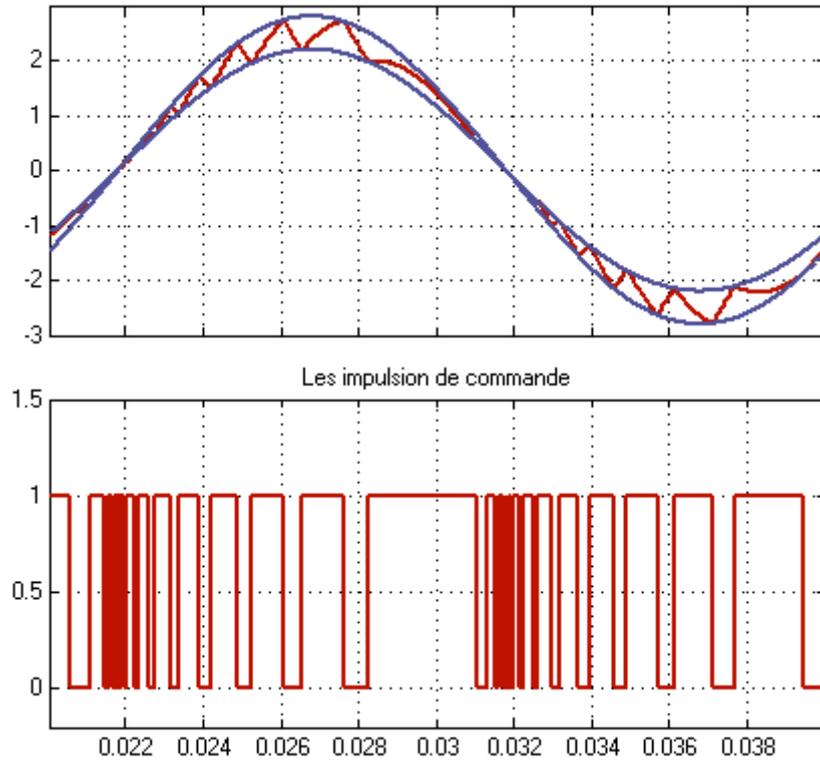


Figure (IV.15) : Les impulsions de commande.

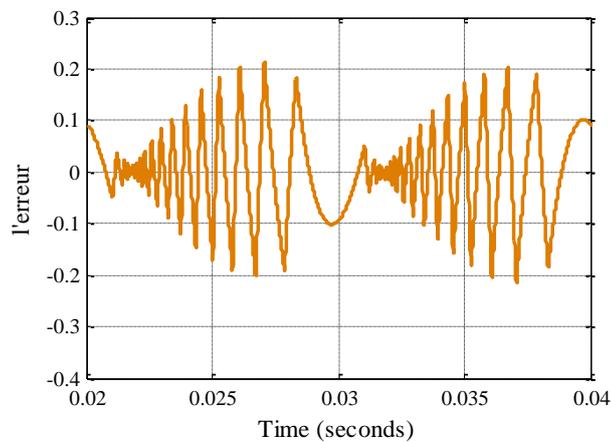


Figure (IV.16) : L'erreur de comparaison entre le courant de référence et le courant réel de la charge pour la technique hystérésis à bande sinusoïdale (SBHC).

IV.4.2 Simulation d'un hacheur alternatif monophasé commandé par la technique hystérésis a bande sinusoïdal (SBHC) :

À l'aide du programme MATLAB/Simulink (2013), on simule le modèle de la commande par technique hystérésis à bande sinusoïdale qui représentée dans la figure ci-dessus avec les mêmes paramètres que nous avons utilisé dans la technique de commande par hystérésis à bande fixe.

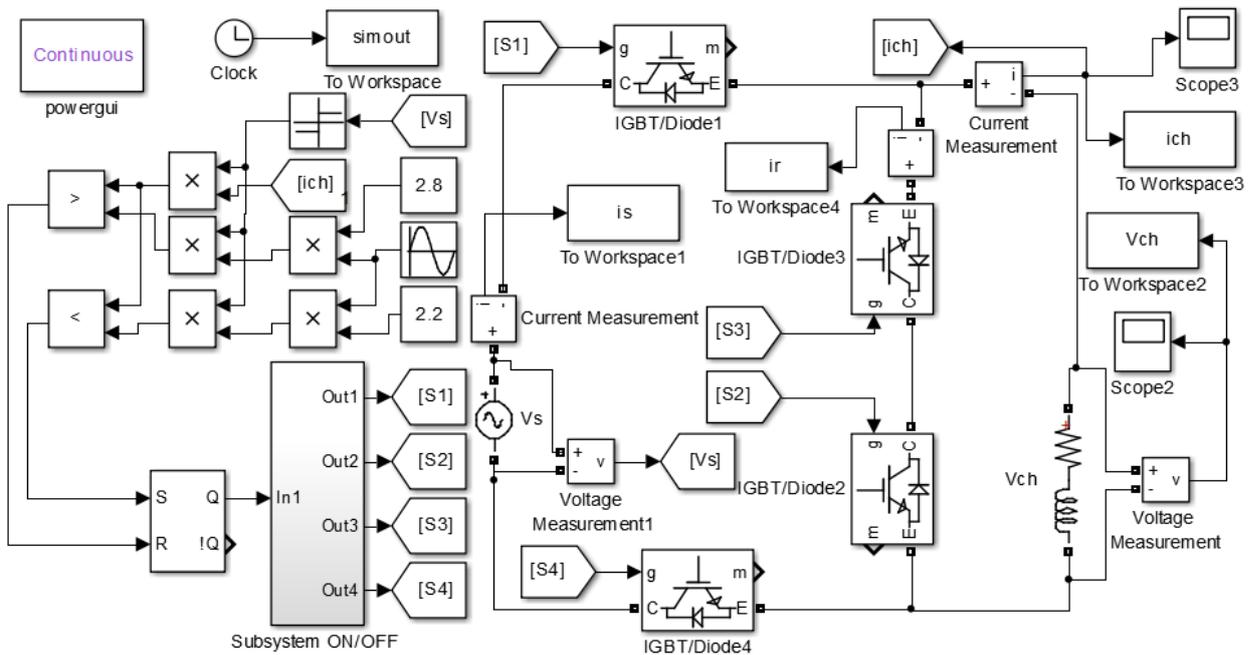


Figure (IV.17) : Modèle de la simulation d'un hacheur alternatif monophasé commandé par la technique hystérésis à bande sinusoïdale (SBHC).

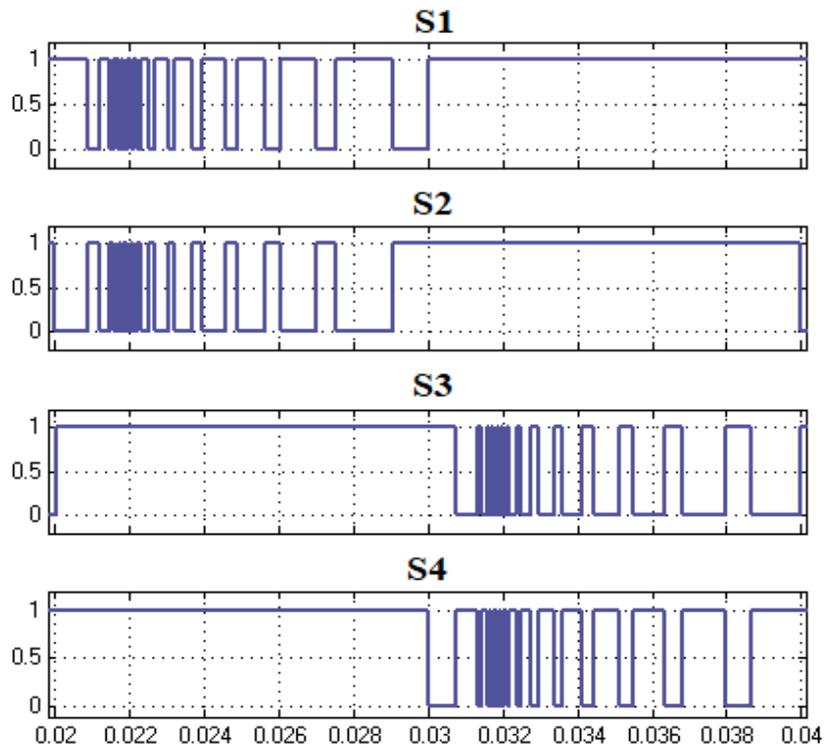


Figure (IV.18) : Les séquences de commutation d'un hacheur alternatif monophasé commandé par la technique hystérésis à bande sinusoïdale (SBHC).

Essai 1 : Pour une largeur de la bande : $H = 0.6 A$

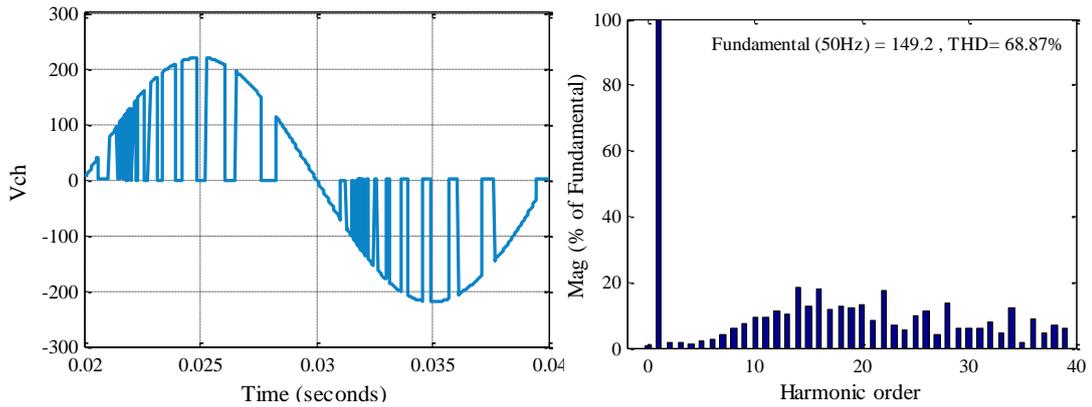


Figure (IV.19) : Allure de tension de la charge et le spectre correspondant.

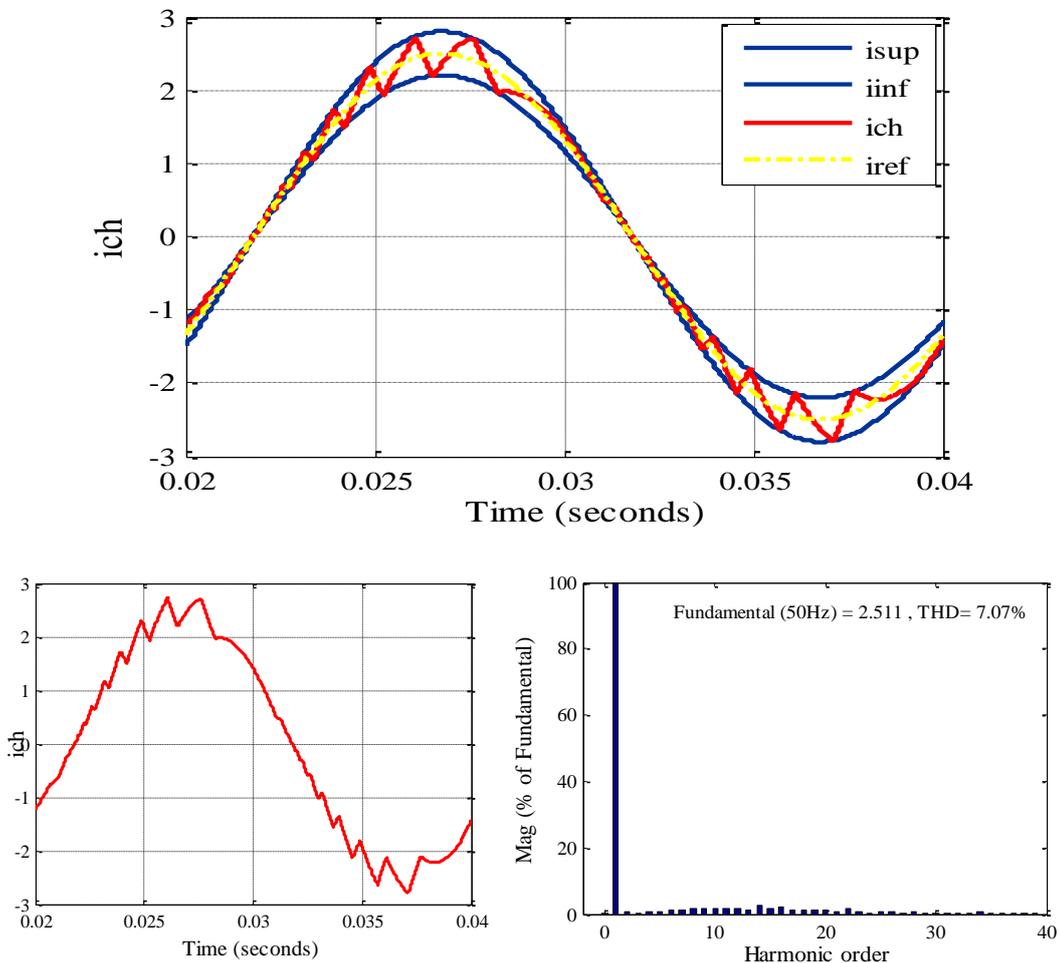


Figure (IV.20) : Allure de courant de la charge et le spectre correspondant.

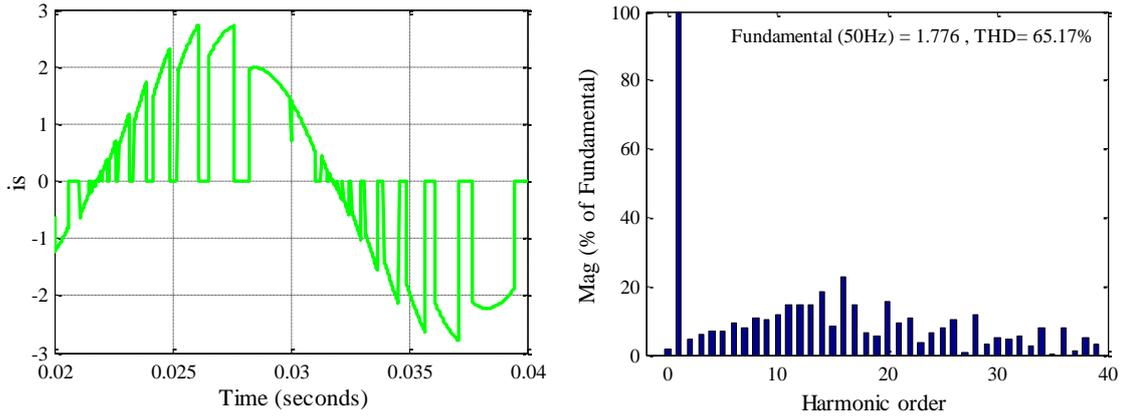


Figure (IV.21) : Allure de courant de source et le spectre correspondant.

Essai 2 : Pour une largeur de la bande : $H = 0.4 A$

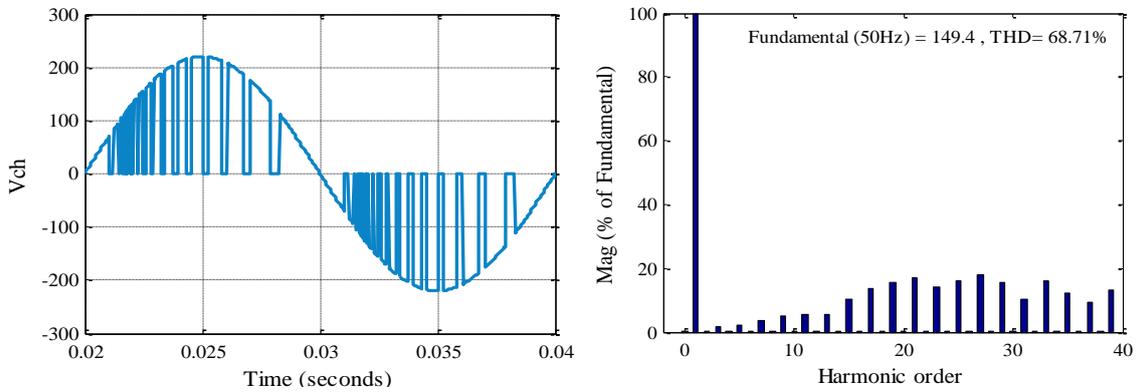


Figure (IV.22) : Allure de tension de la charge et le spectre correspondant.

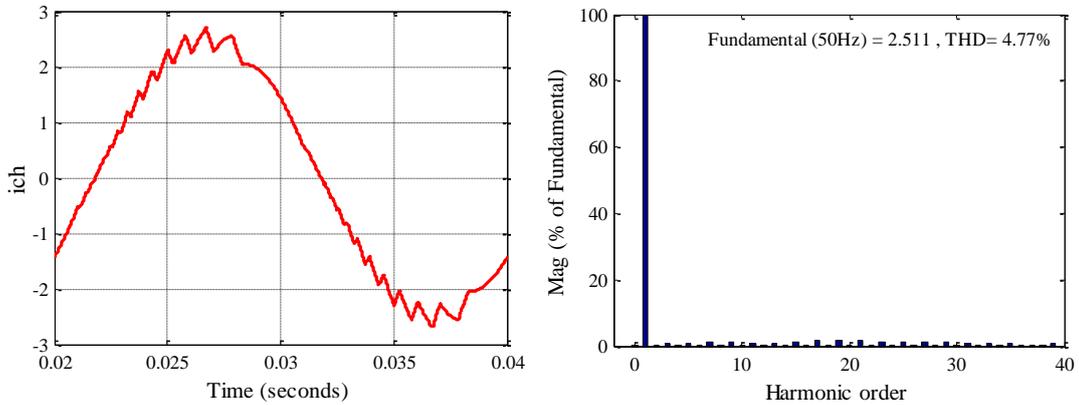


Figure (IV.23) : Allure de courant de la charge et le spectre correspondant.

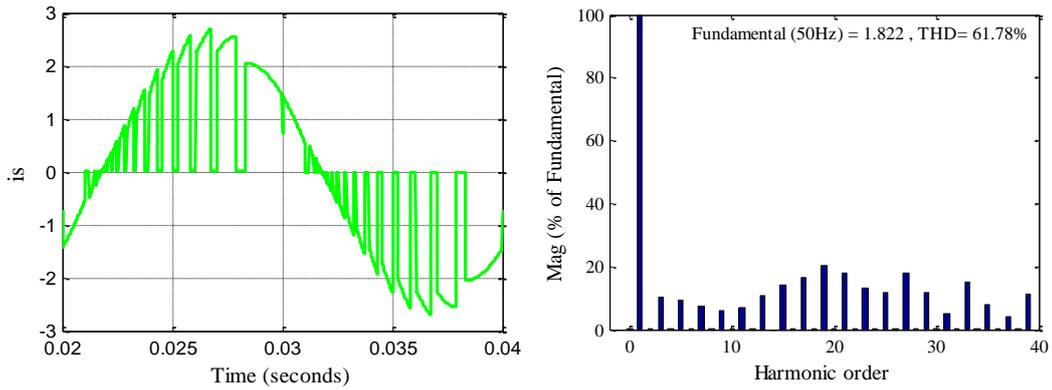


Figure (IV.24) : Allure de courant de source et le spectre correspondant.

Essai 3 : Pour une largeur de la bande : $H = 0.1 A$

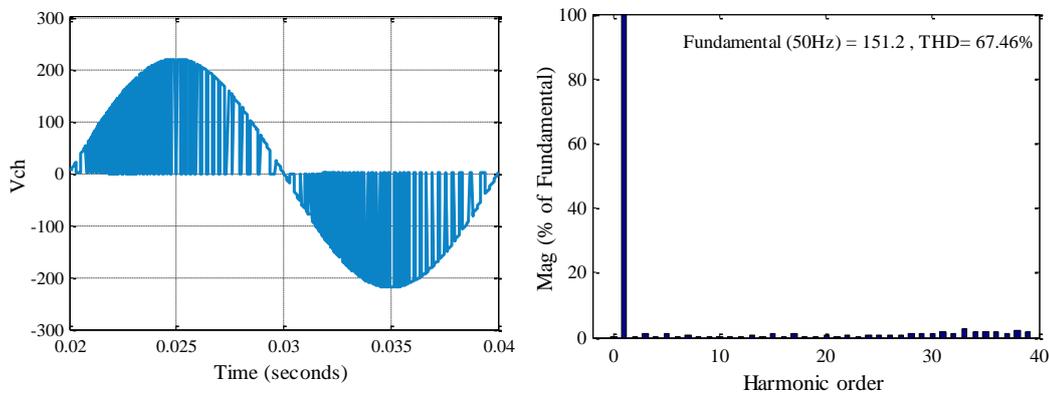


Figure (IV.25) : Allure de tension de la charge et le spectre correspondant.

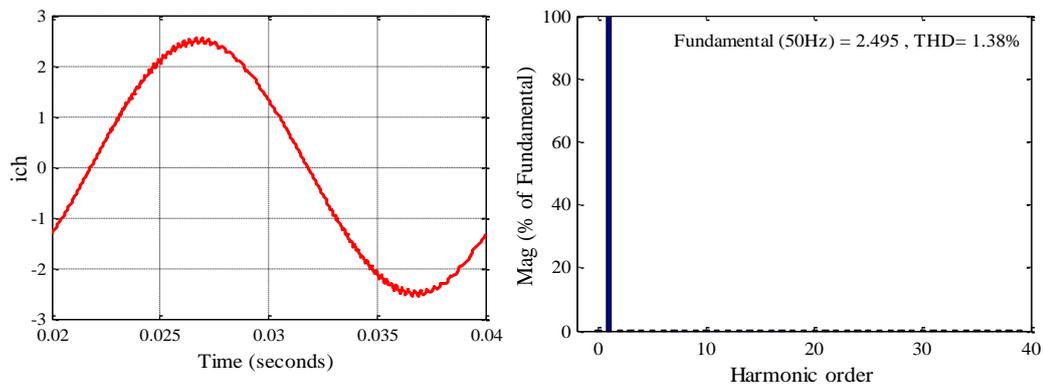


Figure (IV.26) : Allure de courant de la charge et le spectre correspondant.

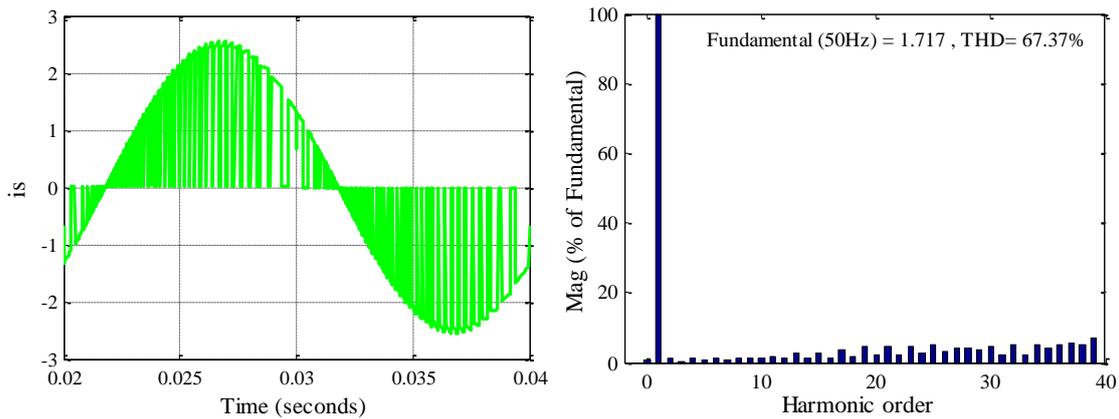


Figure (IV.27) : Allure de courant de source et le spectre correspondant.

- Interprétations des résultats:

Pour une largeur de bande $H = 0.1 A$, on remarque que les spectres correspondant les allures de tension et courant de la charge contient très petites proportions des harmonique par rapport au les spectres correspondant pour $H = 0.6 A$ et $H = 0.4 A$, aussi on voit bien que la forme de courant de la charge est de forme plus proche d'un forme sinusoïdale avec un $THD_i = 1.38 \%$ et le spectre correspondant le courant de la source aussi contient moins harmoniques.

Plus la largeur de bande faible, plus le courant est proche d'une forme sinusoidale et moins riche en harmoniques, mais le fréquence de commutation augmment causant l'échauffement des interrupteurs.

- Remarque :

Pour la même largeur de bande, l'amplitude des termes fondamentaux et le taux de distorsion totale de la technique de commande par hystérésis à bande sinusoïdale sont mieux que celles de la technique à bande fixe.

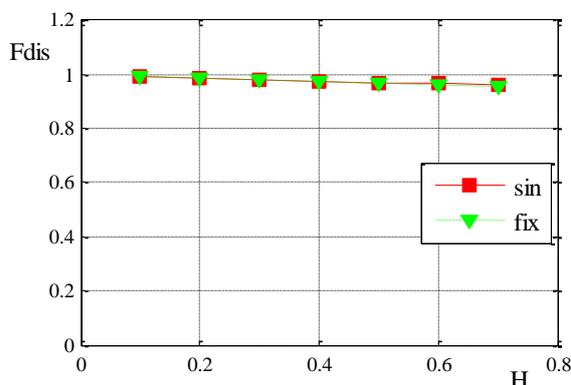


Figure (IV.28) : Facteur distorsion courant de charge F_{dis} fonction de H.

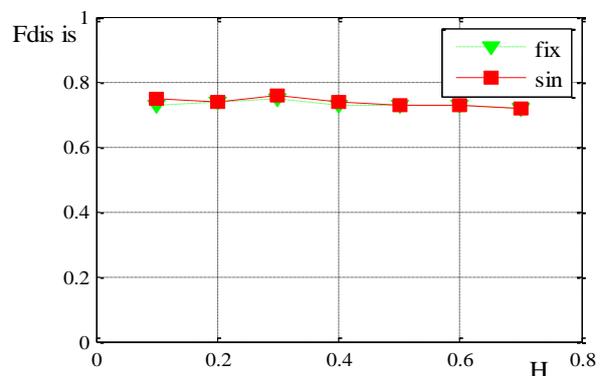


Figure (IV.29) : Facteur distorsion de la source F_{dis} en fonction de H.

Chapitre IV : Commande en courant du hacheur AC PWM

La figure (IV.28) et la figure (IV.29) représentent les variations du facteur de distorsion du courant de charge et celle de la source pour les deux techniques de commande par hystérésis à bande fixe et à bande sinusoïdale. Pour le courant de la charge, on remarque que ce paramètre est fixe presque à la valeur d'unité. Par contre, pour le courant de source, on remarque qu'il varie autour de 0.75.

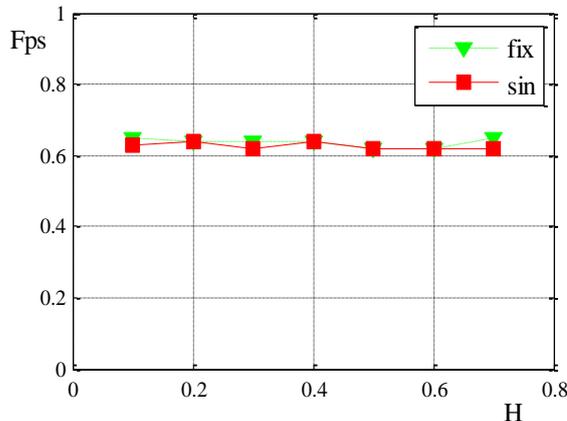


Figure (IV.30) : Facteur de puissance de côté source F_{ps} fonction de H .

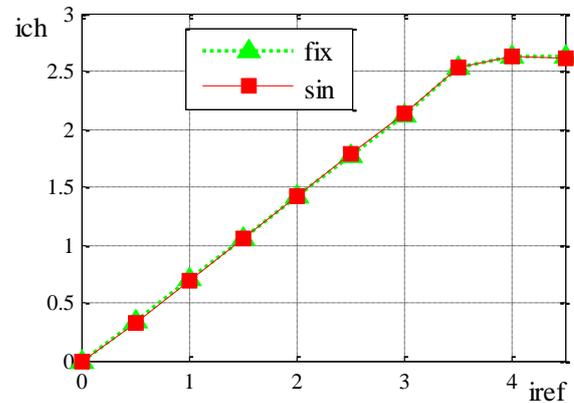


Figure (IV.31) : Variations courant de charge fonction de i_{ref} .

La figure (IV.30) lors de variation du facteur de puissance de côté source par rapport à la variation de la largeur de la bande pour les deux techniques (à bande fixe et à bande sinusoïdale), on remarque qu'il varie autour de 0.65.

La figure (IV.31) on remarque pour cette caractéristique que le contrôle de terme fondamentale du courant de la charge est linéaire dans l'intervalle [0,3.5], puis il stabilise à une valeur maximale de 2.61 A.

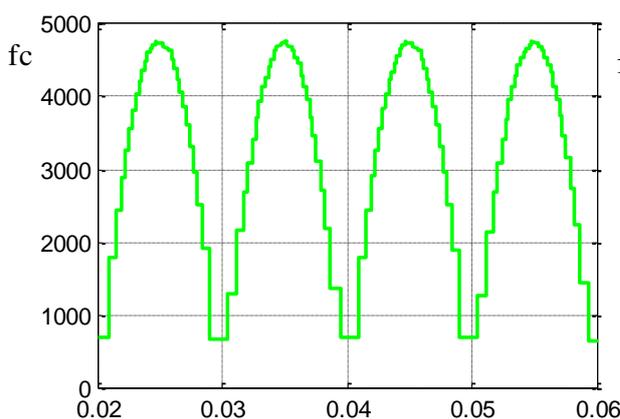


Figure (IV.32) : Variation de la fréquence de coupure bande fixe.

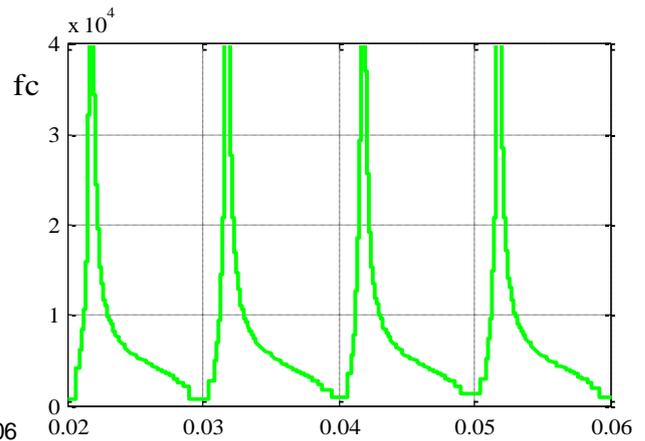


Figure (IV.33) : Variation de la fréquence de coupure bande sinusoïdal.

Chapitre IV : Commande en courant du hacheur AC PWM

Les figures (IV.32) et (IV.33) montrent la variation de la fréquence de coupure pour les deux types de commande (à bande fixe et à bande sinusoïdale) pour une largeur de bande $H = 0.1 A$, on remarque que la fréquence de commutation pour la commande sinusoïdale tend vers l'infini à chaque passage du courant de référence par zéro, ce qui constitue l'inconvénient majeur de cette technique de commande, par contre la fréquence de coupure pour une bande fixe est limité à une valeur (environ de 4800 Hz) au point ou le courant de référence atteint sa valeur maximale.

- Étude de robustesse de la technique de commande par hystérésis :

Afin d'étudier la robustesse de la technique de commande par hystérésis, on réalise 2 essais, le premier essai on varie le courant de référence à l'aide d'un block « répétition de signal », on pose trois valeurs de changement de courant de référence sont : 2 A, 1.7 A, 1.9 et 2.2 A respectivement. Dans le deuxième essai, on utilise des tensions de source déséquilibré d'amplitude $V_a = 220 V, V_b = 240 V$ et $V_c = 230 V$

Les résultats de simulation sont présentés dans les figures ci-dessus :

- Essai 1 :

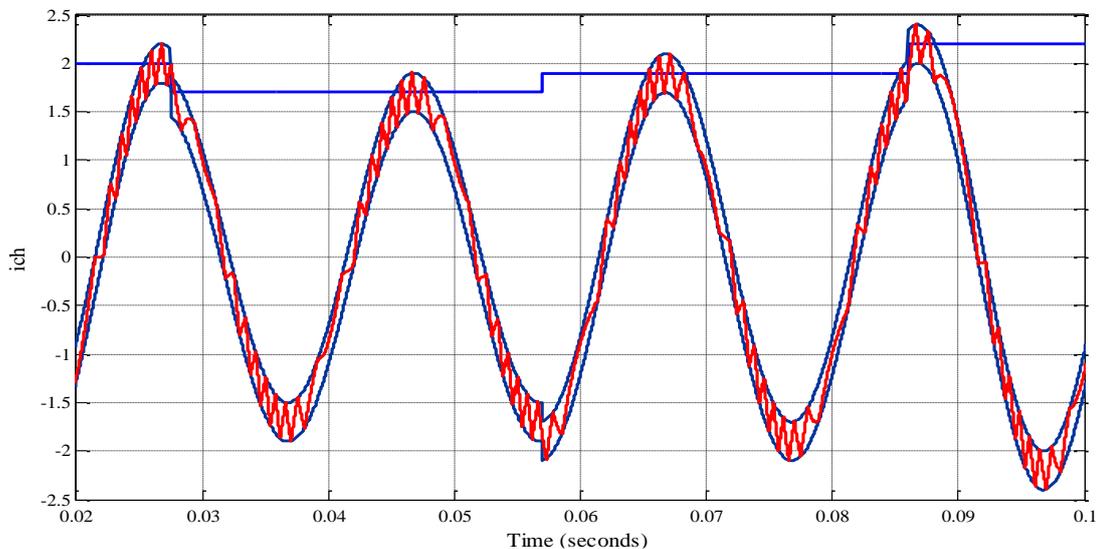


Figure (IV.34) : Réponse de courant de la charge pour une variation du courant de référence.

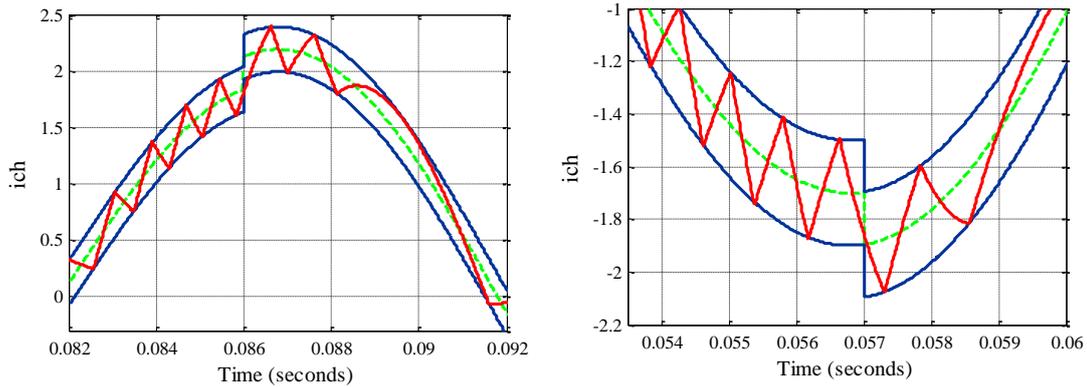


Figure (IV.35) : Zoom du courant de la charge aux instants de la variation du courant de référence.

- Essai 2 :

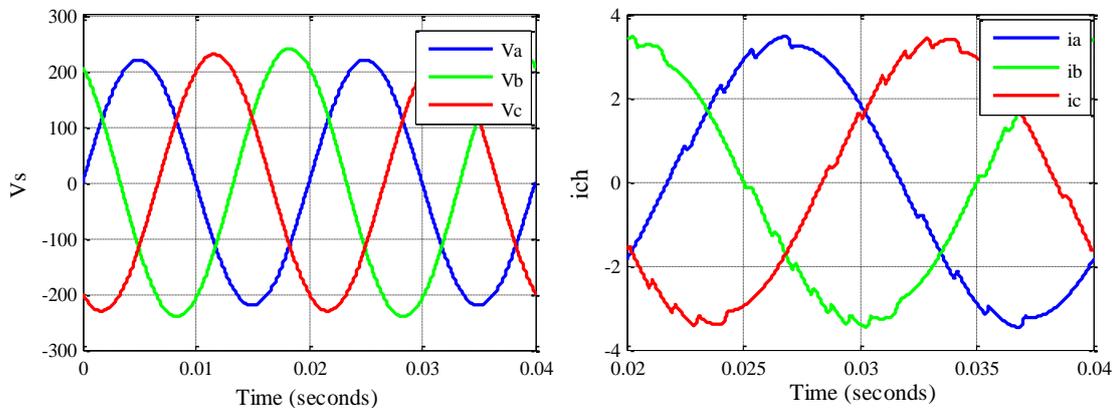


Figure (III.36) : Réponse de courant de la charge pour des tensions de source déséquilibrées.

Pour le premier cas ou on a posé trois valeurs de changement de courant de référence, on remarque que le courant de la charge rattrape sa référence à l'issue d'un bref régime transitoire, puis il suit bien le courant de référence avec une haute performance et reste maintenue dans la bande.

Pour le deuxième essai ou on a utilisé des tensions de source déséquilibrées, on remarque que les courant de la charge restent équilibrés.

IV.5 Simulation d'un hacheur alternatif triphasé commandé par la technique hystérésis :

On simule 2 essais de modèle d'hacheur triphasé qui est représentée dans la figure (IV.37) avec les deux techniques de commande par hystérésis (à bande fixe et à bande sinusoïdale).

On utilise les données suivantes :

Chapitre IV : Commande en courant du hacheur AC PWM

$$\begin{cases} V_a = 220. \sin \omega t \\ V_b = 220. \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ V_c = 220. \sin(\omega t + \frac{4\pi}{3}) \end{cases}$$

$$\omega = 2\pi f ; f = 50 \text{ Hz} ; L = 0.1 \text{ H} ; R = 50 \Omega ; I_{ref} = 2.5 \text{ A} ; H = 0.4 \text{ A.}$$

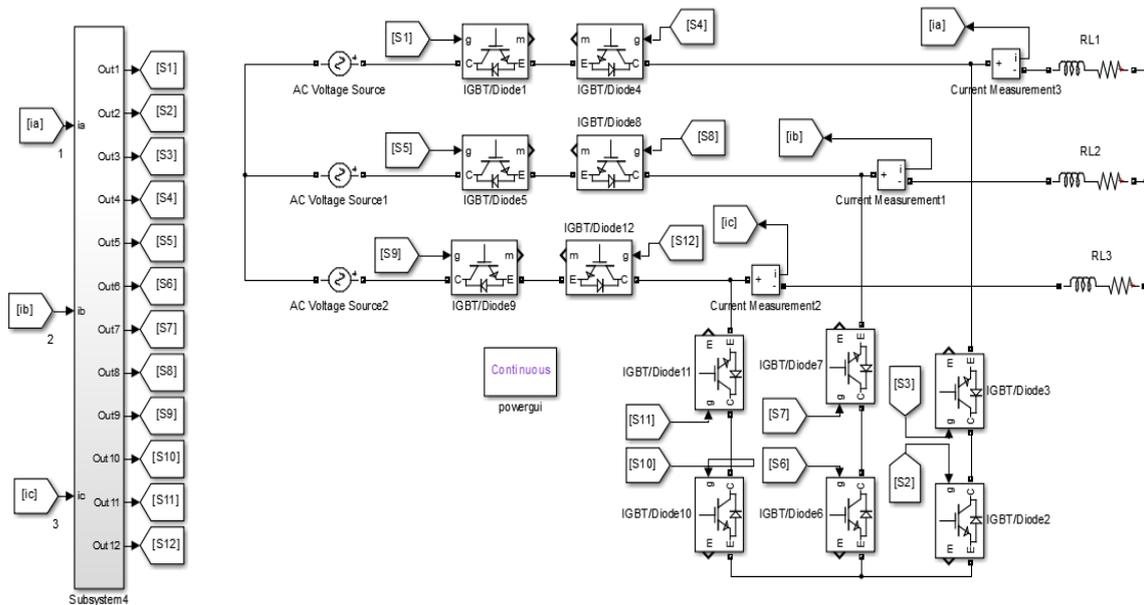


Figure (IV.37) : Modèle de la simulation d'un hacheur alternatif triphasé.

- **Simulation d'un hacheur alternatif triphasé commandé par la technique hystérésis à bande fixe :**

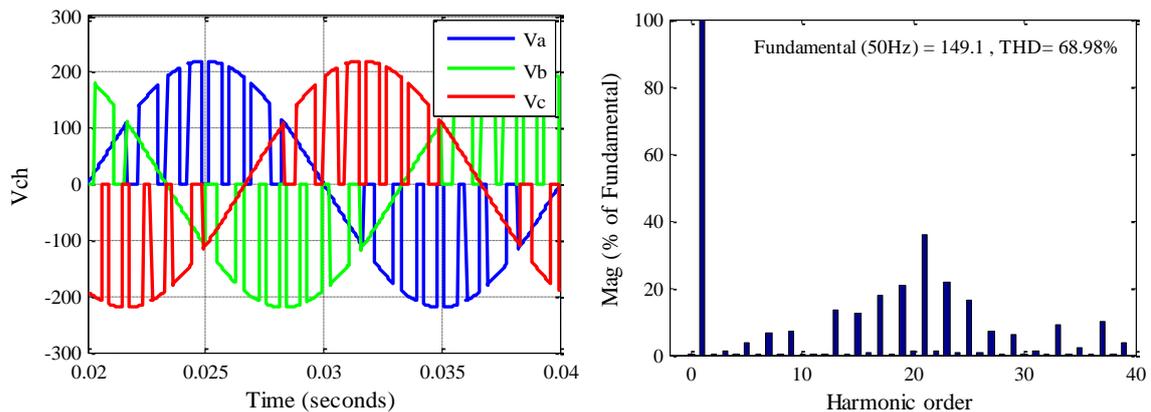


Figure (IV.38) : Allure de tension de la charge et le spectre correspondant.

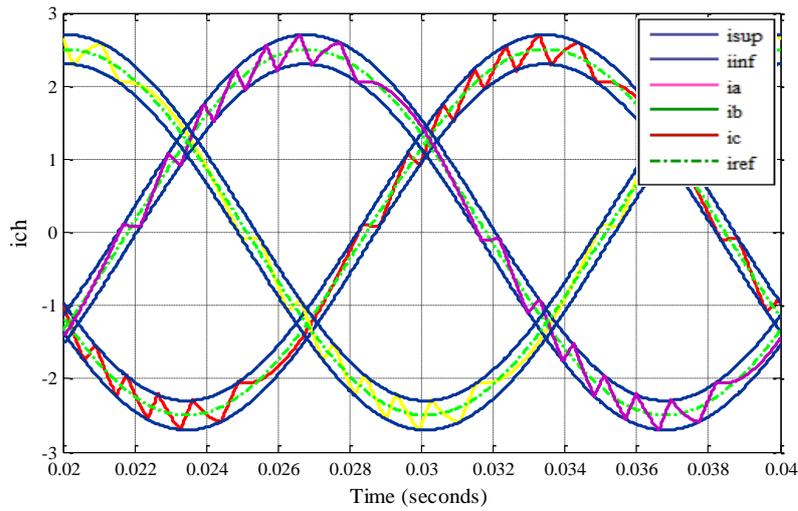


Figure (IV.39) : Allure de courant de la charge ($F_{ph} = 0.841$).

- Simulation d'un hacheur alternatif triphasé commandé par la technique hystérésis à bande sinusoïdale :

Les expressions de variation de largeur de la bande pour chaque phase sont :

$$\begin{cases} H_{Ia} = 0.2 \cdot \sin(\omega t + \varphi) \\ H_{Ib} = 0.2 \cdot \sin(\omega t + \varphi + \frac{2\pi}{3}) \\ H_{Ic} = 0.2 \cdot \sin(\omega t + \varphi + \frac{4\pi}{3}) \end{cases}$$

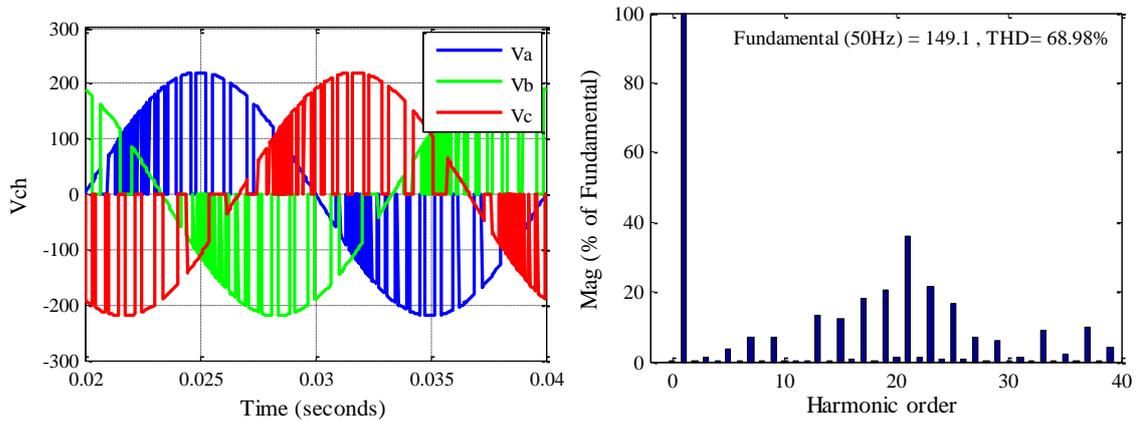


Figure (IV.40) : Allure de tension de la charge et le spectre correspondant

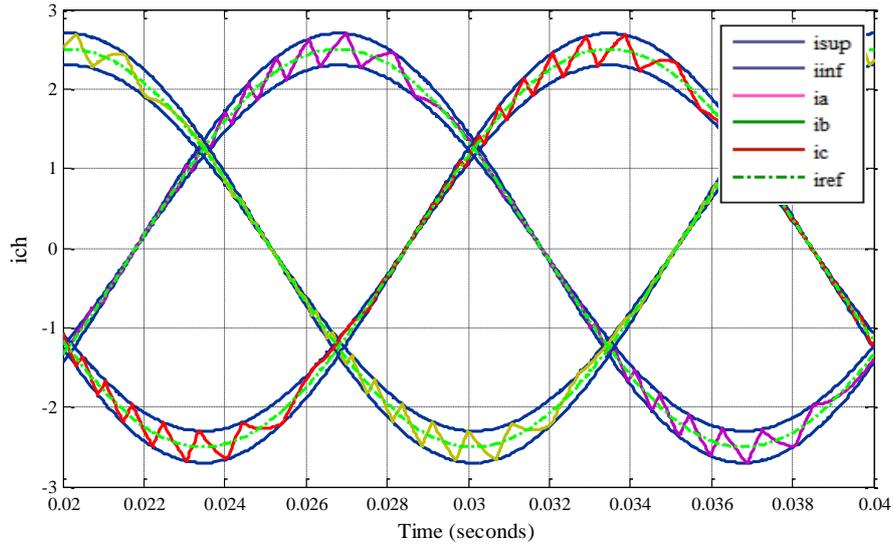


Figure (IV.41) : Allure de courant de la charge ($F_{ph} = 0.844$).

	Bande fixé		Bande sinusoïdale	
	Amplitude	THD_i	Amplitude	THD_i
i_a	2.51	6.32	2.501	4.57
i_b	2.51	6.31	2.506	4.59
i_c	2.51	6.32	2.505	4.57

Tableau (IV.1) : Les paramètres de performances pour chaque technique de commande.

Les résultats de simulation obtenus pour les deux techniques de commande (à bande fixé et à bande sinusoïdale) montrent que les paramètres de performance du SBHC sont meilleurs que celles du FBHC.

IV.6 Conclusion :

Comme conclusion, Nous avons examiné deux types de modulation, la modulation par hystérésis du courant dans une bande fixe et puis dans une bande sinusoïdale, ainsi qu'une analyse de leur fonctionnement. D'après l'étude en simulation de l'hacheur alternatif monophasé et triphasé, et pour la même largeur de bande, on a vu que les résultats de simulation de la technique de commande par hystérésis à bande sinusoïdale sont mieux que celles de la technique à bande fixe, le taux de distorsion totale des allures de sortie est plus faible, ainsi qu'ils contiennent moins harmonique, ce qui expliqué par l'amélioration du facteur de distorsion et le courant est toujours maintenu dans la bande que nous avons imposée . En contre partie l'augmentation de la fréquence maximale de commutation pour la commande SBH, entraîne des pertes importantes dans les composants. Si la bande de modulation est suffisante les harmoniques de faibles rangs ont disparu et les harmoniques restants sont faciles à filtrer.

En fin, à partir les deux essais que nous avons fait avec le changement de courant de référence et avec des tensions déséquilibrées, on a conclu que cette technique de commande est robuste et le courant de sortie suit bien la référence avec une haute performance ce qui n'était pas disponible dans les techniques MLI que nous avons vu dans le chapitre précédent.

Conclusion générale

Conclusion générale

Conclusion générale

Le présent travail a été consacré à l'étude des différentes techniques de commande MLI appliquées au hacheur alternatif. Nous avons mené une étude en simulation du convertisseur AC-AC à commutation forcée avec les commandes MLI sinus-triangulaire, conventionnelle, asymétrie et hystérésis à bande fixe et à bande sinusoïdale, des deux structures monophasé et triphasé. L'analyse des différentes caractéristiques de performances de ces techniques tels que la qualité d'énergie, la réduction des harmoniques du côté source et du côté charge, ainsi que le facteur de puissance dans la sortie du hacheur alternatif, nous a permis d'extraire les avantages de la structure hacheur alternatif à commande PWM par rapport au gradateurs à commande par l'angle de phase

- La nouvelle configuration comportant des interrupteurs bidirectionnelle en courant et en tension, et bi-commandables à l'ouverture et à la fermeture, à permet d'augmenter les degrés de liberté et de réduire les harmoniques dans les allures de sortie du hacheur alternatif.
- La possibilité d'appliquer les différentes techniques de modulation de largeur d'impulsion à ce type convertisseur.
- Repousser les harmoniques vers des fréquences plus élevés.
- Le contrôle et l'amélioration du facteur de puissance due à l'addition en parallèle de l'interrupteur de roue libre.
- La variation du terme fondamentale de la tension de sortie devient linéaire et ne dépend pas de la charge.
- La plage de variation du terme fondamentale devient plus large par rapport à la structure du gradateur classique à commutation naturelle.
- L'amélioration du facteur de distorsion.

Nous avons traité quelques stratégies de commande MLI du hacheur AC à boucle ouverte et aussi examiné leurs performances, plus particulièrement au niveau des harmoniques à l'entrée et la sortie, ainsi que la commande du fondamental de la tension de sortie. Ces stratégies permettent un contrôle et amélioration très sensible du facteur de puissance à la source par rapport à la commande par angle de phase. La modulation naturelle donne le FP_H le plus mauvais malgré son facteur de déplacement le plus élevé et ce à cause de la présence de l'harmonique 3. La technique conventionnelle a un F_{ph} acceptable comparée à la modulation naturelle et permet un contrôle linéaire du fondamental de la tension et du courant de charge dans un intervalle assez large.

Conclusion générale

Nous avons examiné deux types de modulation, la modulation par hystérésis du courant dans une bande fixe et puis dans une bande sinusoïdale. Cette technique est simple à la mise en œuvre, robuste vis-à-vis aux variations brusques des paramètres de la charge et de la tension d'alimentation, et capable de régler l'amplitude de courant. L'analyse spectrale des formes d'ondes obtenues par simulation montre que les harmoniques de la tension et du courant de charge sont fortement atténués, ce qui est expliqué par l'amélioration du facteur de distorsion dans le cas de la commande CBHS par rapport à la commande CBHF. En contre partie l'augmentation de la fréquence maximale de commutation pour la commande CBHS, entraîne des pertes importantes dans les composants. Si la bande de modulation est suffisante les harmoniques de faibles rangs ont disparu et les harmoniques restants sont faciles à filtrer.

Bibliographie

Bibliographie

Bibliographie

- [1] Gaston Bachelard, 'Les composants de l'électronique de puissance', Documentation technique.
- [2] Philippe Barrade, 'électronique de puissance- méthodologie et convertisseur élémentaires-', Édition presse électrotechniques et universitaire romandes.
- [3] Guy Chateigner, Michel Boès, Daniel Bouix, Jacques Vaillant, Daniel Verkindère, 'MANUEL DE GÉNIEÉLECTRIQUE', Edition Dunod.2007.
- [4] Hidri Imed, Support de cours D'électronique de puissance Les convertisseurs AC-DC et AC-AC.
- [5] BENSALAH Wassila, BOUTALEB Nour El Houda, 'Etude de la commande des redresseurs MLI'. Projet de fin d'étude. Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain Temouchent, 2016.
- [6] Zinou Sbaghdi, gradateur « fr.scribd.com » (<https://fr.scribd.com/document/342754741/GRADATEUR-pdf>).
- [7] Muhammad Harunur Rashid, 'power electronics, Circuits, Devices and applications,1988 by prentice-Hall. Inc, New Jersey 0763.
- [8] F. Krim, 'Analyse et synthèse de la commande PWM des convertisseurs AC-AC directs à commutation dure', Thèse de doctorat d'état, Université Ferhat Abbas Sétif (UFAS), Algérie, Octobre 1998.
- [9] Francis weinachter, 'Electronique de puissance', Maitrise EEA Tronc commun université Henri poincaré, Nancy 1.
- [10] A. BOUAFIA, 'Contribution à l'élaboration d'une loi de commande numérique en temps réel du hacheur AC PWM'. Thèse de magistère 2001. Université Ferhat Abbas Sétif.
- [11] J. Bonal, G. Séguier, "Entraînements électriques a vitesse variable : volume3 : Interactions convertisseurs - réseau et convertisseur-moteur-charge ", Editions Tec & Doc. Décembre 1998.
- [12] D-H. Jang, G-H.Choe, 'Improvement of input power factor in AC chopper using Asymmetrical PWM tech', IEEE Trans. On industrial electronics, Vol.42, No2, April 1995, pp:179-185.
- [13] R. Arun Sagar, B.Vasanth Reddy, 'Comparative analysis of SPWM and APWM techniques for three phase AC chopper', International journal of emerging trends in engineering and development, Vol.4, May 2012, ISSN 2249-6149.
- [14] B. Souhila, 'Commande en Courant par Hystérésis Numérique pour les Systèmes de l'électronique de Puissance'. Thèse de magistère 2008. Université Ferhat Abbas Sétif.
- [15] Murat Kurat^{a,*}, Murat Karabacak^b, Bilal Saracoglu^a, 'A novel hysteresis band current controller scheme for three phase AC chopper'. ELSEVIER, Electrical power and energy systems44 (2013) 219-226

Bibliographie

- [16] MP. Kazmierkowski, L. Malesani, 'Techniques de commande de courant pour convertisseurs PWM à source de tension triphasée', une enquête. IEEE Trans Ind Electron 1998 ; 45(5) : 691-703.
- [17] EE. EL-Kholy, A. EL-Sabbe, A. El-Hefnawy, M. Mharous Hamdy, 'Filtre de puissance active triphasé basé sur un onduleur de source de tension commandé en courant', Electr Power Energy Syst 2006; 28(8) : 537-47.
- [18] N. Belhaouchet, 'Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées', UNIVERSITE FERHAT ABBAS – SETIF, thèse de Doctorat 2011.
- [19] G. N. Revankar, 'Symmetrical pulse width modulated ac chopper', IEEE Trans on industrial electronics, vol.29, no 03, 1980, pp. 210-212.
- [20] B. W. Williams, 'Asymmetrical modulated AC chopper', IEEE Trans. On industrial Electronics, Vol.29, no 3, 1982, pp :181-185.
- [21] C. Rombaut et G. Segulier ' les convertisseurs de l'électronique de puissance,'la conversion alternative-alternative. Technique et documentation lavoisier, Vol.2, 2éme édition, 1991.
- [22] B. Belkacem, D. khaled, 'techniques de commande PWM des convertisseurs AC-AC direct', Mémoire de Master, Université mohamed khider biskra, jouin 2011.
- [23] C. Rambaut, G. Segulier, R. Baussiere., 'Les convertisseurs de l'électronique de puissance', Technique et Documentation Lavoisier, Vol.2, 1986.
- [24] H. Buhler, 'Collection électricité : Volume 2 : entraînements réglés : Réglage de systèmes d'électronique de puissance', 1997, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes Ch-1015 Lausanne.
- [25] G-H.Choe, et al, 'An improved PWM technique for AC chopper', IEEE Trans, power electron, Vol.4, no 4, pp: 496-505, 1989.
- [26] Amaia Lopez De Heredia Bermeo, 'Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension à la montée en tension', Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 14 novembre 2006.
- [27] A. Tripathi et al, 'Comparative analysis of fixed and sinusoidal band hysteresis current controllers for voltage source inverters', IEEE, Trans. on Ind. Electronics, Vol. 39, No 1, February 1992, pp: 63-73.
- [28] M.S.Khanniche, I.D.W.Lake, 'Real time hysteresis controller for relay testing', IEE Proceedings on Electric Power Applications Vol. 141, n° 2, March 1994, pp: 71-76.
- [29] L.Rahmani, A-H.Kessal, F.Krim, A.Bouafia, 'Comparative analysis of fixed and sinusoidal band hysteresis current controllers for voltage source ac chopper', 9th Mediterranean conference on control and automation MED01, Dubrovnik Croatia 27-29 June 2001, pp: 77-84.
- [30] Muhammad H. Rashid, 'Power electronics, circuits, devices and applications', Third edition, Electrical and Computer Engineering, University of West Florida, 2004.

Bibliographie

[31] M. A, E. Alali, 'Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension (Automatisation des systèmes de puissance électriques) ', Thèse de doctorat, Université Louis Pasteur – Strasbourg I, 12-10- 2002.

[32] C. Rambaut, G. Segulier, 'Les gradateurs entièrement commandés', RGE, n°5/92, Mai 1992, pp 74-94.