



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

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Filière : Electromécanique
Electromécanique

Réf. : /

Présenté et soutenu par :
Mamen Hocine & Djelloul Mohamed Kabil

Le : **mardi 28 juin 2022**

Nouvelles Topologies des convertisseurs AC/AC

Jury :

Md	LaalaWidad	MCB	Université de Biskra	Président
Md	DerradjiBelloum Karima	MAA	Université de Biskra	Rapporteur
Md	Bekhoucha Nassima	MAB	Université de 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 : Electromécanique
Electromécanique

Réf. : /

Nouvelles Topologies des convertisseurs AC/AC

Le : 28 Juin 2022

Présenté par :

Mamen Hocine

Djelloul Mohamed Kabil

Avis favorable de l'encadreur :

Derradji Belloum Karima *signature*

Signature Avis favorable du Président du Jury

Laala Widad

Signature

Cachet et signature

Remerciement

De tout nos cœur nous rends grâce au ALLAH, tout puissant, de nous avoir donné la force pour survivre, ainsi que l'audace pour dépasser toutes les difficultés et beaucoup de grâces dans tous les domaines de la vie et celle de la famille

*Nous plus sincères remerciements à notre encadreur de recherche «**Derradji Belloum Karima** », pour tout ce qu'ellenous ont fait apprendre, pour leur orientations éminenteet fructueuse, et surtout pour leur encouragements motivants.*

Je remercie pareillement, les membres de jury, d'avoir fait l'honneur de juger notre travail.

Enfin, on remercie tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin dans l'élaboration de ce travail.

Dédicas

Avec l'expression de ma reconnaissance, je dédie ce modeste travail à ceux qui, quels que soient les termes embrassés, je n'arriverais jamais à leur exprimer mon amour sincère .

À mon père « Mohamed Mamen »

Ceci est ma profonde gratitude pour ton éternel amour, que ce rapport soit le meilleur cadeau que je puisse t'offrir. Je consacre ce travail à apprécier votre fatigue physique pré-financière tout au long de ma carrière académique sans oublier mon chère oncle « Abdeaziz » qui m'a soutenu et encouragé durant toute l'année.

À ma très chère mère « Ketfa Isma »

Quoi que je fasse ou que je dise, je ne saurai point te remercier comme il se doit. Ton affection me couvre, ta bienveillance me guide et ta présence à mes côtés a toujours été ma source de force pour affronter les différents obstacles et à ma très chère grand-mère qui m'a soutenu avec ses douas qui Dieu la protège pour nous.

***À tous ma famille et mes
chères frères***

Qui n'ont pas cessé de me conseiller, encourager et soutenir tout au long de mes études, que Dieu les protège et leurs offre la chance et le bonheur.

Hocine Mamen

Dédicace

A la mémoire de mes regrettés Père et frère,

Que Dieu ait leurs âmes en son vaste paradis !

Je dédie ce travail à ma mère, que Dieu la garde et la protège pour son soutien, son encouragement et les sacrifices qu'elle a enduré,

*à mes plus chères « **Mbarka** » et « **Lhadja** », Elles sont comme les deuxièmes mères pour moi*

*à mes frères « **Abd El Hak** » et « **Fatouk** »*

*à mes sœurs « **Warda** » et « **Sara** »*

*à mes chères nièces et neveux : « **Zizou, Darine, Djana, Midou, Hanane et Abdenour** »*

*à mes amis « **Hocine Mamen** » et « **Akram Rahmouni** »*

Mohamed Kabil Djelloul

Résumé

La conversion alternatif–alternatif directe est un domaine de l'électronique de puissance dans lequel la technologie thyristor est actuellement la plus utilisée. Cette situation est amenée à changer prochainement, car le fonctionnement des thyristors induit d'importants harmoniques de courants, hors des nouvelles normes relatives aux perturbations admises sur le réseau basse tension.

Ce travail présente des nouvelles structures de convertisseur alternatif-alternatif constituées de cellules de commutation, identiques à celles qui sont utilisées des hacheurs DC/DC appelés hacheurs alternatifs. Le découplage de chaque cellule permet d'améliorer la robustesse des hacheurs. Les hacheurs alternatifs offrent de nombreuses possibilités d'applications industrielles. Grâce à leur fréquence de découpage élevée, ils permettent de réaliser des gradateurs de puissance avec un filtrage passif minimal.

Les hacheurs alternatifs sont abaisseurs ou élévateurs de tension suivant le sens considéré pour la conversion : de la source de tension vers la source de courant ou l'inverse. Par analogie avec les convertisseurs continu–continu classiques, on obtient différentes propriétés de réglage en modifiant la structure initiale.

Mots clés :

Convertisseur AC-AC, Hacheur alternatif, Interrupteurs quatre quadrants, Commande MLI, Harmoniques, facteur de puissance.

ملخص

التحويل المباشر للتيار المتردد هو مجال من إلكترونيات الطاقة تستخدم فيه تقنية التايستور حاليًا على نطاق واسع. من المقرر أن يتغير هذا الموقف قريبًا ، لأن تشغيل التايستور يحفز الضياعات في التيار ، خارج المعايير الجديدة المتعلقة بالاضطرابات المسموح بها على شبكة الجهد المنخفض.

يقدم هذا العمل هيكلية جديدة لمحول التيار (متناوب - متناوب) التي تتكون من خلايا تبديل مماثلة لتلك المستخدمة في القاطع المتناوب (مستمر - مستمر) تسمى قواطع التيار المتردد. يعمل فصل كل خلية على تحسين كفاءة القاطع . توفر القواطع الترددية العديد من الإمكانيات للتطبيقات الصناعية. بفضل تحويل التردد العالي تجعل من الممكن إنتاج جهاز خافض للطاقة مع الحد الأدنى من الترشيح السلبي.

قواطع التيار المتردد هي عبارة عن تخفيض أو تصعيد للجهد حسب الاتجاه المدروس للتحويل: من مصدر الجهد إلى المصدر التيار أو العكس. عن طريق القياس مع محولات مستمر - مستمر التقليدية ، يتم الحصول على خصائص ضبط مختلفة عن طريق تعديل الهيكل الأولي.

كلمات مفتاحية:

محول متناوب - متناوب، معامل الاستطاعة، قاطع متناوب (متناوب -متناوب)،الضياعات، التحكم بواسطة عرض النبضة.

Abstract

The direct conversion of the Alternating current is an electronics Power 's area in which Thyristor technology is currently widely used . This situation is destined to change soon , Since the Thyristor lead to a current losses & outside , the new standards regarding permissible disturbances on the four- voltage network . This work presents a new structure for a current transformer (alternative - alternative) that consists of switching cells similar to those used in circuit (continuous - continuous) it is called AC circuit cutter Separating each cell improves cutter efficiency

The Frequency cutters offers many Possibilities for the industrial applications thanks to the high frequency , it makes it Possible to produce a power or decrease device with a minimal passive filtration . AC circuit cutters are the reduction or escalation of voltage according to the studied direction of the switch : from the voltage source to the current or vice versa . By analogy with conventional converters continuous - continuous , different tuning characteristics are obtained by modifying the initial structure .

Key Words

transformer AC- AC , power factor , Ordered PWM, losses , pulse Width control D.

Sommaire

Remerciment

Dédicace

Résumé

Sommaire

Liste des figures

Listes des tableaux

Introduction générale.....1

Chapitre I : Généralité sur les convertisseurs statiques

I.1 Introduction3

I.2 Les convertisseurs statiques :3

I.2.1 Les interrupteurs à semi-conducteur :4

I.2.1.1 Interrupteur non commandable :4

I.2.1.2 Interrupteur commandé seulement à la fermeture :5

I.2.1.3 Interrupteurs à ouverture et à fermeture commandées :5

I.2.2 Les différents types de convertisseurs :8

I.2.2.1 Conversion alternatif-continu : les redresseurs8

I.2.2.2 Conversion continu-alternatif : les onduleurs9

I.2.2.3 Conversion alternatif-alternatif : les gradateurs9

I.2.2.4 Conversion continu-continu : les hacheurs9

I.2.3 Différents types des hacheurs DC :9

I.2.3.1 Hacheur Série ou Hacheur Dévolteur (Buck) :11

I.2.3.2 Hacheur Parallèle Ou Hacheur Survolteur (Boost) :17

I.2.3.3 Hacheur A Stockage Inductif ou Parallèle-Série (Buck-Boost) :21

I.3 Conclusion25

Chapitre II : Les convertisseur alternatifs- alternatifs direct

II.1 Introduction :27

II.2 Gradateur monophasé à commande par l'angle de phase :27

II.2.1 Fonctionnement :27

II.2.2 Caractéristiques du convertisseur :30

II.2.2.1 Paramètres de performance :33

II.3 Etude en simulation du modèle d'un gradateur monophasé :36

II.3.1 Résultats de simulation :37

II.4 Conclusion41

II.5 Introduction41

Sommaire

II.6 Convertisseurs AC/AC à commutation forcée : (Hacheur alternatif monophasé)	42
II.6.1 Fonctionnement :	42
II.7. Etude en simulation du modèle d'un Hacheur alternatif monophasé	48
II.7.1 Résultats de simulation :	49
II.7.2 Caractéristiques des grandeurs d'entrée et de sortie	54
II.8. Conclusion	57
 Chapitre III : Les nouvelles topologies des hacheurs alternatif en monophasé	
III.1 Introduction :	59
III.2 Commande par modulation de largeur d'impulsions (MLI) :	59
III.2.1 Définition :	59
III.2.2 Technique MLI Conventiennelle :	60
III.2.3 Caractéristiques :	61
III.2.4 Commande MLI du un hacheur Alternatif :	62
III.3 Hacheur Alternatif dévolteur (Buck) :	65
III.3.1 Description du hacheur Alternatif Buck à MLI :	65
III.3.2 Analyse et calculs des paramètres :	65
III.3.3 Simulation De La technique MLI Conventiennelle Sans Filtre :	67
III.3.4 Résultats de simulation :	68
III.3.5 Conception du filtre de sortie :	72
III.3.6 Exemple de conception :	72
III.3.7 Effet de la valeur de capacité C au facteur de puissance :	75
III.3.8 Choix optimal de la capacité pour l'amélioration de facteur de puissance :	76
III.3.9 Interprétation des résultats de la simulation :	78
III.4 Hacheur Alternatif survolteur ou Boost :	79
III.4.1 Description du hacheur Alternatif Boost MLI :	79
III.4.2 Analyse :	79
III.4.3 Circuit équivalent :	79
III.4.4 Effet de la valeur de la capacité de Co :	81
III.4.5 Exemple de conception :	81
III.4.6 Les résultants de la simulation :	82
III.4.7 Interprétation des résultats de la simulation :	84
III.5 Hacheur Alternatif dévolteur-survolteur ou Buck-Boost:	85
III.5.1 Description du hacheur Alternatif Buck-Boost MLI :	85
III.5.2 Capacité optimale pour un facteur de puissance d'entrée unitaire	87
III.5.3 Exemple de conception :	88

Sommaire

III.5.4	Interprétation des résultats de la simulation :.....	90
III.6	Conclusion :	90
	Conclusion générale	93
	Liste des références	

Liste des figures et Liste des tableaux

Chapitre I

Figure I- 1: Convertisseur statique [10]	3
Figure I- 2: Symbole d'une diode et ses Caractéristiques statiques.....	4
Figure I- 3: Les Caractéristiques statiques d'une Thyristor	5
Figure I- 4: Les Caractéristiques statiques d'un GTO.....	6
Figure I- 5: Symboles de transistor NPN et PNP [13].....	7
Figure I- 6: Le transistor IGBT.....	8
Figure I- 7: Les convertisseurs statiques en électronique de puissance	8
Figure I- 8: Principe de base d'un hacheur [11].....	10
Figure I- 9: Diagramme de différents types de hacheurs [11].....	10
Figure I- 10: (a), montage d'hacheur en série, (b) forme d'onde de L'interrupteur	11
Figure I- 11: Evolution de la tension et du courant au niveau des interrupteurs.	12
Figure I- 12: Schéma équivalent du circuit pendant l'intervalle t_e	12
Figure I- 13: Schéma équivalent du circuit pendant l'intervalle t_d	13
Figure I- 14: La caractéristique de la tension sortie en fonction du rapport cyclique.[15]	13
Figure I- 15: Formes d'ondes des principales grandeurs[11].....	15
Figure I- 16: Schéma électrique du filtre.[11]	16
Figure I- 17: Schéma d'un Hacheur parallèle	17
Figure I- 18: Schéma équivalent d'un Hacheur parallèle pour $t \in [0, DT]$	17
Figure I- 19: Schéma équivalent d'un Hacheur parallèle pour $t \in [DT, T]$	18
Figure I- 20: Forme d'ondes des principales grandeurs d'un Hacheur parallèle [15]	20
Figure I- 21: (a) : Hacheur élévateur et sa ((charge)) (b) : Ondulation de la courant de la capacités[15].....	20
Figure I- 22: Schéma d'un Hacheur Parallèle-Série (Buck-Boost)	21
Figure I- 23: Schéma équivalent d'un Hacheur Buck-Boost pour $t \in [0, DT]$	22
Figure I- 24: Schéma équivalent d'un Hacheur Buck-Boost pour $t \in [DT, T]$	23
Figure I- 25: Forme d'ondes des principales grandeurs d'un Hacheur Buck-Boost [15]	24

Chapitre II

Figure II- 1: Gradateur monophasé à thyristors Schéma de principe.....	28
Figure II- 2: Modèle de simulation d'un gradateur monophasé	37
Figure II- 3: Tension de sortie $V_c(t)$ (a) et spectre correspondant (b)	38
Figure II- 4: courant de sortie $I_c(t)$ (a) et spectre correspondant (b)	38
Figure II- 5 : Taux de distorsion harmonique total de la tension THD _v en fonction de α	39
Figure II- 6 : Taux de distorsion harmonique total du courant THD _i en fonction de α	39
Figure II- 7 : Valeurs relatives des courants en fonction de α pour diverses valeurs du déphasage ϕ	39
Figure II- 8 : Valeurs relatives des tensions en fonction de α pour diverses valeurs du déphasage ϕ	39
Figure II- 9: Facteur de distorsion du courant FDI en fonction de α	40
Figure II- 10: Facteur de distorsion de la tension FD _v en fonction de α	40
Figure II- 11: Facteur de puissance en fonction de α	40
Figure II- 12: Facteur de déphasage en fonction de α	40
Figure II- 13: Exemple d'un hacheur alternatif monophasé	42
Figure II- 14: Modèle de simulation d'un hacheur alternatif monophasé.....	49
Figure II- 15: Tension de sortie (a) et spectre correspondant (b)	49
Figure II- 16: Courant absorbé (a) et spectre correspondant (b)	50
Figure II- 17: formes d'ondes de courant et de tension du convertisseur et spectre correspondant	52
Figure II- 18: Formes d'ondes de courant et de tension du convertisseur	53

Liste des figures et Liste des tableaux

Figure II- 19:valeurs relatives des tensions de sortie en fonction de D pour diverses valeurs du déphasage ϕ	54
Figure II- 20: Valeurs relatives des courants de charge en fonction de D pour diverses valeurs du déphasage ϕ	54
Figure II- 21: Valeurs relatives des courants de source en fonction de D pour diverses valeurs du déphasage ϕ	54
Figure II- 22: Taux de distorsion harmonique total du courant de sortie THDi en fonction de D.....	55
Figure II- 23 Taux de distorsion harmonique total de la tension de sortie THDv en fonction de D.	55
Figure II- 24: Taux de distorsion harmonique total du courant d'entrée THDi en fonction de D.	55
Figure II- 25: Facteur de distorsion du courant d'entrée FDis en fonction de D	55
Figure II- 26: Facteur de puissance FPh en fonction de D.....	56
Figure II- 27: Facteur de déplacement Fd en fonction de D	56

Chapitre III

Figure III- 1: Principe de fonctionnement de la conventionnelle avec $f_p = 500$ Hz et $D = 0.5$	61
Figure III- 2: Le circuit d'un hacheur Alternatif monophasé	62
Figure III- 3 :le signal de commande MLI	64
Figure III- 4 :principe de fonctionnement d'un hacheur	64
Figure III- 5 :Topologie d'hacheur alternatif Buck MLI.....	65
Figure III- 6: Modèle d'un hacheur alternatif monophasé	66
Figure III- 7: Schéma de simulation de l'ensemble modulation conventionnelle- hacheur-charge	67
Figure III- 8: Tension de sortie $v_c(t)$ (a) et spectre correspondant(b)	68
Figure III- 9: Courant de sortie $i_c(t)$ (a) et spectre correspondant (b)	68
Figure III- 10: Courant de source $i_s(t)$ (a) et spectre correspondant (b)	68
Figure III- 11: Tension de sortie $v_c(t)$ (a) et spectre correspondant (b)	69
Figure III- 12: Courant de source $i_s(t)$ (a) et spectre correspondant (b)	69
Figure III- 13: V_{c1}/V en fonction de rapport cyclique D.....	71
Figure III- 14: Facteur de puissance FPh en fonction de D	71
Figure III- 15: Le schéma Simulink d'un hacheur Buck avec filtre.....	73
Figure III- 16: Les formes d'onde du courant de charge et source, de la tension de sortie et de la tension d'entrée	73
Figure III- 17: Les résultats de simulation en fonction de rapport cyclique.....	74
Figure III- 20: Le spectre correspondant de : (a)de la tension de sortie (b)courant de charge et (c) courant de source, pour diverses valeurs du rapport cyclique D.....	75
Figure III- 21: Formes d'onde de Hacheur AC MLI Buck	76
Figure III-22: Le diagramme du décalage des angles de phase	77
Figure III-23: Formes de Hacheur AC MLI Buck après le filtrage optimal	77
Figure III-24: le courbe de la variation du facteur de puissance de C.....	78
Figure III-25: Topologie d'Hacheur Alternatif Boost MLI.....	79
Figure III-26: Le circuit équivalent de Hacheur ALTERNATIF MLI Boost	80
Figure III- 27: (a) Formes d'ondes de hacheur AC MLI Boost(b): Le diagramme du décalage des angles de phase [3].....	81
Figure III- 28: Le schéma Simulink d'un Hacheur Boost (élevateur).....	82
Figure III- 29 . Lecourbe de la variation des $V_{ch_{rms}}$ en fonction de rapport cyclique D	83
Figure III-30: Les formes d'onde du courant de charge et source, de la tension de sortie et de la tension d'entrée	83

Liste des figures et Liste des tableaux

Figure III- 31: Le spectre correspondant de : (a)de la tension de sortie (b)courant de charge et (c) courant de source, pour diverses valeurs du rapport cyclique D	84
Figure III- 32: La topologie du Hacheur Alternatif Buck-Boost	85
Figure III-33. Le circuit équivalent de l'Hacheur Alternatif Buck-Boost	86
Figure III- 34. Le diagramme du décalage des angles de phase[4]	86
Figure III-35: Le schéma Simulink d'Hacheur Buck-Boost MLI.....	88
Figure III- 36:Les formes d'onde du courant de charge source , de la tension de sortie et de la tension d'entrée	88
Figure III- 37: Le spectre correspondant de : (a)de la tension de sortie (b)courant de charge et (c) courant de source, pour diverses valeurs du rapport cyclique D.....	89

Chapitre I

Tableau I- 1:Relation entre les tensions d'entrée U_s et de sortie U_{ch}	25
---	----

Chapitre III

Tableau III- 1: Tableau de séquences de commutation.....	63
Tableau III- 2: Tableau des résultats de simulation.....	74
Tableau III-4 : Tableau des résultats.....	83

Abréviation

DC :le courant continue

AC :le courant alternatif

MLI : Modulation de Large d'impulsion ou (PWM)

f : la fréquence

V_{AK} : tension directe

I_{AK} : courant direct

V_{RRM} : tension inverse maximale répétitive de diode

V_{RSM} : Tension inverse maximale non répétitive de diode

PN : les pôles de semi-conducteur

I_g : courant de gâchette

GTO :Gate Turn-Off

V_{BB} : alimentation du circuit Base

V_{CC} : alimentation du circuit Collecteur

V_{CE} : tension collecteur/émetteur

V_{BE} : tension base/émetteur

I_C : courant dans le collecteur

P : puissance

IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor

T : période de pulsation

L : Valeur dul'inductance

C : Valeur du condensateur

R : valeur du résistance

D : le rapport cyclique

DT : Période échantillonnage

φ : l'angle de retard à l'amorçage

t_e : Temps d' fermeture de l'interrupteur de puissance.

t_d : Temps d'ouverture de l'interrupteur de puissance.

I_K : courant dans

I_S : courant de source

I_D : courant dans la diode

U_{Ch} : la tension aux bornes de la charge

U_L : la tension aux bornes de la l'inductance

U_S : la tension de la source

ΔQ : la variation de charge

Abréviation

f_p : la fréquence de pulsation

T_p : La période de pulsation

i_c : courant dans la condensateur

ω : vitesse angulaire

β : angle de extinction

α : angle d'amorçage de gradateur

THD : (total harmonic distorsion) en anglais

FD : facteur de distorsion

U_c : amplitude du signal continu

U_p : amplitude de signal porteur

f_p : la fréquence de signal porteur

m : l'indice de modulation de fréquence

P_i : Le nombre d'impulsions par demi cycle

V_{rms} : la valeur de la tension efficace

$\theta_{i_{ch}}$: angle de déphasage entre v_{ch} et i_{ch}

$\theta_{v_{s-ch}}$: angle de déphasage entre V_s et V_{ch}

Introduction générale

Introduction générale

La dernière décennie a été marquée par des avancées technologiques sans précédent dans le domaine de l'électronique de puissance. Ces progrès technologiques sont de trois ordres :

- D'une part, Les progrès réalisés dans le domaine des semi-conducteurs de puissance (diodes rapides, transistors MOS et IGBT) permettent aux convertisseurs d'atteindre des tensions et des courants de fonctionnement importants, tout en conservant une fréquence de découpage élevée. Ces composants performants permettent de synthétiser les interrupteurs quatre quadrants.
- D'autre part, de nouvelles structures de convertisseurs sont apparues. Certaines d'entre elles favorisent des fréquences de commutation élevées. D'autres sont plutôt destinées à transférer des niveaux des puissances importants (structures multiniveaux).
- Et parallèlement à l'émergence de ces nouvelles structures, les nouvelles stratégies de commande qui leur sont associées ont été mises au point et utilisées.

Les convertisseurs AC-AC à commutation naturelle ou à commande par angle de phase qu'on appelle aussi gradateurs classiques sont connus et largement utilisés pour l'obtention d'une tension AC variable à partir d'une source de tension AC donnée. Ils ont été largement utilisés dans les applications relatives au contrôle de puissance AC telles que le contrôle de la luminosité, le chauffage industriel, la commande de vitesse et de démarrage de moteur à induction. Malgré les avantages tels que : la simplicité et la possibilité de contrôle de puissance AC importante que présentent de tels convertisseurs, ceux-ci possèdent plusieurs limitations dues aux caractéristiques inhérentes à leur commande.

Dans ce mémoire, on étudiera, les nouvelles topologies de convertisseur alternatif- Alternatif « Hacheur Alternatif » commandé par la technique MLI de type : Buck, Boost et Buck-Boost.

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

- Le premier chapitre, est consacré à la présentation différents types de semi-conducteurs et les différents types des hacheurs DC-DC.
- Le deuxième chapitre de ce mémoire portera sur l'étude du régulateur de tension AC à commande par la phase par simulation à l'aide du logiciel MATLAB. Nous présentons les performances de ce type de convertisseur en termes de facteurs de puissance, de

distorsion, de déplacement etc. Nous passons ensuite à la structure de puissance en hacheur alternatif à commutation forcée utilisant les avantages offerts par les interrupteurs bidirectionnels bicommandables. Nous montrons ses principales caractéristiques temporelles et fréquentielles.

- Le troisième chapitre est l'étude de ces nouvelles topologies des hacheurs alternatif en monophasé. Le principe de commande mli conventionnelle est adaptée à chaque structure. L'étude des hacheurs alternatifs est présentée (buck, boost et buck-boost).
- Enfin, ce travail sera clôturé par une conclusion générale.

Chapitre I :

Généralité sur les convertisseurs statiques

I.1 Introduction

L'électronique de puissance est la branche de l'électrotechnique qui a pour objet l'étude de la conversion statique de l'énergie électrique (notamment, les structures, les composants, les commandes...). L'électronique de puissance traite l'énergie électrique par voie statique, elle permet : une utilisation plus souple et plus adaptée de l'énergie électrique, une amélioration de la gestion, du transport et de la distribution de l'énergie électrique.

La conversion statique réalisée au moyen de convertisseurs statiques qui transforment l'énergie électrique disponible en une forme appropriée à l'alimentation d'une charge. Le bon fonctionnement d'un convertisseur statique résulte d'une adéquation forte entre les différents éléments, c'est-à-dire la structure de conversion, les composants de puissance et la loi de commande.

Dans ce chapitre, nous nous attacherons à présenter les composants de puissance qui peuvent construire un convertisseur statique selon ses utilisations, les différents convertisseurs statiques utilisés dans le domaine de l'électronique de puissance, les différentes structures de convertisseurs continu-continu qui seront choisis dans ce travail.

I.2 Les convertisseurs statiques :

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

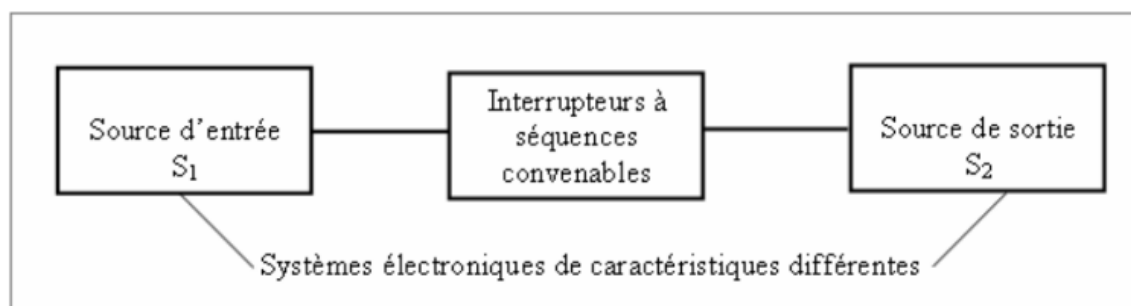


Figure I- 1: Convertisseur statique [10]

I.2.1 Les interrupteurs à semi-conducteur :

La fonction de base de la construction des convertisseurs statiques est : les composants ou interrupteurs de puissance. Selon leurs utilisations, on distingue :

I.2.1.1 Interrupteur non commandable :

1. Les diodes :

Une diode est un élément non commandé composé de 2 couches de matériaux semi-conducteur dopé (Silicium ou germanium). Le dopage permet d'obtenir des semi-conducteurs à trous chargés positivement ou chargé de porteurs négatives [9].

- **Les caractéristiques statiques d'une diode :**

Ils sont donnés dans la figure I.2 avec :

V_F : tension directe

I_F : courant direct

V_{RRM} : tension inverse maximale répétitive

V_{RSM} : Tension inverse maximale non répétitive.

En conduction la tension directe aux bornes de la diode est de l'ordre de 0.8 à 1 volt. On trouve des diodes qui supportent un courant direct : $I_a = 2000$ A, et des tensions inverse allant jusqu'à 4000 volts. [9]

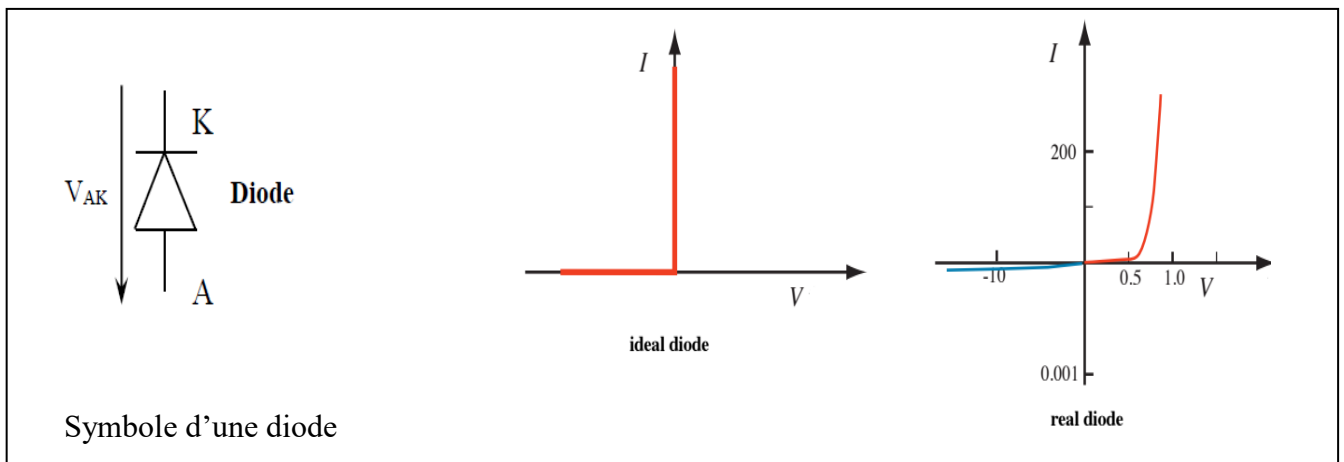


Figure I- 2: Symbole d'une diode et ces Caractéristiques statiques

I.2.1.2 Interrupteur commandé seulement à la fermeture :

1. Les thyristors :

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 . [9]

Le symbole d'un thyristor sont donnés les suivants :

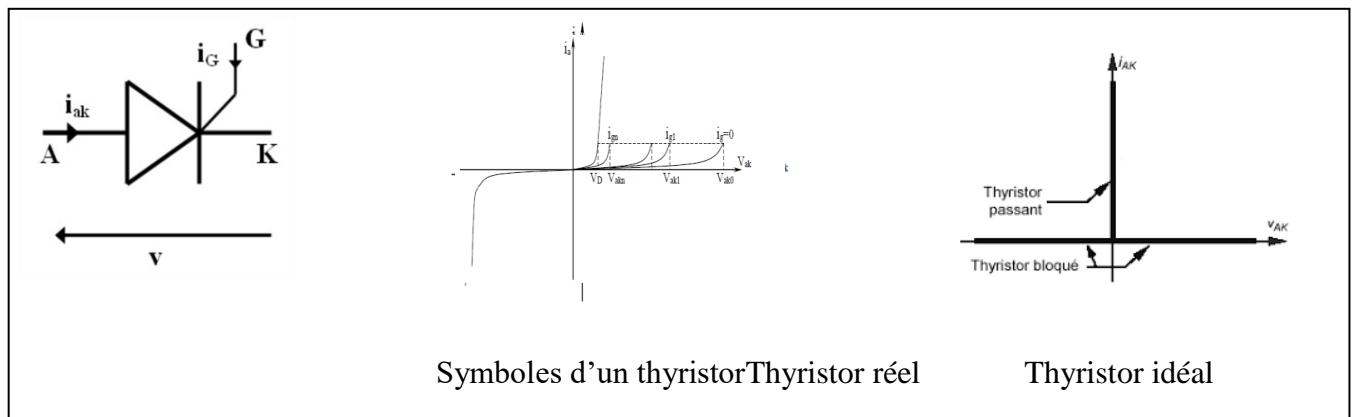


Figure I- 3:Les Caractéristiques statiques d'une Thyristor

- **Caractéristiques statiques**

- En inverse, ces caractéristiques sont identiques aux caractéristiques de la diode
- En direct :
 - Si le courant de la gâchette est $I_g = 0$ et on applique certaine tension assez importante V_{ak0} , le thyristor s'amorce effectivement et on aura $V_D = 0.8 \text{ V}$ en conduction.
 - Pour $I_g = I_{g1} > 0$ le thyristor s'amorce pour une tension directe $V_{ak1} < V_{ak0}$.
 - Pour $I_g = I_{gn}$ suffisant, V_{akN} est très faible (conduction comme une diode).[9]

I.2.1.3 Interrupteurs à ouverture et à fermeture commandées :

1. Thyristor à ouverture commandée GTO :

Cet interrupteur est représenté comme un thyristor muni d'une seconde gâchette pour montrer qu'il est à amorçage et à blocage commandés, c'est la fonction thyristor à ouverture commandée GTO (Gate Turn-Off).[10]

- **Caractéristiques statiques**

Le bon fonctionnement de ce composant dépend énormément de sa commande de gâchette qui est très complexe :

La commande de l'amorçage doit être énergique : l'impulsion de courant i_g doit avoir un front raide et une amplitude atteignant 2 à 5 fois la valeur de $i_{g\text{ mini}}$ pour $V_{ak} > 0$ $I_g > (I_g)_{\text{min}}$ (I_g) min (- qqes % de I_{ak}) > 0 pendant $t > (t_g)_{\text{min}}$ ($\sim \mu\text{s}$).

Ensuite pendant la conduction la gâchette doit être alimentée de façon permanente par un courant I_g noté $I_{g\text{ON}}$. Ce courant permet de réduire la chute de tension directe à l'état passant $V_{d\text{ON}}$ aux bornes du thyristor.

L'extinction du GTO se fait par extraction de charges par la gâchette. L'application d'une tension négative V_{gk} fait apparaître un courant de gâchette négatif $< I_{gr}$ (reverse), le GTO se bloque. Le courant inverse doit pouvoir atteindre des valeurs importantes $I_g < 0$ (\sim égal à $-I_{ak}/10$ à $-I_{ak}/5$) pendant un temps t_{inv} ($\sim 10 \mu\text{s}$).

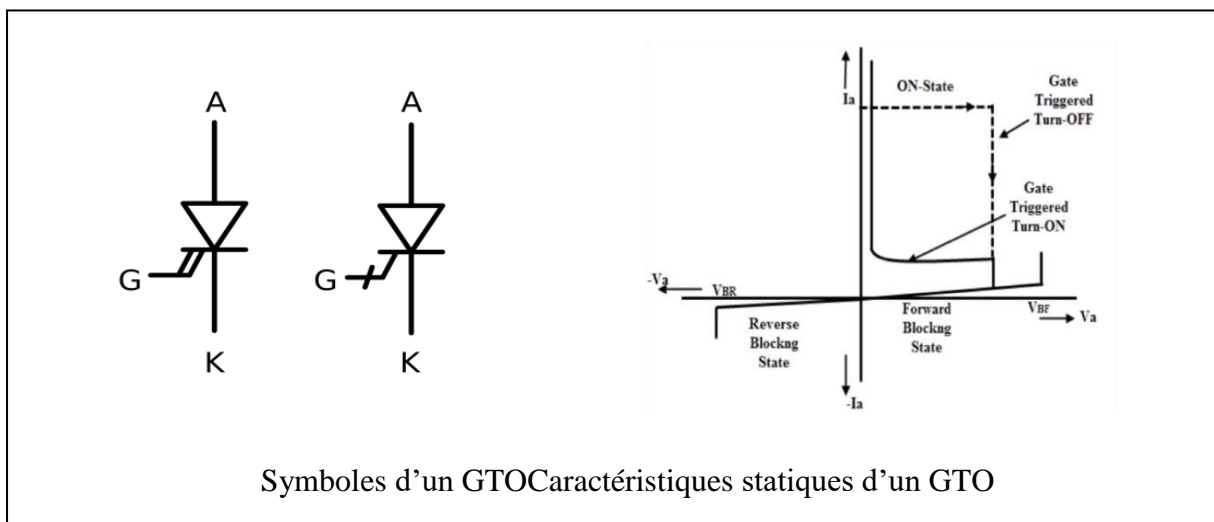


Figure I- 4: Les Caractéristiques statiques d'un GTO

2. Transistor bipolaire de puissance :

Le transistor bipolaire ou BJT (Bipolar Junction Transistor) de puissance est constitué de 2 jonctions PN (ou diodes) montées en sens inverse. Un transistor comporte trois connexions : l'émetteur (E), la base (B) et le collecteur (C)

Selon le sens de montage de ces diodes on obtient 2 types de transistors :

- Le transistor NPN : La base, zone de type P est située entre deux zones de type N.
- Le transistor PNP : La base, zone de type N est située entre deux zones de type P.

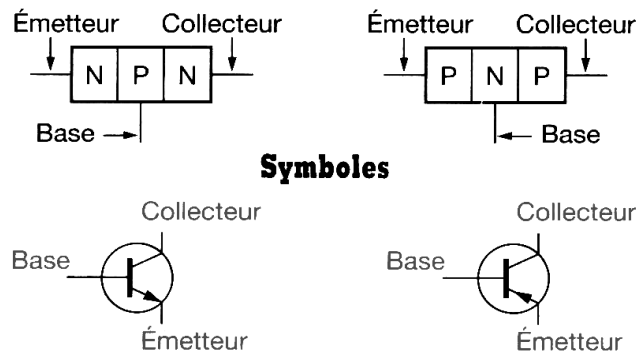


Figure I- 5:symboles de transistor NPN et PNP [13]

Deux sources d'alimentation sont nécessaires pour assurer un fonctionnement correct du transistor. Elles sont souvent notées :

- V_{BB} : alimentation du circuit Base
- V_{CC} : alimentation du circuit Collecteur.[13]

Remarque : L'alimentation V_{BB} est parfois réalisée à partir de V_{CC}

- **Caractéristiques d'un transistor**

Les constructeurs donnent en général les valeurs ci-dessous à ne pas dépasser afin d'éviter la détérioration du transistor :

- V_{CE0} ou V_{MAX} : tension collecteur/émetteur maxi (à $V_{BB} = 0V$)
- V_{BE0} : tension base/émetteur maxi
- $I_{C_{max}}$: courant maxi dans le collecteur
- P : puissance maxi que peut dissiper le transistor (avec $P = V_{CE} \cdot I_C$). [13]

3. Le transistor IGBT :

Le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT, de l'anglais Insulated Gate Bipolar Transistor) est un dispositif semi-conducteur de la famille des transistors qui est utilisé comme interrupteur électronique, principalement dans les montages de l'électronique de puissance.[9]

Ce composant, qui combine les avantages des technologies précédentes, c'est-à-dire la grande simplicité de commande du transistor à effet de champ par rapport au transistor bipolaire, tout en conservant les faibles pertes par conduction de ce dernier, a permis de nombreux progrès dans les applications de l'électronique de puissance, aussi bien en ce qui concerne la fiabilité que sur l'aspect économique.[9]

• **Caractéristiques d'un transistor IGBT :**

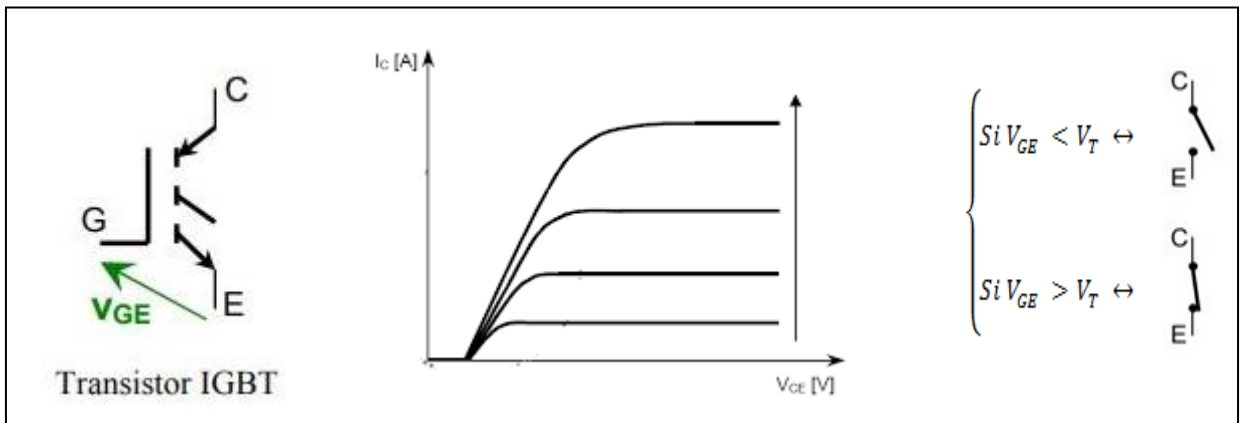


Figure I- 6:Le transistor IGBT

I.2.2 Les différents types de convertisseurs :

L'énergie électrique est disponible soit sous forme alternative (réseau de distribution électrique, alternateur), soit sous forme continue (batterie d'accumulateurs, génératrice à courant continu, alimentation par caténaire...). La charge peut nécessiter une alimentation en alternatif ou en continu. On définit donc quatre classes de convertisseurs transformant directement l'énergie électrique, ce sont « les fonctions de base » de convertisseurs statiques. Ces fonctions de base peuvent toute être remplies par des convertisseurs mono-étages. La figure (I.7) représente les différents types des convertisseurs statiques.

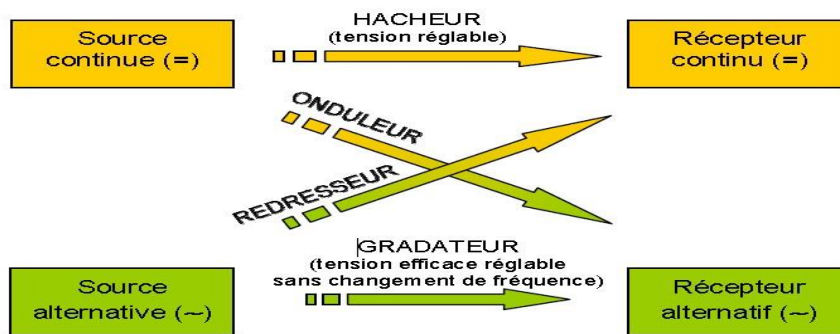


Figure I- 7:Les convertisseurs statiques en électronique de puissance

I.2.2.1 Conversion alternatif-continu : les redresseurs

Les redresseurs permettent d'obtenir une tension de valeur moyenne non nulle à partir d'une tension alternative (monophasée ou triphasée) de valeur moyenne nulle. Les redresseurs commandés permettent de régler la valeur moyenne de la tension redressée. Les redresseurs sont utilisés comme étage intermédiaire dans les cartes électroniques, les

fours, les électrolyses, le transport à courant continu et pour la variation de vitesse des moteurs à courant continu. [10]

I.2.2.2 Conversion continu-alternatif : les onduleurs

Le convertisseur qui transforme l'énergie électrique délivrée sous forme continue pour alimenter une charge en alternatif est l'onduleur. La charge alternative peut être de plusieurs types. Si elle peut aussi délivrer de la puissance et présente des forces électromotrices (réseau de distribution électrique, machine synchrone, alternateur...). L'onduleur pourra avoir une structure identique à celle d'un redresseur. C'est le fonctionnement réversible d'un même convertisseur. On parle alors d'onduleur assisté (ou non autonome). Si la charge est constituée par un circuit oscillant. On pourra utiliser les propriétés de ce dernier pour adapter la structure de l'onduleur. Il prend alors le nom d'onduleur à résonance. Dans tous les autres cas, on emploie un onduleur autonome qui ne suppose aucune caractéristique particulière de la charge.[10]

I.2.2.3 Conversion alternatif-alternatif : les gradateurs

Les gradateurs permettent d'obtenir une tension alternative de valeur efficace réglable à partir d'une tension alternative de valeur efficace et de fréquence fixe. Les gradateurs sont utilisés en électrothermie (sur charge résistive), dans des systèmes de compensation de puissance réactive et des démarrages progressifs de moteurs asynchrones.[10]

I.2.2.4 Conversion continu-continu : les hacheurs

Les hacheurs sont des convertisseurs directs du type continu-continu. Ils permettent d'obtenir une tension continue de valeur moyenne réglable à partir d'une source de tension continue. Les hacheurs sont utilisés pour la variation de vitesse des moteurs à courant continu et dans les alimentations à découpage.[10]

I.2.3 Différents types des hacheurs DC :

Les hacheurs sont les convertisseurs statiques continu-continu permettant de fabriquer une source de tension continue variable à partir d'une source de tension continue fixe [15]. Ils jouent le même rôle que les transformateurs en courant alternatif [16].

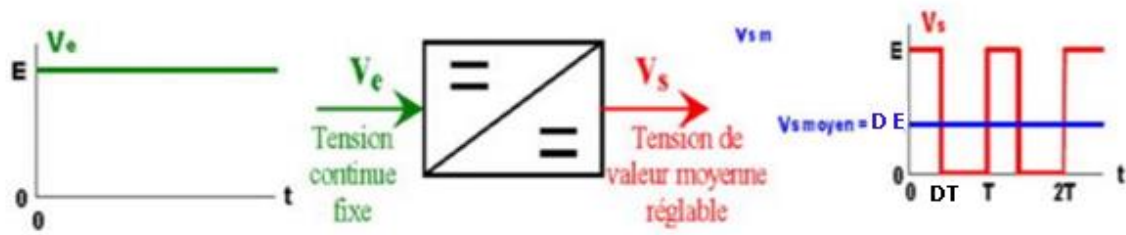


Figure I- 8:Principe de base d'un hacheur [11].

Ces convertisseurs permettent le contrôle du transfert d'énergie entre une source et une charge qui est, soit de nature capacitive (source de tension), soit de nature inductive (source de courant).[11]

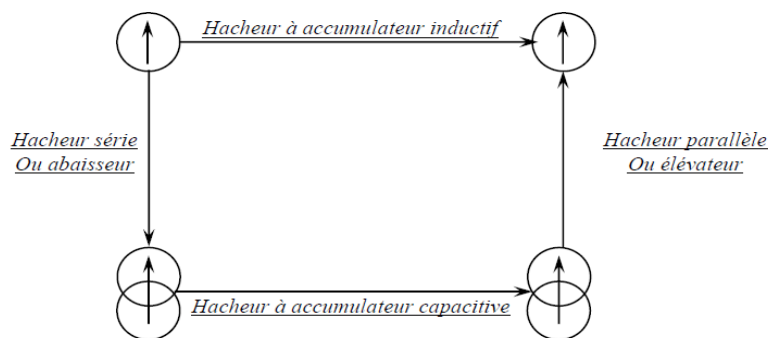


Figure I- 9:Diagramme de différents types de hacheurs [11]

- **Hacheurs réversibles :**

Ce sont des structures qui assurent une réversibilité en tension et/ou en courant. Ainsi, il est possible d'inverser le sens de parcours de l'énergie dans cette catégorie, on distingue trois types :

- hacheur réversible en tension.
- hacheur réversible en courant.
- hacheur réversible en courant et en tension.

- **Hacheurs non réversibles :**

Ce sont des structures qui n'assurent pas la réversibilité, ni en tension, ni en courant. L'énergie ne peut donc aller que de la source vers la charge. Dans cette catégorie, on distingue deux types :

- Les hacheurs à liaison directe : Qui associent deux sources de nature différentes :

- hacheur série ou hacheur dévolteur (Buck).
- hacheur parallèle ou hacheur survolteur (Boost).
- Les hacheurs à liaison indirecte ou à accumulation : Qui associent deux sources de même nature :
 - hacheur à stockage inductif ou parallèle-série (Buck-Boost). [14].

I.2.3.1 Hacheur Série ou Hacheur Dévolteur (Buck) :

• Principe

L'hacheur série ou dévolteur commande le débit d'une source de tension continu U dans un récepteur de courant I .

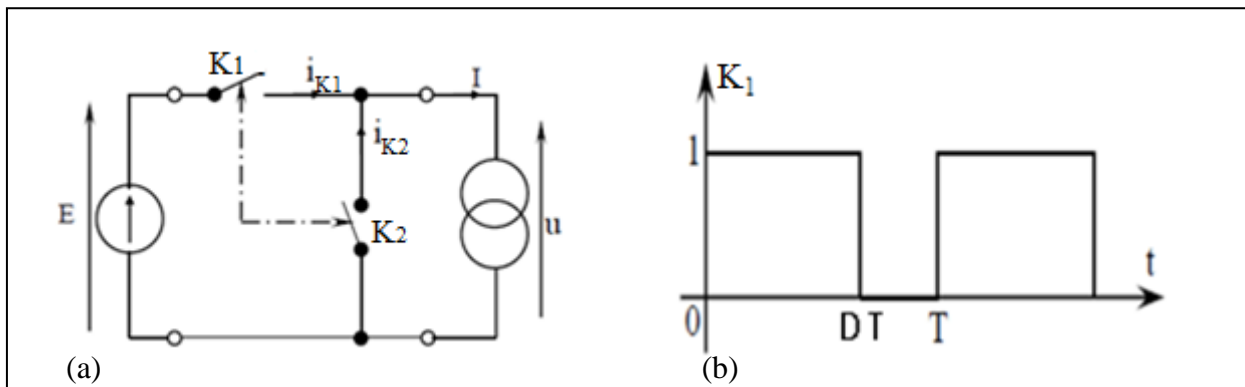


Figure I- 10: (a), montage d'hacheur en série, (b) forme d'onde de L'interrupteur

Pour régler le transfert d'énergie, on applique aux interrupteurs une commande périodique, La période de pulsation T de celle-ci peut-être choisie arbitrairement dans la mesure où la sources le récepteur que relie le variateur de courant continu se comportent comme des circuits à fréquence de commutation nulle. L'interrupteur T_1 permet de relier l'entrée à la sortie, K_2 court-circuite la source de courant quand K_1 est, ouvert ($K_1 = \overline{K_2}$). On définit α rapport cyclique. [13]

• Les relations fondamentales

Les éléments L et C forment un filtre dont le but est de limiter l'ondulation résultant du découpage sur la tension et le courant de sortie.

Le cycle de fonctionnement, de période de hachage T ($T = 1/f$), comporte deux étapes :

- Lors de la première, on rend l'interrupteur passant, K est fermé et la diode polarisée en inverse, est bloquée. Cette phase dure 'te' de 0 à DT , avec D compris entre 0 et 1. D est appelé rapport cyclique.

- Lors de la seconde, on ouvre K. La diode devient passante. Cette phase dure 'td' de DT à T.

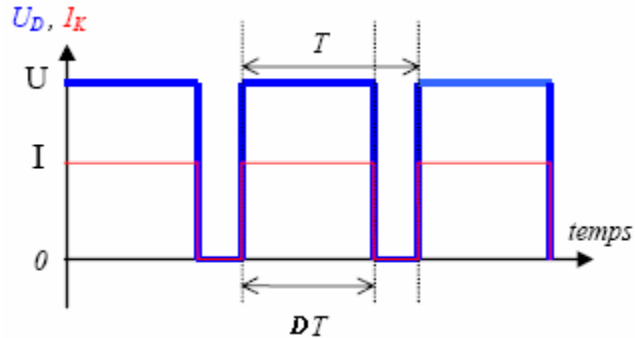


Figure I- 11: Evolution de la tension et du courant au niveau des interrupteurs.

- Première étape : K est à l'état ON : $t_e = [0 DT]$

Pendant l'intervalle t_e l'interrupteur K est fermé :

$I_K = I_s$, $I_D = 0$ la diode est bloquée,

Nous avons alors : $U_{ch} = U_s - U_L$

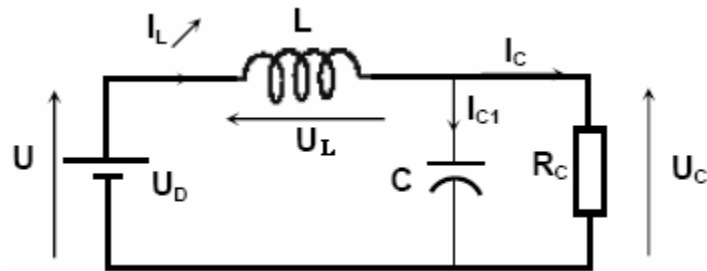


Figure I- 12: Schéma équivalent du circuit pendant l'intervalle t_e

On a, $U_L = L \frac{di_L}{dt}$ le courant i_L circulant dans l'inductance L est croissant d'où

$t = 0 \rightarrow i_L = I_{min}$, $t = DT \rightarrow i_L = I_{max}$

On peut écrire : $U_L = L \frac{I_{max} - I_{min}}{t_e}$

Ce qui donne :

$$U_s - U_{ch} = L \frac{I_{max} - I_{min}}{t_e} \tag{I.1}$$

Pendant cette durée de temps le courant de source I_s circule dans L et dans l'ensemble C et R_C . Alors, sur une période l'énergie emmagasinée dans l'inductance (puis restitué) est

inférieure à l'énergie fournie par la source et reçue par la charge (d'où le nom de convertisseur dévolteur).

- 2ème étape K est à l'état OFF : $t_d = [DT \ T]$

Pendant l'intervalle t_d l'interrupteur K est ouvert :

$I_K = 0$, $I_D = i_L$ la diode devient spontanément passante

Par la même expression $U_{ch} = L \frac{di_L}{dt}$ et $U_L = -U_{ch}$

Ce qui implique $U_{ch} = -L \frac{di_L}{dt}$ le courant i_L circulant dans l'inductance L est décroissant

On a donc $t = DT \rightarrow i_L = I_{max}$, $t = T \rightarrow i_L = I_{min}$

Soit : $U_{ch} = -L \frac{I_{min} - I_{max}}{t_d}$ (I.2)

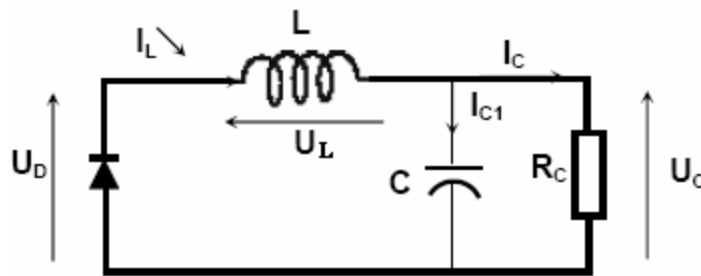


Figure I- 13: Schéma équivalent du circuit pendant l'intervalle t_d .

en regroupant les deux équations ((I.1) et (I.2))

$$L = (U_S - U_{ch}) \frac{t_e}{I_{max} - I_{min}} = -U_{ch} \frac{t_d}{I_{min} - I_{max}} \text{ avec } t_e = T - t_d$$

$$U_{ch} = U_S \frac{t_e}{T} = D U_S \tag{I.3}$$

Donc $D = \frac{t_e}{T}$ qui est le rapport cyclique utilisé pour la régulation de notre tension de sortie

U_{ch} ; l'évolution de cette dernière, en fonction de D, est indiquée par la figure I.14 :

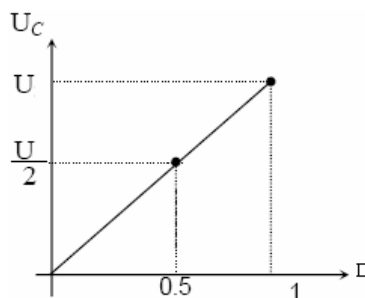


Figure I- 14: La caractéristique de la tension sortie en fonction du rapport cyclique. [15]

- **Détermination de la valeur des éléments**

Les éléments sont, dans la plupart des cas, déterminés pour un fonctionnement en régime continu et à courant de sortie I_c nominal.

Valeur de l'inductance L :

L'inductance L est déterminée à partir du temps de conduction t_e et de l'ondulation du courant Δi_L qui la traverse.

De la relation (I.1) on peut avoir :

$$L = (U_S - U_{ch}) \frac{t_e}{I_{\max} - I_{\min}}$$

$$L = \frac{U_S - U_{ch}}{\Delta I} * DT = \frac{U_{ch}(1-D)}{\Delta I * f} D, \text{ où } L = \frac{U_S - U_{ch}}{K I_S} * DT \quad (I.4)$$

L en henrys, T en secondes, I_S étant le courant de sortie.

Sachant que, en régime continu, on peut définir l'ondulation du courant i_L en fonction du courant de sortie I_S .

$$\Delta I_L = K \cdot I_S \quad (\text{en général } K < 1)$$

Valeur du condensateur C :

Sa valeur est conditionnée par l'ondulation de la tension de sortie ΔV_{ch} . On utilise la méthode de la variation de tension ΔV .

La variation de la tension V_{ch} est décalée dans le temps, par rapport à la variation du courant i_{c1} . L'évolution de V_{ch} est positive tant que $I_L > I_C$. L'apport de tension ΔV correspond à la surface de charge hachurée.

Ainsi :

$$V_s(t) = \frac{1}{C} \int i_c(t) \cdot dt$$

$$\Delta V_s = \frac{1}{C} \cdot \left[\int_{\frac{DT}{2}}^{DT} i_L \cdot dt + \int_{DT}^{\frac{D+1}{2}T} i_L \cdot dt \right]$$

$$\Delta V_s = \frac{1}{C} \cdot \left[\left(\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{DT}{2} \right) + \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I}{2} \cdot \frac{(1-D)T}{2} \right) \right]$$

avec (f) la fréquence de commutation en Hz, C en farads.

$$\Delta V_s = \frac{\Delta I}{8 \cdot C \cdot f} = \frac{D(1-D)\Delta U_S}{8 \cdot C \cdot L \cdot f^2} \quad (I.5)$$

Avec ΔU_S ondulation crête à crête.

- **Ondulation admissible**

Les valeurs des composants utilisés (C, L) influent directement sur l'allure du signal de sortie, il faut être judicieux dans notre choix de tel sorte qu'il soit adéquat avec les exigences de notre application ; l'ondulation à la sortie est donnée par les équations qui suivent :

$$\Delta L = (U_S - U_{ch}) \frac{te}{L} = \frac{U_S * D * (1-D)}{L * f} \quad (I.6)$$

$$\Delta U_S = \frac{(U_S - U_{ch}) * U_{ch}}{8 * U_S * C * L * f^2} = \frac{U_S * D * (1-D)}{8 * C * L * f^2} \quad (I.7)$$

- **Mode de conduction continu**

Le courant de sortie dans ce cas est suffisamment fort et le courant dans l'inductance ne s'annule jamais (figure I.15), même avec l'ondulation due au découpage.

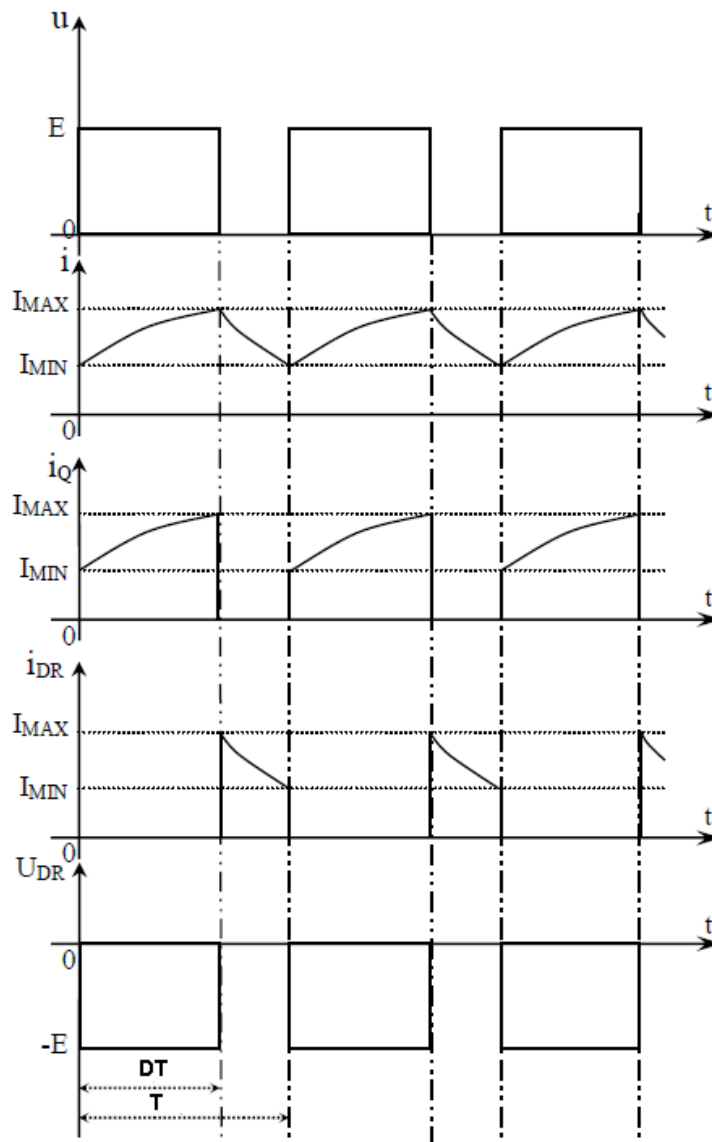


Figure I- 15: Formes d'ondes des principales grandeurs[11]

- **Conception du filtre**

On considère le circuit électrique schématisé ci-dessous, dans un premier temps, nous écrivons les équations régissant le fonctionnement :

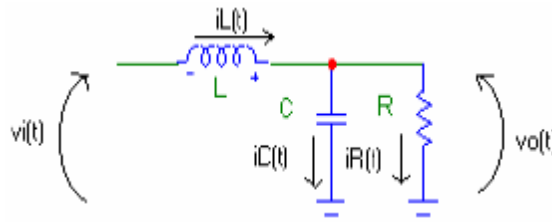


Figure I- 16: Schéma électrique du filtre.[11]

$$V_{ch}(t) = R \cdot i_R(t) \quad (I.8)$$

$$V_s(t) - V_{ch}(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (I.9)$$

$$i_C = C \frac{dV_{ch}(t)}{dt} \quad (I.10)$$

La combinaison des équations (I.8), (I.9) et (I.10) mène à l'équation différentielle suivante:

$$\frac{d^2V_o(t)}{dt^2} + \frac{1}{RC} \cdot \frac{dV_o(t)}{dt} + \frac{1}{LC} \cdot V_o(t) = \frac{1}{LC} \cdot V_s(t) \quad (I.11)$$

En appliquant la transformée de Laplace à l'équation(I.11) on obtient la fonction de transfert correspondant au filtre, on suppose les conditions initiales sont égales à zéro.

$$\frac{V_o(s)}{D(s)} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}} \quad (I.12)$$

L'équation (I.12) ressemble à la forme d'un polynôme typique dont la fonction de transfert est donnée par l'équation :

$$H(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\varepsilon\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (I.13)$$

Où le paramètre ε est le facteur d'amortissement et ω_0 est la pulsation du pôle. La même équation peut-être écrite sous la forme où Q est le facteur de forme.

$$H(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (I.14)$$

$$P_1 \cdot P_2 = -\frac{\omega_0}{2Q} \pm j\omega_0 \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{1}{4Q^2}\right)} \quad (I.15)$$

I.2.3.2 Hacheur Parallèle Ou Hacheur Survolteur (Boost) :

- **Principe**

Le hacheur parallèle permet de varier le courant fourni par une source de courant I dans un récepteur de tension U .

Ce hacheur est, constitué d'un interrupteur à ouverture commandée en parallèle avec le récepteur et d'un interrupteur à fermeture et ouverture spontanée entre la source et le récepteur. [9]

- **Montage**

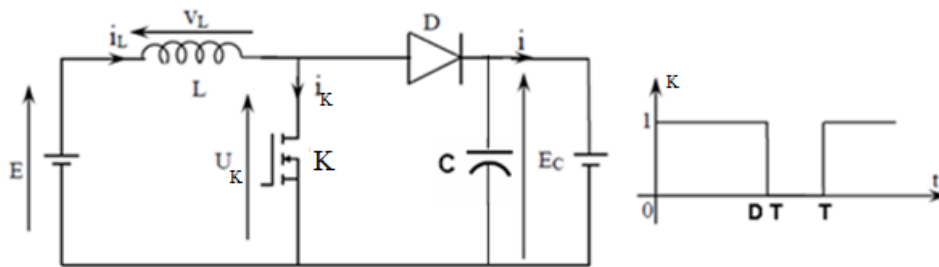


Figure I- 17:Schéma d'un Hacheur parallèle

Dans ce cas , E est, une fém comme dans le cas précédent mais elle est, à présent en série avec une inductance L (dans un premier temps on néglige sa résistance propre R) donc une source de courant qui débitent dans une source de tension E_c et que la diode D empêche tout retour de courant vers la source.

- **Etude d'un hacheur Parallèle**

Généralement l'inductance L de la source de courant, à une valeur suffisamment élevée pour que la valeur moyenne I_L du courant $i_L(t)$, au dessous de laquelle la conduction devient discontinu, soit telle qu'elle rend RI_L négligeable par rapport à E .

- **Analyse du fonctionnement**

- **1^{er} cas : $0 < t < DT$ (K fermé, D ouverte).**

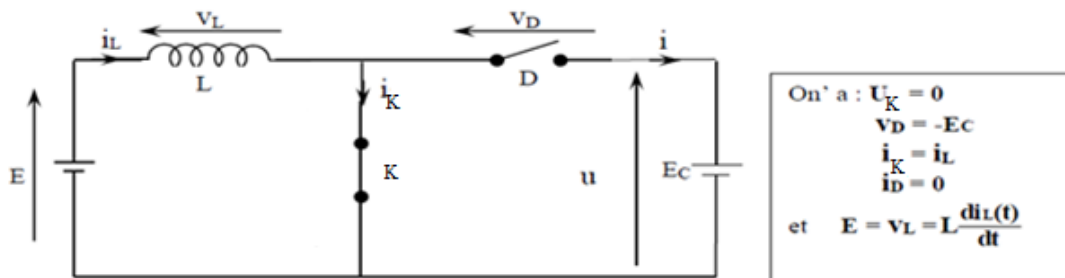


Figure I- 18:Schéma équivalent d'un Hacheur parallèle pour $t \in [0 , DT]$

Détermination le courant $i_L(t)$:

on a $E \gg Ri_L(t)$ donc :

$$E = L \frac{di_L(t)}{dt} \text{ avec } i_L(0) = I_{L\text{MIN}} \text{ et } i_L(DT) = I_{L\text{MAX}}$$

$$E = L \frac{di_L(t)}{dt} \Rightarrow di_L(t) = \frac{E}{L} dt \Rightarrow i_L(t) = \int \frac{E}{L} dt$$

$$i_L(t) = \frac{E}{L} t + K \quad \text{à } t = 0 \text{ on a } i_L(0) = I_{L\text{MIN}} = K$$

$$\text{donc } i_L(t) = \frac{E}{L} t + I_{L\text{MIN}}$$

calcul de $I_{L\text{MAX}}$:

$$\text{à } t = DT \text{ on a } i(DT) = I_{L\text{MAX}} = \frac{E}{L} DT + I_{L\text{MIN}} ; I_{L\text{MAX}} = \frac{E}{L} DT + I_{L\text{MIN}}$$

- 2^{ème} cas : $DT < t < T$ (K ouvert, D fermée).

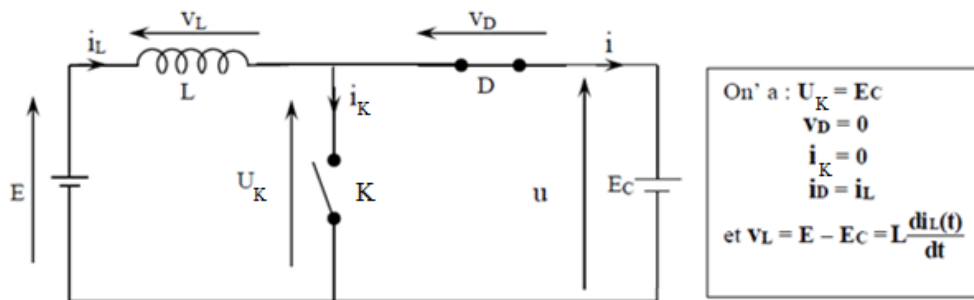


Figure I- 19:Schéma équivalent d'un Hacheur parallèle pour $t \in [DT , T]$

Détermination le courant $i_L(t)$:

$$\text{On a } E = E_c + L \frac{di_L(t)}{dt} \text{ avec } i_L(DT) = I_{L\text{MAX}} \text{ et } i_L(T) = I_{L\text{MIN}}$$

$$E = V_L + E_c \Rightarrow E = E_c + L \frac{di_L}{dt} \Rightarrow di_L = \frac{E-E_c}{L} dt \Rightarrow i_L(t) = \int \frac{E-E_c}{L} dt$$

$$\text{Donc } i_L = \frac{E-E_c}{L} t + K$$

$$\text{À } t = DT \rightarrow i_L(DT) = I_{L\text{MAX}} = \frac{E-E_c}{L} DT + K \Rightarrow K = I_{L\text{MAX}} - \frac{E-E_c}{L} DT$$

$$\text{Donc } i_L = \frac{E-E_c}{L} t + I_{L\text{MAX}} - \frac{E-E_c}{L} DT \Rightarrow i_L = \frac{E-E_c}{L} (t - DT) + I_{L\text{MAX}}$$

Calcul de $I_{L\text{MIN}}$

$$\text{à } t = T \text{ on a } i_L(T) = I_{L\text{MIN}} = \frac{E-E_c}{L} (T - DT) + I_{L\text{MAX}} \Rightarrow I_{L\text{MIN}} = \frac{E-E_c}{L} T (1 - D) + I_{L\text{MAX}}$$

- **Ondulation du courant dans l'inductance :**

Il est important, pour un hacheur parallèle, d'apprécier l'importance de l'ondulation du courant dans l'inductance.

$$\text{On a } I_{L\text{MAX}} = \frac{E}{L}DT + I_{L\text{MIN}} \Rightarrow \Delta I_L = I_{\text{MAX}} - I_{\text{MIN}} = \frac{E}{L}DT$$

$$\Delta I_L = \frac{E}{L}DT \Rightarrow \Delta I_L = \frac{E}{Lf}D$$

- **Relation entre les tensions d'entrée et de sortie :**

En régime établi, la tension moyenne aux bornes de l'inductance est, nulle.

$$\text{Donc } U_L(t) = \frac{1}{T} \int_0^T u_L(t) dt = 0 = \frac{1}{T} [EDT + (T - DT)(E - E_C)] = ED + (1 - D)(E - E_C)$$

$$\Rightarrow ED + E - ED + E_C D - E_C = 0 = E - E_C + E_C D \Rightarrow E_C (1 - D) = E$$

$$E_C = \frac{E}{1 - D}$$

$$\text{alors } U_{\text{ch}} = \frac{U_s}{1 - D} \tag{I.16}$$

- **Forme d'ondes des principales grandeurs**

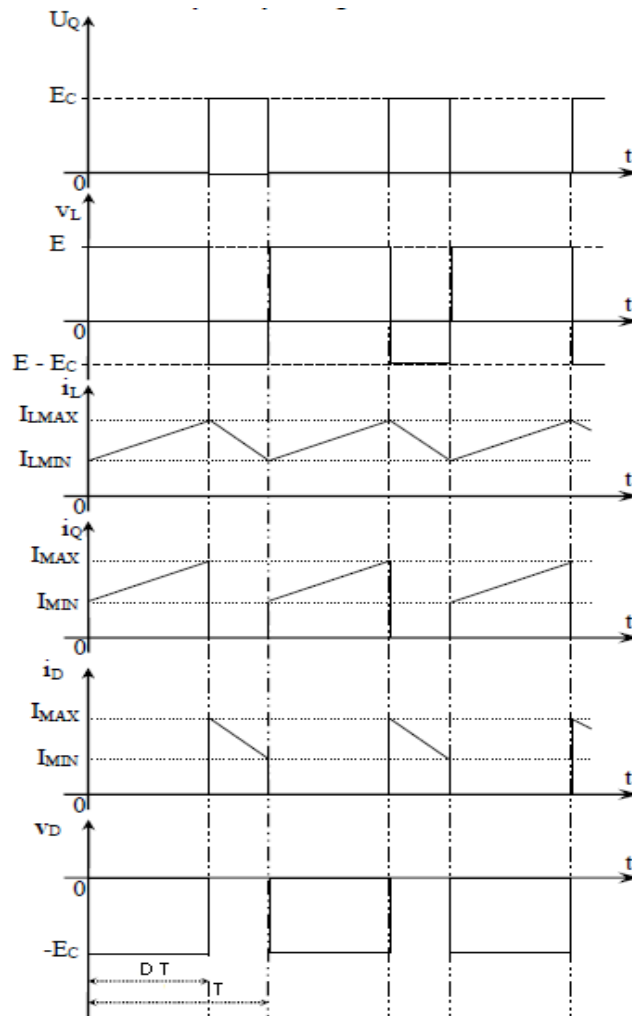


Figure I- 20:Forme d’ondes des principales grandeurs d’un Hacheur parallèle [15]

• Conception du filtre C :

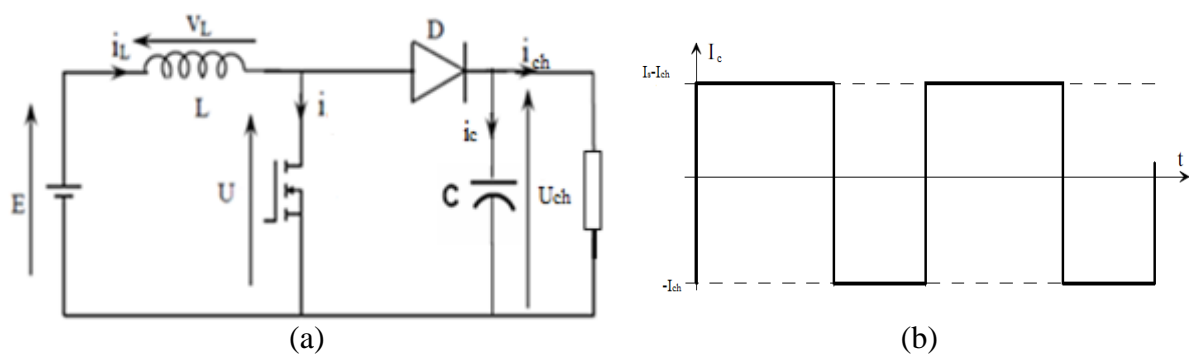


Figure I- 21:(a) : Hacheur élévateur et sa ((charge)) (b) : Ondulation de la courant de la capacités[15]

on a $I_s = I_{ch} + I_c$ (I.17)

Ces propriétés sont représentées Figure I.21.

Les variations de U_{ch} la tension de sortie sont définies par la relation

$$I_C = C \frac{dU_{ch}}{dt} \tag{I.18}$$

La tension dans Cs varie linéairement, ce qui permet d'écrire, pour $t \in [DT ; T]$:

$$\int dU_{ch} = \frac{1}{C} \int_{DT}^T I_C \tag{I.19}$$

D'après l'équation (I.17)

$$\int dU_{ch} = \frac{1}{C} \int_{DT}^T [I_S - I_{ch}] \rightarrow \Delta U_{ch} = \frac{1}{C} [I_S - I_{ch}]_{DT}^T$$

$$\Delta U_{ch} = \frac{1}{C} [(I_S - I_{ch}) * T - (I_S - I_{ch}) * DT] \rightarrow \Delta U_{ch} = \frac{1}{C} [(I_S - I_{ch}) * T D], [1],[2],[3],[4]$$

$$\Delta U_{ch} = \frac{1}{C} [(I_{ch})DT] \Rightarrow C = \frac{U_{ch}}{R \Delta U_{ch}} \tag{I.20}$$

on utilisant l'équation(I.16)

$$C = \frac{DU_S}{R \Delta U_{ch} f (1-D)} \tag{I.21}$$

I.2.3.3 Hacheur A Stockage Inductif ou Parallèle-Série (Buck-Boost) :

• **Principe :**

Un autre type de hacheur survolteur peut être obtenu par une modification de la structure ; au lieu de partir de la configuration : source de tension + commutateur + source de courant, on intercale, entre les deux, un dispositif qui stocke temporairement l'énergie transférée ou une partie de celle-ci : source 1 + commutateur + élément de stockage + commutateur + source 2.

Cette structure permettra de réaliser une conversion indirecte d'énergie entre deux générateurs (ou sources) de même type.[9]

• **Montage :**

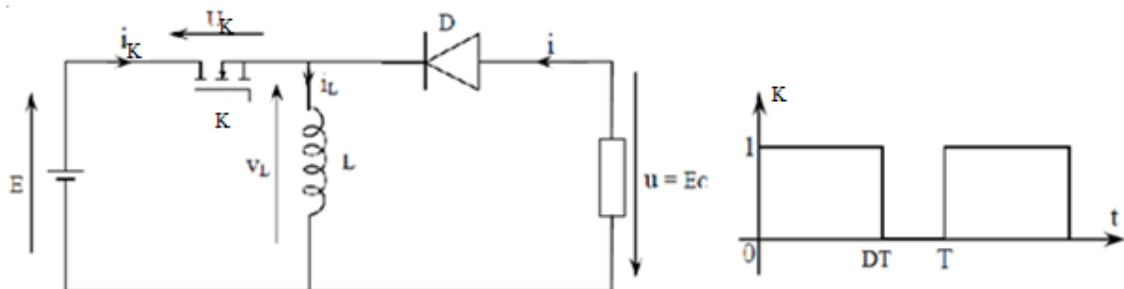


Figure I- 22:Schéma d'un Hacheur Parallèle-Série (Buck-Boost)

- **Etude d'un hacheur Parallèle-Série (Buck-Boost) :**

Comme dans ce qui précède, on étudie le système dans le cadre d'une approximation :

- La charge est supposée être à tension constante $U_{MOY} = E_C$.
- L'inductance de stockage L est, dépourvue de résistance (non-dissipation de l'énergie stockée).

- **Analyse du fonctionnement**

1er phase : $0 < t < DT$ (K fermé, D ouverte) :

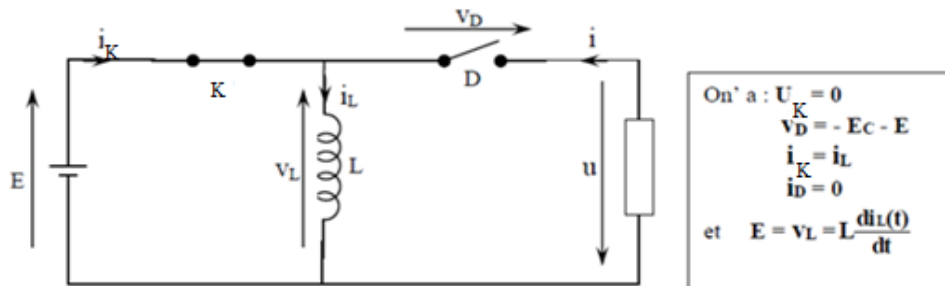


Figure I- 23;Schéma équivalent d'un Hacheur Buck-Boost pour $t \in [0 , DT]$

Détermination le courant $i_L(t)$:

On a $E \gg Ri_L(t)$ donc :

$$E = L \frac{di_L(t)}{dt} \text{ avec } i_L(0) = I_{L\text{MIN}} \text{ et } i_L(DT) = I_{L\text{MAX}}$$

$$E = L \frac{di_L(t)}{dt} \Rightarrow di_L(t) = \frac{E}{L} dt \Rightarrow i_L(t) = \int \frac{E}{L} dt$$

$$i_L(t) = \frac{E}{L}t + K \quad \text{à } t = 0 \text{ on a } i_L(0) = I_{L\text{MIN}} = K$$

$$\text{Donc } i_L(t) = \frac{E}{L}t + I_{L\text{MIN}}$$

Calcul de $I_{L\text{MAX}}$:

$$\text{à } t = DT \text{ on a } i(DT) = I_{L\text{MAX}} = \frac{E}{L}DT + I_{L\text{MIN}} ; \quad I_{L\text{MAX}} = \frac{E}{L}DT + I_{L\text{MIN}}$$

2^{ème} cas : $DT < t < T$ (K ouvert, D fermée) :

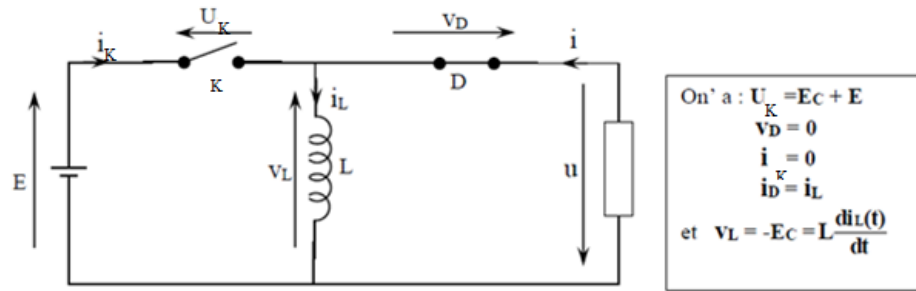


Figure I- 24:Schéma équivalent d'un Hacheur Buck-Boost pour $t \in [DT, T]$

Détermination le courant $i_L(t)$:

$$\text{On a } E_C = -L \frac{di_L(t)}{dt} \text{ avec } i_L(DT) = I_{LMAX} \text{ et } i_L(T) = I_{LMIN}$$

$$E_C = -L \frac{di_L}{dt} \Rightarrow di_L = \frac{-E_C}{L} dt \Rightarrow i_L(t) = \int \frac{-E_C}{L} dt$$

$$\text{Donc } i_L = \frac{-E_C}{L} t + K$$

$$\text{à } t = DT \rightarrow i_L(DT) = I_{LMAX} = \frac{-E_C}{L} DT + K \Rightarrow K = I_{LMAX} + \frac{E_C}{L} DT$$

$$\text{Donc } i_L = \frac{-E_C}{L} t + I_{LMAX} + \frac{E_C}{L} DT \Rightarrow i_L = \frac{-E_C}{L} (t - DT) + I_{LMAX}$$

Calcul de I_{LMIN}

$$\text{à } t = T \text{ on a } i_L(T) = I_{LMIN} = \frac{-E_C}{L} (T - DT) + I_{LMAX} \Rightarrow I_{MIN} = \frac{-E_C}{L} T (1 - D) + I_{LMAX}$$

- **Relation entre les tensions d'entrée et de sortie**

En régime établi, la tension moyenne aux bornes de l'inductance est, nulle.

$$\text{Donc } U_L(t) = \frac{1}{T} \int_0^T u_L(t) dt = 0 = \frac{1}{T} \left(\int_0^{DT} E dt + \int_{DT}^T -E_C dt \right)$$

$$= \frac{1}{T} [EDT - (T - DT)(E_C)] = ED + (1-D)(-E_C)$$

$$\Rightarrow DE = E_C(1-D)$$

$$\Rightarrow \frac{E_C}{E} = \frac{D}{1-D}$$

$$\text{alors } U_{ch} = U_S \frac{D}{1-D} \quad (I.22)$$

Si le rapport cyclique D est, inférieur à 0,5 : abaisseur.

Si le rapport cyclique D est, supérieur à 0,5 : élévateur. [16]

- Ondulation du courant dans l'inductance :

Il est important d'apprécier l'importance de l'ondulation du courant dans l'inductance.

$$\text{On a } I_{L\text{MAX}} = \frac{E}{L}DT + I_{L\text{MIN}} \Rightarrow \Delta I_L = I_{\text{MAX}} - I_{\text{MIN}} = \frac{E}{L}DT$$

$$\Delta I_L = \frac{E}{L}DT \Rightarrow \Delta I_L = \frac{E}{L_f}D$$

- Forme d'ondes des principales grandeurs :

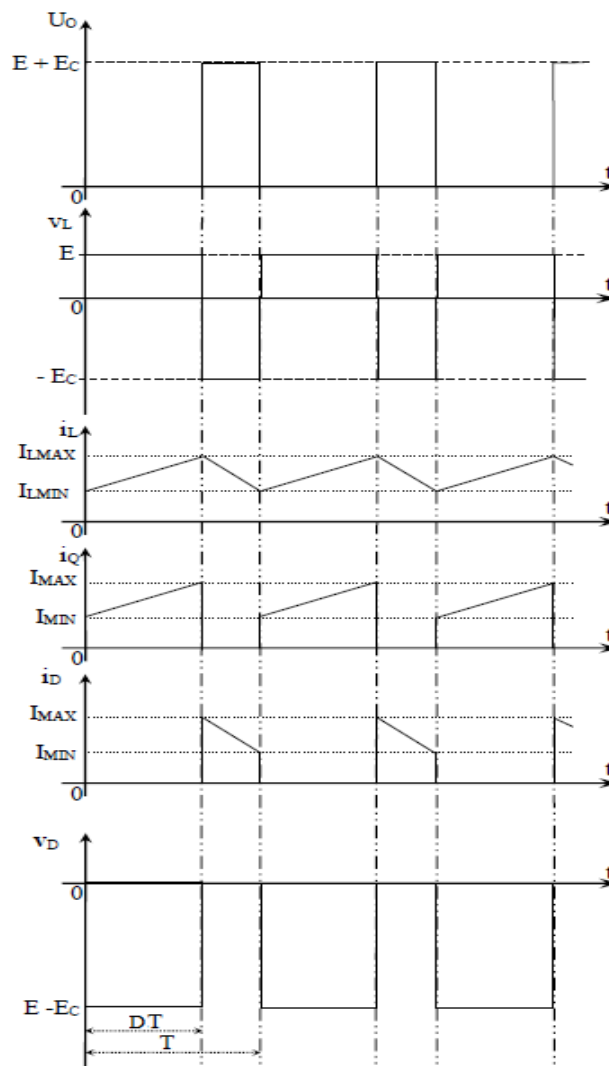


Figure I- 25:Forme d'ondes des principales grandeurs d'un Hacheur Buck-Boost [15]

D'après les équations ((I.3) ,(I.16) et (I.22))

Buck	Boost	Buck-Boost
$U_{ch} = U_S D$	$U_{ch} = U_S \frac{1}{1-D}$	$U_{ch} = U_S \frac{D}{1-D}$

Tableau I- 1:Relation entre les tensions d'entrée U_S et de sortie U_{ch}

I.3 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté les différents convertisseurs statiques utilisés dans le domaine de l'électronique de puissance et les différents interrupteurs à semi-conducteurs de base qui peuvent construire ces convertisseurs selon leurs utilisations. Nous avons traité les différentes structures des convertisseurs continu-continu les plus utilisées dans l'électronique de puissance.

Chapitre II :

Les convertisseur

alternatifs- alternatifs direct

A -Convertisseurs AC/AC à commutation naturelle**II.1 Introduction :**

Les convertisseurs AC/AC à commutation naturelle et à commande par l'angle de phase sont connus et largement utilisés pour l'obtention d'une tension alternative variable à partir d'une source alternative donnée. Ils ont été largement employés dans les applications relatives au contrôle de puissance alternative, telles que le contrôle de la luminosité, le chauffage industriel, la commande de vitesse et de démarrage de moteurs à induction.

Malgré les avantages tels que la simplicité de mise en œuvre et la possibilité de contrôle de puissance AC importantes, que présentent de tels convertisseurs, ceux-ci possèdent plusieurs limitations dues aux caractéristiques inhérentes à leur commande [18],[19].

Pour le transfert de puissance, deux types de commande sont traditionnellement utilisés pour la même topologie de circuit de la FigureII-1. [18]:

- La commande par train d'ondes.
- Commande par l'angle de phase.

Dans la première technique, on laisse passer le courant pendant un nombre entier de périodes T , puis on l'interrompt pendant un autre nombre d'alternance $T'-T$ périodes. On règle la valeur efficace du courant par action sur le rapport de ces deux nombres.

La deuxième technique est la plus largement utilisée, on agit sur la valeur de la tension de sortie en faisant varier l'angle de retard à l'amorçage des semi-conducteurs à chaque période.

Dans ce travail, consacré aux convertisseurs statiques AC/AC directs, nous présentons les convertisseurs AC-AC directs à commutation naturelle comme référence.

II.2 Gradateur monophasé à commande par l'angle de phase :**II.2.1 Fonctionnement :**

Le gradateur monophasé est constitué par deux thyristors T_1 et T_2 , connectés en parallèle inverse placés entre la source de tension sinusoïdale et le récepteur (Figure II.1). C'est un convertisseur qui, alimenté sous une tension sinusoïdale de valeur efficace constante, fournit à la charge un courant alternatif non sinusoïdal de même fréquence que la tension d'alimentation, mais de valeur efficace réglable.

Du fait que la source est alternative, les thyristors fonctionnent en commutation naturelle, le courant dans chaque semi-conducteur s'annule de lui-même à la fin de l'intervalle normal de conduction de ce semi-conducteur. Si l'on peut par la commande, choisir l'instant d'enclenchement d'un thyristor, l'instant de son extinction ne dépend que des caractéristiques du récepteur. Les circuits auxiliaires d'extinction ne sont pas nécessaires. C'est une des raisons pour lesquelles la circuiterie de ce type de convertisseurs est relativement souple.

Dans ce qui suit, nous considérons que le récepteur du convertisseur possède un caractère passif de type résistif-inductif, ce qui nous permettra d'utiliser comme schéma équivalent

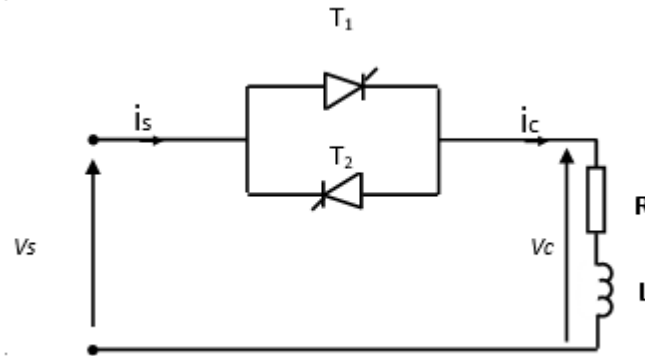


Figure II- 1: Gradateur monophasé à thyristors Schéma de principe

une résistance en série avec une bobine.

La source de tension v_s fournit une tension sinusoïdale :

$$v_s(t) = V \sqrt{2} \sin \omega t \quad (\text{II.1})$$

$$\text{Avec : } \theta = \omega t = 2\pi \frac{t}{T},$$

V: valeur efficace de v_s

ω : sa pulsation, T: période,

Le fonctionnement du gradateur n'étant normal que si $\alpha \geq \varphi$.

Pour régler le courant dans le récepteur, on retarde l'amorçage des thyristors. Pour que la valeur moyenne du courant soit nulle, il faut que les signaux de commande soient envoyés successivement sur T₁, puis sur T₂, toutes les demi périodes.

On amorce le thyristor T₁ quand $\theta = \alpha$ et le thyristor T₂ quand $\theta = \pi + \alpha$.

On a alors :

$$V_s = V \cos \theta$$

Le courant est donné par :

$$Ri + L \frac{di}{dt} = V \sqrt{2} \sin \omega t \tag{II.2}$$

L'intégration de cette équation différentielle donne :

$$i_s = i_{ch} = \frac{V \sqrt{2}}{Z} \sin(\theta - \varphi_c) - \frac{V \sqrt{2}}{Z} \sin(\alpha - \varphi_c) e^{-(\theta - \alpha) / \omega \lambda}$$

$$i_s = \frac{V \sqrt{2}}{Z} (\sin(\theta - \varphi_c) - \sin(\alpha - \varphi_c) e^{-(\theta - \alpha) / \omega \lambda}) \tag{II.3}$$

Avec :

Z représente l'impédance équivalente à la charge et φ_c le déphasage entre le courant de charge et la tension $v_s(t)$ prise comme référence.

$$Z = \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2} \quad , \quad \varphi_c = \text{Arctg} \frac{L\omega}{R} = \text{Arctg} Q \quad \text{et} \quad \tau = L/R$$

On peut caractériser la charge par son facteur de qualité :

$$Q = \frac{L\omega}{R}$$

De façon qualitative, plus le facteur de qualité Q sera élevé, la charge sera de plus en plus inductive.

Le courant n'est plus sinusoïdal et s'annule pour une valeur β de ωt telle que, l'instant d'annulation de ce courant est obtenu en écrivant $i_c(\beta) = 0$, soit :

$$\sin(\beta - \varphi_c) - \sin(\alpha - \varphi_c) e^{-(\beta - \alpha) / \omega \lambda} = 0 \tag{II.4}$$

Cette équation peut être résolue numériquement ou par des abaques identiques à ceux de Puchlowsky [19].

La relation (II.4) montre que quand $\alpha = \varphi$ et l'angle d'extinction $\beta = \pi + \varphi_c$, chaque thyristor conduit une demi- période, le gradateur fonctionne à pleine onde.

II.2.2 Caractéristiques du convertisseur :

- Pour connaître les variations de la valeur efficace V_c de la tension aux bornes du récepteur et celles de la valeur efficace I_c du courant, en fonction du retard à l'amorçage α , on calcule :

$$V_c^2 = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} v_c^2 d\theta \quad I_c^2 = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_c^2 d\theta \quad (II.5)$$

Avec un récepteur résistant et inductif, l'angle β , donné par l'équation (II.4) est une fonction de α et de φ .

Puisque $V_s = V \sqrt{2} \sin\theta$ dans l'intervalle considéré, on obtient :

- Pour la valeur efficace de la tension de sortie :

$$V_c = V \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\beta - \alpha - \frac{1}{2} (\sin 2\beta - \sin 2\alpha) \right]} \quad (II.6)$$

Pour la valeur efficace de courant quand $\theta \in (\alpha, \beta)$:

$$I_c = I \left[\frac{1}{\pi} (\beta - \alpha) + \frac{1}{2\pi} [\cos 2\varphi_c (\sin 2\alpha - \sin 2\beta) - \sin 2\varphi_c (\cos 2\alpha - \cos 2\beta)] \right. \\ \left. - \frac{1}{\pi} \tan \varphi_c \sin^2(\alpha - \varphi_c) \{ \exp[-2(\beta - \alpha) \cot \varphi_c] - 1 \} + \right. \\ \left. \frac{4}{\pi} \sin \varphi_c \sin(\alpha - \varphi_c) \{ \sin \beta \exp[-(\beta - \alpha) \cot \varphi_c] - \sin \alpha \} \right]^{1/2} \quad (II.7)$$

Pour connaître la qualité de la tension appliquée au récepteur, on calcule le développement en série de Fourier de la tension v_{ch} . Compte tenu de la symétrie de la commande, l'alternance négative de la tension v_s est identique, au signe près, à l'alternance positive. Le développement en série de Fourier ne comprend donc que des harmoniques impaires.

$$v_c = \sum_{n=1}^{\infty} (a_{vn} \cos n \omega t + b_{vn} \sin n \omega t)$$

Avec $n=2k+1$ (k un entier)

$$a_{vn} = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} v_c(\omega t) \cos n \omega t d \omega t \quad (\text{II.8})$$

$$b_{vn} = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} v_c(\omega t) \sin n \omega t d \omega t$$

En désignant par a_{vn} et b_{vn} les coefficients des termes en cosinus et sinus de la série de Fourier pour l'harmonique de rang n, on trouve :

$$a_{vn} = \frac{V\sqrt{2}}{2\pi} \left[\frac{2}{n+1} [\cos(n+1)\alpha - \cos(n+1)\beta] - \frac{2}{n-1} [\cos(n-1)\alpha - \cos(n-1)\beta] \right] \quad (\text{II.9})$$

$$b_{vn} = \frac{V\sqrt{2}}{2\pi} \left[\frac{2}{n+1} [\sin(n+1)\alpha - \sin(n+1)\beta] - \frac{2}{n-1} [\sin(n-1)\alpha - \sin(n-1)\beta] \right] \quad (\text{II.10})$$

Les valeurs efficaces des harmoniques sont données par :

$$V_n = \sqrt{\frac{a_{vn}^2 + b_{vn}^2}{2}}$$

Les termes fondamentaux ont pour expression :

$$a_{v1} = \frac{V\sqrt{2}}{2\pi} [\cos 2\alpha - \cos 2\beta] \quad (\text{II.11})$$

$$b_{v1} = \frac{V\sqrt{2}}{2\pi} [2(\beta - \alpha) + \sin 2\alpha - \sin 2\beta] \quad (\text{II.12})$$

L'amplitude du terme fondamental, dans le cas général d'un circuit (R-L), a pour valeur :

$$V_{cm1} = \sqrt{(a_{v1}^2 + b_{v1}^2)}$$

$$V_{cm1} = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} \left[1 - \cos(2\alpha - 2\beta) + 2(\beta - \alpha)^2 + 2(\beta - \alpha)(\sin 2\alpha - \sin 2\beta) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{II.13})$$

Dans le cas particulier du débit sur résistance, on a $\beta=\pi$ et la relation (II.13) devient :

$$V_{cm1(\varphi=0)} = \frac{V \sqrt{2}}{\pi} \left[\sin^2 \alpha + 2(\pi - \alpha) \sin \alpha \cos \alpha + (\pi - \alpha)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{II.14})$$

Le cas du récepteur purement résistif est très important, il correspond à des applications usuelles comme le réglage de puissance des installations de chauffage, la régulation de température des fours ou le réglage des dispositifs d'éclairage [18].

A cause de la symétrie en demi-onde, le développement en série de Fourier du courant d'entrée ne comprend que les harmoniques impaires :

$$i_s = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} (a_{in} \cos n\omega t + b_{in} \sin n\omega t) \quad (\text{II.15})$$

Avec $n=2k+1$ (k un entier)

$$a_{in} = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} i_s(\omega t) \cos n\omega t d\omega t$$

$$b_{in} = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} i_s(\omega t) \sin n\omega t d\omega t \quad (\text{II.16})$$

On trouve :

$$a_{in} = \frac{I\sqrt{2}}{2\pi} \left(\frac{2}{n+1} \left\{ \cos[(n+1)\alpha - \varphi_c] - \cos[(n+1)\beta - \varphi_c] \right\} \right.$$

$$\left. \frac{2}{n-1} \left\{ \cos[(n-1)\alpha - \varphi_c] - \cos[(n-1)\beta - \varphi_c] \right\} \right.$$

$$\left. + \frac{4 \sin(\alpha - \beta)}{n^2 + \cot^2 \varphi_c} \left\{ (\cot \varphi_c \cos n\beta - n \sin n\beta) \exp[-(\beta - \alpha) \cot \varphi_c] - (\cot \varphi_c \cos n\alpha - n \sin n\alpha) \right\} \right) \quad (\text{II.17})$$

$$b_{in} = \frac{I\sqrt{2}}{2\pi} \left(\frac{2}{n+1} \left\{ \sin[(n+1)\alpha - \varphi_c] - \sin[(n+1)\beta - \varphi_c] \right\} \right.$$

$$\left. \frac{2}{n-1} \left\{ \sin[(n-1)\alpha - \varphi_c] - \sin[(n-1)\beta - \varphi_c] \right\} \right.$$

$$\left. + \frac{4 \sin(\alpha - \beta)}{n^2 + \cot^2 \varphi_c} \left\{ (\cot \varphi_c \sin n\beta - n \cos n\beta) \exp[-(\beta - \alpha) \cot \varphi_c] - (\cot \varphi_c \sin n\alpha - n \cos n\alpha) \right\} \right) \quad (\text{II.18})$$

La valeur efficace et l'angle de déphasage de l'harmonique d'ordre n du courant d'entrée I_s sont respectivement :

$$I_{sn} = \sqrt{\frac{a_{in}^2 + b_{in}^2}{2}}$$

$$\varphi_{sn} = \arctg \frac{a_{in}}{b_{in}}$$

En particulier, les termes fondamentaux s'écrivent :

$$a_{i1} = \frac{I\sqrt{2}}{2\pi} (\cos(2\alpha - \varphi_c) - \cos(2\beta - \varphi_c) - 2(\beta - \alpha)\sin\varphi_c + 4\sin\varphi_c \sin(\alpha - \beta) \{ \cos(\varphi_c + \beta) \exp[-(\beta - \alpha)\cot\varphi_c] - \cos(\varphi_c + \alpha) \}) \quad (\text{II.19})$$

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

La valeur efficace et l'angle de déphasage de la fondamentale du courant d'entrée i_s sont respectivement :

$$I_{s1} = \sqrt{\frac{a_{i1}^2 + b_{i1}^2}{2}} \quad (\text{II.21})$$

$$\varphi_{s1} = \arctg \frac{a_{i1}}{b_{i1}} \quad (\text{II.22})$$

II.2.2.1 Paramètres de performance :

Afin de caractériser la qualité d'un signal (c'est-à-dire le courant), des paramètres de performances sont utilisés. Ils renseignent à la fois sur la valeur du courant et sur l'importance relative de ses harmoniques. Pour cela, différents paramètres sont définis pour caractériser les perturbations harmoniques et qui permettent d'évaluer les différentes stratégies de commande du convertisseur, parmi lesquels on cite :

- Facteur de déplacement à la source :

Il est défini par :

$$F_d = \cos \varphi_{s1} \quad (\text{II.23})$$

Où φ_1 est l'angle de déphasage entre la composante fondamentale du courant de source et la tension d'entrée.

• **Facteur de distorsion :**

Ce paramètre est défini comme le rapport entre la valeur efficace du fondamental du courant de source et celle du courant total de source.

$$F_{Dis} = \frac{I_{s1}}{I_s} = \frac{I_{s1}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{sn}^2}} \quad (\text{II.24})$$

I_{s1} : représentant la valeur efficace du terme fondamental du courant.

I_s : valeur efficace du courant de source

Il permet de définir le lien entre le facteur de puissance et le facteur de déplacement.

Dans le cas où les tensions et courants sont parfaitement sinusoïdaux, le facteur de distorsion est égal à 1 et le $\cos \varphi_1$ est égal au facteur de puissance.

• **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 [18] :

- 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 FP de ce convertisseur.

Le facteur de puissance est le rapport de la puissance active "P" à la puissance apparente "S" et défini par :

$$FP_g = P/S$$

Avec : $S = V_s I_s$

La puissance absorbée, égale à la valeur moyenne de la puissance instantanée n'est portée que par la fondamentale [18],

On a :

$$P = V_s I_{s1} \cos \varphi_{s1}$$

$$\text{Donc : } FP_g = \frac{I_{s1}}{I_s} \cdot \cos \varphi_{s1} \quad (\text{II.25})$$

$$\text{D'où : } FP_g = F_{D_{is}} \cdot F_d \quad (\text{II.26})$$

I_{s1} représentant la valeur efficace du terme fondamental du courant.

Si on désigne par $I_3, I_5, \dots, I_{2k+1}, \dots$, les valeurs efficaces des harmoniques de rang 3, 5, ..., 2k+1, ..., la valeur efficace I donnée par:

$$I_s = \sqrt{I_{s1}^2 + I_{s3}^2 + \dots + I_{s(2K+1)}^2 + \dots} \quad (\text{II.27})$$

Le facteur de puissance peut aussi être exprimé par :

$$FP_g = \cos \varphi_c \cdot \sqrt{\frac{P}{P_o}} \quad (\text{II.28})$$

En désignant par P la puissance fournie au récepteur et P_o la puissance maximale quand le convertisseur fonctionne à pleine onde.

Cette expression montre que pour un récepteur donné, la dégradation du facteur de puissance, quand l'angle α croît, est directement lié à la réduction du courant dans le récepteur et donc à la profondeur de réglage. Toute diminution du courant dans la charge s'accompagne des perturbations sur le réseau d'alimentation.

- **Le taux de distorsion harmonique totale :**

C'est le rapport de la valeur efficace des harmoniques à celle de la fondamentale et défini par :

$$THDi = \frac{\sqrt{\sum_{n=3}^{\infty} I_{sn}^2}}{I_{s1}} \quad (II.29)$$

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

A pour expression :

$$THDi = \frac{1}{I_{s1}} \sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2} = \sqrt{\left(\frac{I_s}{I_{s1}}\right)^2 - 1}$$

En remplaçant I_{s1}/I_s par son expression en fonction THDi dans (II.25), il vient :

$$FPg = \frac{\cos \varphi_{s1}}{\sqrt{1 + THD_i^2}} \quad (II.30)$$

II.3 Etude en simulation du modèle d'un gradateur monophasé :

Le schéma de simulation du modèle d'un gradateur monophasé à thyristors est représenté en Figure II.2. Les résultats de la simulation, sont obtenus à l'aide de l'outil Power System Blockset opérant sous MATLAB/Simulink .

Les données caractéristiques de simulation sont :

Tension d'alimentation $v_s = 220\sqrt{2} \sin \omega t$ avec : $\omega = 2\pi f$, $f = 50\text{Hz}$,

Resistance de la charge $R = 100\Omega$, Inductance de la charge $L = 200\text{mH}$

Les signaux de commande sont obtenus par comparaison d'un signal de référence d'amplitude U_c , avec un signal d'onde porteuse en dent de scie d'amplitude U_p , utilisant la modulation MLI simple. Cette technique de MLI utilise une seule impulsion par demi-cycle. En faisant varier U_c , de 0 à U_p , la largeur d'impulsion δ peut varier de 0 à 180°. Le rapport entre U_c et U_p est la variable de contrôle.

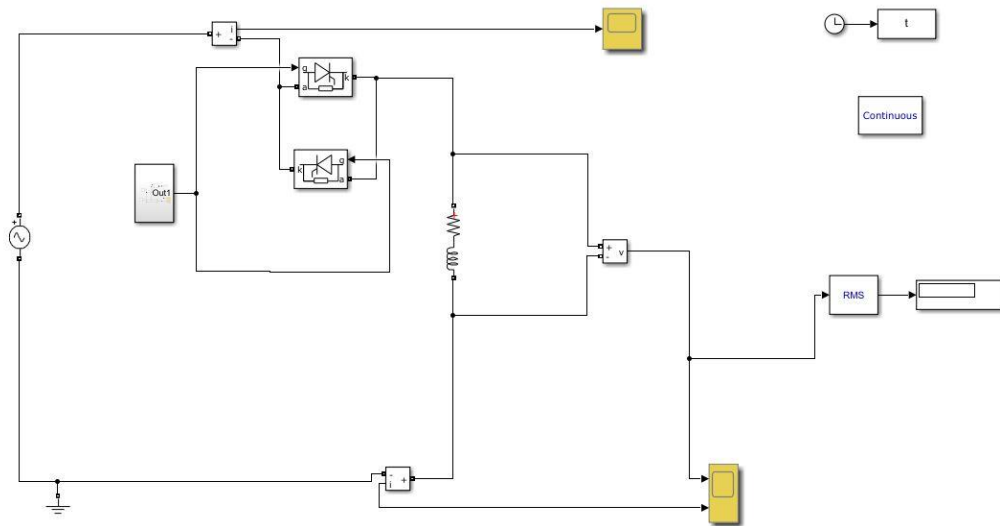


Figure II- 2: Modèle de simulation d'un gradateur monophasé

II.3.1 Résultats de simulation :

Les figures II.3.a. et II.4.a. Représentent respectivement les formes d'ondes de la tension aux bornes d'une charge (R-L) donnée et du courant pour un angle de retard à l'amorçage $\alpha = 45^\circ$.

La tension de sortie v_c et le courant i_c (Figures II.3.a. et II.4.a.) sont des fonctions périodiques de période T mais non sinusoïdales. Elles peuvent être décomposées en une somme comprenant une composante sinusoïdale de fréquence f (le fondamental) et des composantes harmoniques de fréquences égales à des multiples entiers de celle de terme fondamental.

D'après la représentation spectrale de la tension de sortie (Figure II.3.b.), nous remarquons la présence prépondérante des harmoniques de rang impair. L'ensemble des valeurs pour un même spectre est normalisé par rapport à l'amplitude du fondamental. L'amplitude du terme fondamental de la tension est de 294.2V avec $V_{L3}=12.05\%$, $V_{L5}=11.36\%$, $V_{L7}=10.45\%$, $V_{L9}=9.34\%$ donnant un $THD_v=26.01\%$. Pour le spectre de courant (Figure II.4.b.) l'amplitude du fondamental est de 2.493A et les amplitudes des harmoniques d'ordre impair sont :

$I_{s3}= 10.43\%$, $I_{s5}=6.01\%$, $I_{s7}=3.68\%$, $I_{s9}=2.22\%$ et un $THD_i =12.87\%$.

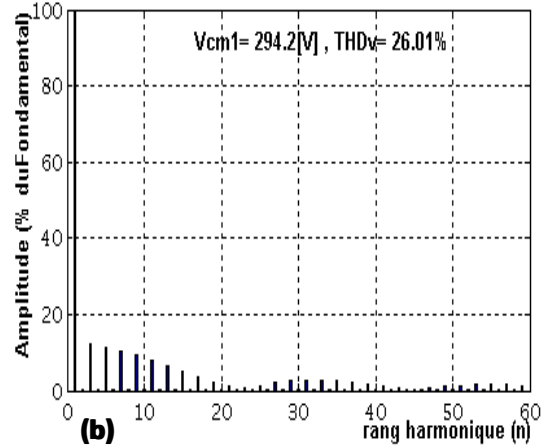
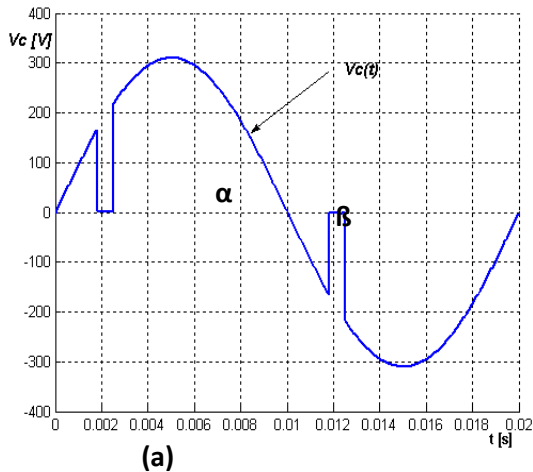


Figure II- 3: Tension de sortie $V_C(t)$ (a) et spectre correspondant (b)

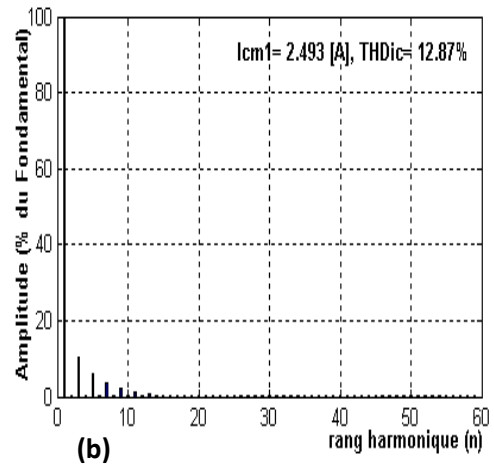
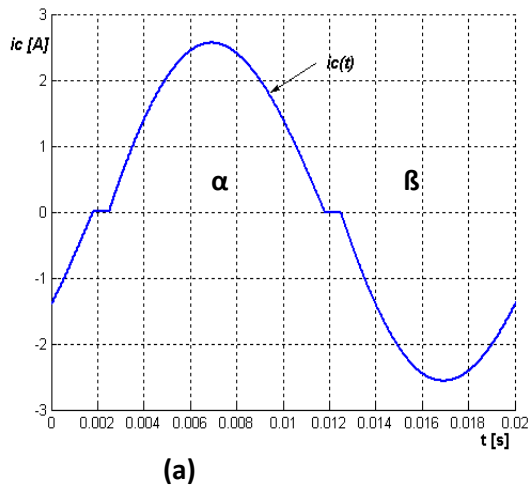


Figure II- 4: Courant sortie $I_C(t)$ (a) et spectre correspondant (b)

Les figures II.7 et II.8 représentent les courbes donnant respectivement les variations, de la valeur efficace V_c de la tension aux bornes du récepteur, ramenée à V et de la valeur efficace I_s du courant de charge rapporté à sa valeur I , égale à V/Z , à "pleine onde", en fonction de l'angle de retard à l'amorçage allant de φ à π . Ces caractéristiques ont été effectués pour $\varphi = 0$, $\varphi = 17.43^\circ$, $\varphi = 32.12^\circ$, $\varphi = 45^\circ$ et $\varphi = 60^\circ$.

Les caractéristiques de tension et de courant montrent que, plus le récepteur est inductif plus l'intervalle de commande est limité et dépend fortement de l'argument de la charge. La caractéristique $V_C/v(\alpha)$ est non linéaire.

La valeur efficace de la tension de sortie V_c passe de 0 à V et celle du courant varie de 0 à son maximum V/Z quand α varie de π à φ .

La figure II.5 montre les variations du taux de distorsion harmonique totale de la tension de sortie en fonction de l'angle de retard à l'amorçage α pour $\varphi = 0, 17.43^\circ, 32.12^\circ, 45^\circ$ et 60° . Les caractéristiques montrent que, dès que le récepteur est inductif, pour les fortes valeurs de α , le THDv est plus fort c'est à dire les harmoniques de la tension sont plus forts que son fondamental. Tandisque le taux de distorsion harmonique du courant (Figure II.6) augmente quand α croit, et diminue avec l'augmentation de φ c-à- plus le récepteur est inductif, plus l'importance des harmoniques du courant diminue.

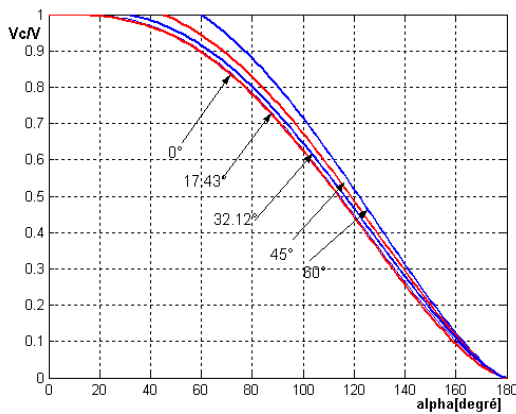


Figure II- 8 : Valeurs relatives des tensions en fonction de α pour diverses valeurs du déphasage φ .

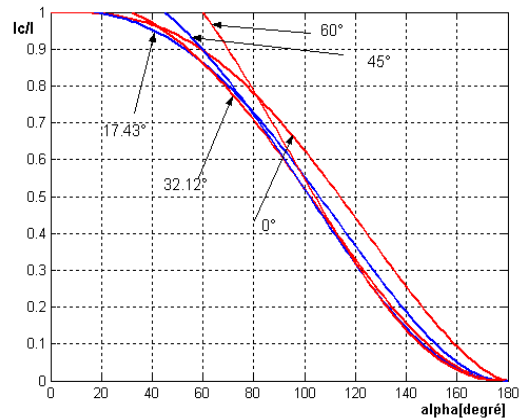


Figure II- 7 : Valeurs relatives des courants en fonction de α pour diverses valeurs du déphasage φ .

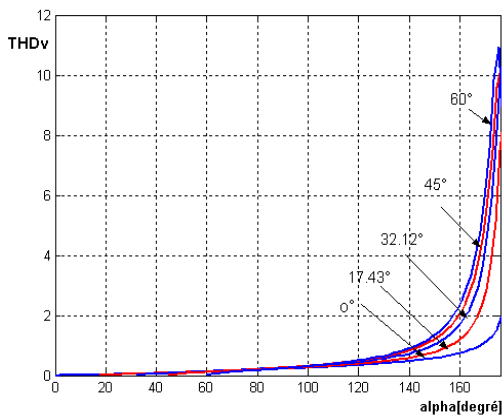


Figure II- 5 : Taux de détorsion harmonique total de la tension THDv en fonction de α .

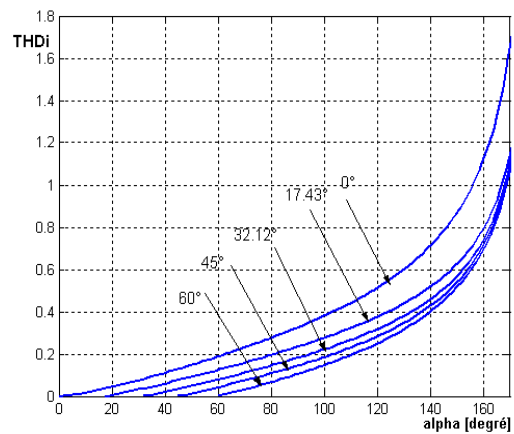


Figure II- 6 : Taux de distorsion harmonique total du courant THDi en fonction de α .

Les caractéristiques (Figures II.9-II.10) donnant respectivement la variation du facteur de distorsion de la tension aux bornes de la charge FD_v et celui du courant FD_i en fonction de α , montrent que le FD_v diminue quand α et φ augmentent et le FD_i diminue aussi lorsque α croît et augmente légèrement avec l'argument φ .

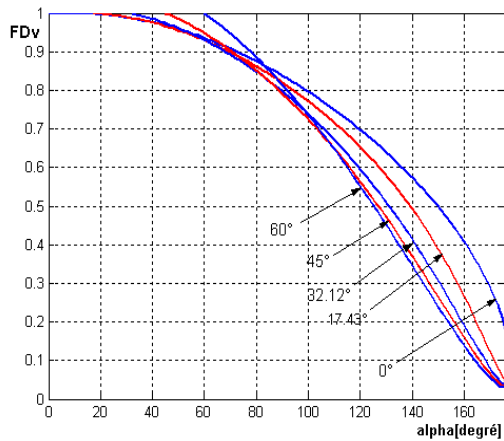


Figure II- 10: Facteur de distorsion de la tension FD_v en fonction de α

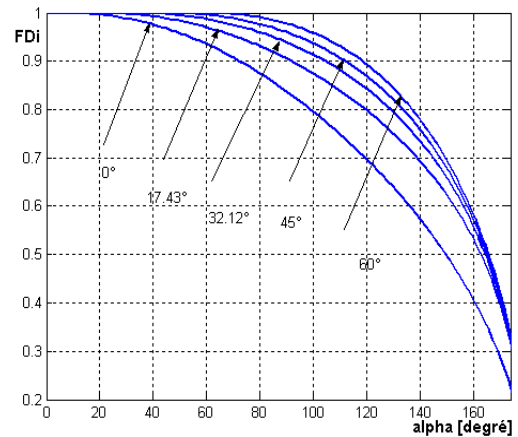


Figure II- 9: Facteur de distorsion du courant FD_i en fonction de α .

Les figures (II.11-II.12) représentent respectivement les courbes donnant la variation du facteur de déplacement F_d et du facteur de puissance total FP_g en fonction de α . Le F_d et le FP_g diminuent lorsque α augmente et quand le récepteur est de plus en plus inductif.

On voit bien d'après les figures II.6 et II.12 et l'équation (II.29) que la dégradation du facteur de puissance, quand α croît est due [18] :

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

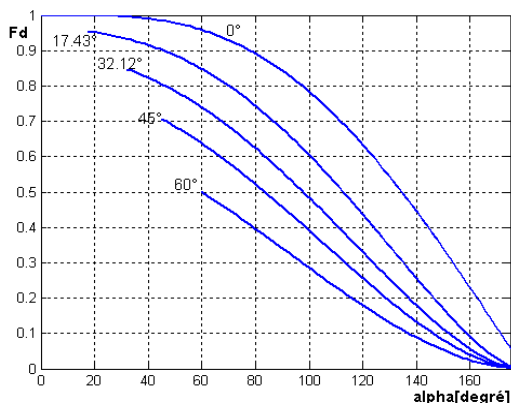


Figure II- 12: Facteur de déphasage en fonction de α .

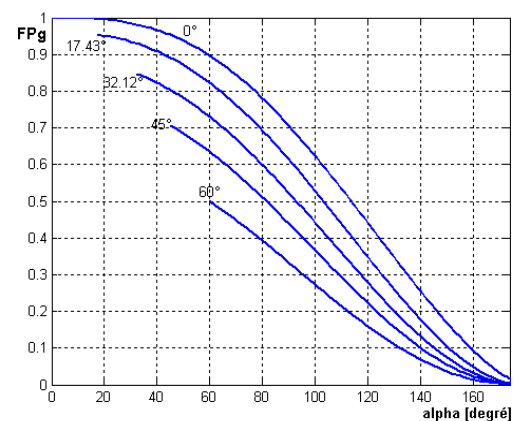


Figure II- 11: Facteur de puissance en fonction de α .

II.4 Conclusion

Malgré leur simplicité de mise en œuvre, les structures gradateurs, constitués de thyristors ou de triacs, composants robustes et économiques apportent les inconvénients suivants :

Les harmoniques de courant absorbé par ces convertisseurs sont de grande amplitude et de basse fréquence. De plus, la puissance réactive absorbée par ces convertisseurs varie fortement avec l'angle de retard à l'amorçage se traduisant par un faible facteur de puissance à l'entrée même pour une charge purement résistive, plus particulièrement pour les fortes valeurs de l'angle de retard à l'amorçage.

La tension de sortie présente, elle aussi, des harmoniques de forte amplitude et de basse fréquence, ce qui limite l'utilisation de ces convertisseurs à des charges peu sensibles.

De plus, la forme d'onde de la tension de sortie dépend fortement des caractéristiques de la charge, qui affectent aussi l'intervalle de réglage en terme d'angles d'amorçage;

Le recours au filtrage passif est très difficile. La taille, le poids et le coût des éléments passifs est rédhibitoire.

B. Convertisseurs AC/AC à commutation forcée**II.5 Introduction**

Plusieurs solutions d'amélioration ont été envisagées pour minimiser les inconvénients apportés par les convertisseurs directs alternatif-alternatif 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 polluants qui permet de passer de la structure à thyristors à une structure plus performante, et ce en modifiant le circuit de puissance par l'addition d'un chemin de roue libre, et utiliser les possibilités offertes par les interrupteurs bicommandables et bidirectionnels ce qui permet d'introduire des nouvelles techniques de commande. Le convertisseur est alors appelé hacheur alternatif [18] ou gradateur entièrement commandé [24] ou hacheur AC MLI (AC chopper PWM) [22],[23] ce convertisseur a eu sa nomination changée grâce à la technique de commande adoptée.

Afin d'améliorer les performances des structures décrites précédemment, nous avons choisi en autres de nous intéresser au réglage linéaire de la fondamentale de la tension récepteur et à la minimisation simultanée des harmoniques de courant à la sortie et à l'entrée du

convertisseur.

II.6 Convertisseurs AC/AC à commutation forcée : (Hacheur alternatif monophasé)

II.6.1 Fonctionnement :

Le hacheur alternatif est un convertisseur de puissance direct alternatif-alternatif à commutation forcée. Il est constitué principalement de deux interrupteurs de puissance à commande complémentaire notés K_1 et K_2 (Figure II.13).

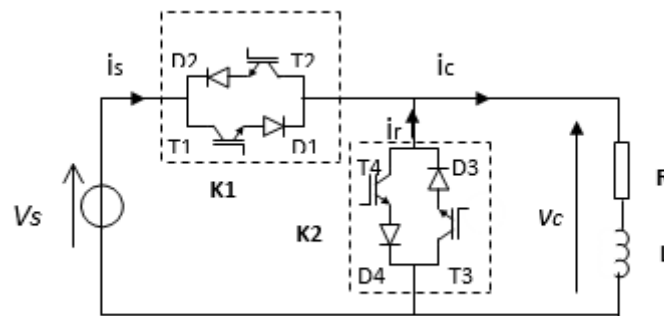


Figure II- 13: Exemple d'un hacheur alternatif monophasé

Dans ce qui suit, nous considérons que le récepteur du convertisseur possède un caractère passif de type résistif-inductif, ce qui nous permettra d'utiliser comme schéma équivalent une résistance en série avec une bobine.

La réversibilité de la source et de la charge impose des interrupteurs pouvant fonctionner dans les quatre quadrants du plan (I_k, V_k) . En outre, les interrupteurs considérés devront être commandés à l'ouverture et à la fermeture de manière à pouvoir assurer la commutation forcée. Plusieurs types de composants semi-conducteurs de puissance peuvent être commandés à l'ouverture et à la fermeture : BJT, MOSFET, GTO et IGBT. Nous appelons ces composants interrupteurs commandables. Le domaine d'utilisation de chaque composant est donc étroitement lié à la tension et au courant nominal d'utilisation, ainsi qu'à la fréquence de découpage voulue.

Lorsque l'interrupteur K_1 est amorcé, l'interrupteur K_2 devra être bloqué afin de ne pas court-circuiter la source de tension v_s . En revanche, toute ouverture de K_1 peut se faire alors que le courant dans la source de courant n'est pas nul. Il faut donc prévoir l'amorçage de K_2 pour assurer la continuité de ce courant. Les interrupteurs K_1 et K_2 forment ainsi une

cellule de commutation. Les états respectifs des interrupteurs doivent être complémentaires.

Pour ce type de convertisseur, on distingue deux séquences élémentaires de fonctionnement :

- Pour $\theta = \alpha_1$, on ferme K_1 et on ouvre K_2 , (phase d'échange d'énergie entre les sources)
- Pour $\theta = \Pi - \theta_1$, on ouvre K_1 et on ferme K_2 , (phase de roue libre):

Suivant que α_1 égale θ_1 ou en diffère, la commande est dite symétrique ou dissymétrique.

On considère donc:

- Pour $\alpha_1 < \theta < \Pi - \theta_1$, K_1 est fermé à α_1 et K_2 ouvert (la tension d'alimentation est appliquée à la charge inductive):

$$V_s = v_c \quad i_s = i_c$$

V_s est la tension d'entrée, sinusoïdale, de pulsation ω ,

$$v_s = V \sqrt{2} \sin \theta, \text{ avec } \theta = \omega t$$

La tension aux bornes du récepteur est :

$$Ri_c + L di_c/dt = V \sqrt{2} \sin \omega t, \quad \text{avec } \theta = \omega t \tag{II.31}$$

La solution de cette équation différentielle donne :

$$i_s(\theta) = i_c(\theta) = \frac{\sqrt{2}V}{Z} \sin(\theta - \varphi) + C e^{\left(\frac{-\theta}{Q}\right)} \tag{II.32}$$

Avec C constante d'intégration.

Condition initiale :

$i_{c\alpha_1}$ est défini comme la valeur initiale du courant i_c pour $\theta = \alpha_1$.

$$i_{c\alpha_1} = i_c(\alpha_1)$$

Ce qui entraîne que :

$$i_{c\alpha_1} = \frac{\sqrt{2}V}{Z} \sin(\alpha_1 - \varphi_c) + Ce^{-\alpha_1/Q}$$

$$\Rightarrow C = \left(i_{c\alpha_1} - \frac{\sqrt{2}V}{Z} \sin(\alpha_1 - \varphi_c) \right) e^{\alpha_1/Q} \quad (\text{II.33})$$

Ce qui donne :

$$i_s(\theta) = i_c(\theta) = \frac{\sqrt{2}V}{Z} \sin(\theta - \varphi_c) + \left(i_{c\alpha_1} - \frac{\sqrt{2}V}{Z} \sin(\alpha_1 - \varphi_c) \right) e^{\left(\frac{-(\theta - \alpha_1)}{Q}\right)} \quad (\text{II.34})$$

En posant $Z = \sqrt{R^2 + (L \omega)^2}$, $\text{tg} \varphi = \frac{L \omega}{R} = Q$, $\cos \varphi = \frac{R}{Z}$.

• Pour $\theta = \beta_1 = \pi - \theta_1$, K2 est fermé, K1 ouvert (c'est une phase de roue libre: la tension d'alimentation n'est pas appliquée à la charge et le courant i_c du récepteur circule à travers le chemin de roue libre formé par K2) on a donc:

$$i_s = 0; \quad R i_c + L di_c/dt = 0 \quad (\text{II.35})$$

La solution de cette équation donne :

$$i_c(\theta) = A e^{\left(\frac{-\theta}{Q}\right)} \quad (\text{II.36})$$

Avec A constante d'intégration.

Détermination de A:

$$i_c(\theta) = i_c(\beta_1) = \frac{\sqrt{2}V}{Z_L} \sin(\beta_1 - \varphi_c) + \left(i_{c\alpha_1} + \frac{\sqrt{2}V}{Z_L} \sin(\alpha_1 - \varphi_c) \right) e^{-(\beta_1 - \alpha_1)} \quad (\text{II.37})$$

$$i_c(\beta_1) = A e^{\left(\frac{-\beta_1}{Q}\right)} \Rightarrow A = i_c(\beta_1) e^{\left(\frac{\beta_1}{Q}\right)} \quad (\text{II.38})$$

On aura:

$$i_c(\theta) = i_c(\beta_1) e^{\left(\frac{-(\theta - \beta_1)}{Q}\right)} \quad (\text{II.39})$$

Le courant i_c décroît à partir de la valeur $i_c(\beta_1)$ qu'il avait à la fin de la phase précédente :

On aura :

$$i_c(\theta) = \frac{\sqrt{2}V}{Z} \sin(\beta_1 - \varphi_c) e^{\left(\frac{-(\theta-\beta_1)}{Q}\right)} + \left(i_{c\alpha_1} - \frac{\sqrt{2}V}{Z} \sin(\alpha - \varphi_c) \right) e^{\left(\frac{-(\theta-\alpha_1)}{Q}\right)} \quad (\text{II.40})$$

Pendant l'autre période , les formes d'ondes de v_c et de i_c sont les mêmes, au changement de signe prés.

On trouve la valeur de $i_{c\alpha_1}$ en écrivant que i_c pour $\theta = \pi + \alpha_1$ est égal à $-i_{c\alpha_1}$; ce qui donne:

$$i_{c\alpha_1} = -\frac{V \sqrt{2} \sin(\beta_1 - \varphi_c) e^{\left(\frac{-(\pi+\alpha_1-\beta_1)}{Q}\right)} - \sin(\alpha - \varphi_c) e^{-\pi/Q}}{1 + e^{-\pi/Q}} \quad (\text{II.41})$$

- **Caractéristiques**

Pendant l'intervalle $[\alpha_1, \beta_1]$, la tension d'alimentation est appliquée à la charge inductive. Lorsque K_1 est fermé et K_2 est ouvert (Figure II.13), alors le courant de la source est régi par l'équation qui suit:

$$L\omega \frac{di_s}{d\theta} + Ri = \sqrt{2}V \sin \theta \quad (\text{II.42})$$

Le courant d'entrée i_s est obtenu par la résolution de l'équation (II.42) [18].

$$i_s(\theta) = \frac{\sqrt{2}V}{Z} \sin(\theta - \varphi_c) + \left(i_{c\alpha_1} - \frac{\sqrt{2}V}{Z} \sin(\alpha - \varphi_c) \right) e^{\left(\frac{-(\theta-\alpha_1)}{Q}\right)} \quad (\text{II.43})$$

Le courant de source donné par la relation (II.34) peut être décomposé sous forme d'une série de Fourier:

$$i_s(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} (A_{in} \cos(n\theta) + B_{in} \sin(n\theta)) \quad (\text{II.44})$$

$$\begin{cases} A_{in} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(\theta) \cos(n\theta) d\theta \\ B_{in} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(\theta) \sin(n\theta) d\theta \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

Compte tenu de la symétrie à la demi période de $i(\theta)$, les relations (II.45) deviennent alors:

$$\begin{cases} A_{in} = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\beta_1} i_s(\theta) \cos(n\theta) d\theta \\ B_{in} = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\beta_1} i_s(\theta) \sin(n\theta) d\theta \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

En remplaçant $i_s(\theta)$ par son expression (II.34) dans (II.46), nous obtenons :

Le premier terme :

$$\begin{aligned} A_{in} &= \frac{2I_{sm}}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\beta_1} \sin(\theta - \varphi_c) \cos(n\theta) d\theta + \frac{2}{\pi} I'_{sm} \int_{\alpha_1}^{\beta_1} e^{-(\theta - \alpha_1)/Q} \cos(n\theta) d\theta \\ A_{in} &= \frac{I_{sm}}{\pi} \left[\frac{1}{n+1} \left\{ \cos[(n+1)\alpha_1 - \varphi_c] - \cos[(n+1)\beta_1 - \varphi_c] \right\} + \frac{1}{1-n} \left\{ \cos[(1-n)\alpha_1 - \varphi_c] - \cos[(1-n)\beta_1 - \varphi_c] \right\} \right] \\ &\quad + \frac{2}{\pi} \frac{I'_{sm}}{(n^2 + \cot^2 \varphi_c)} \left\{ (-\cot \varphi_c \cos n\beta_1 + n \sin n\beta_1) \exp[-(\beta_1 - \alpha_1) \cot \varphi_c] - (-\cot \varphi_c \cos n\alpha_1 + n \sin n\alpha_1) \right\} \end{aligned} \quad (\text{II.47})$$

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

Le deuxième terme:

$$\begin{aligned} B_{in} &= \frac{2I_{sm}}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\beta_1} \sin(\theta - \varphi_c) \sin(n\theta) d\theta + \frac{2}{\pi} I'_{sm} \int_{\alpha_1}^{\beta_1} e^{-(\theta - \alpha_1)/Q} \sin(n\theta) d\theta \\ B_{in} &= \frac{I_{sm}}{\pi} \left[\frac{1}{1-n} \left\{ \sin[(1-n)\beta_1 - \varphi_c] - \sin[(1-n)\alpha_1 - \varphi_c] \right\} - \frac{1}{n+1} \left\{ \sin[(n+1)\beta_1 - \varphi_c] - \sin[(n+1)\alpha_1 - \varphi_c] \right\} \right] \\ &\quad + \frac{2}{\pi} \frac{2I'_{sm}}{(n^2 + \cot^2 \varphi_c)} \left\{ (-\cot \varphi_c \sin n\beta_1 - n \cos n\beta_1) \exp[-(\beta_1 - \alpha_1) \cot \varphi_c] + (\cot \varphi_c \sin n\alpha_1 - n \cos n\alpha_1) \right\} \end{aligned} \quad (\text{II.48})$$

En particulier, les termes fondamentaux s'écrivent :

$$A_{i1} = \frac{I_{Sm}}{\pi} \left(\frac{1}{2} \cos(2\alpha_1 - \varphi_c) - \frac{1}{2} \cos(2\beta_1 - \varphi_c) - (\beta_1 - \alpha_1) \sin \varphi_c \right. \\ \left. + 2(\sin \varphi_c) I'_{Sm} \left\{ \cos(\varphi_c + \beta_1) \exp[-(\beta_1 - \alpha_1) \cot \varphi_c] - \cos(\varphi_c + \alpha_1) \right\} \right) \quad (\text{II.49})$$

$$B_{i1} = \frac{I_{Sm}}{\pi} \left(\frac{1}{2} \sin(2\alpha_1 - \varphi_c) - \frac{1}{2} \sin(2\beta_1 - \varphi_c) + (\beta_1 - \alpha_1) \cos \varphi_c \right. \\ \left. + 2(\sin \varphi_c) I'_{Sm} \left\{ e^{-\sin(\varphi_c + \beta_1)} (-\sin(\varphi_c + \beta_1)) + \sin(\varphi_c + \alpha_1) \right\} \right) \quad (\text{II.50})$$

L'expression du courant d'entrée de la relation (II.44) peut être réécrite sous la forme:

$$i_s(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} C_n \sin(n\theta - \varphi_{sn}) \quad (\text{II.51})$$

$$\text{Avec: } C_n = \sqrt{A_{in}^2 + B_{in}^2} \quad \text{et} \quad \varphi_{sn} = \tan^{-1} \left(\frac{A_{in}}{B_{in}} \right) \quad (\text{II.52})$$

- Le taux de distorsion globale THDis du courant de la source est donné par:

$$THD_{is} = \frac{\sqrt{I_{s3}^2 + I_{s5}^2 + I_{s7}^2 + \dots}}{I_{s1}} \quad (\text{II.53})$$

$$= \frac{1}{I_{s1}} \sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2} = \sqrt{\left(\frac{I_s}{I_{s1}} \right)^2 - 1}$$

- Le facteur de distorsion est défini comme suite:

$$FD_{is} = \frac{I_{s1}}{I_s} = \frac{I_{s1}}{\sqrt{\sum I_{sn}^2}} \quad (\text{II.54})$$

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

$$Fd = \cos \left(\tan^{-1} \left(\frac{A_1}{B_1} \right) \right) = \cos \varphi_{s1} \quad (\text{II.55})$$

- Le facteur de puissance à l'entrée est donné par:

$$FP_h = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \varphi_{s1} \quad (II.56)$$

$$FP_h = FD_{is} \cdot Fd$$

Compte tenu des relations (II.53) et (II.56), ce facteur peut aussi s'écrire comme:

$$FP_h = \frac{Fd}{\sqrt{1+THD^2}}$$

Quel que soit la stratégie de commande adoptée le facteur de puissance peut aussi être calculé directement par:

$$FP_h = \frac{I_c}{I_s} \cos \varphi_c \sqrt{\frac{P}{P_o}} \quad (II.57)$$

Des relations (II.28) et (II.57) nous aurons :

$$FP_h = \frac{I_c}{I_s} FP_g \quad (II.58)$$

Cette expression montre que pour un récepteur donné, la réduction du courant fourni par la source explique l'amélioration du facteur de puissance. Cette amélioration est donc liée au fonctionnement de la roue libre.

II.7 Etude en simulation du modèle d'un Hacheur alternatif monophasé

Le modèle de simulation d'un hacheur alternatif monophasé à transistors IGBT est représenté en figure II.14 La simulation a été effectuée l'aide de l'outil Power System Blockset opérant sous MATLAB/Simulink.

Les données caractéristiques de simulation sont:

Tension d'alimentation $v_s = 220 \sqrt{2} \sin \omega t$ avec : $\omega = 2\pi f$, $f = 50$ Hz,

$R = 100\Omega$, $L = 200\text{mH}$

Les signaux de commande sont obtenus par comparaison d'un signal de référence d'amplitude U_c , avec un signal d'onde porteuse triangulaire d'amplitude U_p de fréquence f_p ($f_p = 2f$), en utilisant la modulation MLI simple. Cette commande utilise une seule

impulsion par demi-cycle. Si le coefficient de réglage normalisé D varie de 0 à 1, α varie de 0 à 90° ($D = \alpha / 90^\circ$).

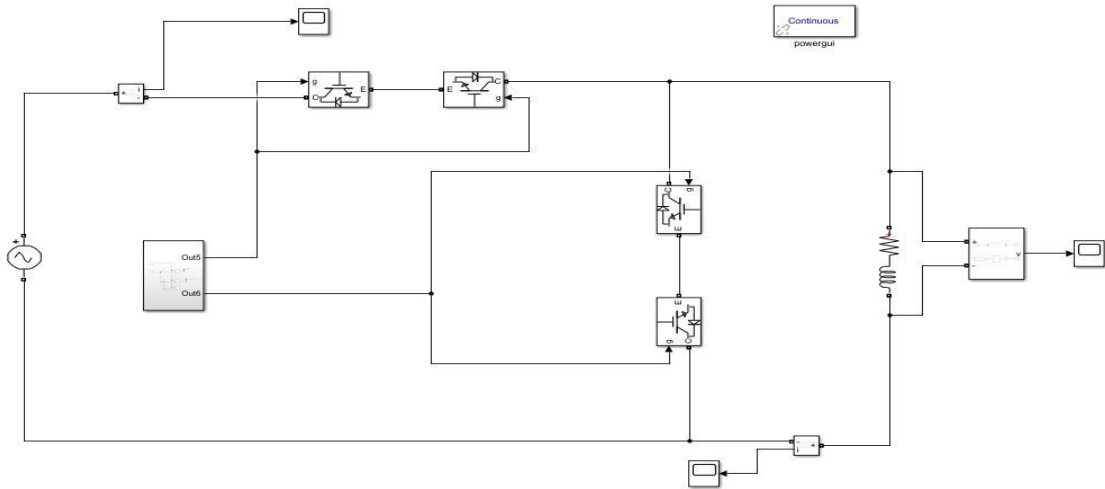


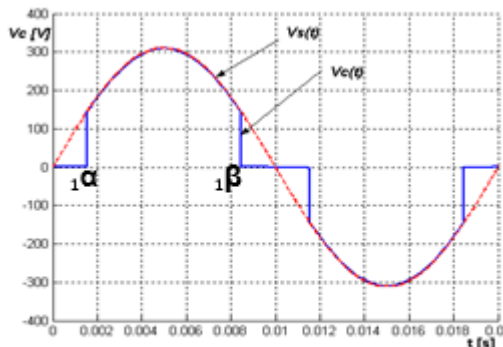
Figure II- 14:Modèle de simulation d'un hacheur alternatif monophasé

II.7.1 Résultats de simulation :

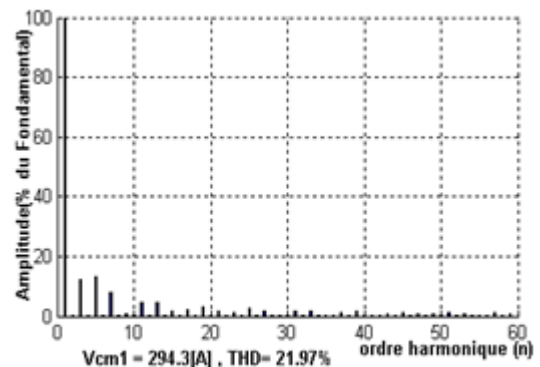
Formes d'ondes des grandeurs d'entrée et de sortie

• Cas d'une charge purement résistive

Les figures (II.15-II.16) représentent les formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes d'une charge résistive dans le cas d'une commande symétrique pour les angles de commutation suivants: $\alpha_1 = 28.08^\circ$ et $\beta_1 = \pi - \alpha_1$.



(a)



(b)

Figure II- 15:Tension de sortie (a) et spectre correspondant (b)

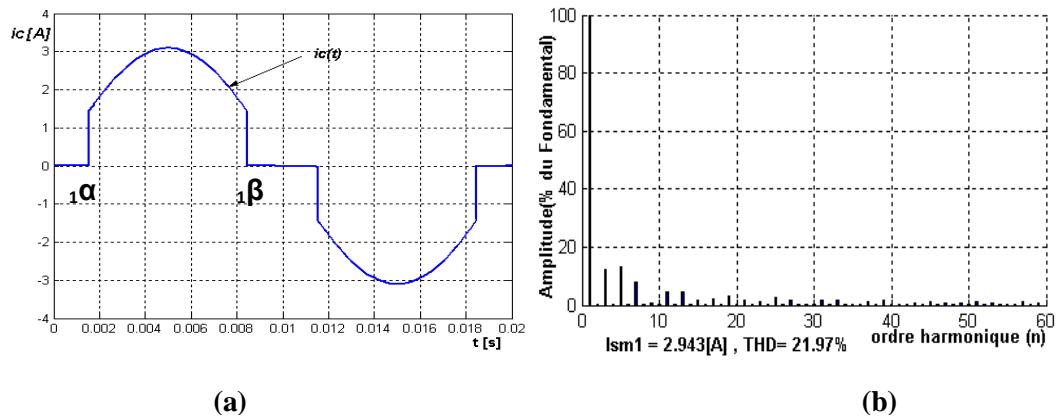


Figure II- 16: Courant absorbé (a) et spectre correspondant (b).

Dans le cas du récepteur purement résistif, on peut théoriquement supprimer l'interrupteur K_2 puisque quand v_c est nul i_c l'est aussi. L'utilisation des interrupteurs commandables à la fermeture et à l'ouverture dans la structure du hacheur alternatif, permet la mise en œuvre d'autres commandes.

Si on veut annuler la consommation de réactif, et faire travailler les interrupteurs à la fréquence de la source, on recentre l'onde de courant sur celle de la tension d'entrée (Figures II.15a-II.16b), en faisant $\alpha_1 = \theta_1$ [15].

Si on veut élever le rang des harmoniques pour faciliter le filtrage de courant d'entrée on peut recourir à la modulation de largeurs d'impulsions (MLI).

A V_c/V donné, puisque le facteur de puissance FP est le même que pour un gradateur ordinaire et qu'il n'y a plus de réactif, les harmoniques sont plus importants.

- **Cas d'une charge R-L**

Les figures II.17a et II.18b représentent les formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes d'une charge (R-L) d'un hacheur alternatif monophasé à commande symétrique en appliquant les angles de commutation suivants: $\alpha_1 = 28.08^\circ$ et $\beta_1 = \pi - \alpha_1$.

Les formes d'ondes illustrées en figure. II.17 montrent que, la tension v_c et le courant i_s ont toujours 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 (Figures II.18 (a)), nous remarquons la présence prépondérante des harmoniques de rang impair. L'ensemble des

valeurs pour un même spectre est normalisé par rapport à l'amplitude du fondamental. La valeur maximum du fondamental de la tension est de 294.3 V avec $V_{L3}=17.25\%$, $V_{L5}=15.80\%$, $V_{L7}=5.96\%$, $V_{L9}=3.83\%$, donnant un $THD_v = 26.90\%$.

Pour le spectre de courant de charge (Figure II.17 (b)), l'amplitude du fondamental est de 2.493A et les amplitudes des harmoniques d'ordre impair sont aussi importantes:

$I_{c3}= 12.83\%$, $I_{c5}=6.18\%$, $I_{c7}=0.39\%$, $I_{c9}=1.71\%$ donnant un $THD_{ic}= 14.42\%$.

Pour le spectre de courant de source (Figure II.17(c)) la valeur maximale est de 2.129A et nous constatons une importance accrue des harmoniques d'ordre impair $I_{s3}= 31.89\%$, $I_{s5}=17.34\%$, $I_{s7}=7.24\%$, $I_{s9}=8.51\%$, $I_{s11}=7.24\%$, Le THD_{is} correspondant est de 40.58%.

Ces résultats sont incomparables avec ceux trouvés avec le montage gradateur pour une charge donnée et une valeur efficace donnée de la tension de sortie et ce tient au fait que les angles de commutations ne sont pas les mêmes dans tous les cas. Par conséquent, nous ne pouvons conclure sur l'avantage d'une structure par rapport à l'autre que d'après leurs caractéristiques sur tout l'intervalle de commande. D'autre part, la comparaison entre les courants de source et de charge pour la structure hacheur alternatif est évidente. Le taux de distorsion harmonique total du courant de source est nettement supérieur à celui de charge.

En figure II.18.d. les formes d'ondes de v_{T1} et i_{T1} montrent que les transistors T_1 et T_2 doivent être apte à bloquer des tensions positives et négatives. Leur extinction doit être forcée: quand pour $\theta = \beta_1$, on bloque T_1 , la tension qui apparaît à ses bornes est positive. Leur entrée en conduction doit être permise par un signal de déblocage sur leur électrode de commande mais elle est due à l'ouverture d'un semi-conducteur de K_2 : quand, pour $\theta = \pi + \alpha_1$, T_1 doit devenir passant, la tension à ses bornes est négative; c'est l'extinction de T_3 et la continuité du courant i_c qui assure le transfert de i_c de T_2 à T_1 .

Les formes d'ondes (Figures II.18.e.) de v_{T3} et i_{T3} montrent que T_3 et T_4 doivent eux aussi bloquer des tensions directes et inverses, que leur extinction doit être forcée, que leur amorçage est provoqué par le blocage de T_1 ou de T_2 .

L'état bloqué ou passant, dans le quel se trouvent les semi-conducteurs, pendant les étapes élémentaires de fonctionnement, est lié au signe du courant i_c .

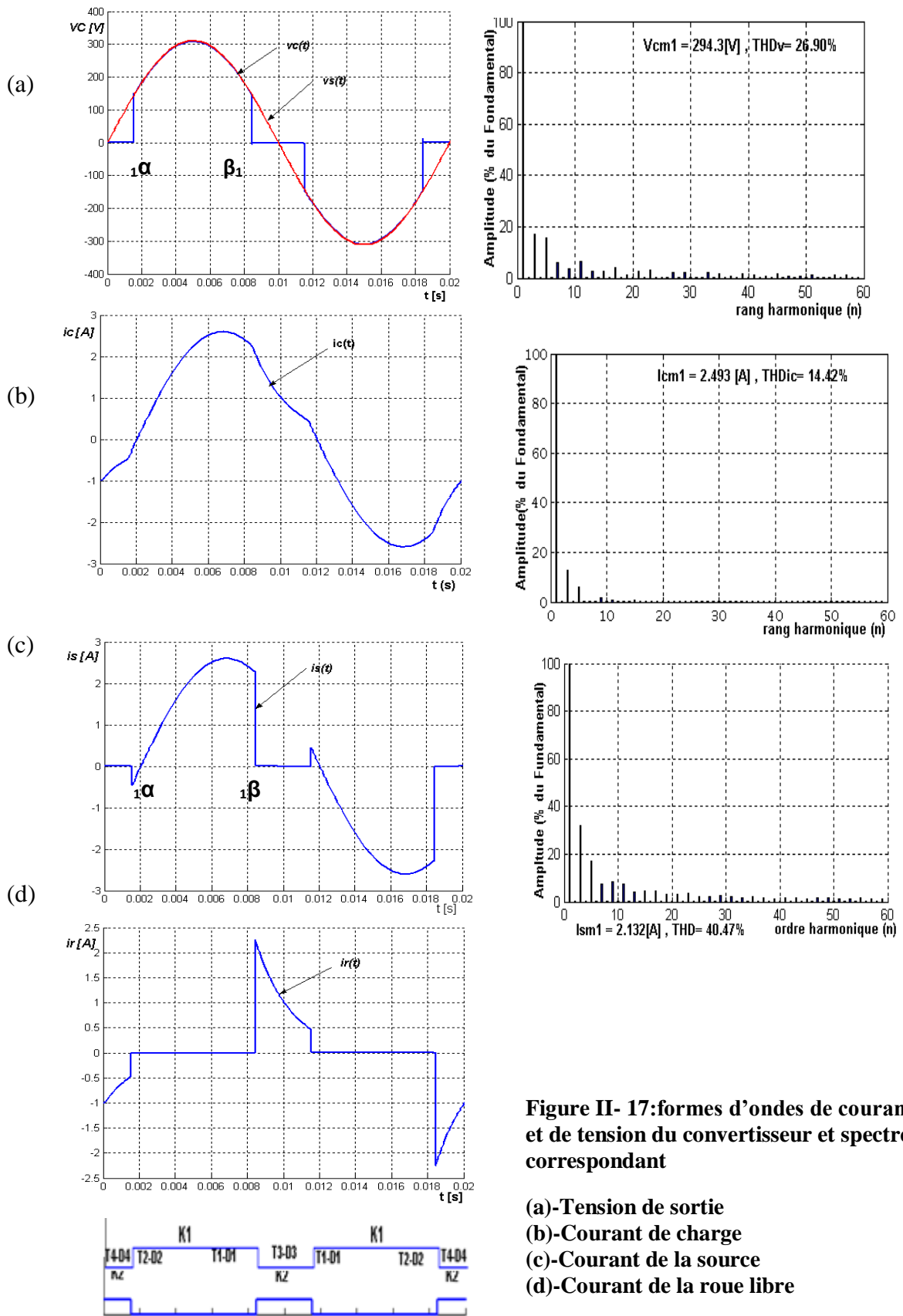


Figure II- 17:formes d'ondes de courant et de tension du convertisseur et spectre correspondant

- (a)-Tension de sortie
- (b)-Courant de charge
- (c)-Courant de la source
- (d)-Courant de la roue libre

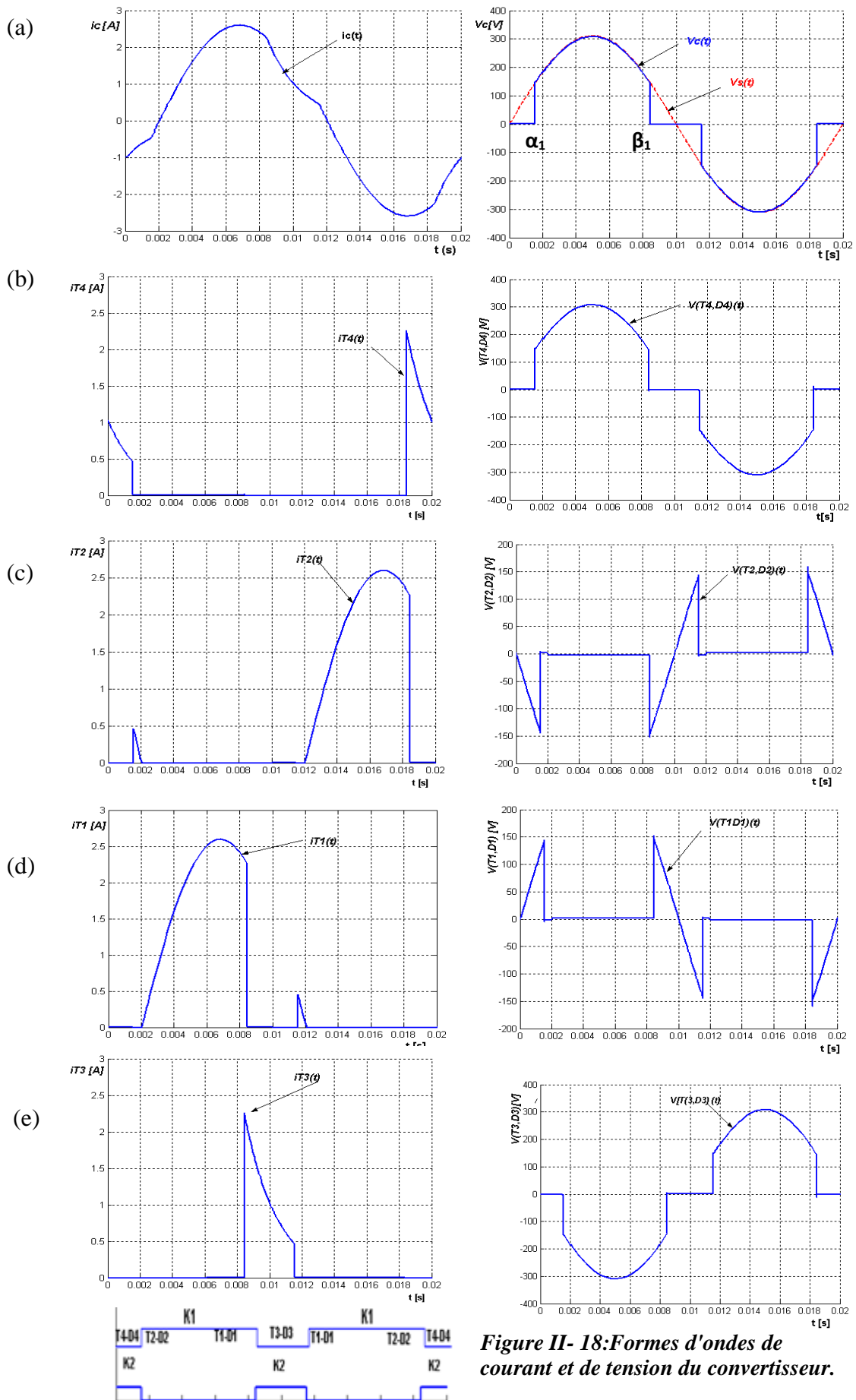


Figure II- 18: Formes d'ondes de courant et de tension du convertisseur.

Les figures (II.19-II.20-II.21) représentent respectivement les courbes donnant respectivement les variations, de la valeur efficace V_c de la tension aux bornes du récepteur, ramenée à V et de la valeur efficace du courant de charge I_c 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 normalisé D varie de 0 à 1, α_1 varie de 0 à 90° ($D = \alpha_1 / 90^\circ$ puisque la fréquence de la porteuse $f_p=2f$). Ces caractéristiques ont été effectués pour différentes charges: $\varphi = 0, \varphi = 17.43^\circ, \varphi = 32.12^\circ, \varphi = 45^\circ$ et $\varphi = 60^\circ$.

La caractéristique de la tension de sortie (Figures II.19). montre que lorsque D croit V_c/V diminue. De plus, la plage de commande est indépendante de l'argument de la charge contrairement au gradateur.

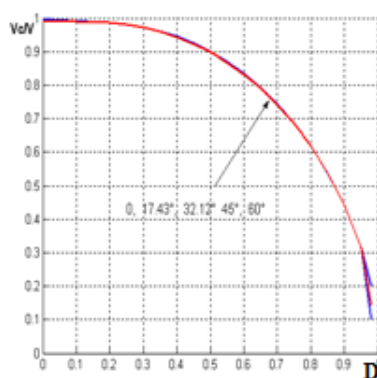


Figure II- 19:valeurs relatives des tensions de sortie en fonction de D pour diverses valeurs du déphasage φ .

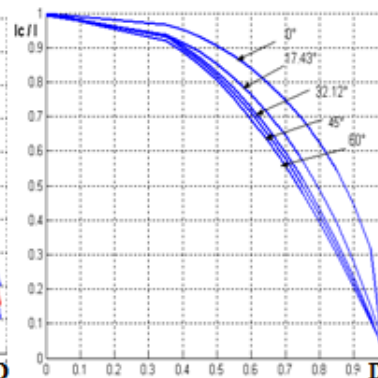


Figure II- 20: Valeurs relatives des courants de charge en fonction de D pour diverses valeurs du déphasage φ .

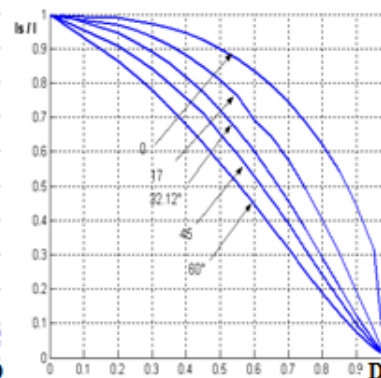


Figure II- 21: Valeurs relatives des courants de source en fonction de D pour diverses valeurs du déphasage φ .

Les caractéristiques de courant de charge et de courant source (Figures II.20 -II.21) montrent plus D est élevé, les valeurs efficaces des courants de charge et de source sont faibles et dépendent fortement de la nature de la charge.

II.7.2 Caractéristiques des grandeurs d'entrée et de sortie

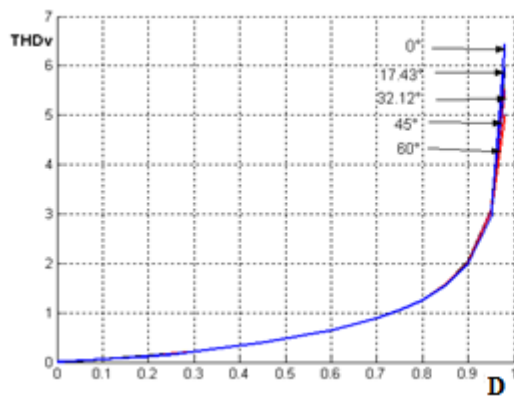


Figure II- 23 Taux de distorsion harmonique total de la tension de sortie THDv en fonction de D.

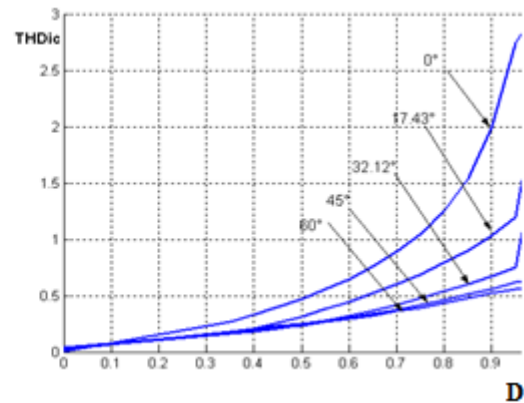


Figure II- 22: Taux de distorsion harmonique total du courant de sortie THDic en fonction de D

La variation du THDv de la tension de sortie en fonction de D pour $\varphi_c = 0, 17,43^\circ, 32, 45^\circ$ et 60° est représenté en Figure II.22. Cette caractéristique montre que le THDv augmente lorsque D croît, mais il est indépendant de la nature de la charge. Le THDv de la tension de sortie du hacheur alternatif est meilleur par rapport au THDv de la tension de sortie du gradateur sur toute la plage de commande.

Le taux de distorsion harmonique total THDic croît avec l'augmentation de D et il varie beaucoup avec la variation de φ_c (Figure.II.23).

La figure II.24 montre les variations du taux de distorsion harmonique totale du courant de source en fonction de D pour $\varphi_c = 0, 17.43^\circ, 45^\circ$ et 60° . Les caractéristiques montrent que, le THDis augmente avec D et plus le récepteur est inductif, le THDis est plus fort et surtout pour les fortes valeurs de D et il est très élevé par rapport au THDic du courant de la charge. Tandis que le facteur de distorsion du courant (Figure II.25) diminue avec D et φ .

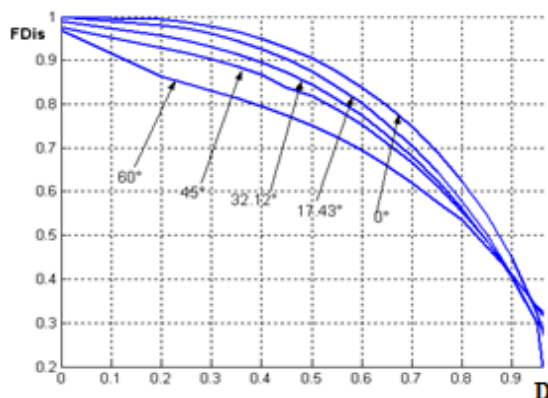


Figure II- 25: Facteur de distorsion du courant d'entrée FDis en fonction de D

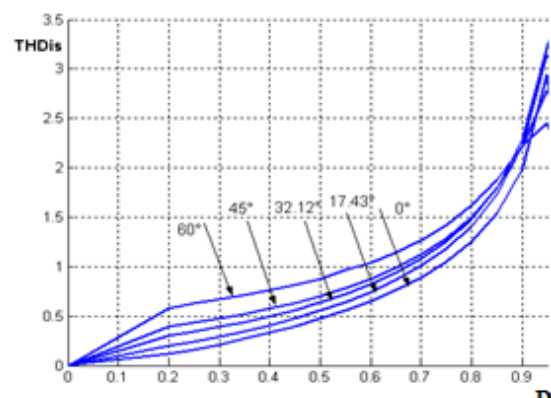


Figure II- 24: Taux de distorsion harmonique total du courant d'entrée THDis en fonction de D.

La variation du facteur de déplacement à la source en fonction de D (Figure II.26) et pour diverses valeurs de φ_c 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 D.

Les caractéristiques du facteur de puissance total du convertisseur en fonction du S_o et pour diverses valeurs de φ_c (Figure. II.27) montre l'amélioration du facteur de puissance en passant de la structure gradateur à la structure hacheur alternatif.

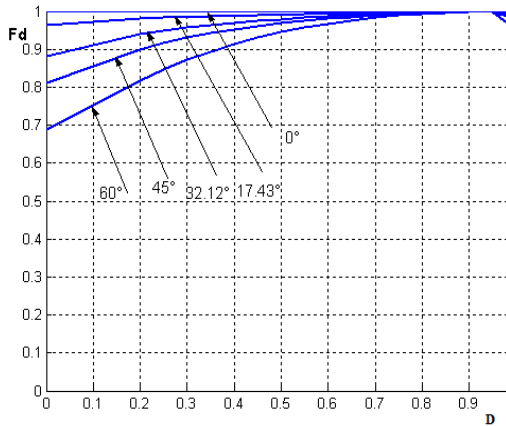


Figure II- 27:Facteur de déplacement F_d en fonction de D.

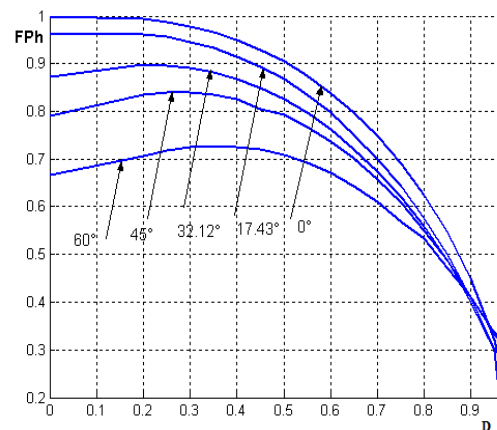


Figure II- 26: Facteur de puissance F_{Ph} en fonction de D.

II.8 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter le principe de fonctionnement des convertisseurs direct AC-AC à commutation forcée et faire leur différence relativement aux structures en gradateur sur le côté de la topologie et de la commande.

La structure hacheur alternatif permet d'améliorer les caractéristiques coté charge et source comparé à la structure gradateur classique. La modification du circuit de puissance (Figure. II.1), en ajoutant l'interrupteur de roue libre (Figure. II.13) et avec une commande efficace pour l'amélioration du facteur de puissance. De plus, l'utilisation des interrupteurs bicommandables fonctionnant en commutation forcée permet souvent de considérer la réduction des harmoniques du côté de la charge à partir des degrés de libertés disponibles dans la commande du convertisseur.

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_c et du courant d'entrée i_s , facilitant ainsi le filtrage de ces deux grandeurs, il faut faire fonctionner les interrupteurs K_1 et K_2 plusieurs fois par alternance de la tension d'entrée. Toutes les stratégies de commande appliquées aux onduleurs sont facilement transposables aux hacheurs alternatifs.

Chapitre III :

**Les nouvelles topologies des
hacheurs alternatif en
monophasé**

III.1 Introduction :

Grâce à sa structure à interrupteurs totalement commandés et bidirectionnels, le convertisseur direct AC-AC à commutation forcée dit hacheur Alternatif se prête tout particulièrement à la commande MLI. L'introduction de ce type de commutation permet souvent de considérer la réduction des harmoniques du côté de la charge à partir des degrés de liberté disponible dans la commande du convertisseur.

Ce convertisseur fait la variation et le réglage du débit du courant Alternatif vers un récepteur de courant Alternatif. Les hacheurs Alternatifs peuvent être :

- Hacheur Alternatif MLI monophasé.
- Hacheur Alternatif MLI triphasé.

Dans ce chapitre on étudie seulement le hacheur Alternatif monophasé à commande MLI.

III.2 Commande par modulation de largeur d'impulsions (MLI) :

III.2.1 Définition :

Sous forme analogique ce type de commande est réalisé en comparant le signal de référence avec une ou plusieurs porteuses triangulaires (ou en dent de scie) dont la fréquence correspond à la cadence à laquelle on veut faire varier l'état des interrupteurs.[23]

Plusieurs techniques de contrôle à MLI ont été développées [1]. Les plus utilisées sont les suivantes :

- Modulation MLI sinusoïdale
- Modulation MLI Conventionnelle
- MLI Sinus-triangle
- MLI précalculée (élimination harmonique)

Nous traiterons dans ce chapitre seulement la technique de modulation MLI conventionnelle.

III.2.2 Technique MLI Conventionnelle :

Cette technique est connue sous le nom de Modulation en Largeur d'impulsions Uniforme (UMLI "uniform Pulse Width Modulation"). C'est la stratégie de commande la plus simple où la tension de sortie est commandée par le réglage du rapport cyclique. La génération des signaux de commande pour permettre la conduction et le blocage des transistors est montrée sur la Figure III.1 est obtenue en comparant une porteuse triangulaire de d'amplitude fixe U_p et de fréquence f_p , à un signal de référence d'amplitude U_c variant de 0 à 1 (coefficient de réglage). Les intersections de la porteuse U_p avec le coefficient de réglage déterminent les instants de commutation du hacheur AC MLI. Le nombre d'impulsions par période de la source est égale au rapport de la fréquence porteuse à la fréquence de la source. C'est une technique de type SPWM, compte tenu de la symétrie au quart de période de la forme d'onde de la tension de charge.

On caractérise la commande par:

- Le rapport entre U_c et U_p est la variable de contrôle de l'amplitude de la tension de sortie, et est appelée aussi indice de modulation d'amplitude (rapport cyclique):

$$D = \frac{U_c}{U_p} \quad (III.1)$$

U_c : amplitude du signal de référence continu.

U_p : amplitude de la porteuse triangulaire.

- Le rapport de la fréquence de modulation f_p à la fréquence f de la tension de sortie est l'indice de modulation de fréquence m :

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (III.2)$$

Le nombre d'impulsions P_i par demi cycle est:

$$\text{Posons: } M = \frac{m}{2}$$

$$P_i = \frac{f_p}{2f} = \frac{m}{2} = M \quad (III.3)$$

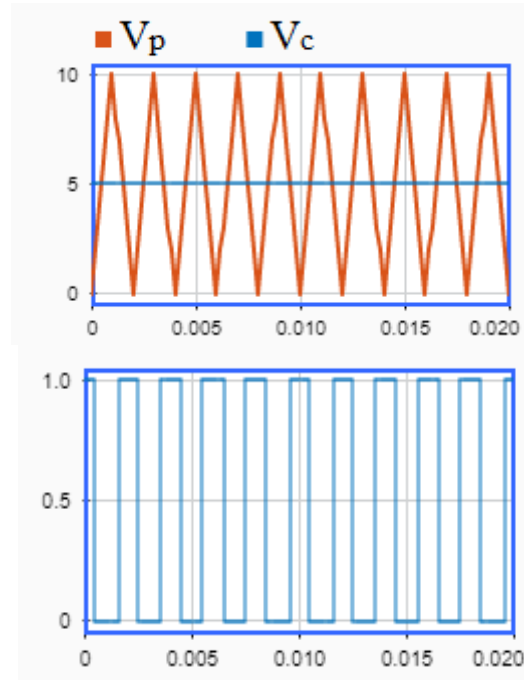


Figure III- 1:Principe de fonctionnement de la conventionnelle avec fp = 500 Hz et D = 0.5

Comme dans tout convertisseur de puissance, la relation entre la tension d'entrée et de la sortie pour une fonction de commande $s(t)$:

$$v_c(t) = s(t)v_s(t) \quad (\text{III.4})$$

La fonction $S(t)$ (Figure III.1), est égale à 1 quand K1 est fermé, à 0 quand K1 est ouvert.

La tension d'entrée est de la forme $v_s(\theta) = V \sqrt{2} \sin \theta$ avec une amplitude et une fréquence f constante.

III.2.3 Caractéristiques :

- La valeur efficace v_c de la tension de sortie se calcule par:

$$V_c = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\theta_1}^{\theta_1 + \alpha} v^2 d\theta + \int_{\theta_2}^{\theta_2 + \alpha} v^2 d\theta + \dots + \int_{\theta_m}^{\theta_m + \alpha} v^2 d\theta \right]. \quad (\text{III.5})$$

En désignant pour $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_m$ les m angles de fermeture de l'interrupteur K_1 et α le taux de hachage, quotient pour T_c de la durée des intervalles de fermeture de K_1 .

T_c : la période de hachage.

Puisque :

$$\int_{\theta_1}^{\theta_1 + \alpha \frac{2\pi}{m}} (V\sqrt{2} \sin \theta)^2 d\theta = 2V^2 \left[\frac{\theta_1 + \alpha \frac{2\pi}{m} - \theta_1}{2} - \frac{\sin 2\left(\theta_1 + \alpha \frac{2\pi}{m}\right) - \sin 2\theta_1}{4} \right]$$

$$= V^2 \left[\alpha \frac{2\pi}{m} - \cos\left(2\theta_1 - \alpha \frac{\pi}{m}\right) \right] \sin \frac{2\pi}{m}.$$

Nous obtenons :

$$V_c^2 = V^2 \left\{ \alpha - \frac{1}{2\pi} \sin \alpha \frac{2\pi}{m} \left[\cos\left(2\theta_1 - \alpha \frac{\pi}{m}\right) + \cos\left(2\theta_2 - \alpha \frac{\pi}{m}\right) + \dots + \cos\left(2\theta_m - \alpha \frac{\pi}{m}\right) \right] \right\}$$

Or $\theta_2 = \theta_1 + \frac{2\pi}{m}, \theta_3 = \theta_1 + 2\frac{2\pi}{m}, \dots, \theta_m = \theta_1 + (m-1)\frac{2\pi}{m};$

La somme des m cosinus d'angles régulièrement espacés à deux de $4\pi/m$ intervenant dans l'expression de V_c^2 est nulle. La valeur de V_c est donc donnée par :

$$V_c = V \sqrt{\alpha} \tag{III.6}$$

- Un calcul analogue, effectué à partir du courant de sortie i_c de valeur efficace I_c , donne comme valeur efficace du courant d'entrée :

$$I_c = I \sqrt{\alpha} \tag{III.7}$$

- La tension de sortie V_c se déduit de la tension d'entrée par :

$$V_c = DV_s \tag{III.8}$$

- Le courant d'entrée i_s se déduit du courant de sortie i_c par

$$i_s = Di_c \tag{III.9}$$

III.2.4 Commande MLI du un hacheur Alternatif monophasé :

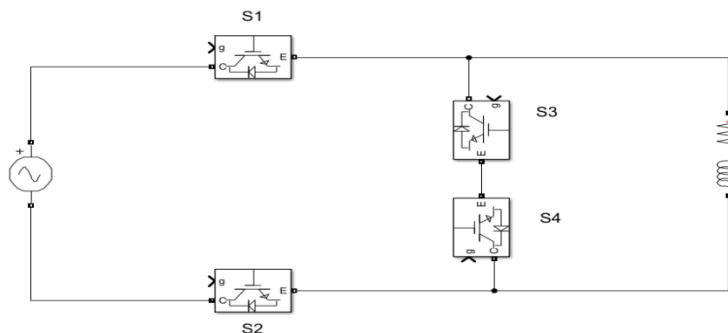


Figure III- 2:Le circuit d'un hacheur Alternatif monophasé

L'étude du nouveau circuit représenté en Figure III- 3 conduit tout d'abord à considérer toutes les séquences possibles de fonctionnement :

- une séquence, dite *phase active* pendant laquelle les sources sont directement reliées, ce qui permet l'échange d'énergie (III.4.a),
- une séquence, dite de *phase de roue libre* pendant laquelle les sources n'échangent pas d'énergie (Figure.III.4.b).

On considère par la suite le fonctionnement du convertisseur comme la succession de phases actives et de phases de roue libre.

- Durant l'alternance positive de v_s , les transistors T2 de (S2) et T4 de (S4) sont amorcés simultanément de manière à former avec D2 de (S2) et D4 de (S4) des interrupteurs fermés, quel que soit le signe du courant ; cette cellule est dite gelée. Les transistors T1 de (S1) et T3 de (S3) de l'autre cellule, dite cellule active, reçoivent des commandes MLI.
- Durant l'alternance négative de v_s , ce sont T1 de (S1) et T3 de (S3) qui sont amorcés simultanément. La cellule active est dans ce cas constituée de {T2, D2, T4, D4}[4].

	S1	S2	S3	S4
$V_s > 0$	MLI	ON	MLI	ON
$V_s < 0$	ON	MLI	ON	MLI

Tableau III- 1: Tableau de séquences de commutation

Les commandes des transistors et les formes d'onde correspondant à ce fonctionnement sont représentées en Figure III- 4.

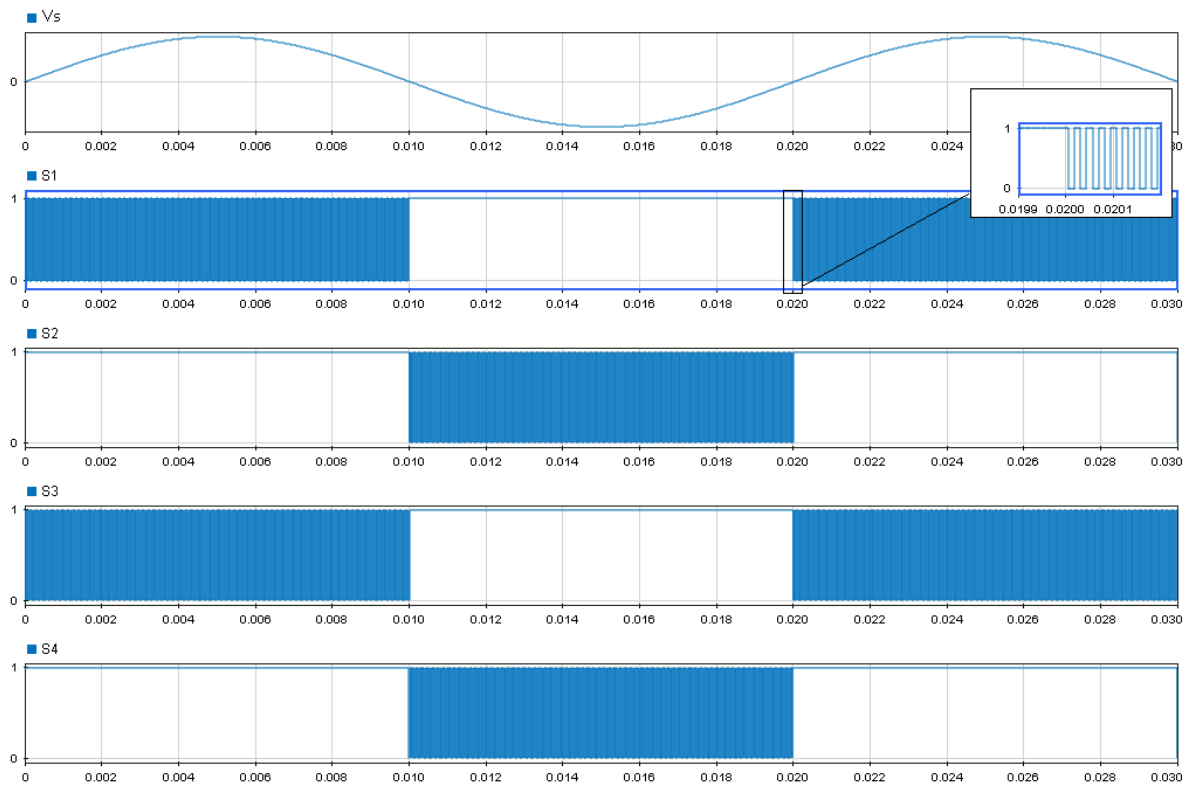


Figure III- 3 : le signal de commande MLI

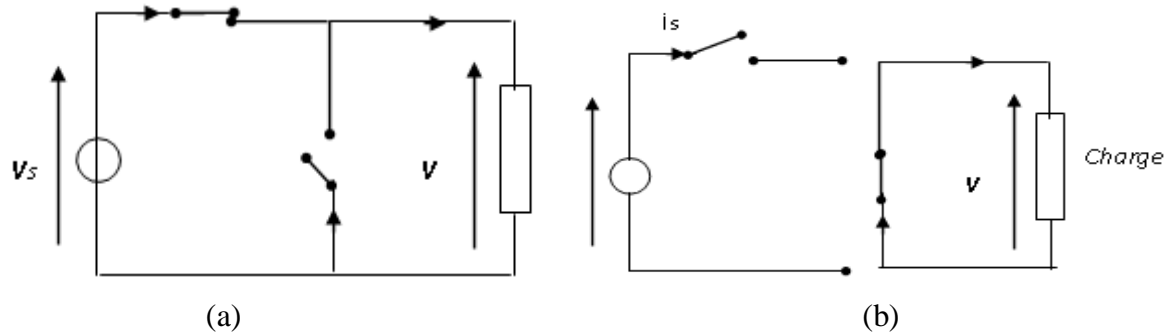


Figure III- 4 : principe de fonctionnement d'un hacheur

Ces étapes élémentaires sont caractéristiques d'une fonction **Hacheur Alternatif**. Cethacheurest de type **dévolteur**, si l'on considère la conversion de la source de tension vers la source de courant.

III.3 Hacheur Alternatif dévolteur (Buck) :

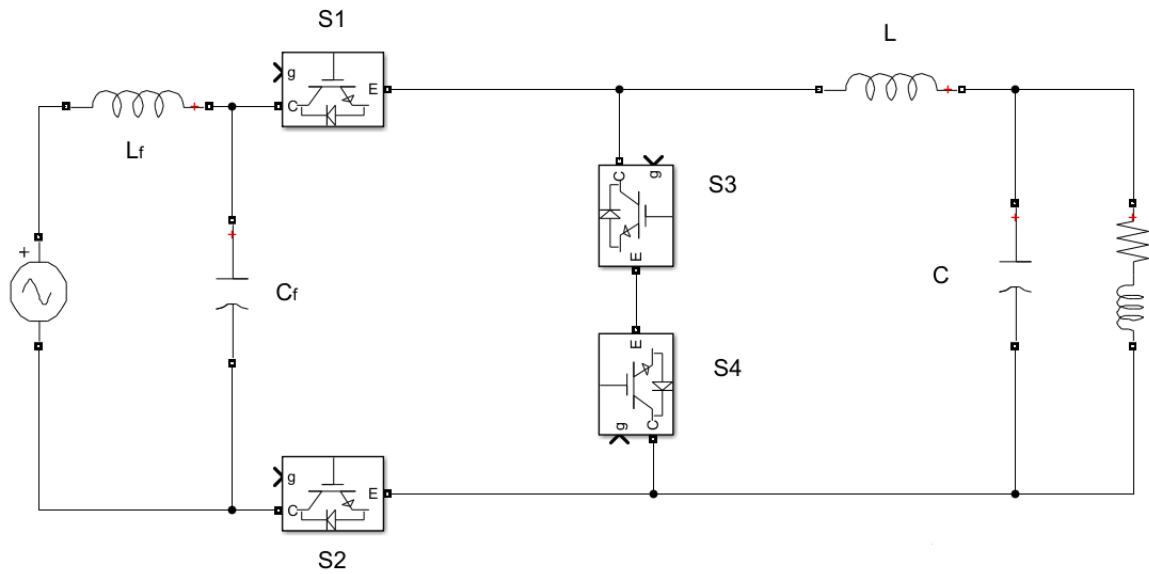


Figure III- 5: Topologie d'hacheur alternatif Buck MLI

III.3.1 Description du hacheur Alternatif Buck à MLI :

Le circuit du Hacheur AC MLI Buck (abaisseur ou dévolteur) comme il est montré dans la figure III-5 est constitué d'une Inductance (L), d'un condensateur (C), et d'une Inductance (L_f), d'un condensateur (C_f) les éléments du filtre de l'entrée pour absorber les harmoniques d'ordre élevé du courant.

Les commandes des transistors et les formes d'onde correspondant à ce fonctionnement sont représentées en Figure III- 5.

III.3.2 Analyse et calculs des paramètres :

Pour simplifier l'analyse et le calcul des paramètres optimaux du convertisseur, tous les composants sont supposés idéaux et la fréquence de commutation (f_s) est beaucoup plus élevée que la fréquence de la source (f).

Pendant la période de commutation, la tension d'entrée V_s , et la tension de sortie V_{ch} , sont considérées comme constantes. Lorsque $V_s > 0$, la tension de l'inductance vaut :

$$\begin{cases} V_s - V_L - V_{ch} = 0 ; \text{ pour } 0 < t < DT \\ V_s - V_L = 0 ; \text{ pour } DT < t < T \end{cases} \rightarrow V_L = \begin{cases} V_s - V_{ch} ; 0 < t < DT \\ -V_L ; DT < t < T \end{cases}$$

La tension aux bornes du condensateur C_f est :

$$\frac{di}{dt} L_f = V_s - V_{ch} \quad \text{transformation de La Place} \quad V_s(S) = V_{ch} - S L_f I_i(S) \quad (\text{III.10})$$

Le courant de l'entrée est :

$$I_s(s) = sC_f V_s(s) + D I_L(s) \quad (III.11)$$

En remplaçant (III.11) dans (III.10), on obtient :

$$V_s(s) = \frac{V_s(s) - D*s*L_f*I_L(s)}{(1+s^2*L_f*C_f)} \quad (III.12)$$

Dans le modèle moyen du convertisseur à découpage, la tension moyenne de l'inductance pendant une période de commutation est donnée par

$$V_L(s) = D [V_s(s) - V_{ch}(s)] - (1 - D) V_{ch}(s) \quad (III.13)$$

Où $V_{ch}(t)$ Et $V_s(t)$ sont respectivement la tension d'entrée et la tension de sortie moyennes pendant la période de commutation, et D est le rapport cyclique. Lorsque la tension d'entrée et les tensions de sortie sont induites sur l'inductance par des commutateurs MLI dans le convertisseur à découpage haute fréquence, il est possible d'avoir la tension moyenne de l'inductance comme suit :

$$V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (III.14)$$

De (III.13) et (III.14), On obtient :

$$D V_s(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} + V_{ch}(t) \quad (III.15)$$

Le circuit équivalent de l'équation (III.15) :

Le circuit de la figure III-6 représente le modèle d'un hacheur Alternatif MLI monophasé avec une charge R-L.

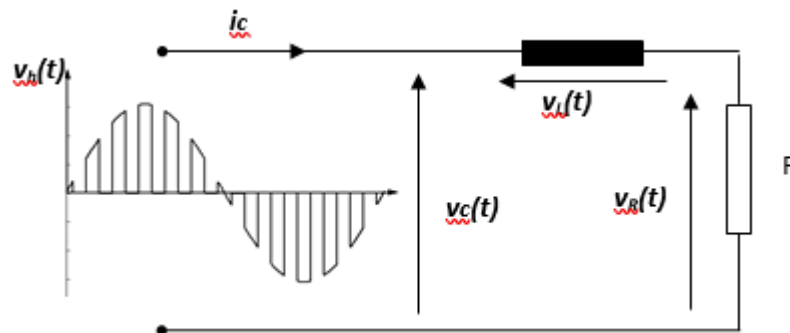


Figure III- 6: Modèle d'un hacheur alternatif monophasé

III.3.3 Simulation De Latechnique MLI Conventiennelle Sans Filtre :

La tension de sortie du hacheur $v_h(t)$ est celle aux bornes de la charge. Elle est défini par:

$$v_c(t) = S(t) \cdot v_s(t)$$

La forme de la tension délivrée par le hacheur dépend essentiellement de la stratégie de commande choisie.

Le modèle de simulation par Matlab/Simulink de la technique MLI conventionnelle appliquée à un hacheur AC MLI sur une charge R-L est représenté en Figure III-6

Les données caractéristiques de simulation sont:

Tension d'alimentation $v_s = 220\sqrt{2} \sin \omega t$ avec : $\omega = 2\pi f$, $f = 50$ hertz,

Resistance de la charge $R = 100\Omega$, Inductance de la charge $L = 200$ mH

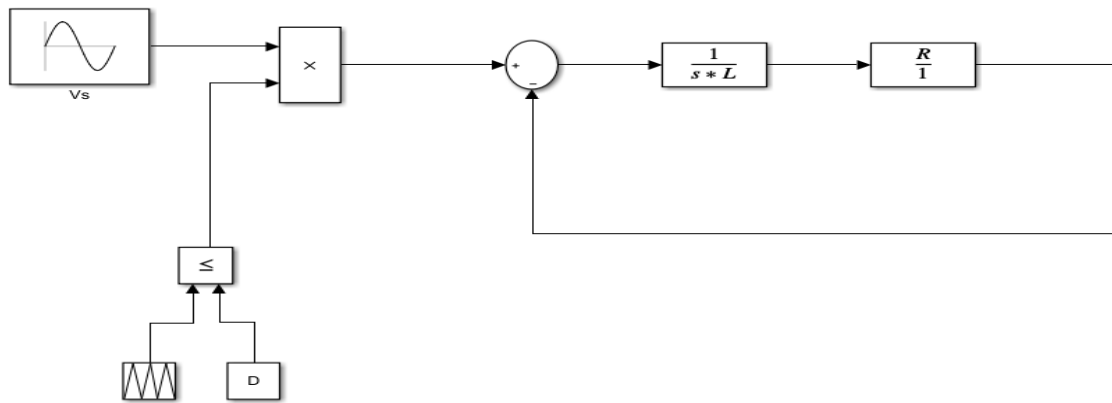


Figure III- 7: Schéma de simulation de l'ensemble modulation conventionnelle- hacheur-charge.

La génération des signaux de commande des transistors est obtenue en comparant une porteuse triangulaire d'amplitude fixe U_p et de fréquence f_p , à un signal de référence d'amplitude U_c variant de 0 à 1 (coefficient de réglage). Les intersections de la porteuse v_p avec le coefficient de réglage déterminent les instants de commutation du hacheur AC MLI.

On représente les différents signaux d'entrée et de sortie et leurs spectres correspondants, ainsi que les caractéristiques en entrée et sortie, en vue d'évaluer les performances de la technique de modulation conventionnelle appliquée au hacheur Alternatif.

III.3.4 Résultats de simulation :

- Formes d'ondes des grandeurs d'entrée et de sortie

$p = 600\text{Hz}$, $P_i = 6$, $M = 6$, et $D = 0.5$.

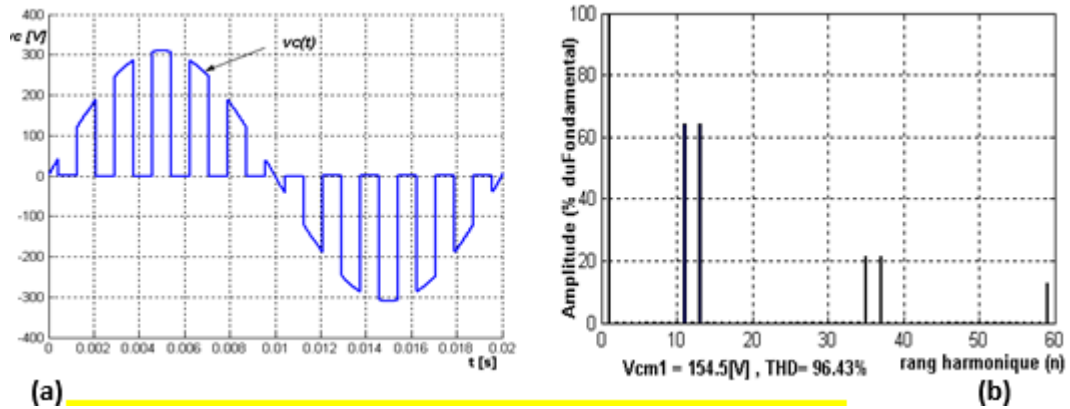


Figure III- 8: Tension de sortie $v_c(t)$ (a) et spectre correspondant(b)

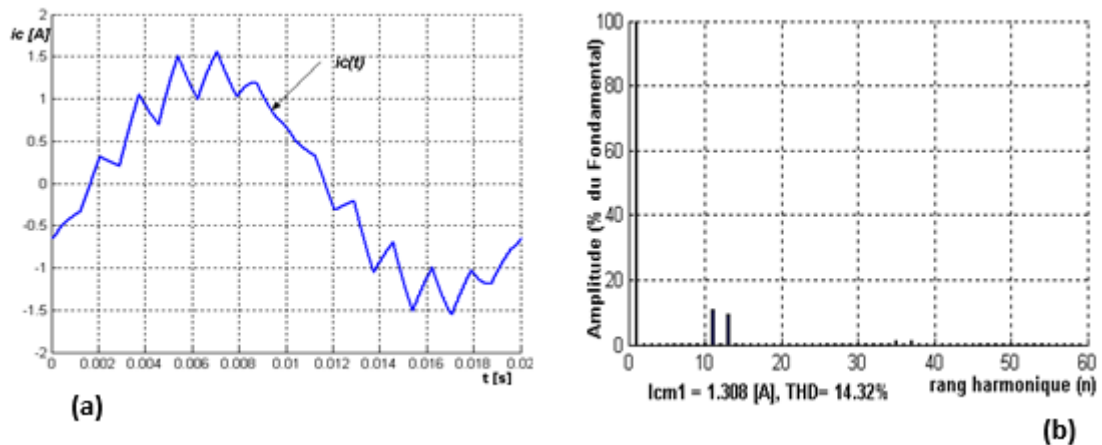


Figure III- 9: Courant de sortie $i_c(t)$ (a) et spectre correspondant (b)

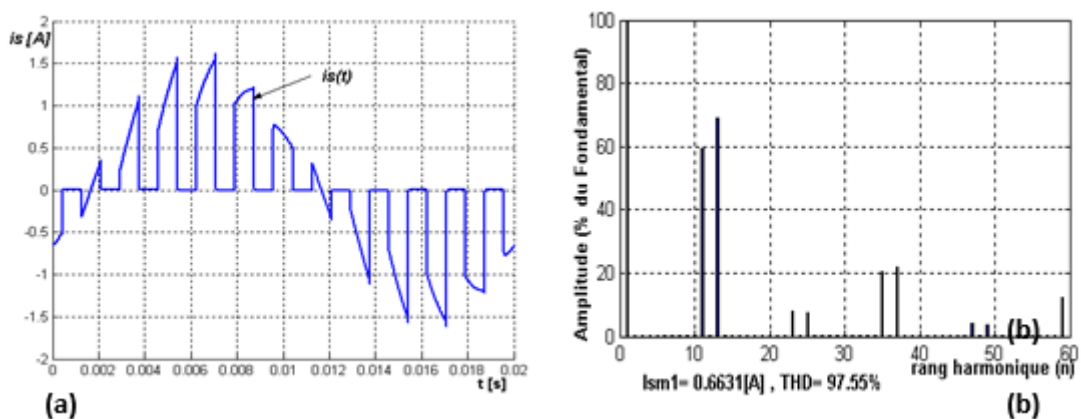


Figure III- 10: Courant de source $i_s(t)$ (a) et spectre correspondant (b)

- $f_p = 900\text{Hz}$ $P_i=9$, $M=9$, et $D=0.7$

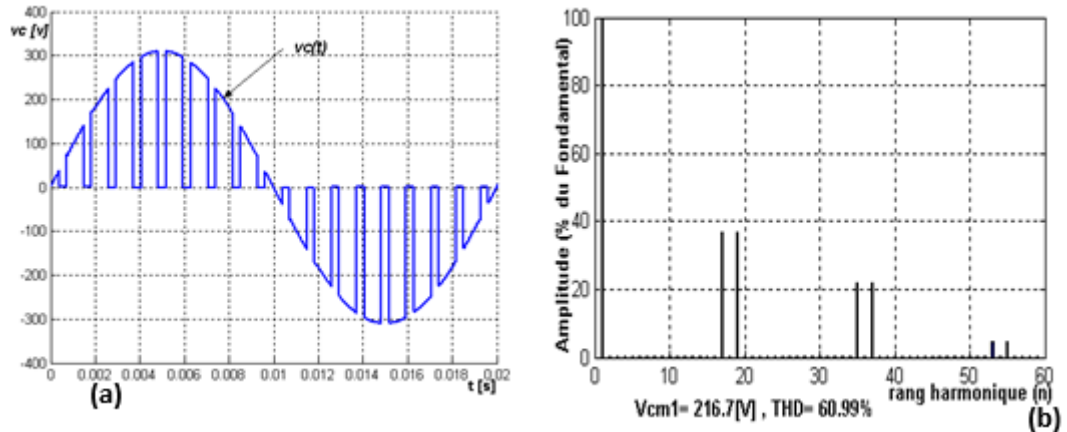


Figure III- 11: Tension de sortie $v_c(t)$ (a) et spectre correspondant (b)

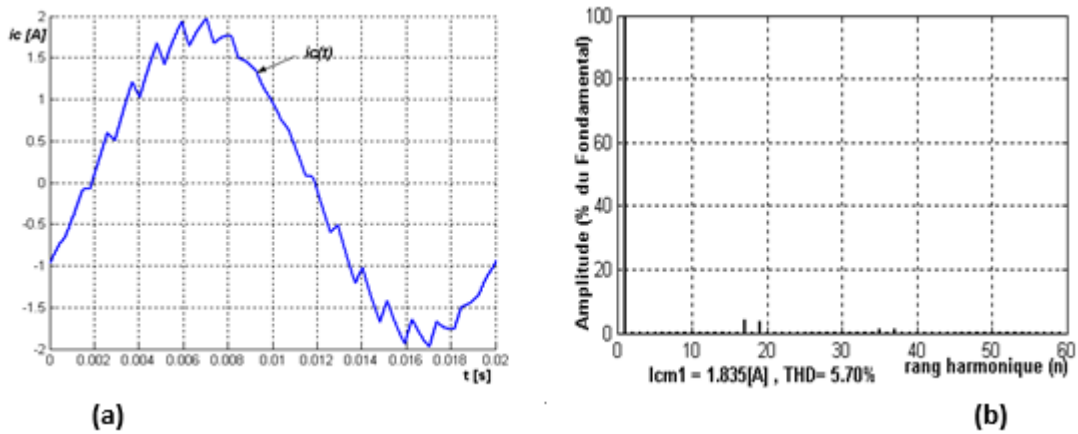


Figure III- 12: Courant de sortie $i_c(t)$ (a) et spectre correspondant (b)

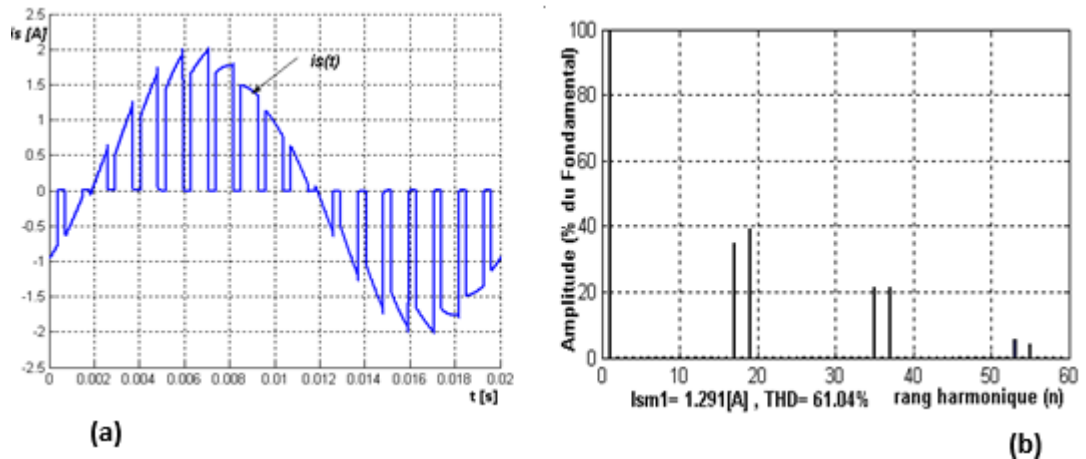


Figure III- 12: Courant de source $i_s(t)$ (a) et spectre correspondant (b)

Nous fixons le fondamental de la tension à une valeur donnée par D ainsi que la fréquence de la porteuse pour effectuer l'analyse des harmoniques de la tension de charge et des courants à l'entrée et à la sortie.

Les Figures (III. 8-9-10), (III.11-12-13) montrent respectivement les formes d'ondes de la tension de la charge V_c , et les courants de la source i_s et de la charge i_{ch} ainsi que leurs spectres correspondants. La tension de sortie présente bien la symétrie au quart et au milieu de la période (Figure III.8a, III.9a).

D'après le spectre de la tension de sortie (Figure III.8b) relevé pour $M=6$ ce qui correspond à une fréquence $f_p = 600\text{Hz}$ et pour un coefficient de réglage $D = 0.5$, nous remarquons la présence importante des harmoniques de rang impair autour de la fréquence de la porteuse (V_{c11} et V_{c13}) avec un THDv de 96.43% et la suppression complète des harmoniques basse fréquence jusqu'à l'ordre $2M$.

Pour $M=9$ et $D = 0.7$, nous constatons également la présence des harmoniques autour de la fréquence de la porteuse (V_{c17} et V_{c19}) avec un THDv de 60.99% (Figure III.9b) et nous remarquons que si M augmente plus les harmoniques sont repoussées vers des ordres élevés autour de la fréquence de la porteuse et en plus la suppression complète des harmoniques de basse fréquence.

Les mêmes conclusions peuvent être tirées concernant les spectres des courants d'entrée et de sortie (Figures III.9b-10b et III.11b-12b),

Les amplitudes des harmoniques du courant de charge sont nettement inférieures aux amplitudes des harmoniques du courant de source. Le rôle de l'interrupteur parallèle de roue libre est nettement visible d'après les deux spectres des courants.

- **Courbes caractéristiques**

Ces caractéristiques ont été relevées pour trois valeurs de M ($M = 3, 6, 9$):

- **Fondamental de la tension aux bornes de la charge**

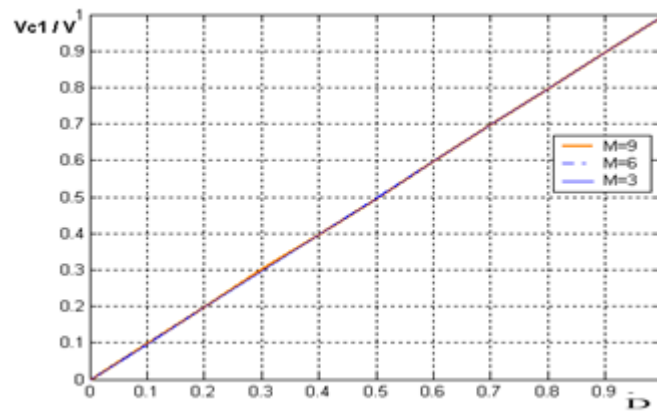


Figure III- 13: V_{c1}/V en fonction de rapport cyclique D

La figure III-14 représente la variation de la valeur efficace du fondamental de la tension aux bornes de la charge V_{c1}/V en grandeur réduite. Elle varie linéairement de 0 à sa valeur maximale pour tout l'intervalle de commande $[0,1]$. Donc cette stratégie permet une commande totale et linéaire du fondamental de la tension de sortie.

La tension de sortie est alors commandée de $[0, V_s]$ par le réglage du rapport cyclique

- **Analyse harmonique**

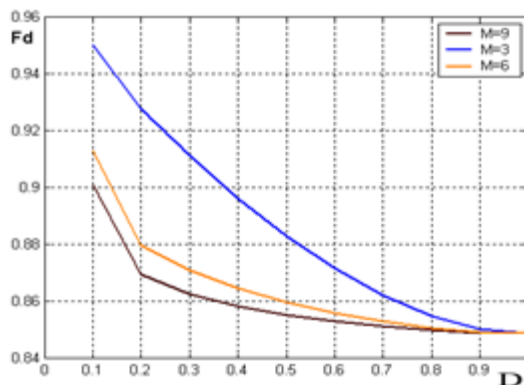


Figure III- 15: Facteur de déplacement F_d en fonction de D .

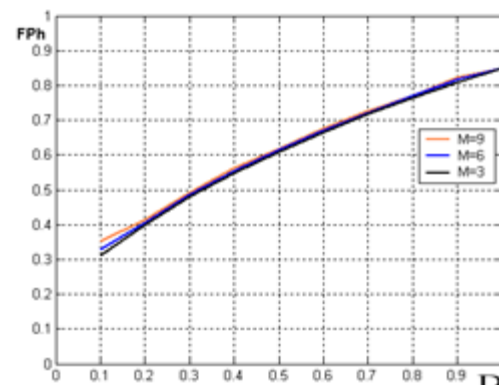


Figure III- 14: Facteur de puissance F_{Ph} en fonction de D .

La figure III-16 montre la variation du facteur de puissance à la source du convertisseur. Nous remarquons que le facteur de puissance augmente quand D augmente. La variation de M n'influe pas sur ce paramètre. La méthode MLI proposée permet au FP d'avoisiner l'unité pour les grandes valeurs de D . Le facteur de déplacement à la source décroît quand D augmente ou M augmente (Figure III-15) et il est toujours supérieur à 0.85.

En plus de régler l'amplitude, cette méthode contrôle le contenu harmonique de la tension de sortie du convertisseur en repoussant les harmoniques d'ordre inférieur vers les

fréquences les plus élevées, ce qui rend le filtrage plus facile et moins coûteux, car la taille des composantes du filtre est assez réduite.

III.3.5 Conception du filtre de sortie :

Les filtres de sortie sont utilisés pour réduire l'ondulation de tension et maintenir le courant continu. L'ondulation de courant de l'inductance peut être exprimée comme suit :

$$L \frac{di_L}{dt} = -V_{ch} \rightarrow \Delta i_L = \frac{1}{L} \int_{DT}^T -V_{ch}(t) dt = \frac{1}{L} V_{ch} T(1-D)$$

(III.16)

Où, Δi_L est l'ondulation du courant de l'inductance. L'inductance L doit respecter le courant d'ondulation maximum :

$$L_{min} = \frac{V_{ch} T_s (1-D)}{\Delta i_L}$$

(III.17)

L'ondulation de tension de sortie ΔV_{ch} est donnée par : [1][2][3][4]

$$\Delta V_{ch} = \Delta V_c = \frac{1}{C} \int i_C(t) dt \rightarrow \Delta V_c = \frac{\Delta i_L T}{8C}$$

(III.18)

Où, ΔV_{ch} est l'ondulation de tension de sortie. Afin de réduire l'ondulation de la tension de sortie, Cmin doit respecter la tension d'ondulation maximale :

$$C_{min} = \frac{\Delta i_L T}{8\Delta V_{ch}}$$

(III.19)

III.3.6 Exemple de conception :

Cette partie montre la méthode de la conception des paramètres du convertisseur abaisseur. L'hypothèse est que le circuit de convertisseur abaisseur a une tension d'entrée de 220 V_{rms}, une fréquence de 50 Hz, et une charge qui nécessite 110 V_{rms}, une fréquence de 50 Hz pour absorber une puissance de P= 1 kW avec un facteur de puissance en retard de 0,8. Les autres paramètres sont $\Delta i_L = 1$ A , $\Delta V_{ch} = 1$ V , $f_s = 20$ kHz , $C_f = 1$ μ F et $L_f = 1$ mH , $R_{ch} = 50\Omega$, $L_{ch} = 100$ mH. A partir de ces valeurs, nous concevons les paramètres du convertisseur ayant la conception suivante :

1. Le rapport cyclique est : $V_{ch} = D \cdot V_s \rightarrow D = 110/220 = 0.5$
2. Le minimum d'inductance et de condensateur est :

$$L_{min} = \frac{V_{ch} T_s (1-D)}{\Delta i_L} \rightarrow L_{min} = \frac{\sqrt{2} * 110 * 5 * 10^{-5}}{1} = 3.9 * 10^{-3} = 3.9 \text{ mH}$$

$$C_{\min} = \frac{\Delta i_L T}{8 \Delta v_{ch}} \rightarrow C_{\min} = \frac{1 * 5 * 10^{-5}}{8 * 1} = 6.25 * 10^{-6} = 6.25 \mu F$$

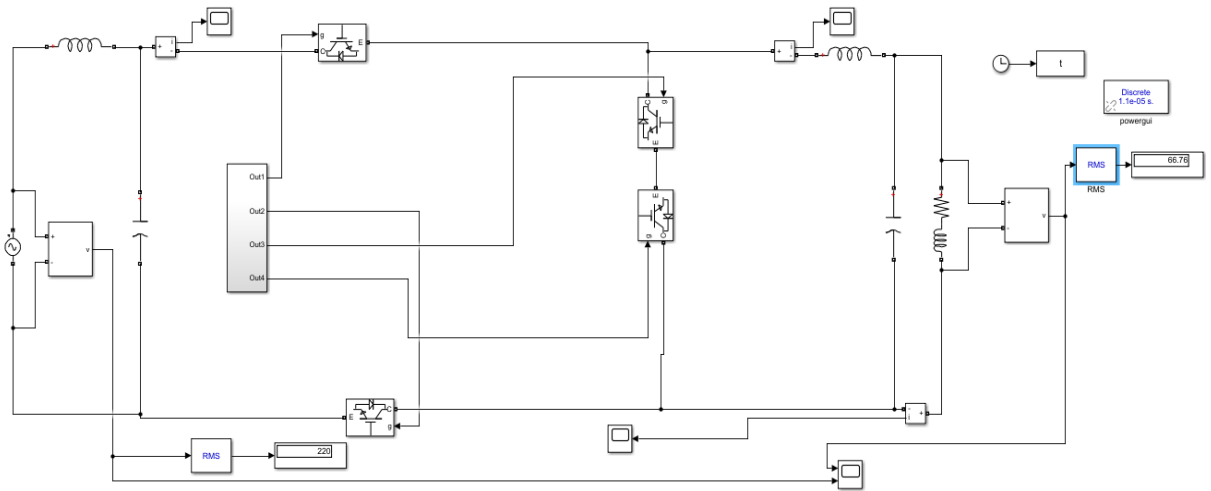


Figure III- 15: Le schéma Simulink d'un hacheur Buck avec filtre

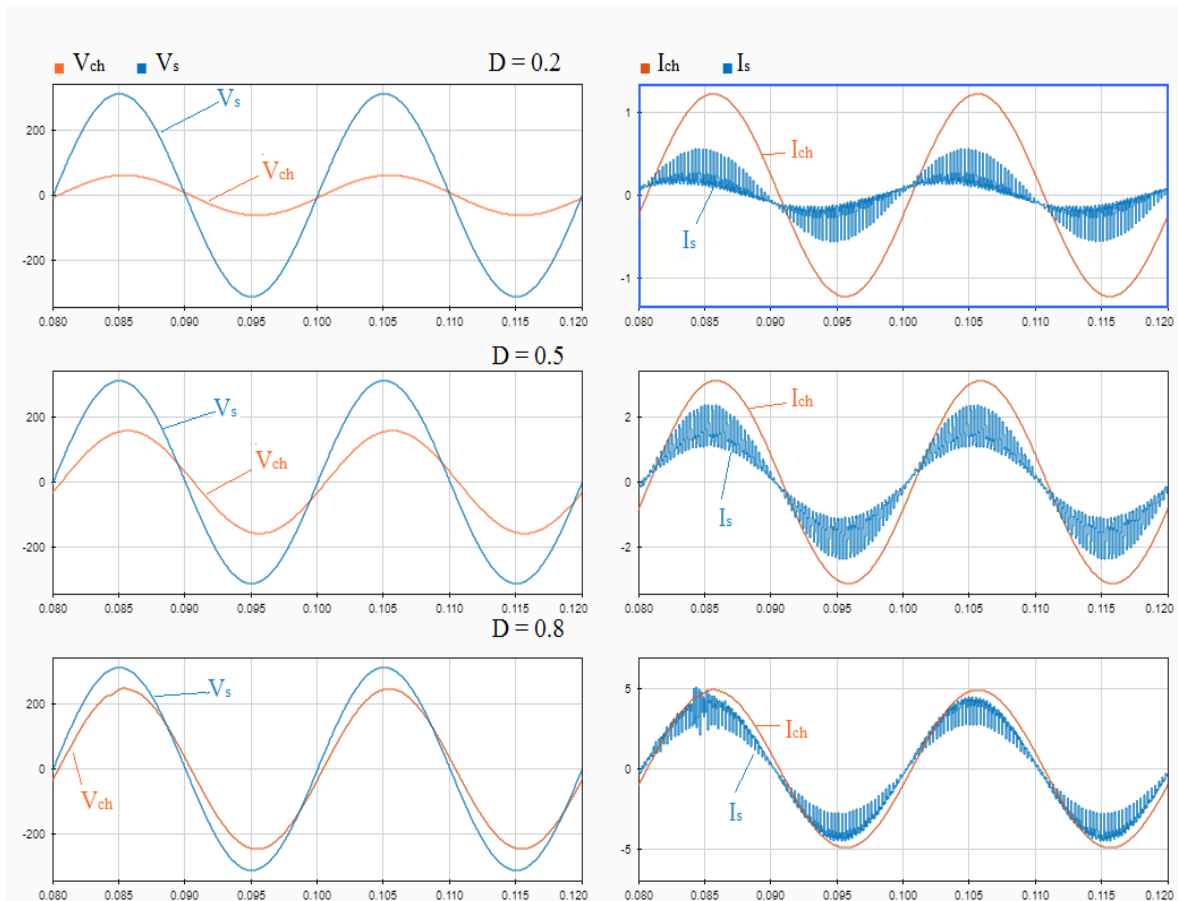


Figure III- 16: Les formes d'onde du courant de charge et source, de la tension de sortie et de la tension d'entrée

Les essais ont donné le tableau ci-dessus :

D	V_{chpeak}	V_{chrms}	THD %
0.1	37.1	26.24	0.56
0.2	61.46	43.26	0.36
0.3	85.53	60.48	0.29
0.4	121.5	85.92	0.20
0.5	157.7	111.5	0.11
0.6	182.3	128.9	0.11
0.7	207.6	146.8	0.07
0.8	246.1	173.4	0.30
0.9	285.00	201.6	0.17

Tableau III- 2: Tableau des résultats de simulation

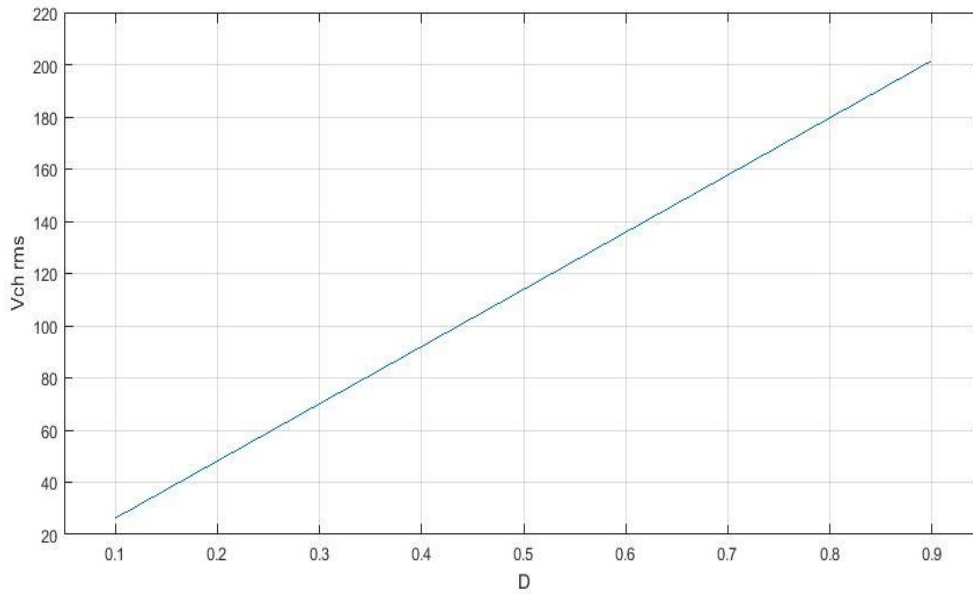


Figure III- 17: Les résultats de simulation en fonction de rapport cyclique

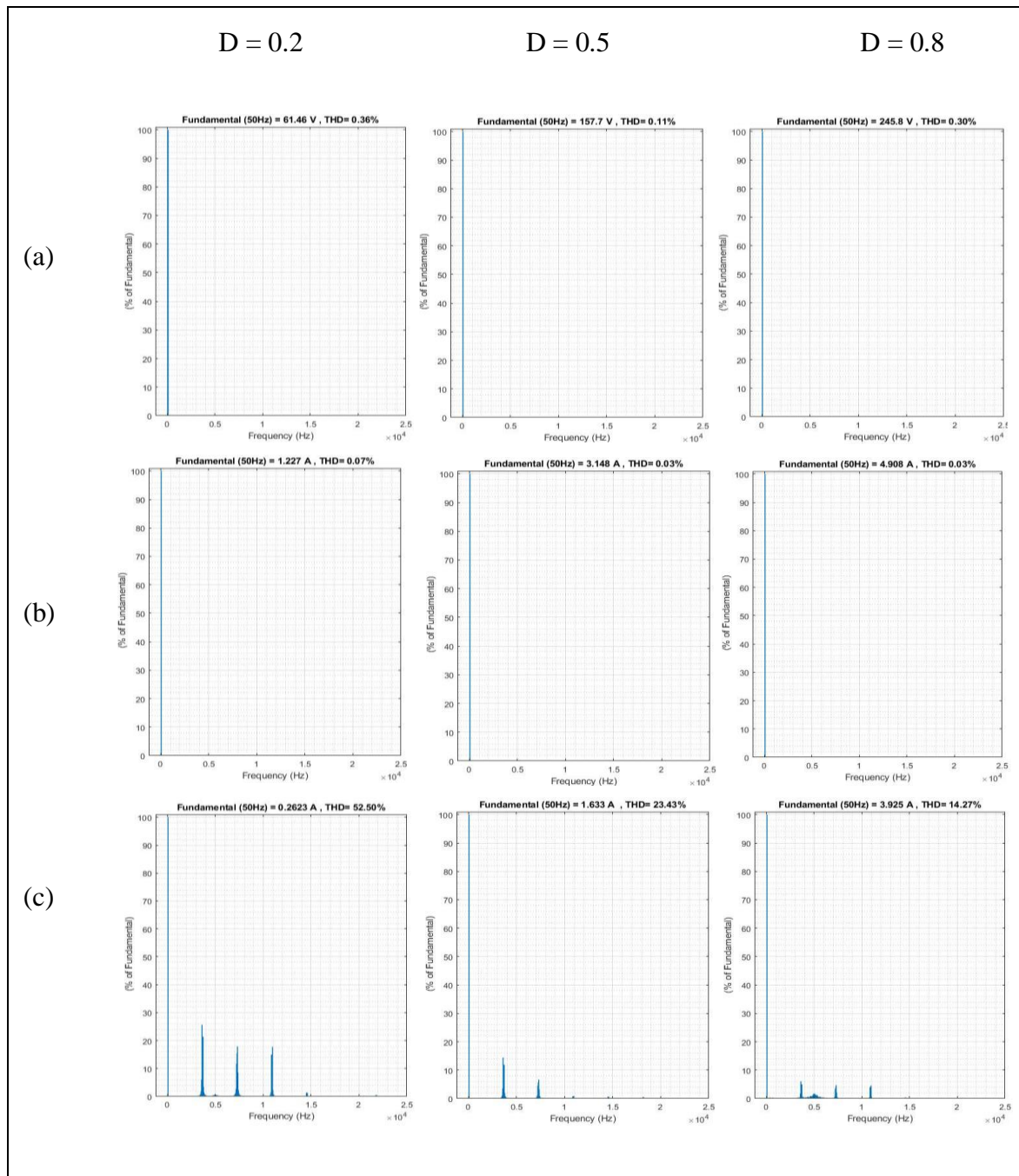


Figure III- 20: Le spectre correspondant de : (a)de la tension de sortie (b)courant de charge et (c) courant de source, pour diverses valeurs du rapport cyclique D .

III.3.7 Effet de la valeur de capacité C au facteur de puissance :

La valeur de la capacité C affecte l'ondulation de la tension de sortie et FP. Dans certaines applications, l'ondulation basse tension de sortie peut être nécessaire. Par conséquent, le condensateur de grande taille est sélectionnée. Cela provoque le FP est faible. Alors que, dans certaines applications, le problème du facteur de puissance peut

être concerné. Par conséquent, la valeur de capacité optimale de C doit être sélectionné pour faire fonctionner le convertisseur de facteur de puissance d'entrée de l'unité. [2]

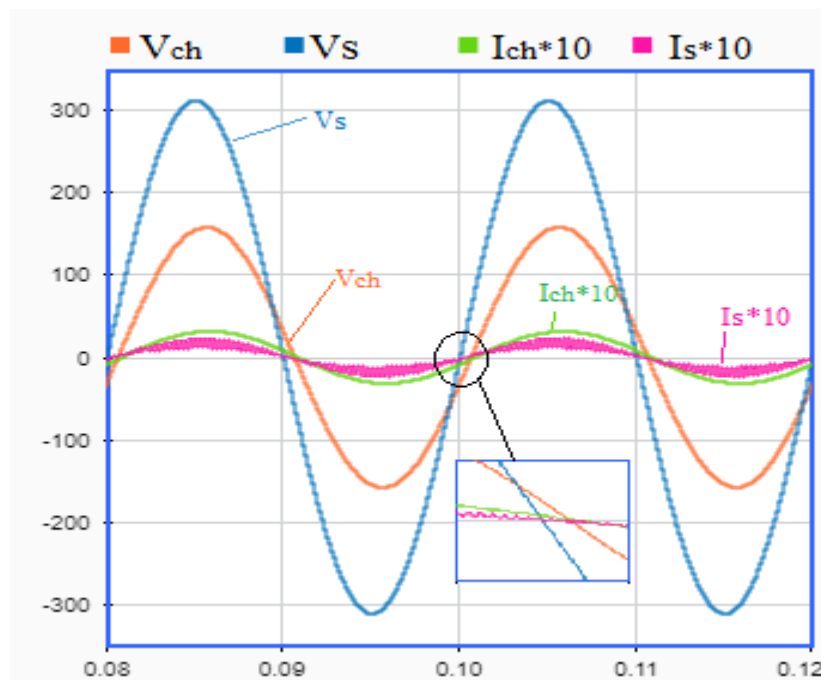


Figure III- 21: Formes d'onde de Hacheur AC MLI Buck

III.3.1 Choix optimal de la capacité pour l'amélioration de facteur de puissance :

Certains cas d'applications, le convertisseur fonctionne avec un rapport cyclique fixe et l'impédance de charge. Par conséquent, les paramètres optimaux peuvent être sélectionnés au facteur de puissance de l'unité. Considérant la figure III.22, l'angle de phase de la tension d'entrée amène la tension et le courant de sortie avec θ_{v_s-ch} et $\theta_{i_{ch}}$, respectivement. Par conséquent, le filtre capacité C est connecté en parallèle avec la charge de sortie. On obtient ainsi l'angle de phase de i_{ch} qui est décalée de l'angle de phase de V_{ch} par I_c1 puis décalé vers l'angle de phase de v_s par I_c2 . Par conséquent, la valeur de la capacité C pour améliorer le facteur de puissance d'entrée peut être obtenue par ce qui suit [1][2][3][4]:

$$C = C_1 + C_2$$

$$C = \frac{P}{\omega V_{ch\ rms}^2} [\tan \theta_{i_{ch}} + \tan \theta_{v_s-ch}]$$

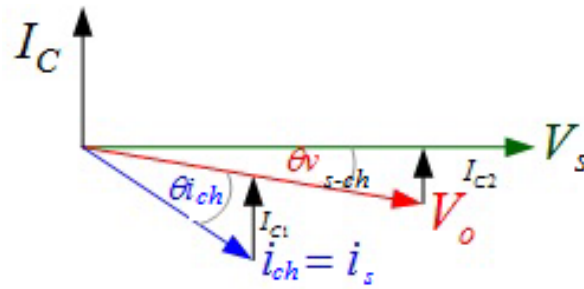


Figure III-22: Le diagramme du décalage des angles de phase[2]

L'impédance de la charge et L'angle de phase :

$$R_0 = \frac{V_{ch\ rms}^2 (\cos \Theta)^2}{P} = \frac{110^2 \cdot 0.8^2}{1000} = 7.744 \ \Omega \quad \text{et } \theta = \cos^{-1} 0.8 = 36.87^\circ$$

$$L_0 = \frac{R_0 \tan \Theta}{2 \cdot \pi \cdot f} = 18.5 \text{ mH}$$

L'angle de phase de la sortie [8] :

$$\theta_{v_{s-ch}} = 5.74^\circ$$

Trouver la condensateur C :

$$C = \frac{P}{\omega V_{ch\ rms}^2} [\tan \theta_{i_{ch}} + \tan \theta_{v_{s-ch}}] = 223.4 \ \mu\text{F}$$

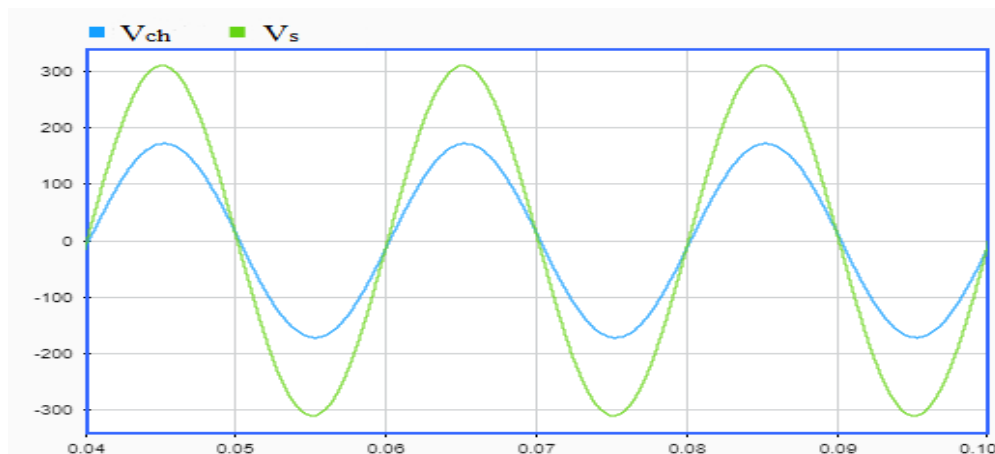


Figure III-23: Formes de Hacheur AC MLI Buck après le filtrage optimal

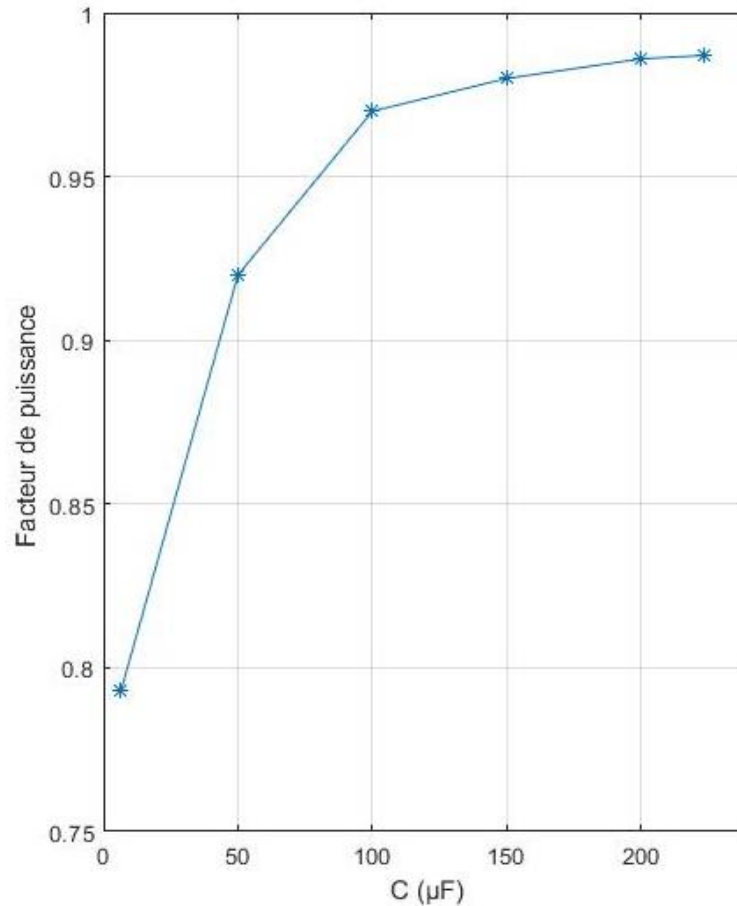


Figure III-24: le courbe de la variation du facteur de puissance de C

III.3.2 Interprétation des résultats de la simulation :

Pour montrer la faisabilité de la méthode d'analyse proposée, les résultats de la simulation par le programme SIMULINK MATLAB sont présentés dans la figure III-17. La figure III-18 montre les formes d'onde du courant de charge, de la tension de sortie et de la tension d'entrée.

Les résultats, bien que le facteur de puissance de charge soit faible à 0,8 en retard, le facteur de puissance du côté de l'alimentation est de l'unité. Ceci est dû à la capacité optimale sélectionnée (223,4 µF). Alors que la distorsion harmonique totale (THD) du courant de charge est de 0,03 %, la tension de sortie est de 0,11 % et la tension d'entrée est de 0,02 % pour (D = 0.5). En raison de la valeur de capacité de C affecte le facteur de puissance d'entrée. Lorsque le condensateur C est réduit ou augmenté à partir de la valeur de capacité optimale. Il en résulte le facteur de puissance d'entrée en retard, comme illustré à la figure III-24. Il montre que le C optimal peut produire presque l'unité FP, avec tous les rapports cycliques.

III.4 Hacheur Alternatif survolteur ou Boost :

III.4.1 Description du hacheur Alternatif Boost MLI :

Le circuit du hacheur AC boost MLI est illustré à la Figure III-25. Ce circuit se compose d'une inductance L, d'un filtre à condensateur C et de quatre interrupteurs de puissance. Les commutateurs connectés en parallèle S1 et S2 fournissent l'énergie dans l'inductance L lorsqu'ils sont activés par la commande MLI. L'énergie stockée dans l'inductance est transférée à la charge via les commutateurs connectés en série S3 et S4 tandis que les commutateurs S1 et S2 sont désactivés.

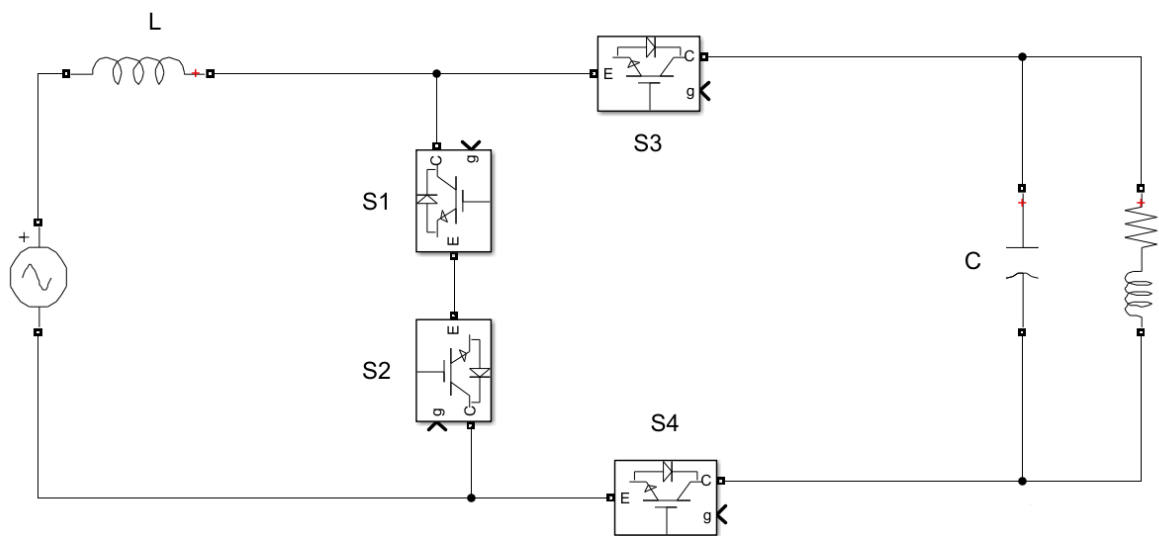


Figure III-25: Topologie d'Hacheur Alternatif Boost MLI

III.4.2 Analyse :

Pour trouver les paramètres optimaux du convertisseur, nous obtenons d'abord un circuit équivalent pour le hacheur Alternatif Boost MLI. Nous supposons que tous les composants sont idéaux et que la fréquence de commutation f_s est bien supérieure à la fréquence de la source f .

III.4.3 Circuit équivalent :

Pendant une période de commutation, la tension d'entrée et de sortie peut être considérée comme constante. Dans le modèle moyen du convertisseur à découpage, la tension moyenne de l'inductance pendant une période de commutation est donnée par :

$$V_L(t) = DV_s(t) + (D - 1)[V_{ch}(t) - V_s(t)] \quad (III.20)$$

Où $V_s(t)$ et $V_{ch}(t)$ sont les tensions moyennes d'entrée et de sortie pendant la période de commutation, respectivement, et D est le rapport cyclique. Lorsque les tensions d'entrée et de sortie sont induites sur l'inductance par des commutateurs MLI dans le convertisseur à découpage haute fréquence. Ils varient lentement par rapport à la période de commutation T_s il est possible d'approximer la tension moyenne de l'inductance comme suit :

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad (III.21)$$

Où $i_L(t)$ est le courant moyen de l'inductance pendant la période de commutation . Le courant d'inductance produit le courant de sortie $i_{ch}(t)$ pendant le mode de décharge tandis que le courant d'inductance est provoqué par le courant d'alimentation. Ainsi , les relations suivantes sont obtenues :

$$i_s(t) = (1-D)i_L \quad (III.22)$$

$$i_L(t) = i_L(t) \quad (III.23)$$

Où $i_{ch}(t)$ et $i_s(t)$ sont les courants de sortie et d'entrée moyens, respectivement, pendant la période de commutation. À partir des (III.20) et (III.21), la relation suivante est obtenue:

$$DV_s(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} + (1-D)[V_{ch}(t) - V_s(t)] \quad (III.24)$$

En outre, l'équation (III.21) donne lieu à

$$\frac{V_s(t)}{1-D} = \frac{L}{(1-D)^2} \frac{di_s(t)}{dt} + V_{ch}(t) \quad (III.25)$$

L'équation(III.25) représente un circuit équivalent pour l'impulsion hacheur MLI de courant Alternatif représenté sur la Figure III-26 .

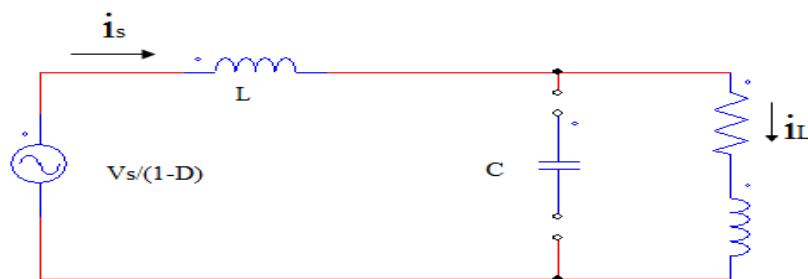


Figure III-26: Le circuit équivalent de Hacheur ALTERNATIF MLI Boost

III.4.4 Effet de la valeur de la capacité de C_0 :

Dans le circuit équivalent Figure III-27, la fonction principale du condensateur C_0 est de filtrer le contenu harmonique d'ordre élevé produisant la sortie sinusoïdale. La valeur de capacité de C_0 affecte l'ondulation de la tension de sortie [1]. De plus, cela affecte le FP d'entrée. Pour expliquer son effet, nous supposons le circuit équivalent sans le filtre à condensateur C_0 . Par conséquent, le courant de sortie i_{ch} est égal au courant de charge, i_{ch} . Cela signifie que les deux courants ont le même angle de phase. on note que l'angle de phase de i_{ch} , θ_{ch} est égal à l'angle de phase des courants d'inductance et d'entrée. Cela provoque le facteur de puissance d'entrée ($\cos\theta_s$) en fonction du facteur de puissance de charge. Cette hypothèse est illustrée à la Figure III-27.b. Lorsque le condensateur C_0 est inséré dans le circuit, l'angle de phase du courant d'alimentation, θ_{is} , sera étroitement décalé par rapport à l'angle de phase de la tension d'entrée, θ_{vi} . La phase θ_{is} sera en avance ou en retard sur la phase θ_{vi} en fonction de la valeur de capacité de C_0 . [3]

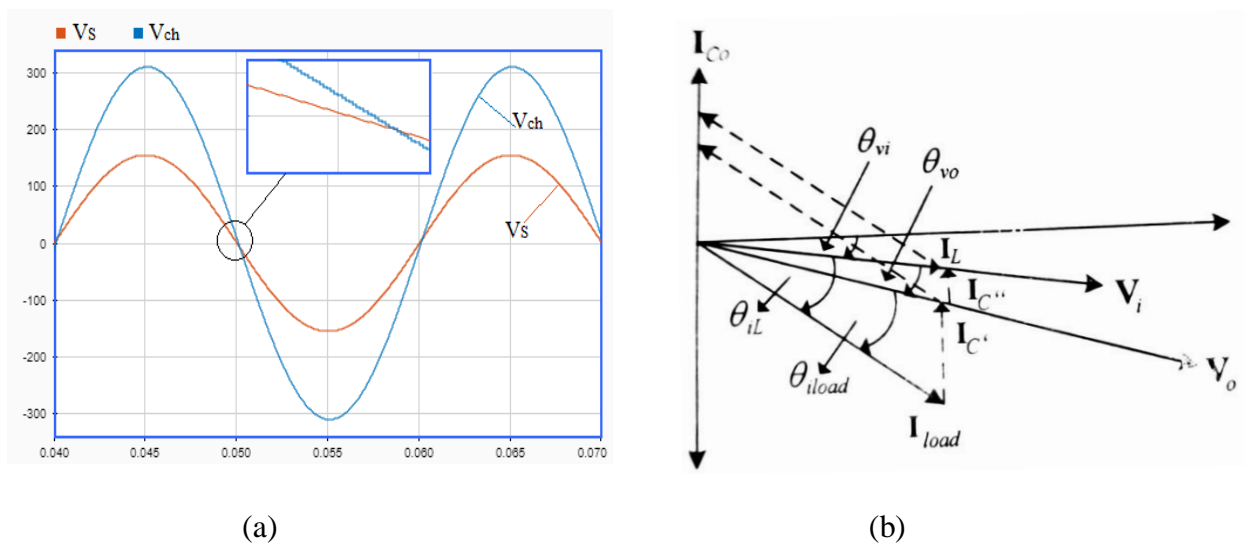


Figure III- 27: (a) Formes d'ondes de hacheur AC MLI Boost
(b): Le diagramme du décalage des angles de phase[3]

III.4.5 Exemple de conception :

Cette partie présente la méthode de conception des paramètres du convertisseur. L'hypothèse est que le circuit de convertisseur a une tension d'entrée de 110 Vrms, une fréquence de 50 Hz, et une charge de qui nécessite 220 Vrms, une fréquence de 50 Hz pour absorber une puissance de 1 kW à un facteur de puissance de retard de 0,8. A partir de ces données, nous concevons le convertisseur en procédant comme suit :

1. Trouver le rapport cyclique ; $V_{ch} = \frac{1}{1-D} \cdot V_s \rightarrow D = (1-110V_{rms} / 220V_{rms}) = 0,5$
trouver l'impédance de la charge

$$R_0 = \frac{V_{ch\ rms}^2 (\cos \theta)^2}{P} = 31 \Omega \quad \text{et} \quad L_0 = \frac{R_0 \tan \theta}{2 \cdot \pi \cdot f} = 73 \text{ mH}$$

Trouver la valeur de l'inductance avec $f_s=25 \text{ kHz}$ et $\Delta i_L = 1 \text{ V}$

$$L = \frac{V_s \cdot D \cdot T_s}{\Delta i_L} = \frac{155 \cdot 0.5 \cdot 0.04 \cdot 10^{-03}}{1} = 3.1 \text{ mH}$$

calculez la valeur de la condensateur :

$$\frac{V_{ch}}{V_s} = \frac{sL_{ch}(1-D)+R_0}{s[L_0(1-D)^2+I]+R_0(1-D)^2}$$

$$\theta_{vch} = \tan^{-1} \omega \left(\frac{L_0}{R} \right) - \tan^{-1} \omega \left(\frac{L_0(1-D)+L}{R(1-D)^2} \right) = 4^\circ$$

$$C_0 = C_0' + C_0'' = \frac{P}{\omega V_{ch\ rms}^2} [\tan \theta_i + \tan \theta_{vch}] = 54 \mu\text{F}$$

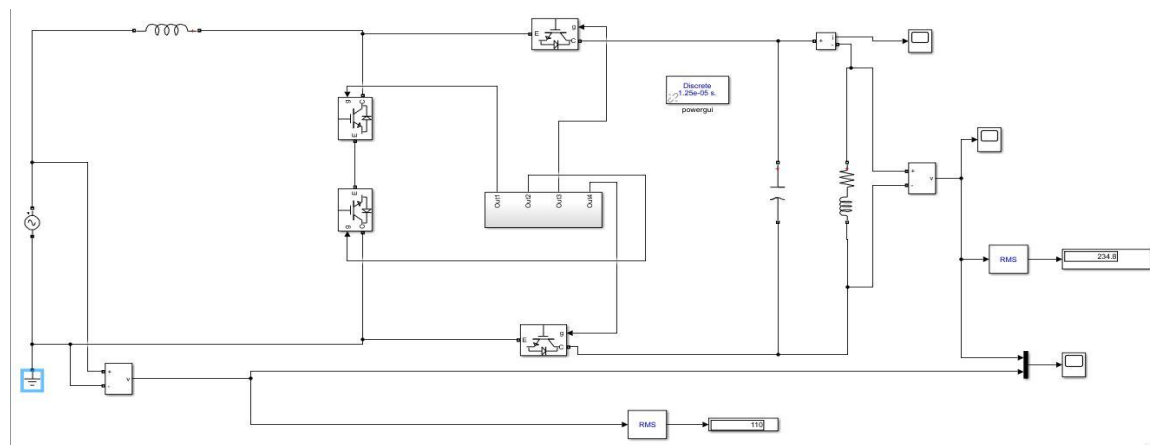


Figure III- 28: Le schéma Simulink d'un Hacheur Boost (élevateur)

III.4.6 Les résultats de la simulation :

Le tableau des essais :

D	$V_{ch.peak}$	$V_{ch.rms}$	THD %
0.1	173.1	122.4	0.36
0.2	194.7	137.6	0.64
0.3	222.6	157.4	0.75
0.4	259	183	0.76
0.5	312.7	221.1	1.01

0.6	391.8	277.1	1.90
0.7	525.2	371.4	3.38
0.8	819	580	5.53

Tableau III-4 : Tableau des résultats

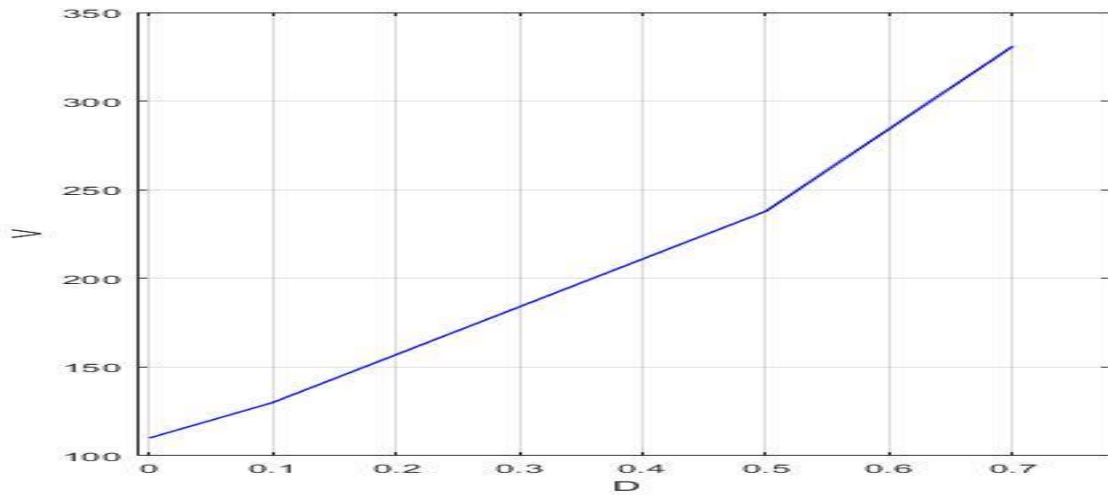


Figure III- 29 . Lecourbe de la variation des $V_{ch_{rms}}$ en fonction de rapport cyclique D

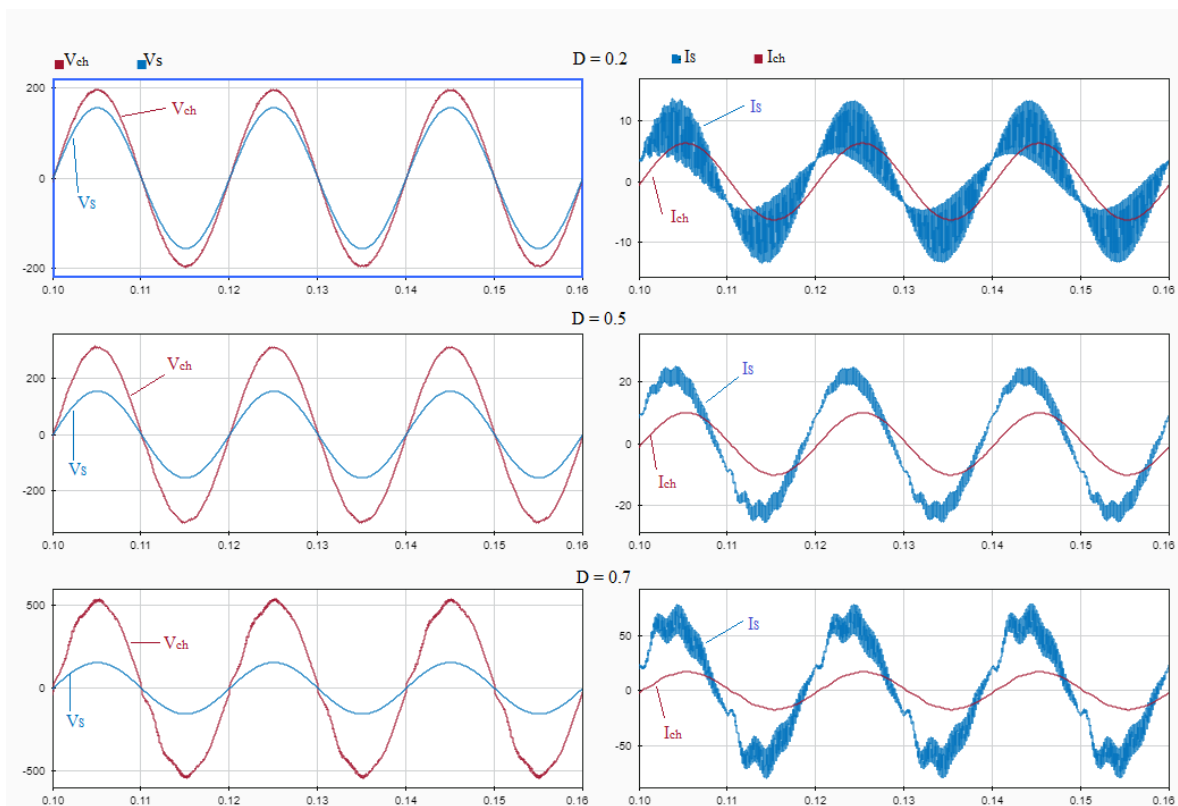


Figure III-30: Les formes d'onde du courant de charge et source, de la tension de sortie et de la tension de sortie et de la tension d'entrée

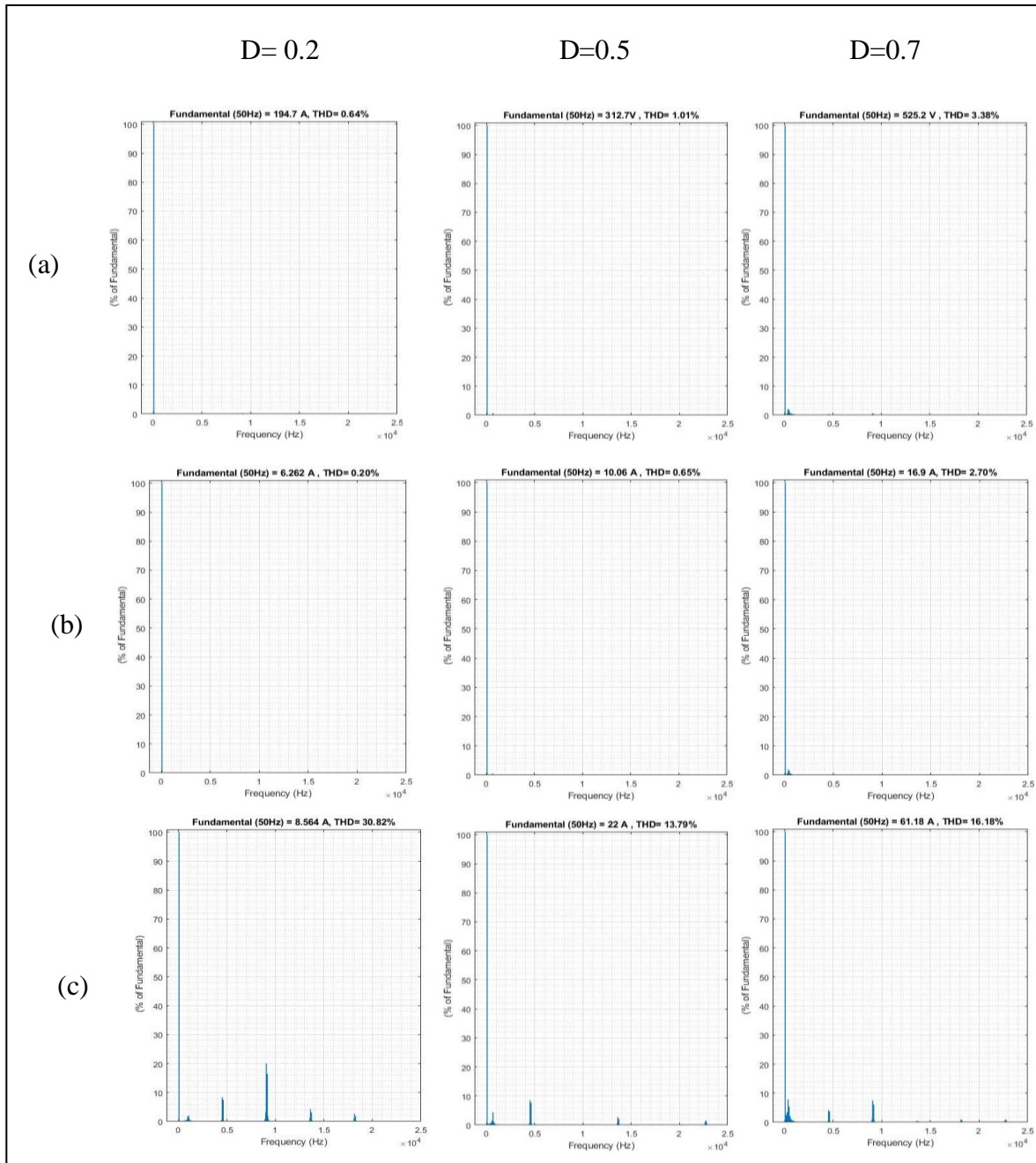


Figure III- 31: Le spectre correspondant de : (a)de la tension de sortie (b)courant de charge et (c) courant de source, pour diverses valeurs du rapport cyclique D.

III.4.7 Interprétation des résultats de la simulation :

Cette partie montre les résultats de la simulation pour confirmer la technique proposée. Les paramètres du convertisseur, comme indiqué dans l'exemple de conception, sont simulés à l'aide du programme SIMULINK MATLAB. Les résultats de la simulation sont illustrés sur le tableau III-4. La figure III-30 montre le courant de charge et la tension de sortie tandis que le courant et la tension de la source. Bien que le facteur de puissance de charge

soit faible à 0,8 en retard, le facteur de puissance côté entrée est égal à l'unité. Ceci est dû à la valeur de capacité optimale de $C_0=54\mu\text{F}$. Lorsque C_0 est diminué ou augmenté à partir de la valeur de capacité optimale, cela provoque respectivement un facteur de puissance d'entrée FP en retard ou en avance, respectivement. Ceci est dû à l'effet du changement d'angle de phase du courant d'inductance θ_{i_L} . Cependant, cet effet peut être évité en sélectionnant la nouvelle valeur de capacité de C , pour l'entrée unitaire FP à n'importe quel rapport cyclique D en utilisant le même exemple de conception

III.5 Hacheur Alternatif dévolteur-survolteur ou Buck-Boost:

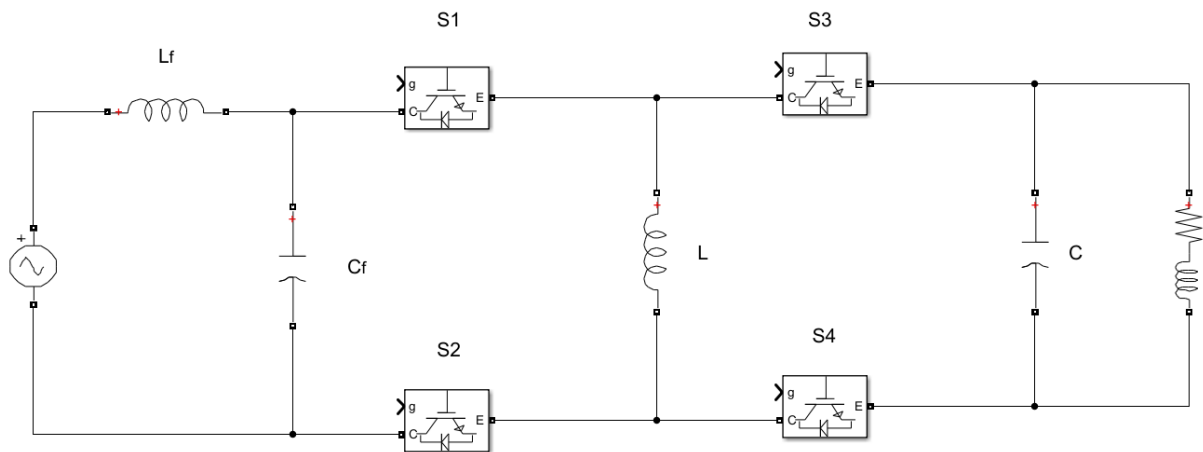


Figure III- 32: La topologie du Hacheur Alternatif Buck-Boost

III.5.1 Description du hacheur Alternatif Buck-Boost MLI :

Le circuit équivalent pour le hacheur AC Buck-Boost qui est généré par l'équation (III.26). En raison de sa configuration est similaire à celle du convertisseur boost. Ainsi, les valeurs de l'inductance L et du condensateur de filtrage peuvent être obtenues par les équations (III.27) et (III.28), respectivement.

$$\frac{DV_s(t)}{(1-D)} = \frac{L}{D(1-D)} \frac{di_L(t)}{dt} + V_{ch}(t) \quad (III.26)$$

$$L = \frac{V_s DT}{\Delta i_L} \quad (III.27)$$

$$\text{et } C_{\min} = \frac{I_{ch} DT}{\Delta v_{ch}} \quad (III.28)$$

et il y a trois cas :

- $0 < D < 0.5$ le convertisseur est un abaisseur (Buck)
- $0.5 < D < 1$ le convertisseur est un élévateur (Boost).

- $D=0.5$ le signal de sortie est similaire à celle de l'entrée.

Supposons que le circuit équivalent est sans le condensateur de filtrage C. Par conséquent , la fonction de transfert de la tension de sortie $V_{ch}(t)$ par rapport à la tension d' entrée $V_s(t)$ peut être exprimée par :

$$\frac{V_{ch}}{V_s(t)} = \frac{D(SL_0+R_0)}{b_3S^3+b_2S^2+b_1S+b_0} \quad (III.29)$$

avec:

$$b_3=(LL_fC_f+L_0L_fC_f - L_0L_fC_fD), b_2=(R_0L_fC_f - R_0L_fC_fD), b_1=(L+L_0+L_fD^2 - L_0D), b_0=R_0(1-D)$$

A partir de figure(III.34) , l' angle de phase entre $V_{ch} (s)$ et $V_s (s)$ est obtenu comme :

$$\theta_{v_{s-ch}} = \tan^{-1} \omega \left(\frac{L_0}{R_0} \right) - \tan^{-1} \omega \frac{a_2 \omega^2 + a_1 \omega + a_0}{R_0(1-D)} \quad (III.30)$$

avec : $a_2 = (L_fC_fL + L_0L_fC_f - L_0L_fC_fD)$, $a_1 = (R_0L_fC_f - R_0L_fC_fD)$, $a_0 = (L+L_0+L_fD^2-L_0D)$.

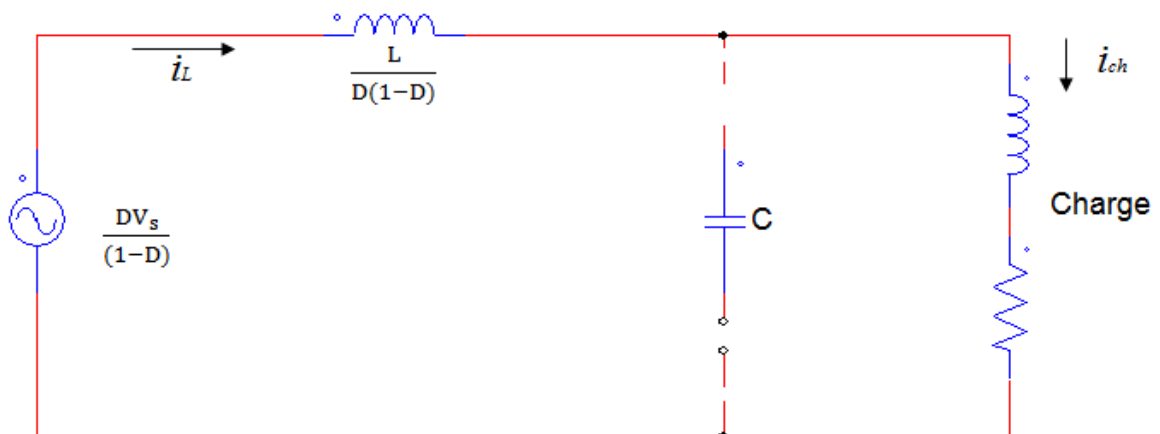


Figure III-33. Le circuit équivalent du Hacheur Alternatif Buck-Boost.

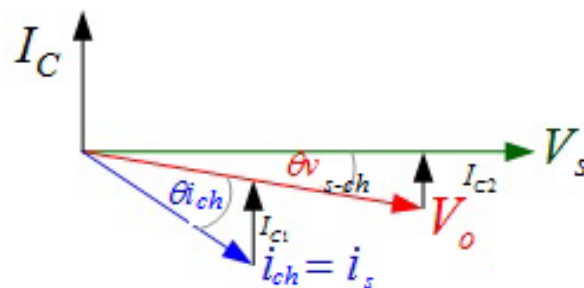


Figure III- 34. Le diagramme du décalage des angles de phase[4]

III.5.2 Capacité optimale pour un facteur de puissance d'entrée unitaire

Dans certains cas d'application, le convertisseur fonctionne à une impédance de charge fixe et à un cycle de service constant. Par conséquent, les valeurs des éléments du circuit peuvent être sélectionnées pour un facteur de puissance d'entrée unitaire. Considérant la Figure III-34, le courant d'entrée I_s est égal au courant de sortie I_{ch} et l'angle de phase de la tension d'entrée est supérieur à celui de la tension et du courant de sortie avec θ_{v_s-ch} et $\theta_{i_{ch}}$ respectivement. Lorsque, le condensateur de filtrage C est connecté en parallèle avec la charge de sortie.

Cela produit l'angle de phase du courant d'entrée θ_{i_s} est décalé vers l'angle de phase de la tension de sortie $\theta_{v_{ch}}$ de I_{c_1} puis décalé vers l'angle de phase de la tension d'entrée θ_{v_s} de I_{c_2} . Par conséquent, si la valeur de capacité optimale est sélectionnée, les angles de phase du courant d'entrée et de la tension d'entrée sont en phase. La valeur de capacité optimale pour améliorer le facteur de puissance d'entrée peut être obtenue par [1][2][3][4] :

$$C = C_1 + C_2 = \frac{P}{\omega V_{ch\ rms}^2} [\tan \theta_{i_{ch}} + \tan \theta_{v_{s-ch}}] \quad (III.31)$$

Où, C_1 est le condensateur de filtrage pour produire le courant C_2 est le condensateur de filtrage pour produire le courant I_{c_2} , P est la puissance réelle de charge et $V_{ch\ rms}$ est la racine carrée moyenne de la tension de sortie.

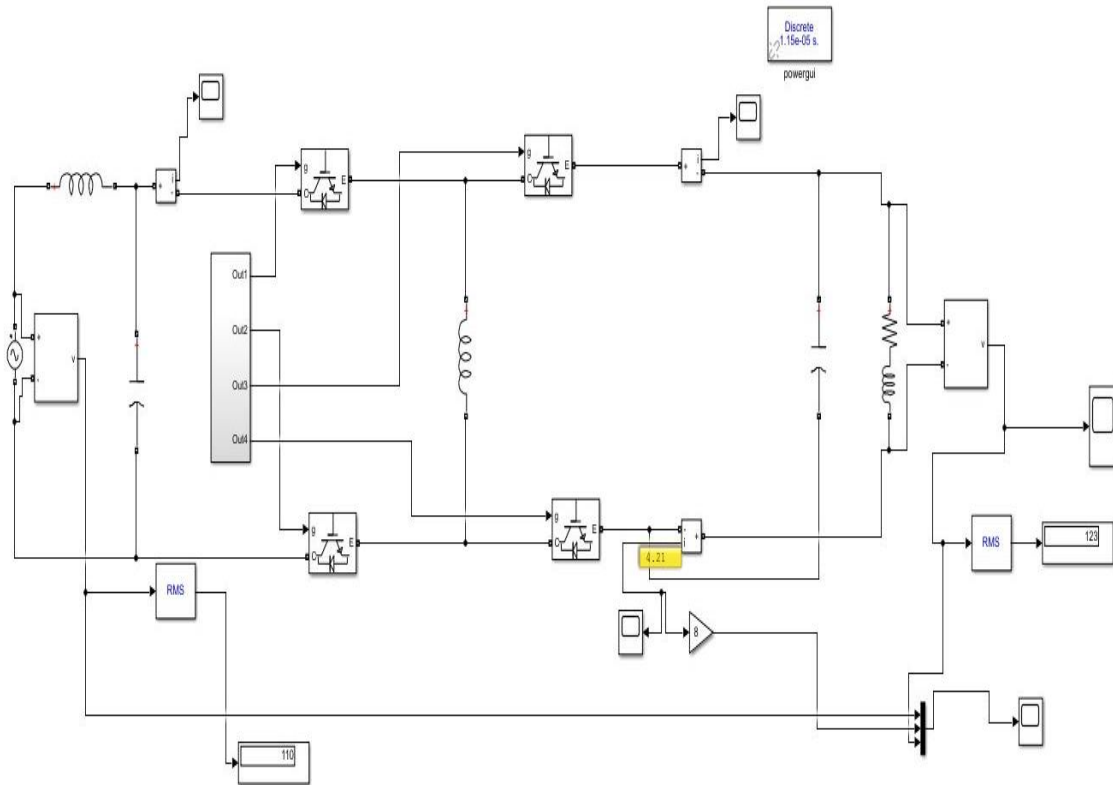


Figure III-35: Le schéma Simulink d'Hacheur Buck-Boost MLI

III.5.3 Exemple de conception :

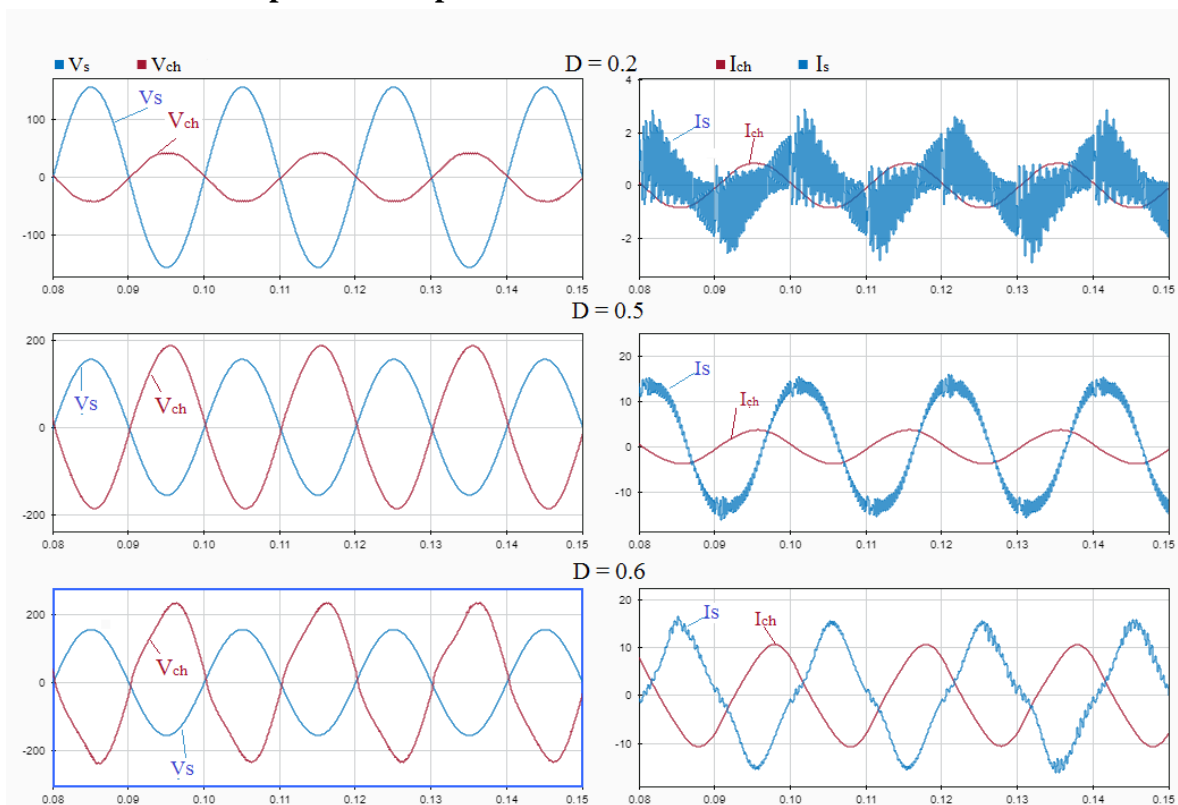


Figure III- 36: Les formes d'onde du courant de charge source , de la tension de sortie et de la tension d'entrée

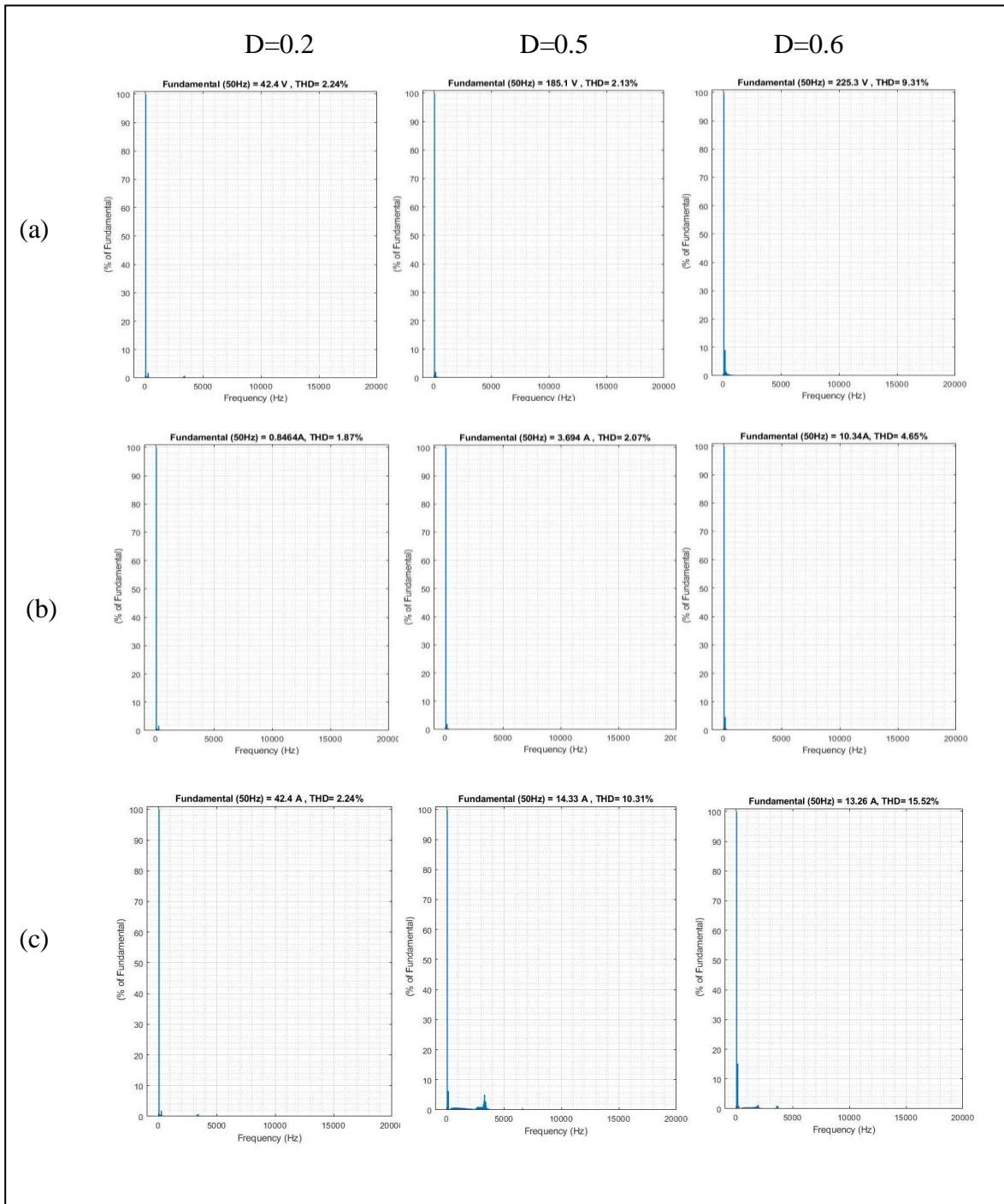


Figure III- 37: Le spectre correspondant de : (a)de la tension de sortie (b)courant de charge et (c) courant de source, pour diverses valeurs du rapport cyclique D.

III.5.4 Interprétation des résultats de la simulation :

Cette partie montre les résultats de la simulation pour confirmer la technique proposée. Les paramètres du convertisseur, comme indiqué dans l'exemple de conception, sont simulés à l'aide du programme SIMULINK MATLAB. Les résultats de la simulation sont illustrés sur Figure III-36 montre le courant de charge et la tension de sortie tandis que le courant et la tension de la source. Bien que le facteur de puissance de charge soit à 0,8 en retard, le facteur de puissance côté entrée est égal à l'unité, À partir de l'étape conçue, la valeur de capacité optimale pour améliorer le FP est de 220 μF , ce qui est supérieur à C_{min} . Cela montre donc qu'il produit l'unité FP et force l'ondulation de la tension de sortie à l'intérieur de la valeur conçue $\Delta v = 1\%$ (1,1 V). Comme les autres topologies.

III.6 Conclusion :

Dans ce chapitre, Nous avons présenté une généralité sur la technique MLI conventionnelle. La stratégie de commande par modulation du rapport cyclique permet d'avoir un facteur de déplacement élevé, mais elle génère des harmoniques autour de la fréquence de la porteuse. Pour toute valeur de M , les harmoniques dominants sont de rangs $(2M-1)$ et $(2M+1)$ et la suppression complète des harmoniques basses fréquences jusqu'au rang $2M-2$. Le facteur de puissance à la source est relativement légèrement amélioré. En plus une telle stratégie permet une commande totale et linéaire du fondamental de la tension de sortie.

Ainsi, On a présenté le principe de fonctionnement et l'analyse de relations fondamentales de l'hacheur AC MLI (Buck, Boost et Buck-Boost). D'abord, On a fait l'étude de cette topologie sans les filtres comme la figure III-6 montre. Malgré ses avantages obtenus mais le THD de tension de sortie est très élevé. En ajoutant les filtres L_f , C_f et C_o la figure III-17 les formes d'ondes obtenus sont améliorées mais le plus important c'est que le THD des tensions de sortie passe de 90% à 0.11% grâce à ces filtres. Aussi le filtre C_o a un effet sur le facteur de puissance d'entrée FP dépendant la charge et la valeur de la capacité C_o , Donc la valeur optimale de C_o doit être sélectionnée par la technique montrée pour approcher le FP à l'unité comme la figure III- 23.

Enfin, ce chapitre nous a permis de présenter ces nouvelles topologies, les hacheurs alternatif à commande MLI sont abaisseurs ou élévateurs de tension suivant le sens considéré pour la conversion : de la source de tension vers la source de courant ou

l'inverse. Par analogie avec les convertisseurs continu–continu classiques on obtient différentes propriétés de réglage en modifiant la structure initiale. Cette topologie efficace révolutionnaire dans le domaine des convertisseurs statique.

conclusion générale

Conclusion générale

Vu la tendance croissante de l'utilisation des convertisseurs statiques en industrie et les progrès réalisés dans le domaine des semi-conducteurs de puissance, des techniques et topologies nouvelles sont introduites. Dans le domaine de la conversion AC/AC, les hacheurs alternatifs ont un fort potentiel de développement industriel, pour le contrôle de puissance des charges alimentées à la fréquence du réseau.

Ce travail nous a permis de présenter le principe de fonctionnement des convertisseurs AC-AC à commutation forcée et de mettre en exergue leur différence relativement aux structures en gradateur à extinction naturelle sur le plan de la topologie et de la commande.

La structure hacheur alternatif permet d'améliorer les caractéristiques coté charge et source comparé à la structure gradateur classique. La modification du circuit de puissance en ajoutant l'interrupteur de roue libre et avec une commande efficace pour l'amélioration du facteur de puissance. De plus, l'utilisation des interrupteurs bicommandables fonctionnant en commutation forcée permet souvent de considérer la réduction des harmoniques du côté de la charge à partir des degrés de libertés disponibles dans la commande du convertisseur.

Comparativement à la structure classique, la structure hacheur alternatif permet d'apporter les avantages suivants :

- 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 aux structures du gradateur classique à extinction naturelle.

L'analyse du fonctionnement par simulation des trois structures des hacheurs alternatifs (buck, boost et buck-boost) avec la détermination des ondulations de courants et de tensions, dans le but de dimensionner les inductances des bobines et les capacités des

condensateurs employés dans le montage convertisseur. - Ceci après calcul des différents éléments utilisés et en considérant une commande MLI selon le choix du rapport cyclique. Ce type de simulation permet de faire un bon dimensionnement des différents composants du convertisseur et de déterminer la protection nécessaire si on veut passer à la réalisation pratique de celui-ci.

La simulation faite nous a confirmé la fiabilité de la méthode précisément la technique utilisée pour sélectionner la capacité optimal C pour avoir le facteur de puissance proche à l'unité.

Références

Bibliographiques

Références Bibliographiques

- [1] Rashid MH., Power Electronics Handbook, Academic Press, pp. 307-334, 2001
- [2] C.Rombaut et G.Seguir "Les convertisseurs de l'électronique de puissance,"la conversion alternatif-alternatif, Technique et documentation Lavoisier,Vol.2, 2^e édition, 1991.
- [3] C.Rombaut et G. Seguir "*Les convertisseurs de l'électronique de puissance*,"la conversion continu-continu, Technique et documentation Lavoisier ,Vol.3,2^e édition, 1991.
- [4] C.Rambaut, G.Seguir, "Les gradateurs entièrement commandés" RGE, n°5/92
Mai 1992 , pp 74-94.
- [5] M.H.Rachid "*Power Electronics, circuits, devices, and applications*," 2^e édit. Englewood Cliffs,N.J.,Prentice Hall,1993.
- [6] Apinan Aurasopon And Wanchai Khamsen Faculty of Engineering, Mahasarakham University, Mahasarakham 44150, Thailand. Faculty of Engineering, Rajamangala University of Technology Lanna, Lampang, Thailand
- [7] Aurasopon and Piladaeng Journal of Electrical Engineering Theory and Application (Vol1-2010 / Iss3) / Unity Input Power Factor for a PWM boost AC Chopper / pp. 135-140.
- [8] Wanchai Khamsen et al ,Designing Parameters in PWM Buck AC Chopper for Unity Input Power Factor Faculty of Engineering , Mahasarakham University, Conference 2011/pp. 731-734
- [9] Hidri Imed « Cours d'électronique de puissance Les convertisseurs AC-DC et AC-AC » l'ISET de Nabeul
- [10] BEGAG Souhila «Commande en Courant par Hystérésis Numérique pour les Systèmes de l'électronique de Puissance » Mémoire de magister , Université Ferhat Abbas– Sétif 2008
- [11] Mr Zemouri Azeddine « Etude Experimentale D'un Convertisseur Dc/Dc Controler Par Une Commande Robuste ». Mémoire de magister, l'Université de Batna, 201,2014
- [12] Onduleurs et harmoniques, Cahiers techniques Merlin Gerin N°159.1992
- [13] Robert Cireddu « principes et comportements des produits»
- [14] Bouzghaya Imed « Etude d'un Hacheur à Stockage Capacitif ». Mémoire fin d'étude, université Larbi Ben M'hidi-Oum El-Bouaghi, 2014.

Références Bibliographiques

- [15] DJELLALI EL Hossyen «Commande des Convertisseurs DC-DC par Mode de Glissement (Application pour le Module Energie de Bord des Microsatellites) ». Universités Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf 2012.
- [16] Professeur A.Rufer «Cours d'électronique de puissance Conversion DC/DC »
- [17] D-H.Jang, G-H.Cho, and al, "*Asymmetrical PWM method for AC chopper with improved input power factor*," IEEE Trans. on Ind. Electronics, Vol 27, N° 3, 1991, pp: 838-845.
- [18] C.Rombaut et G.Seguir "Les convertisseurs de l'électronique de puissance," la conversion alternatif-alternatif, Technique et documentation Lavoisier, Vol.2, 2^e édition, 1991.
- [19] A. Belot "*Commande directe des tension et courants alternatifs*," Techniques de l'Ingénieur, volume D3, D469.
- [20] H.S. Patel et R.G. Hoft, "*Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristors inverters*," Part II Voltage Control, IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol.I-A.
- [21] D-H.Jang, G-H.Cho, and al, "*Asymmetrical PWM method for AC chopper with improved input power factor*," IEEE Trans. on Ind. Electronics, Vol 27, N° 3, 1991, pp: 838-845.
- [22] T.Shinyama, A.Ueda, A.Torii, "*AC chopper using four switches*," IEEE Proceedings on Power Conversion Conf. PCC, Osaka. Vol 3, 2-5 April 2002, pp: 1056 - 1060.
- [23] A.El-Sabbe, Z.Ashraf, "*A novel AC voltage regulator*," IEEE Proceedings on Ind. Electronics, Germany, Vol 2, 1998, pp : 607-611.
- [24] C.Rambaut, G.Seguir, "Les gradateurs entièrement commandés" RGE, n°5/92, Mai 1992, pp 74-94.
- [25] Gusia, Sorin. Modélisation des systèmes électroniques de puissance à commande MLI : application aux actionnements électriques. Prom. : Grenier, Damien ; Labrique, Francis.2005