

Dédicace

*Je remercie Allah de m'avoir donné le courage,
la force et la volonté pour réaliser ce travail.*

Je dédie ce mémoire :

*A ma très chère mère, à qui je témoigne ma profonde
affection et mon grand respect pour ses sacrifices,
sa compréhension et ses encouragements.*

*A mon très cher père, qui m'a toujours aidé afin
d'atteindre ce niveau.*

A mes très cher frères et sœurs pour ses encouragements.

A toute la famille ZEKRI

A qui m'encourage et toujours et dans mon cœur

A tous mes amis chacun avec son nom

*A toute les amis d'études surtout ceux d'électrotechnique
Promotion 2015.*

Zekri Salah Eddine.



Remerciement

*Un grand remerciement à mon bon dieu, le tout puissant qui m'a
fourni la volonté et la réalisation de ce travail.*

*Je remercié premièrement mon directeur de recherche Madame
'GUERGAZI Aicha', pour sa confiance et son aide généreux
tout au long de l'année. Ses encouragements et son soutien nous
ont permis de mener à bien ce travail.*

*Je suis censées à remercier vivement madame 'DERRADJI
BELLOUM Karima' et madame 'BOUMARAF Rabia' pour
son soutient afin de réaliser ce modeste travail.*

*Je tiens aussi à remercier beaucoup mes parents pour leurs
sacrifices, n'ont jamais cessé de m'encourager et m'ont toujours
soutenu dans les moments plus difficiles.*

*Je remercié toute la famille dont les conseils, les remarques, et les
encouragements nous ont été très significatifs.*

A tous merci

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique.
Option : machine électrique.

Réf:.....

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

**SIMULATION ET REALISATION D'UN
HACHEUR ALTERNATIF
MONOPHASE COMMANDE EN PWM.**

Présenté par :
ZEKRI Salah Eddine
Soutenu le : 03 Juin 2015

Devant le jury compose de :

BOUMARAF Rabia

GUERGAZI Aicha

DERRADJI BELLOUM Karima

MCB

MCB

MCA

Président

Encadreur

Examineur

Année universitaire : 2014 / 2015

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option : Machine électrique

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

**SIMULATION ET REALISATION D'UN HACHEUR
ALTERNATIF MONOPHASE COMMANDE EN PWM.**

Présenté par :

ZEKRI Salah Eddine.

Avis favorable de l'encadreur :

Md. GUEGAZI Aicha

signature

Avis favorable du Président du Jury

Md. BOUMARAF Rabia

Signature

Cachet et signature

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option : Machine électrique

Thème :

SIMULATION ET REALISATION D'UN HACHEUR ALTERNATIF MONOPHASE COMMANDE EN PWM.

Proposé et dirigé : Md. GUERGAZI Aicha.

Résumé

Ce travail consiste à simuler et à réaliser pratiquement un hacheur monophasé AC-AC commandé par PWM. Nous avons suivie un cahier de charge qui consiste à fournir une onde PWM d'une fréquence variant entre 1.2 kHz, 5.5 kHz et un semi conducteur type MOSFET.

Pour ce faire, nous avons subdivisé cette étude en plusieurs chapitres sur lesquels sont détaillées les étapes nécessaires à la conception de cette réalisation.

Le logiciel PROTEUS est un outil de simulation utilisé dans ce travail, pour le développement des modèles analysés dans l'étude en simulation, afin d'examiner les performances de la loi de commande élaborée.

Enfin, une conclusion résume l'ensemble des travaux présentes et des perspectives pour de futurs travaux sont proposes.

Mots Clés :

Hacheur Alternatif, Commutateurs de puissance, MOSFET, PWM.

ملخص :

هذا العمل يحتوي على محاكات و انجاز تطبيقي لمحول متناوب-متناوب يتحكم فيه ب PWM لقد اتبعنا جدول أعمال للحصول على موجة PWM بتواتر بين 1.2 و 5.5 كيلوهرتز و نصف ناقل نوع

لإنجاز هذا قسمنا العمل الى عدة فصول و فيهم قمنا بتوضيح الخطوات الأساسية لإنجاز هذا العمل برنامج PROTEUS هو وسيلة محاكاة مستخدمة في هذا العمل من اجل تطوير النماذج المحللة في هذه الدراسة بالمحاكاة بهدف مناقشة تحسينات نظام تحكم متطور

وفي الاخير خاتمة تلخص مجموع الاعمال الموضحة و الاحتمالات لمستقبل الاعمال المقترحة .

Liste des symboles utilises

$V_S(t)$: la tension de source (V).

V_m : la valeur maximale de la tension de source (V).

$i_S(t)$: le courant de la source (A).

$i_L(t)$: le courant de la charge (k_1 fermé, k_2 ouvert) (A).

$i'_L(t)$: le courant de la charge (k_2 fermé, k_1 ouvert) (A).

$V_L(t)$: la tension de la charge (V).

FP : le facteur de puissance du hacheur alternatif.

P : la puissance fournie à la charge (W).

S : la puissance apparente (VA).

I_L : la valeur efficace du courant de charge (A).

I_S : la valeur efficace du courant de source (A).

V_S : la valeur efficace de la tension de source (V).

P_0 : la puissance obtenue à pleine charge (KW).

I_{L0} : la valeur efficace du courant de charge à pleine charge (A).

FP* : le facteur de puissance du gradateur à thyristors.

THD : le taux de distorsion harmonique global de la tension de sortie.

FH : le facteur d'harmoniques.

FDT : le facteur de distorsion à la source.

FD : le facteur de déplacement à la source.

Φ : angle de déphasage de la composante fondamentale du courant de source par rapport à la tension d'alimentation (rad).

C_{ox} : capacité de l'oxyde mince (grille) (F/m²).

C_{iss} : capacité d'entrée du MOSFET (F).

μ : mobilité des porteurs (m²/VS).

I_{D0} : coefficient de courant en faible inversion (A).

η : coefficient en faible inversion.

U_{S0} : Tension de seuil du MOSFET (V).

U_T : constante : kT/q .

W : largeur du canal (m).

L : longueur du canal (m).

β : "gain" du transistor (A/V^2).

I_D : courant de drain (A).

I_{DM} : courant de drain Max (A).

U_{GS} : tension grille-source (V).

U_{DS} : tension drain-source (V).

U_G : potentiel de grille (par rapport au substrat) (V).

U_D : potentiel de drain (par rapport au substrat) (V).

U_S : potentiel de source (par rapport au substrat) (V).

I_R : courant de repos (A).

V_E : tension d'Early (V).

g_{ds} : conductance différentielle drain-source (S).

g_m : conductance de transfert (S).

V_P : tension de la porteuse triangulaire (V).

f_P : fréquence de la porteuse triangulaire(Hz).

$V_{réf}$: tension de référence (V).

$f_{réf}$: fréquence de référence (Hz).

V_{Pulse} : tension de pulse (V).

SOMMAIRE

Liste des symboles utilisés.....	I
Liste des figures.....	III
INTRODUCTION GENERALE	1
<i>CHAPITRE-I- les hacheurs alternatifs</i>	
I.1 introduction.....	3
I.2 Convertisseurs AC/AC à commutation naturelle	4
I.2.1 Structure de Conversion Monophasée.....	4
I.2.2 Techniques de Commande du Gradateur Monophasé.....	5
I.2.2.1. Gradateur à Commande par Train d'Ondes (ON-OFF).....	5
I.2.2.1.1. Domaine d'utilisation de ce genre de gradateur.....	5
I.2.2.1.2. Avantages.....	5
I.2.2.1.3. Caractéristiques du Fonctionnement.....	6
I.2.2.2. Gradateur à Commande par Angle de Phase.....	7
I.2.2.2.1. Caractéristiques du Fonctionnement.....	9
I.2.3. Quelques Structures du Gradateur Monophasé.....	11
I.2.3.1. Gradateur à Commande Unidirectionnelle.....	11
I.2.3.2. Gradateur à Commande Bidirectionnelle à Cathode Commune.....	11
I.2.3.3. Gradateur à Commande Bidirectionnelle en Pont.....	12
I.2.4. Quelques Structures du Gradateur Triphasé.....	12
I.3. Convertisseurs AC/AC à commutation dure.....	13
I.3.1 Structure de Conversion Monophasée	13
I.3.2. Avantages de la Structure du Hacheur AC.....	16
I.4. Choix des Interrupteurs de Puissances	17
I.4.1. Le triac.....	17
I.4.2. Le thyristor.....	17
I.4.3. Le thyristor GTO.....	17
I.4.4. Le MOSFET.....	18
I.4.5. Le transistor bipolaire BJT et le transistor bipolaire à grille isolée IGBT.....	18
I.5. MOS.....	19
I.5.1. Description et fonctionnement.....	20
I.5.1.1. Description de MOSFET de faible puissance.....	20

I.5.1.2. Caractéristique électriques en régime statique.....	21
I.5.2 Les commutateurs.....	22
I.5.2.1 commutations du MOSFET.....	22
I.6. Quelques Structures du Hacheur AC Monophasé.....	24
I.6.1. Structures du hacheur AC monophasé à trois niveaux	24
I.6.2 Structure du hacheur AC monophasé à deux niveaux	25
I.7. Quelques Structures du Hacheur AC Triphasé.....	25
I.7.1. Groupement en Etoile de Trois Hacheurs Monophasés.....	26
I.7.2. Groupement en Triangle de Trois Hacheurs Monophasés.....	26
I.7.3. Hacheur AC Triphasé avec Charge en Etoile.....	27
I.7.4. Conclusion.....	28

***CHAPITRE-II Techniques et simulation de commande pour le
hacheur alternatif monophasé***

II.1 INTRODUCTION.....	29
II.2. Stratégie de commande PWM implicite.....	29
II.3. Stratégie de commande PWM Explicites.....	32
II.3.1. Technique MLI Symétrique SPWM.....	32
II.3.2. Technique MLI asymétrique APWM.....	32
II.4. Simulation de la commande PWM pour un hacheur alternatif monophasé.....	33
II.4.1. Aperçu sur le logiciel « Proteus ».....	33
II.4.2. Simulation de la commande naturelle.....	33
II.4.3. Simulation de la commande conventionnelle.....	35
II.4.3.1. Simulation de la modulation type M.....	36
II.4.3.2. Simulation de la modulation type W.....	37
II.5 Conclusion.....	37
II.5.1 Les données de la machine étudiée	27
II.5.2 Procédure de construction du modèle par FLUX2D.....	29
II.6CONCLUSION.....	34

CHAPITRE -III- Etude et Réalisation pratique

III.1 INTRODUCTION	38
III.2 Description du prototype.....	38
III.3. Schémas et méthodologie suivie.....	39
III.3.1 Circuits d'alimentation $\pm 15v$	39

III.3.1.1. Fonctionnement du montage.....	39
III.3.1.2. Choix des différents éléments.....	40
III.3.2 Circuit de commande MLI.....	40
III.3.2.1. Oscillateur « Trigger de Schmidt ».....	41
III.3.2.2.Génération de deux créneaux complémentaire avec temps morts.....	42
III.3.2.2.1. Schéma de principe.....	43
III.3.2.2.2 les différents composants d'étages.....	43
III.3.3. Isolation par photo-coupleur.....	44
III.3.4 Driver de MOSFET.....	45
III.3.5. MOSFET	46
III.3.5.1 Choix de la structure des interrupteurs.....	47
III.3.6 : Protection du circuit de puissance.....	48
III.3.6.1 Protection contre les surtensions et les surintensités.....	48
III.3.6.1.1. Protection par circuit RC.....	48
III.3.6.1.2 Protection par diode Zener.....	49
III.3.6.1.3 Protection par Fusibles.....	49
III.3.6.1.4 Protection contre les masses flottantes.....	50
III.3.6.1.5. Protection contre l'échauffement.....	50
III.4 Résultats de réalisations.....	51
III.5 COCLUSION.....	52
<i>CONCLUSION GENERALE</i>	53
<i>BIBLIOGRAPHIE</i>	54
<i>ANNEXE A</i>	56
<i>ANNEXE B</i>	59

Liste des figures

	CHAPITRE I : Les hacheurs alternatifs	3
Figure(I.1)	Structure du gradateur classique monophasé débitant sur une charge inductive.....	4
Figure(I.2)	Formes d'ondes des tensions et du courant du gradateur monophasé à commande par train d'ondes (charge résistive).....	5
Figure(I.3)	. Formes d'ondes de $V_s(t)$, $V_{ch}(t)$ et $i_{ch}(t)$	8
Figure(I.4)	Gradateur à commande unidirectionnelle.....	11
Figure(I.5)	Gradateur à commande bidirectionnelle à cathode commune pour Th1 et Th2.....	11
Figure(I.6)	Gradateur à commande bidirectionnelle en pont	12
Figure(I.7)	Gradateur triphasé tout thyristors	12
Figure(I.8)	Groupeement en triangle de trois gradateurs monophasés.....	12
Figure(I.9)	Gradateur triphasé mixte.....	13
Figure(I.10)	Structure du hacheur AC monophasé débitant sur une charge inductive.....	14
Figure(I.11)	Schéma équivalent du mode 1 : BS fermé et BP ouvert.....	15
Figure(I.12)	Schéma équivalent du mode 2 : BS fermé et BP ouvert.....	15
Figure(I.13)	Différentes topologies d'un interrupteur bidirectionnel.....	18
Figure(I.14)	(a) représentation symbolique, (b) structure interne du MOSFET.....	20
Figure(I.15)	Courbe caractéristique statique de MOSFET.....	22
Figure(I.16)	Schéma d'un hacheur série.....	22
Figure(I.18)	Structure d'un hacheur AC monophasé à quatre interrupteurs.....	25
Figure(I.19)	Structure d'un hacheur AC monophasé à deux interrupteurs	25
Figure(I.20)	Structure d'un hacheur AC monophasé à quatre interrupteurs et à deux niveaux.....	25
Figure(I.21)	Groupeement en étoile de trois hacheurs monophasés.....	26
Figure(I.22)	Groupeement en triangle de trois hacheurs monophasés.....	26
Figure(I.23)	Hacheur AC triphasé avec charge en étoile.....	27
Figure(I.24)	Hacheur AC triphasé avec charge en étoile à quatre	

Liste des figures

interrupteurs	28
CHAPITRE II : Techniques et simulation de commande pour le hacheur alternatif monophasé	29
Figure(II.1) Technique de commande par modulation naturelle.....	30
Figure(II.2) Technique de commande par modulation conventionnelle.....	31
Figure(II.3) Schéma de simulation du hacheur alternatif monophasé au PROTEUS.....	34
Figure(II.4) Schéma de Simulation de la commande PWM naturelle.....	34
Figure(II.5) Résultats de simulation de la commande PWM naturelle.....	35
Figure(II.6) Montage d'une alimentation continu $\pm 15V$	36
Figure(II.7) Résultat de simulation de la commande PWM conventionnelle type M.....	36
Figure(II.8) Résultat de simulation de la commande PWM conventionnelle type W.....	37
CHAPITRE III : Etude et Réalisation pratique	38
Figure(III.1) Schéma de principe hacheur alternatif monophasé.....	38
Figure(III.2.a) Schéma d'alimentation $\pm 15v$	39
Figure(III.2.b) Tension continu $\pm 15 V$ pratique proposée.....	40
Figure(III.3) Montage oscillateur.....	41
Figure(III.4) Signal carrée issue de la carte (PWM).....	41
Figure(III.5) Principe de la génération des temps morts.....	42
Figure(III.6) Schéma électrique du circuit.....	43
Figure(III.7) Forme des signaux de commande.....	44
Figure(III.8) Montage d'Optocoupleur.....	45
Figure(III.9) Montage de DRIVER 2013.....	46
Figure(III.10) Forme des signaux de circuit de commande optocoupleur et le DRIVER.....	46

Liste des figures

Figure(III.11)	Dimensionnement des composants.....	47
Figure(III.12)	Structure des interrupteurs.....	47
Figure(III.13)	protection par circuit RC.....	48
Figure(III.14)	Disposition de la diode Zener.....	49
Figure(III.15)	Graphe de fonctionnement d'un fusible.....	50
Figure(III.16)	Alimentation flottante par secondaire d'un transformateur.....	50
Figure(III.17)	Schéma thermique équivalent pour un élément redresseur avec refroidissement.....	51

INTRODUCTION
GENERALE

Introduction générale

Ces dernières années, le domaine de l'électronique de puissance s'est développé considérablement et offre un potentiel énorme pour la conversion d'énergie électrique. La recherche dans ce domaine considère plusieurs aspects, notamment les topologies des convertisseurs, les structures et les performances des interrupteurs de puissance et ainsi que les techniques de commande [1].

L'introduction de la commutation dure permet de considérer la réduction des harmoniques du côté de la charge à partir des degrés de liberté (tension, courant, fréquence) disponible dans la commande du convertisseur [2]. Pour la réduction des harmoniques, comparé au hacheur le gradateur alternatif présente un ensemble d'inconvénients, consommation de la puissance réactive et génération des courants d'harmoniques basses fréquences [3].

De même, les développements effectués dans le domaine de la micro informatique ont permis la synthèse d'algorithmes de contrôles convertisseurs- machines plus performants et plus robustes. Pour les applications nécessitant des hautes tensions et fortes puissances, un nouveau type de convertisseur AC-AC est utilisé c'est le hacheur alternatif.

L'idée qui nous a conduit à nous intéresser au hacheur AC est d'une part, la relative supériorité de ses performances par rapport au convertisseur AC-AC de type gradateur à commutation naturelle par le réseau d'alimentation, due en autres à la minimisation des harmoniques et à l'amélioration du facteur de puissance à la source, et d'autre part à l'absence de travaux sur ce thème aussi bien dans le domaine académique que dans les applications industrielles.

Le travail que nous avons réalisé au sein du laboratoire de département de génie électrique de la faculté des Sciences et de la technologie de l'université Mohamed Khider Biskra s'articule autour de trois chapitres.

Afin de signaler les avantages du hacheur AC par rapport au gradateur classique, nous avons choisi de présenter de manière séquentielle, **dans le premier chapitre**, une étude théorique détaillée sur les convertisseurs AC-AC directs à commutation naturelle de type gradateur et à commutation dure de type hacheur AC.

Le **deuxième chapitre** comporte les stratégies de commande PWM, techniques de commande PWM implicite et techniques de commande PWM explicite, ainsi que la simulation.

Le **troisième chapitre** est consacré à la partie pratique de notre projet, il comporte les différents étages nécessaires à réaliser le hacheur alternatif monophasé et sa commande ainsi que les résultats de la réalisation ce convertisseur. Les résultats expérimentaux sont présentés et analysés.

La **conclusion générale** viendra synthétiser les résultants obtenus tirer les principaux enseignements et établir une liste de travaux à effectuer dans le futur.

I.1 Introduction

Les hacheurs sont des convertisseurs statiques permettant d'obtenir d'un courant, dont la tension et la polarité sont données. Contrairement à d'autres convertisseurs, les hacheurs ont la particularité de travailler pratiquement sans pertes et avec un rendement élevé puisqu'ils utilisent des composants électroniques fonctionnant en commutation périodique.

La commutation d'un courant est son transfert d'une voie à une autre [4]. En pratique, la difficulté d'une commutation est liée à la disparition du courant dans la voie à ouvrir surtout, évidemment, si cette voie est inductive. Aussi, c'est par rapport aux commutations (à l'ouverture) que l'on classe les convertisseurs.

On distingue deux types de commutations [5] :

❖ *La commutation naturelle* : La commutation est naturelle, quand l'extinction du courant dans la voie à ouvrir ne nécessite pas l'action spécifique sur le semi-conducteur fermant cette voie.

L'ouverture se passe naturellement :

- Soit parce que le courant s'éteint de lui-même ;
- Soit parce que la phase de fonctionnement suivante provoque automatiquement cette extinction.

❖ *La commutation forcée* : La commutation est forcée, quand le courant dans un semi-conducteur à fermeture commandée ne s'éteint ni de lui-même, ni du fait du blocage du semi-conducteur suivant. L'extinction nécessite une action spécifique :

- Soit une action sur son électrode de commande, s'il s'agit d'un composant à fermeture et ouverture commandées (*BJT, MOSFET, IGBT, thyristor GTO...etc*) ;
- Soit l'addition d'un circuit auxiliaire de commutation, si le composant ne peut être commandé qu'à la fermeture (thyristor classique). Ce circuit auxiliaire est aussi appelé circuit d'extinction ou circuit de soufflage.

Dans ce contexte, nous présentons dans ce chapitre deux types de convertisseurs réalisant la conversion AC/AC directe. Le premier type est à commutation naturelle, on l'appelle un gradateur classique réalisé à partir de thyristors. Tandis que le second est à commutation forcée (dure), appelé hacheur AC. Cette étude nous permettra d'une part de mieux comprendre et assimiler l'intérêt des convertisseurs AC/AC de type hacheur AC par rapport aux structures en gradateur à extinction naturelle, et nous permettra de passer à la suite, avec une bonne connaissance sur le hacheur AC.

I.2. Convertisseurs AC/AC à commutation naturelle

Les convertisseurs AC/AC à commutation naturelle sont largement utilisés pour l'obtention d'une tension AC de valeur efficace réglable et de fréquence fixe à partir d'une source de tension AC de fréquence et de valeur efficace fixes. Ils ont été largement employés 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 des moteurs à induction.

Malgré les avantages tels que la simplicité et la possibilité de contrôle de puissances AC importantes, que présentent de tels convertisseurs, ceux-ci possèdent plusieurs limitations dues aux caractéristiques inhérentes à leur commande.

Dans ce paragraphe, nous nous limiterons aux convertisseurs à commutation naturelle assurant directement la conversion AC/AC, c'est-à-dire sans stockage de l'énergie entre le côté entrée et le côté sortie. Leur objectif est le réglage continu de la valeur efficace du courant qu'une source de tension débite dans un récepteur.

I.2.1. Structure de Conversion Monophasée

La structure monophasée est constituée par deux thyristors Th_1 et Th_2 connectés en parallèle inverse, placés entre la source de tension et le récepteur (figure I.1). 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.

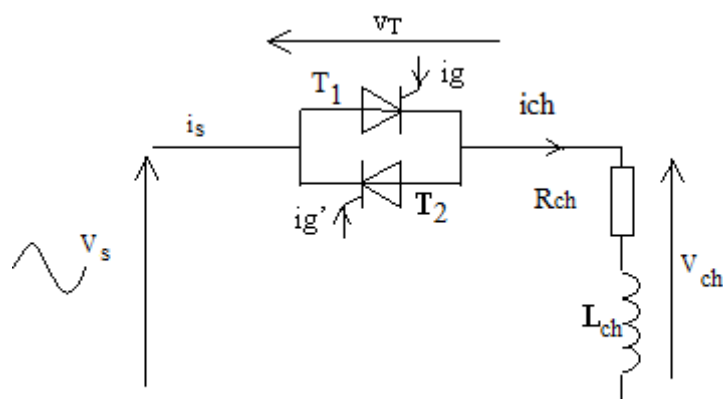


Figure I.1. Structure du gradateur classique monophasé débitant sur une charge inductive

I.2.2. Techniques de Commande du Gradateur Monophasé

Pour le transfert de l'énergie, deux types de commande sont habituellement utilisés pour la topologie de la figure I.1. Ces deux types de commande sont :

1. **La commande par train d'ondes (ON-OFF)** : Dans cette technique, des cycles complets de conduction de la source sont suivis de cycles complets d'extinction.
2. **La commande par angle de phase** : Dans cette technique, les thyristors connectent le récepteur à la source AC pendant une portion de chaque cycle de la tension d'entrée.

I.2.2.1. Gradateur à Commande par Train d'Ondes (ON-OFF)

Le convertisseur connecte la source AC au récepteur pendant un nombre entier de cycles ρ pour qu'elle soit ensuite déconnectée à l'aide d'un système inhibition des impulsions des gâchettes des thyristors pendant ρ' cycles. La période de fonctionnement est donc égale à $2\pi * (\rho + \rho') / \omega$. pour la première période de fonctionnement, les thyristors sont amorcés à zéro degré (0°), c'est-à-dire : Th est débloqué pour $\theta = 0, 2\pi, \dots, (\rho - 1) * 2\pi$ et Th2 pour $\theta = \pi, 3\pi, \dots, (2\rho - 1) * \pi$ [6].

Les formes d'ondes des tensions d'entrée et de sortie du convertisseur, ainsi que la forme d'onde du courant de sortie et les impulsions de commande des thyristors Th₁ et Th₂.

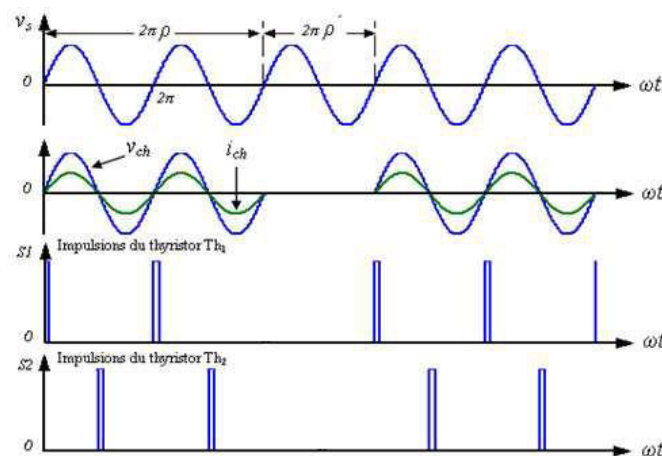


Figure I.2. Formes d'ondes des tensions et du courant du gradateur monophasé à commande par train d'ondes (charge résistive).

I.2.2.1.1. Domaine d'utilisation de ce genre de gradateur

- Chauffage
- Utilisés sur des systèmes présentant une inertie thermique importante

I.2.2.1.2. Avantages

- ❖ La tension aux bornes de la charge est alternative sinusoïdale, donc le courant absorbé sera aussi alternatif sinusoïdal. La présence d'harmonique de courant sera donc nulle.

- ❖ On a une relation linéaire entre la puissance moyenne dans la charge et le signal de commande β .

I.2.2.1.3. Caractéristiques du Fonctionnement

Pour une période de fonctionnement $[2\pi.(\rho+\rho')/\omega]$ constante et pour une tension d'entrée sinusoïdale $v_s = V_{sm} \sin(\omega t)$, si la source AC est connectée à la charge pour ρ cycles et est déconnectée pour ρ' cycles. La valeur efficace de la tension de sortie (de la charge) peut être exprimée comme :

$$V_{ch} = \left[\frac{\rho}{2\pi(\rho + \rho')} \int_0^{2\pi} 2V_s^2 (\sin \omega t)^2 d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$= V_s \sqrt{\frac{\rho}{(\rho + \rho')}} = V_s \sqrt{k} \quad (\text{I.1})$$

Où $k = \rho / (\rho + \rho')$ est appelé rapport cyclique.

En désignant par I_{s0} , la valeur efficace du courant lorsque le gradateur fonctionne à pleine onde. Donc, la valeur efficace I_{ch} du courant du récepteur est exprimée par :

$$I_{ch} = I_{s0} k \quad (\text{I.2})$$

Quand on fait varier ρ avec $(\rho + \rho')$ constant, la valeur efficace I_{ch} du courant du récepteur varie de 0, pour $\rho = 0$, à son maximum V_s/R_{ch} , pour $\rho' = 0$.

Les différentes puissances et facteur de puissance :

A. La puissance apparente fournie au récepteur est donnée par :

$$S_{ch} = V_s I_s = V_s I_{ch} \quad (\text{I.3})$$

B. La puissance active fournie au récepteur est donnée par :

$$P_{ch} = V_{ch} I_{ch} = R_{ch} I_{ch}^2 \quad (\text{I.4})$$

C. La puissance réactive Q_{ch} est nulle puisque le fondamental du courant est en phase avec la tension. Donc, la dégradation du facteur de puissance n'est due qu'à la présence des harmoniques.

D. La puissance déformante :

$$D_{ch} = \sqrt{S_{ch}^2 - P_{ch}^2} \quad (\text{I.5})$$

E. Le facteur de puissance à la source est donné par l'expression suivante :

$$F_{ps} = \frac{P_{ch}}{S_{ch}} = \sqrt{k} \quad (\text{I.6})$$

Si P_{ch0} est la puissance active maximale fournie au récepteur, cela entraîne

$$\frac{P_{ch}}{P_{ch0}} = k \quad (\text{I.7})$$

Le paramètre k caractérise aussi le réglage de la puissance de sortie.

Enfin, on peut conclure que la commande par train d'ondes peut assurer le contrôle de la puissance AC par action sur le rapport cyclique k . On peut noter que la commande par train d'ondes du gradateur entraîne toujours le fonctionnement avec un facteur de déplacement d'entrée unitaire (pas de consommation de l'énergie réactive) et une consommation plus importante de la puissance déformante qui dépend du rapport cyclique k .

I.2.2.2. Gradateur à Commande par Angle de Phase

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 Th_1 , puis sur Th_2 , toutes les demi-périodes.

❖ Si l'impulsion de commande du thyristor Th_1 est envoyée après un retard angulaire α par rapport à l'annulation par valeur croissante de la tension de source, celle du thyristor Th_2 est alors envoyée après un retard ($\pi + \alpha$).

❖ 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.

❖ Si on considère que la source d'alimentation est parfaite et les thyristors sont aussi supposés parfaits. Pour un récepteur de type inductif (charge R-L), d'après la figure I.1, si on ferme le thyristor Th_1 à $\theta = \alpha$, le courant i_{ch} est alors régi par l'équation différentielle suivante :

$$R_{ch}i_{ch}(t) + L_{ch}\frac{di_{ch}(t)}{dt} = V_{ch}(t) \quad (\text{I.8})$$

La solution de cette équation différentielle nous donne :

$$i_{ch}(\theta) = \frac{V_{sm}}{Z_{ch}} \left[\sin(\theta - \varphi_{ch}) + \sin(\varphi_{ch} - \alpha) \exp\left(\frac{-R_{ch}}{L_{ch}\omega}(\theta - \alpha)\right) \right] \quad (\text{I.9})$$

Avec :

$$\theta = \omega t, \quad Z_{ch} = \sqrt{R_{ch}^2 + (L_{ch}\omega)^2}, \quad \varphi_{ch} = \text{Arctg}\left(\frac{L_{ch}\omega}{R_{ch}}\right)$$

Selon l'angle d'amorçage des thyristors α et l'angle naturel de la charge φ_{ch} , il existe trois cas possibles pour le fonctionnement du gradateur [7].

- Cas 1 : Lorsque $\alpha = \varphi_{ch}$, chaque thyristor conduit une demi-période, le gradateur fonctionne à pleine onde.
- Cas 2 : Lorsque $\alpha > \varphi_{ch}$, le courant qui traverse le premier thyristor devient nul avant la mise en marche du deuxième thyristor. Dans ce cas, en faisant varier α de π à φ_{ch} , on règle V_{ch} de 0 à V_S .
- Cas 3 : Lorsque $\alpha < \varphi_{ch}$, dans ce cas, deux modes de fonctionnement sont possibles suivant le type de commande choisie, soit :

a) Une commande au moyen des impulsions uniques de courte durée :

Pour ce type de commande, si on suppose que Th_1 est le premier thyristor qui reçoit l'impulsion de commande sur sa gâchette et devient conducteur à l'instant α . Donc, à l'instant $\pi + \alpha$ le courant qui le traverse n'est pas encore nul. Dans ce cas Th_2 rate l'amorçage et seul le thyristor Th_1 peut être amorcé et le montage fonctionne d'une manière anormale. Ce montage ne joue pas le rôle d'un gradateur et il fonctionne en redresseur mono-alternance. Donc, ce mode ne présente aucun intérêt.

b) Une commande au moyen des impulsions de larges durées ou de train d'impulsions :

Dans ce mode, les signaux d'amorçage sont encore appliqués au thyristor Th_2 à l'instant de blocage du thyristor Th_1 ($i_{Th1} = 0$). Dans ce cas, on aura un fonctionnement à pleine onde.

Le réglage de courant dans le récepteur n'est donc possible que pour $\alpha > \varphi_{ch}$. Pour cette condition, on représente sur la figure I.3 les formes d'ondes des tensions de source et de charge et du courant de charge d'un gradateur monophasé débitant sur une charge inductive

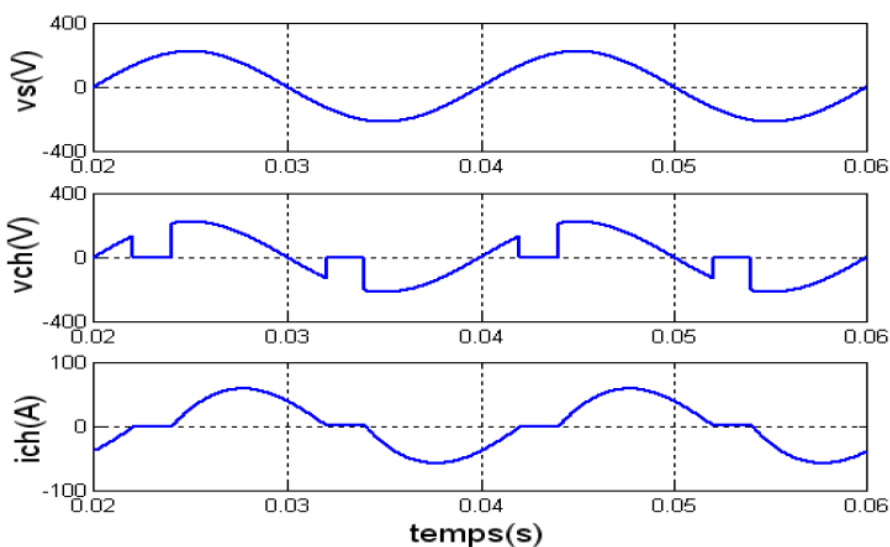


Figure I.3. Formes d'ondes de $V_s(t)$, $V_{ch}(t)$ et $i_{ch}(t)$.

I.2.2.2.1. Caractéristiques du Fonctionnement

La valeur efficace de la tension de sortie peut s'exprimer comme :

$$V_{ch} = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\theta_f} 2V_s^2 (\sin \omega t)^2 d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = V_s \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\theta_f - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} - \frac{\sin 2\theta_f}{2} \right)} \quad (\text{I.10})$$

Avec θ_f est l'angle d'extinction du courant de charge i_{ch} .

La valeur efficace du courant de charge peut être trouvée à partir de l'équation (I.9) :

$$I_{ch} = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\theta_f} i_{ch}^2 d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$= \frac{\sqrt{2}V_s}{Z_{ch}} \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\theta_f} \left(\sin(\omega t - \varphi_{ch}) + \sin(\varphi_{ch} - \alpha) \exp\left(\frac{-R_{ch}}{L_{ch}\omega}(\theta - \alpha)\right) \right)^2 d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{I.11})$$

Le cas de charge résistive 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. Dans ce cas, les expressions précédentes des valeurs efficaces se simplifient beaucoup :

$$V_{ch} = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} 2V_s^2 (\sin \omega t)^2 d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = V_s \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)} \quad (\text{I.12})$$

$$I_{ch} = \frac{V_s}{R_{ch}} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)} \quad (\text{I.13})$$

Lorsque le gradateur fonctionne à pleine onde, il délivre une puissance maximale P_{ch0} , donc la relation qui montre le réglage en puissance est la suivante :

$$\frac{P_{ch}}{P_{cho}} = \frac{R_{ch} I_{ch}^2}{R_{ch} \left(\frac{V_s}{R_{ch}} \right)^2} = 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha \quad (\text{I.14})$$

La croissance de α provoque la diminution de la puissance absorbée par la charge.

Cette diminution de la puissance s'accompagne de deux inconvénients perturbant la source d'alimentation [8,9].

1. La consommation de l'énergie réactive ;
2. L'injection sur la source des courants harmoniques.

On peut évaluer l'importance de ces deux types de perturbations en calculant le facteur de puissance F_{ps} à la source. Ce facteur de puissance est le rapport entre la puissance active absorbée et la puissance apparente.

Puisque l'impédance de la source est supposée nulle et donc la tension de la source est sinusoïdale, quelque soit la forme d'onde du courant débité, la puissance absorbée qui est égale à la valeur moyenne de la puissance instantanée, n'est portée que par le fondamental.

Donc, le facteur de puissance peut être exprimé comme suit :

$$F_{ps} = \frac{V_s I_{s1} \cos \varphi_{s1}}{V_s I_s} = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \varphi_{s1} \quad (\text{I.15})$$

φ_{s1} désigne le déphasage entre le fondamental du courant de source et la tension de source, et $\cos \varphi_{s1}$ est le facteur de déplacement

Le premier terme de (I.15) représente le facteur de distorsion, donné par :

$$F_{ds} = \frac{I_{s1}}{I_s} \quad (\text{I.16})$$

En remplaçant (I.16) en (I.15), on obtient :

$$F_{ps} = F_{ds} \cos \varphi_{s1} \quad (\text{I.17})$$

On voit bien que la diminution du facteur de puissance est due à la présence des harmoniques basses fréquences, par l'intermédiaire du facteur de distorsion F_{ds} et à la consommation de l'énergie réactive, par l'intermédiaire du facteur de déplacement $\cos \varphi_{s1}$

A titre de conclusion concernant la commande par angle de phase du gradateur, on peut conclure que ce type de commande entraîne deux inconvénients perturbant le réseau électrique et dégradant son facteur de puissance :

- ❖ Le montage du gradateur ne peut pas fonctionner avec un facteur de déplacement unitaire, dont ce facteur de déplacement diminue quand la puissance décroît (consommation de l'énergie réactive) ;
- ❖ L'injection sur le réseau des courants harmonique

I.2.3. Quelques Structures du Gradateur Monophasé

Il existe d'autres types de structures de puissance du gradateur monophasé [3] :

I.2.3.1. Gradateur à Commande Unidirectionnelle

Cette structure est illustrée sur la figure I.4. La commande est unidirectionnelle car seules les alternances positives sont commandées. Dans cette structure, la diode réduit les intervalles de commande et de variation de la valeur efficace de la tension de sortie.

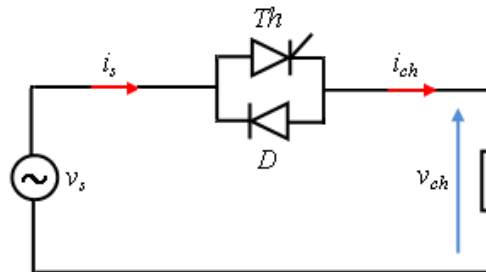


Figure I.4. Gradateur à commande unidirectionnelle

I.2.3.2. Gradateur à Commande Bidirectionnelle à Cathode Commune

La structure du gradateur à commande bidirectionnelle à cathode commune est illustrée sur la figure I.5, où les deux thyristors ayant une cathode commune. Son avantage est que le circuit de commande nécessite un seul isolement. Son inconvénient est dû aux diodes de puissance, c'est-à-dire lors de la conduction simultanée des deux éléments de puissance, les pertes par conduction seront accrues et le rendement diminué.

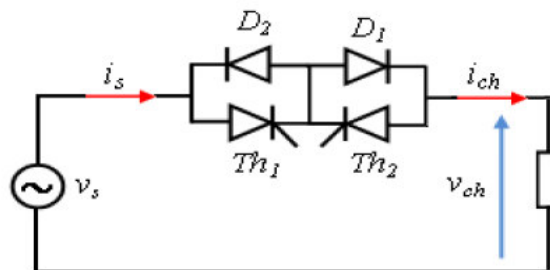


Figure I.5. Gradateur à commande bidirectionnelle à cathode commune pour Th_1 et Th_2 .

I.2.3.3. Gradateur à Commande Bidirectionnelle en Pont

La structure du gradateur à commande bidirectionnelle peut être implantée avec un montage en pont comme le montre la figure I.6. Les quatre diodes fonctionnent comme pont de redressement. La tension du thyristor et son courant sont unidirectionnels. Pour une charge résistive, le montage fonctionne en commutation naturelle, tandis que pour une charge inductive, le thyristor peut essentiellement ne pas se désamorcer à chaque alternance de la tension de source; ceci peut entraîner des problèmes de commande. Cette structure agit

comme un interrupteur bidirectionnel, trois éléments conduisent simultanément; ce qui limite considérablement le rendement du montage

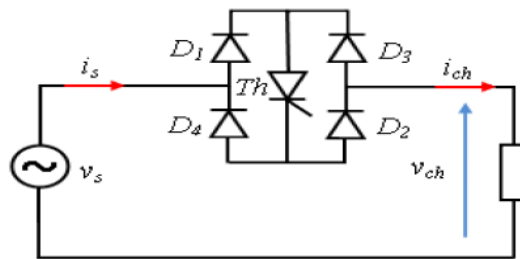


Figure I.6. Gradateur à commande bidirectionnelle en pont.

I.2.4. Quelques Structures du Gradateur Triphasé

La conversion AC/AC à commutation naturelle peut aussi s'élargir en triphasé surtout pour les applications qui nécessitent une forte puissance. Il existe cependant, une variété de configurations des gradateurs triphasés suivant le branchement des thyristors et du récepteur.

On trouve le plus souvent les trois montages possibles [3] :

1. Le gradateur triphasé tout thyristors (figure I.7);
2. Le groupement en triangle de trois gradateurs monophasés (figure I.8);
3. Le gradateur mixte à trois thyristors et à trois diodes (figure I.9).

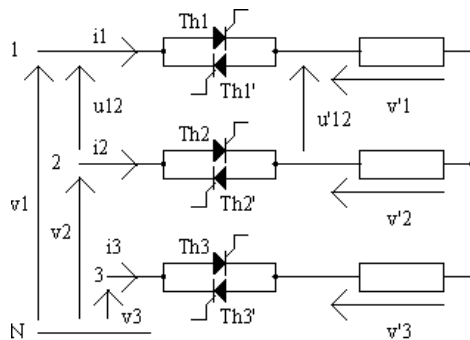


Figure I.7. Gradateur triphasé tout thyristors

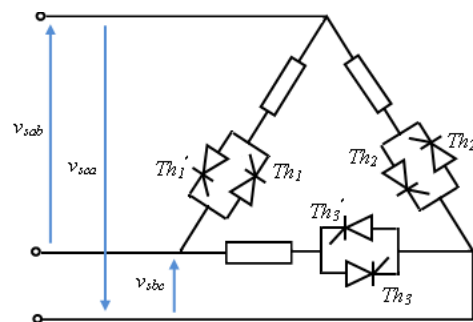


Figure I.8. Groupement en triangle de trois gradateurs monophasés

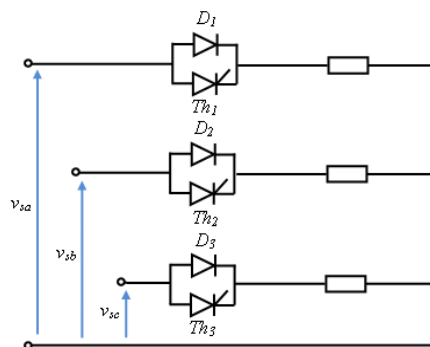


Figure I.9. Gradateur triphasé mixte.

En ce qui concerne le choix de la structure, pratiquement, il est difficile d'énoncer des règles absolues donnant le type de gradateur à utiliser pour un type d'application déterminé, les caractéristiques données par les différents gradateurs triphasés et leurs variantes permettent de guider assez étroitement le choix du montage à retenir. Ce choix est en fonction du type de la charge à alimenter, de sa puissance et de la profondeur du réglage souhaitée [6].

I.3. Convertisseurs AC/AC à commutation dure

Comme nous l'avons déjà vu précédemment, la structure du gradateur classique fonctionnant à commutation naturelle ne permet pas d'améliorer de façon importante la qualité de l'énergie du fait de l'utilisation maximale des degrés de liberté de la commande. La commutation par extinction naturelle rend l'adjonction de degrés de liberté impossible. L'introduction de la commutation dure permet d'ajouter d'autres degrés de liberté, telles que la réduction des harmoniques côté charge que se soit pour la tension ou le courant et ainsi que côté source et le réglage des grandeurs fondamentales à l'entrée et à la sortie du convertisseur.

Il est nécessaire de passer à des structures du convertisseur à commutation dure et utiliser les possibilités offertes par les interrupteurs entièrement commandés afin de pallier les inconvénients apportés par le gradateur classique à la source d'alimentation, et améliorer la qualité du courant prélevé au réseau électrique.

I.3.1. Structure de Conversion Monophasée

Le hacheur alternatif est un convertisseur de puissance direct AC/AC à commutation forcée. Il permet de faire varier le débit d'une source de tension alternative dans un récepteur de courant alternatif. Il est conçu à base d'interrupteurs de puissance bidirectionnels en tension et en courant et commandés à la fermeture et à l'ouverture.

La structure choisie du hacheur AC permettra de supprimer les contraintes de la commutation assistée par le réseau au convertisseur AC/AC de type gradateur [5,6,10,11].

Généralement, le hacheur AC est destiné à l'alimentation des charges passives ou des machines électriques tournantes (moteurs à induction à vitesse variable). Il est capable à être commandé en *MLI*. Le schéma de principe du hacheur AC monophasé est montré sur la figure (I.10). Il est constitué principalement de deux interrupteurs de puissance à commande complémentaire notés B_S (interrupteur placé en série) et B_P (interrupteur placé en parallèle). Il est utilisé pour délivrer en sa sortie une tension alternative réglable à partir de la source alternative d'alimentation.

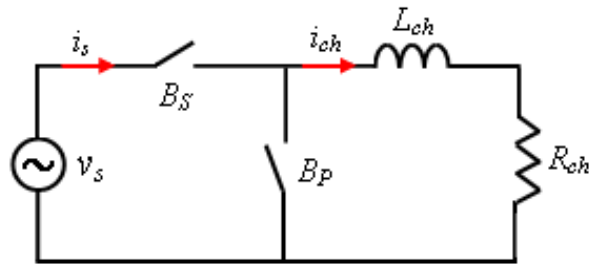


Figure I.10. Structure du hacheur AC monophasé débitant sur une charge inductive.

La structure du convertisseur présentée en figure I.10 impose une liaison, à l'aide des interrupteurs bidirectionnels et bicommandables, d'une source pour laquelle la tension et le courant sont réversibles et d'une charge ayant les mêmes caractéristiques.

Nous pouvons décrire de façon élémentaire le fonctionnement du hacheur AC à deux interrupteurs B_S et B_P en supposant quelconques les instants d'ouverture et de fermeture de l'interrupteur B_S par rapport aux instants de passage à zéro de la tension de source $v_s(t)$. Les interrupteurs B_S et B_P ayant à transiter des courants réversibles et à supporter des tensions ayant le même caractère.

En effet, lorsque l'interrupteur B_S est fermé, la charge inductive emmagasine l'énergie transférée de la source vers la sortie. A l'ouverture de B_S , le courant de la bobine doit trouver un chemin de passage, ce chemin est assuré par un circuit de récupération à l'aide d'un autre interrupteur bidirectionnel B_P placé en parallèle avec la charge inductive, par conséquent la fermeture de B_P conduit à la déconnexion de la source à la charge. Les commandes des deux interrupteurs B_S et B_P devront être complémentaires; lorsque l'interrupteur B_S s'ouvre, l'interrupteur B_P se ferme et devra immédiatement assurer le passage du courant i_{ch} . Inversement, lorsque l'interrupteur B_S se ferme, l'interrupteur B_P devra s'ouvrir instantanément sous peine de voir apparaître un court-circuit de la source d'alimentation. Nous avons donc, deux modes de fonctionnement du hacheur AC :

Lorsque B_S est fermé à $\theta=\alpha_1$, dans ce cas la charge est connectée directement à la source (figure I.11), on a ($v_{ch}(t)=v_s(t)$, $i_{ch}(t)=i_s(t)$).

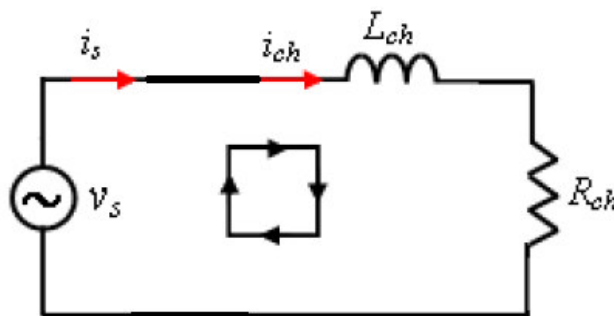


Figure I.11. Schéma équivalent du mode 1 : B_s fermé et B_P ouvert.

D'après le schéma de la figure I.12, on a :

$$R_{ch}i_{ch}(\theta) + L_{ch}\omega \frac{di_{ch}(\theta)}{d\theta} = V_{ch}(\theta) = V_{sm} \sin \theta \quad (\text{I.18})$$

La solution de l'équation différentielle de (I.18) nous donne l'expression du courant i_{ch} :

$$i_{ch}(\theta) = \frac{V_s}{Z_{ch}} \left[\sin(\theta - \varphi_{ch}) + \sin(\varphi_{ch} - \alpha) \exp\left(\frac{-R_{ch}}{L_{ch}\omega}(\theta - \alpha_1)\right) \right]^{1/2} \quad (\text{I.19})$$

Lorsque B_s est ouvert à $\theta = \alpha_2$, B_P est fermé, Dans ce cas la charge est court-circuitée figure (I.12), on a ($V_{ch}(t)=0$, $i_s(t)=0$).

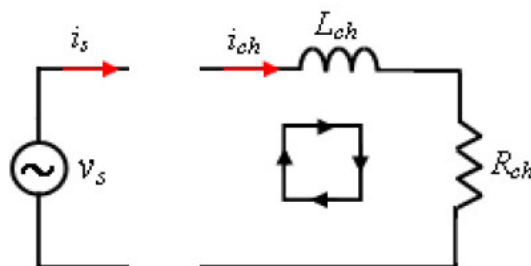


Figure I.12. Schéma équivalent du mode 2 : B_s fermé et B_P ouvert.

D'après le schéma de la figure 4.13, on a

$$R_{ch}i_{ch}(\theta) + L_{ch}\omega \frac{di_{ch}(\theta)}{d\theta} = 0 \quad (\text{I.20})$$

La solution de l'équation différentielle de (I.20) nous donne l'expression du courant i_{ch} :

$$i_{ch}(\theta) = i_{ch}(\alpha_2) \exp\left(\frac{-R_{ch}}{L_{ch}\omega}(\alpha_2 - \theta)\right) \quad (\text{I.21})$$

Où $i_{ch}(\alpha_2)$ est la valeur du courant de charge à l'instant de l'ouverture de B_s ($\theta = \alpha_2$), il est exprimé par :

$$i_{ch}(\theta) = \frac{V_s}{Z_{ch}} \left[\sin(\alpha_2 - \varphi_{ch}) + \sin(\varphi_{ch} - \alpha) \exp\left(\frac{-R_{ch}}{L_{ch}\omega}(\alpha_2 - \alpha_1)\right) \right]^{1/2} \quad (\text{I.22})$$

I.3.2. Avantages de la Structure du Hacheur AC

Le facteur de puissance F_{ps} prend en compte simultanément la consommation d'énergie réactive et la génération de courants harmoniques. Pour quantifier les avantages de la structure hacheur AC par rapport à la structure gradateur classique, il est intéressant de déterminer ce facteur de puissance F_{ps} et le comparer avec celui du gradateur [5].

$$F_{ps} = \frac{R_{ch} I_{ch}^2}{V_s I_s} = \frac{I_{ch}}{I_s} \frac{I_{ch}}{I_{ch0}} \cos \varphi_{ch} \quad (\text{I.23})$$

Avec

$$\cos \varphi_{ch} = \frac{R_{ch}}{Z_{ch}} \quad \text{et} \quad I_{ch0} = \frac{V_s}{Z_{ch}} \quad (\text{I.24})$$

I_{ch0} est la valeur efficace du courant I_{ch} obtenu à pleine puissance $P_{ch0} = R_{ch} I_{ch0}^2$ c'est-à-dire l'interrupteur BS est toujours fermé.

Quelque soit la stratégie de commande choisie, le facteur de puissance est exprimé par:

$$F_{psH} = \frac{I_{ch}}{I_s} \cos \varphi_{ch} \sqrt{\frac{P_{ch}}{P_{ch0}}} \quad (\text{I.25})$$

Dans le cas du gradateur classique à deux thyristors à commutation naturelle $I_{ch}=I_s$, donc l'expression de son facteur de puissance est la suivante :

$$F_{psG} = \cos \varphi_{ch} \sqrt{\frac{P_{ch}}{P_{ch0}}} \quad (\text{I.26})$$

Pour un gradateur classique, la réduction de la puissance fournie au récepteur s'accompagne d'une dégradation du facteur de puissance à l'entrée du convertisseur comme il est montré par l'équation (I.27). Quelque soit la stratégie de commande retenue, train d'ondes ou variation d'angle de phase, à réduction de puissance donnée, le facteur de puissance F_{psG} est toujours le même.

Avec un récepteur purement résistif, l'interrupteur BP est inutile puisque le récepteur peut supporter des discontinuités de courant. L'utilisation des interrupteurs commandables à la fermeture et à l'ouverture, dans la structure du hacheur, permet la mise en œuvre d'autres commandes. Si on veut toujours faire travailler les interrupteurs à la fréquence de la source et réduire la puissance réactive, on peut faire du recentrage de phase, en centrant l'onde de

courant à celle de tension. Si on veut élever le rang des harmoniques pour faciliter le filtrage des courants d'entrée, on peut recourir à la commande *MLI*.

La relation entre les deux facteurs de puissance est donnée par :

$$F_{psH} = \frac{I_{ch}}{I_s} F_{PSG} \quad (I.27)$$

Avec un hacheur AC, I_{ch}/I_s est supérieur à l'unité, c'est-à-dire à courant donné dans la charge, la réduction du courant fourni par la source explique l'amélioration du facteur de puissance. Cette amélioration est liée au fonctionnement de l'interrupteur de roue libre B_p .

La réalisation d'un circuit de l'électronique de puissance consiste à un choix préalable des interrupteurs de puissance, pouvant supporter la commutation forcée et rapide, et la réversibilité du courant et de la tension, ce choix conduit à étudier plusieurs types de composants électronique, qui peuvent être utilisés dans le cas qui nous intéresse. En outre, les interrupteurs considérés devront être commandés à l'ouverture et à la fermeture de manière à pouvoir assurer la commutation forcée, c'est-à-dire des interrupteurs commandables.

I.4. Choix des Interrupteurs de Puissances

Pour obtenir un interrupteur bidirectionnel tel que nous venons de le définir. Il faut satisfaire les conditions suivantes :

L'interrupteur :

- ❖ doit avoir une tenue en tension symétrique ;
- ❖ doit être bidirectionnel en courant ;
- ❖ être commandable à l'ouverture et à la fermeture par une électrode spécifique.

Actuellement, nous disposons d'un certain nombre de composants pour pouvoir faire la synthèse d'un interrupteur bidirectionnel et commandable.

I.4.1. Le triac : est le seul composant satisfaisant le plus près les contraintes imposées, car il offre le fonctionnement quatre quadrants mais il autorise seulement la commande à la fermeture, il est à extinction naturelle.

I.4.2. Le thyristor : A les mêmes caractéristiques au niveau de la commande, par contre, il est bidirectionnel en tension et unidirectionnel en courant.

I.4.3. Le thyristor GTO : Est bidirectionnel en tension seulement.

I.4.4. Le MOSFET : par sa diode interne est bidirectionnel en courant.

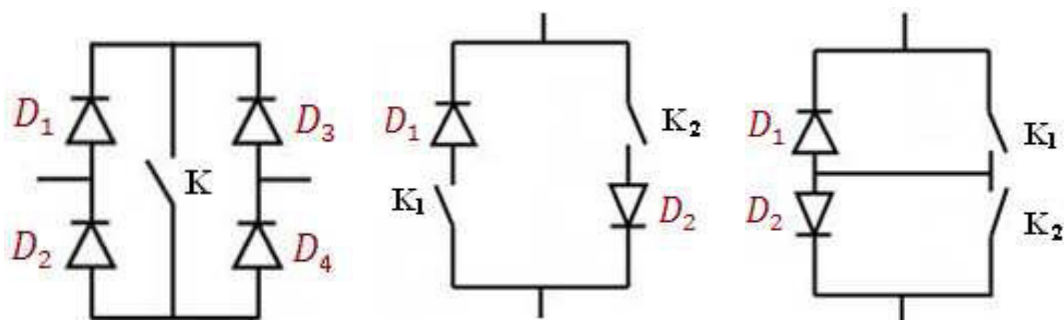
I.4.5. Le transistor bipolaire BJT et le transistor bipolaire à grille isolée IGBT ne sont pas bidirectionnels en tension et en courant.

Nous nous limiterons à des composants permettant l'ouverture et la fermeture par la commande car la mise en place des circuits de commutation au niveau de la puissance nécessite l'utilisation des circuits auxiliaires qui compliquent la topologie du convertisseur et qui ne se justifient que dans des cas particuliers comme la commutation douce.

Pour les composants qui ne sont pas bidirectionnels en tension et en courant, il est nécessaire d'utiliser une structure à quatre diodes (figure I.13.a). Toutefois, la présence de ces diodes entraîne des chutes de tension supplémentaires et dans le cas des transistors bipolaires, la commande en courant de la base nécessite une énergie non négligeable.

Pour les composants bidirectionnels en tension, il est possible de les associer deux en antiparallèle pour obtenir le résultat affirmé (figure I.13.b).

Pour les composants bidirectionnels en courant, l'association en série inverse permet d'obtenir les caractéristiques désirées (figure I.13.c). L'intérêt de l'association série inverse est qu'elle permet d'avoir une seule électrode de commande pour les deux éléments constitutifs.



(a). Structure pont. (b). Structure antiparallèle. (c). Structure série inverse.

Figure I.13. Différentes topologies d'un interrupteur bidirectionnel

Du point de vue structure, la solution à *MOSFET* présente l'avantage d'avoir une bonne vitesse de commutation à cause de l'absence de charge stockée et il est commandé par une tension de grille ne nécessitant qu'une faible consommation d'énergie. Le seul inconvénient est que le *MOSFET* possède une tenue en tension limitée et son application est réservée aux puissances commutées de moins de 10 KW par composant (1000V-10A).

Récemment, nous signalons que depuis l'an 2000, des recherches ont été effectuées dans la direction de nouveaux composants. Notamment, des recherches ont abouti à la conception d'un nouveau type de composant *MOSFET* appelé *MBS* (Monolithic Bidirectional

Switch) [12]. Il s'agit de composants capables de faire circuler un courant dans les deux sens de conduction et de tenir des tensions de blocage dans les deux sens. Parallèlement, de récentes recherches ont abouti à la conception d'autres nouveaux composants à semi-conducteurs à base de diamant. A condition de maîtriser les propriétés du matériau, celui-ci permettrait un comportement symétrique sur les quatre quadrants par photoconduction et une utilisation aisée à puissance moyenne [13].

I.5. MOS

Le transistor MOSFET, désigné par MOS de façon abrégé est un élément semi-conducteur a effet de champ. Il est composé de trois électrodes : le drain D, la source S et la grille G qui correspondent respectivement au collecteur, à l'émetteur et à la base d'un transistor bipolaire.

Nous donnons au tableau (1) la représentation symbolique, ainsi que les caractéristiques idéales et réelles de ce composant.

Il s'agit ici aussi d'un composant à deux segments, dont l'amorçage et le blocage sont commandés. Une propriété qui peut s'avérer intéressante ou bien pénalisante (c'est selon les cas), est que par sa structure physique, ce composant possède une diode en antiparallèle. Cette diode peut supporter le même courant nominal que celui supporté par le transistor. En revanche, cette diode possède un temps de recouvrement relativement élevé.

Les grands atouts du MOS sont les suivants :

- une grande rapidité de commutation, notamment en ce qui concerne le blocage par rapport au transistor bipolaire,
- simplicité dans la mise en œuvre de la commande : Amorcer ou bloquer un MOS consiste en la simple charge ou décharge de la capacité grille-source. C'est une commande en tension.

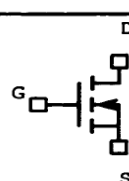
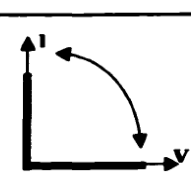
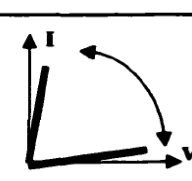
Symbole	Caractéristique	
	Idéale	Réelle
		

Tableau 1 : la représentation symbolique, les caractéristiques idéales et réelles de ce composant.

I.5.1. Description et fonctionnement :

I.5.1.1. Description de MOSFET de faible puissance

Le MOSFET ou le transistor à effet de champ à grille isolée, est le transistor le plus utilisé en microélectronique et dans les convertisseurs de puissances faible et moyennes tensions car il est très facile à commander à la fermeture et à l'ouverture et possède des caractéristiques en commutation particulièrement favorables. Le MOSFET est un composant à trois électrodes : drain, source et grille ; dans sa structure, une diode interne existe entre le drain et la source, celle-ci fait que le MOSFET est un composant bidirectionnel en courant.

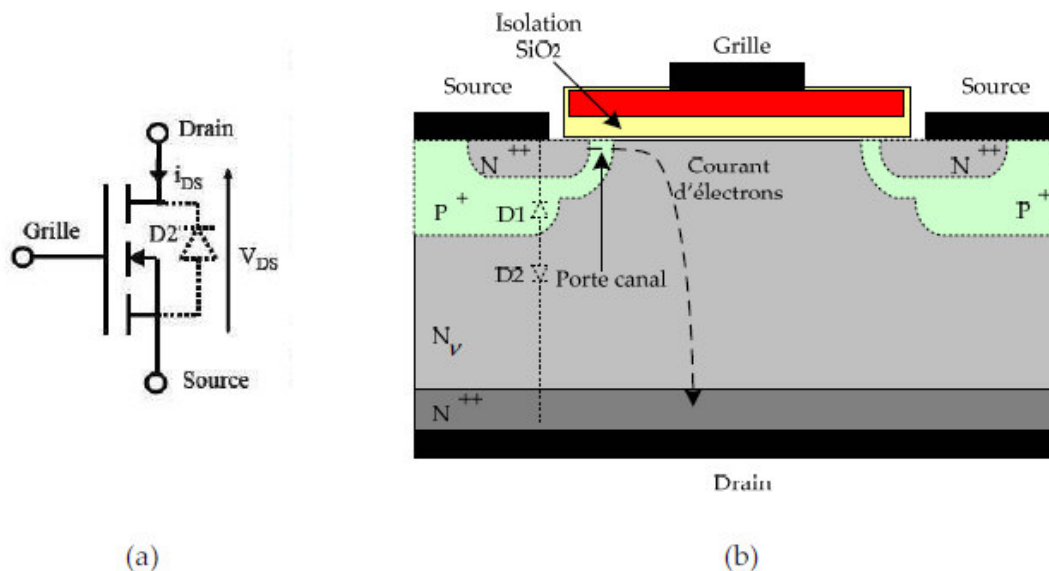


Figure I.14: (a) représentation symbolique, (b) structure interne du MOSFET.

La structure du MOSFET présente une semi-conductrice trois couches, deux régions de même type sont séparées par une couche de type opposée. La région de grille permet de court-circuiter la région centrale par création d'un canal entre les deux régions extrêmes.

I.5.1.2. Caractéristique électriques en régime statique

La figure (I.15) représente la courbe de caractéristique électrique du MOSFET dont on peut distinguer trois modes d'opérations :

- ❖ **Etat bloqué** : quand la tension de la grille est inférieure à la tension de seuil $V_{gs} < V_{th}$ le canal n'est pas inversé, le courant du drain est nul.
- ❖ **Régime ohmique (ou linéaire)** : quand la tension de la grille est supérieure à la tension de seuil $V_{gs} > V_{th}$ une couche d'inversion est alors créée cette couche forme le canal et permettra la

circulation d'un courant en fonction du niveau d'inversion la mise en conduction des porteurs majoritaires est donc une conséquence direct de l'effet de champ.

La tension drain-source V_{gs} est faible. La valeur du courant dont le canal en régime linéaire est calculée par l'équation suivante :

$$I_{canal} = C_0 \left(V_{gs} - V_{th} - \frac{1}{2} V_{canal} \right) * V_{canal} \tag{I.28}$$

Ou :

$$C_0 = \frac{Z}{L} \mu_n \epsilon_{siO2} \frac{\epsilon_0}{e_{sion}} \tag{I.29}$$

- Z est largeur du canal, L est longueur du canal
- μ_n est la mobilité de porteurs de charge.
- C_0 est la capacité d'oxyde de grille.
- ϵ_{siO2} est le constant diélectrique relatif de l'oxyde.
- ϵ_0 est la permittivité diélectrique du vide.
- ϵ_{siO2} est l'épaisseur de l'oxyde.

Le maximum du courant de drain, correspondant à la limite de validité de l'équation est donné pour $V_{gs} - V_{th} = V_{canal}$. On observe alors le phénomène de pincement du canal. Le composant passe dans le régime de saturation de courant.

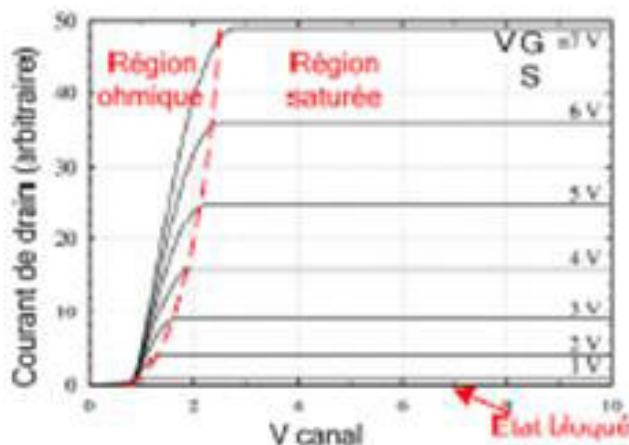


Figure I.15. Courbe caractéristique statique de MOSFET.

I.5.2 Les commutateurs :

I.5.2.1 commutations du MOSFET

Afin de définir les attentes concernant la commutation du MOSFET de puissance et donc également les signaux de commande qui en découlent, nous allons présenter les

phases de commutation typique à l'ouverture et à la fermeture de celui-ci. Pour cela, nous prenons le schéma du convertisseur classique du hacheur série, nous supposons ici que la cellule de commutation est parfaite et les inductances parasites ne sont pas prises en compte.

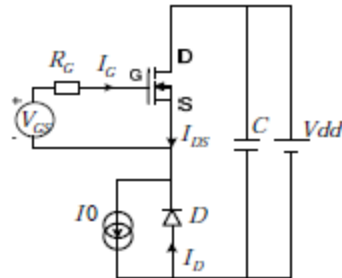


Figure I.16: Schéma d'un hacheur série

La commutation idéalisée à la fermeture du MOSFET peut se décomposer en quatre phases, illustrées sur la figure :

- **Phase 1** : le temps pour charger la tension de grille jusqu'à la tension de seuil V_{th} , le courant de la grille charge simultanément C_{GS} et C_{GD} . Les circuits de commande et de puissance sont indépendants, la tension V_{DS} et le courant I_{ds} ne changent pas.
- **Phase 2** : elle débute quand la tension de la grille a atteint la tension de seuil et le courant drain-source commence à croître. La tension du drain se maintient à V_{dd} aussi longtemps que $I_{ds} < I_o$ et la diode de roue libre D conduit. Le temps nécessaire pour que I_{ds} initialement nul atteigne I_o est noté t_{ri} , temps de croissance du courant. Une fois que le MOSFET conduit le plein courant I_o , mais reste dans la zone active, la tension grille-source est momentanément constante, cette phase est appelée le plateau Millier, la capacité d'entrée du MOSFET semble infinie, notamment à cause de l'augmentation de la capacité grille-drain C_{GD} [14].
- **Phase 3** : la tension du drain commence à décroître, elle diminue pendant deux intervalles, durant le premier, le composant se trouve encore dans la zone active pendant un temps t_{hd} , et durant le deuxième, il est dans la zone ohmique pendant un temps t_{be} .
- **Phase 4** : Une fois que la tension drain-source a fini de décroître et a atteint sa valeur à l'état passant, à savoir $V_{DSon} = R_{DSon} \cdot I_o$, la tension de la grille continue à augmenter jusqu'à sa valeur maximale, ce qui provoque une inversion plus forte du canal. De fait, la tension drain-source atteint sa valeur minimale par diminution de R_{DSon} . La tension finale aux bornes de la grille conditionne ainsi le niveau de polarisation et donc la chute de tension à l'état passant du transistor que celui-ci soit un MOSFET ou un IGBT.

Si la diode de roue libre D est bipolaire et possède un courant de recouvrement, les formes d'ondes de commutation sont alors modifiées comme k montre la Figure 1.8 (b). Le courant de recouvrement de la diode I_{rr} est à l'origine du fait que le courant du drain voit sa croissance prolongée au-delà de la jusqu'à $I_0 + I_{rr}$. Ceci entraîne une croissance de V_{GS} au-delà de la valeur du plateau et on l'appelle le phénomène *offset*. Quand le courant de la diode s'inverse et croît jusqu'à s'annuler, le sens de variation de la tension de grille s'inverse, il y a alors une rapide décroissance de V_{GS} jusqu'à la valeur du plateau. Une fois la phase de recouvrement de la diode terminée, le courant de drain revient à I_0 , et la commutation se poursuit comme dans le cas de la diode idéale, c'est-à-dire une décroissance de la tension V_{DS} en deux intervalles.

- La commutation à l'ouverture du MOSFET se compose aussi des mêmes phases qu'à la fermeture mais dans l'ordre inverse. Les formes d'ondes et les temps associés sont illustrés dans la Figure (I.17) avec un échelon de la tension de commande de la grille de V_{GSmax} à $0V$.

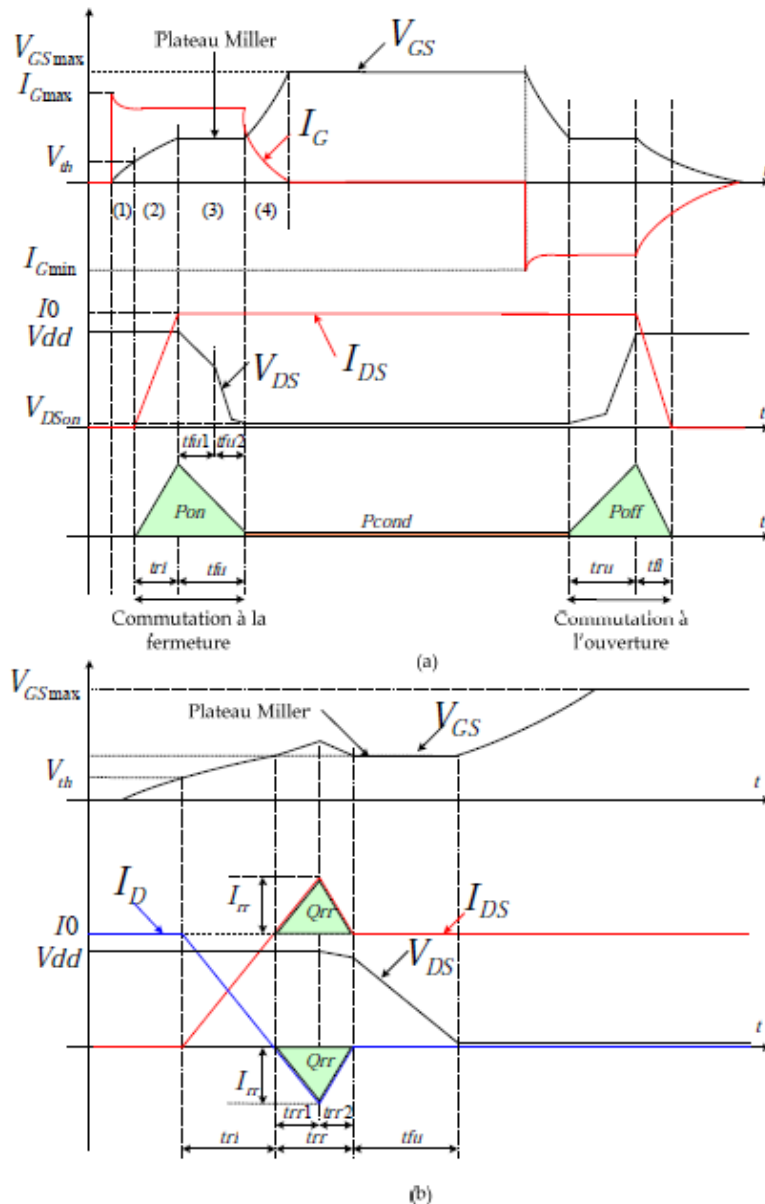


Figure I.17: (a) Commutations à la fermeture et à l'ouverture du MOSFET, (b) Commutation à la fermeture avec le recouvrement de la diode

I.6. Quelques Structures du Hacheur AC Monophasé

Suivant le choix d'interrupteurs bidirectionnels, pratiquement les structures du hacheur AC monophasé les plus utilisées sont [11, 14] :

I.6.1. Structures du hacheur AC monophasé à trois niveaux :

Pratiquement, on trouve les deux structures qui sont à trois niveaux et permettent le fonctionnement en deux quadrants du plan (i_{ch} - v_{ch}).

- a) Structure à quatre interrupteurs (figure I.18) ;
- b) Structure à deux interrupteurs (figure I.19).

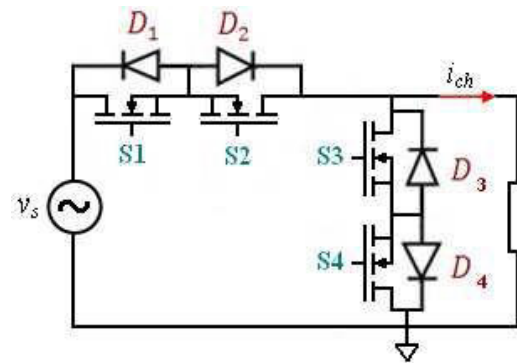


Figure I.18. Structure d'un hacheur AC monophasé à quatre interrupteurs

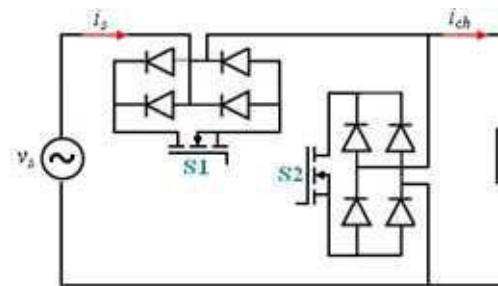


Figure I.19. Structure d'un hacheur AC monophasé à deux interrupteurs

I.6.2 Structure du hacheur AC monophasé à deux niveaux :

Nous pouvons également, envisager une autre structure à quatre interrupteurs, à deux niveaux et nous permet le fonctionnement dans les quatre quadrants du plan ($i_{ch}-v_{ch}$), comme montré sur la figure (I.20) [16] :

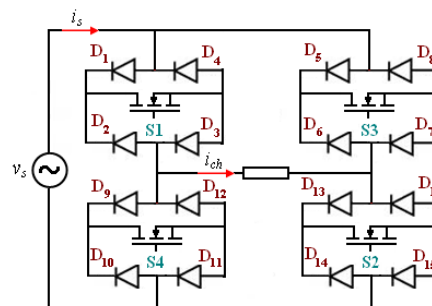


Figure I.20. Structure d'un hacheur AC monophasé à quatre interrupteurs et à deux niveaux.

I.7. Quelques Structures du Hacheur AC Triphasé

Les principes de fonctionnement du hacheur AC monophasé peuvent être étendus à la version triphasée. Avec une alimentation triphasée, plusieurs schémas sont possibles suivant les couplages effectués au niveau de la charge ou des interrupteurs de puissance. Certains sont plus intéressants que d'autres [6,10,11]. Les structures les plus utilisées sont les suivantes :

I.7.1. Groupement en Etoile de Trois Hacheurs Monophasés

Ce convertisseur n'est donc que l'association de trois hacheurs alternatifs monophasés alimentés par les tensions simples de la source (figure I.22). Vu que la tension d'alimentation de chaque phase n'est que la tension simple du réseau, les performances de cette structure sont analogues à celle de la structure monophasée. Pour que les courants dans les trois phases soient identiques, il faut toutefois, caler les commandes de chacun des hacheurs monophasés par rapport aux tensions simples de chaque phase. Le conducteur neutre est traversé par les courants harmoniques de rang multiples de trois généré par chaque hacheur monophasé. Si l'on veut supprimer le conducteur neutre, il faut que les courants soient dépourvus d'harmoniques homopolaires.

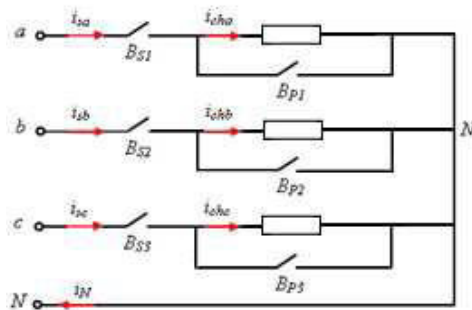


Figure I.21. Groupement en étoile de trois hacheurs monophasés.

I.7.2. Groupement en Triangle de Trois Hacheurs Monophasés

Cette structure n'est donc réalisable que si les six bornes du récepteur sont accessibles (figure I.23). Chaque phase est alimentée par une tension composée de la source, et comme précédemment les caractéristiques relatives au récepteur sont celles du hacheur AC monophasé. C'est au niveau des courants de ligne que le choix judicieux de la commande permet une amélioration sensible des performances du convertisseur vu de la source.

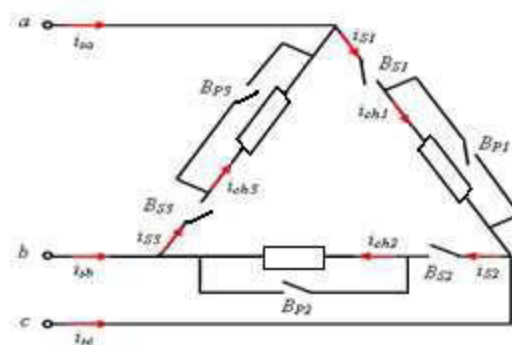


Figure I.22. Groupement en triangle de trois hacheurs monophasés.

I.7.3. Hacheur AC Triphasé avec Charge en Etoile

La façon d'alimenter une charge triphasée couplée en étoile à partir d'un réseau triphasé par l'intermédiaire d'un hacheur AC est représentée sur la figure (I.24).

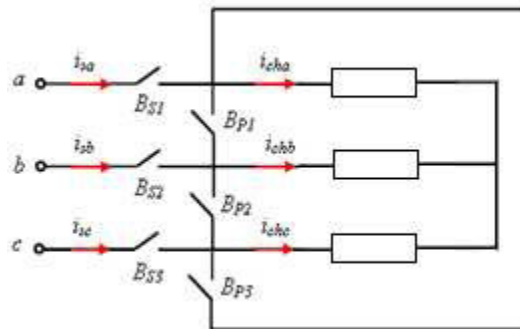


Figure I.23. Hacheur AC triphasé avec charge en étoile.

Les interrupteurs complémentaires sont $B_{S1}-B_{P1}$, $B_{S2}-B_{P2}$, $B_{S3}-B_{P3}$. Pour que les courants dans les trois phases soient identiques au décalage près d'un tiers de période, les commandes sont calées par rapport aux tensions simples correspondantes de la source.

Pour que la demi-onde positive soit identique au signe près à la demi-onde négative et donc qu'il n'y ait pas d'harmoniques pairs, on choisit le rapport fc/f pair (avec f est la fréquence de la source d'alimentation). De plus, si ce rapport est un multiple de trois, pendant un tiers de la période $T=1/f$, il y a un nombre entier de périodes $T_c=1/fc$. Tous les interrupteurs de ligne sont simultanément dans le même état, fermé ou ouvert. La charge triphasée est donc soit connectée à la source, soit déconnectée de celle-ci et mise en court-circuit.

Quand les interrupteurs de ligne sont fermés, les tensions aux bornes de la charge sont les tensions simples de la source, quand les interrupteurs de roue libre sont fermés les tensions aux bornes de la charge sont égales et de somme nulle, donc chacune des tensions est nulle.

Quand le rapport fc/f est un multiple de six, tous les harmoniques sont ordre impair et non multiples de trois. Les caractéristiques sont celles d'un hacheur AC monophasé. Cette structure peut admettre d'autres types de commande (fc/f différent de six) qui présentent également l'avantage d'éliminer tous les harmoniques de courant de rang multiple de trois, puisque la structure est triphasée.

Le choix de la commande à fc/f multiple de six permet une simplification structurelle intéressante. En effet, le nombre d'interrupteurs peut être réduit à quatre, comme montré sur la figure (I.25).

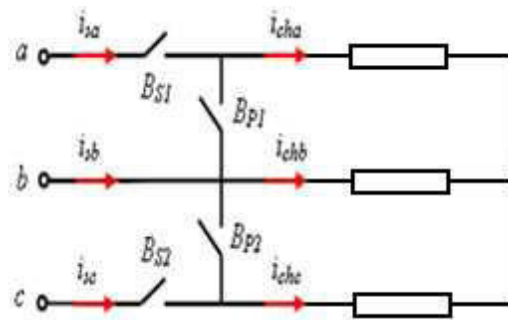


Figure I.24. Hacheur AC triphasé avec charge en étoile à quatre interrupteurs.

Quand B_{S1} et B_{S2} sont simultanément fermés, les tensions simples de la source sont directement appliquées aux phases réceptrices. Quand B_{P1} et B_{P2} sont fermés, la charge est court-circuitée. Avec ce convertisseur, les performances sont encore celles du hacheur monophasé.

I.7.4. Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter le principe de fonctionnement des convertisseurs AC/AC directs à commutation naturelle et à commutation dure, et de mettre en exergue la différence entre ces deux types de convertisseurs sur le plan de la topologie et de la commande.

La topologie de la conversion AC/AC à commutation naturelle, tel que le gradateur classique à thyristors peut être commandée par deux types de commande différents : la commande par train d'ondes (ON-OFF) et la commande par angle de phase, ce qui montre qu'il est possible d'avoir deux degrés de liberté au maximum pour cette topologie. La simplicité de la mise en œuvre de ces convertisseurs est expliquée par la commutation naturelle. Cependant, cette topologie de convertisseurs à extinction naturelle ne permet pas d'améliorer de façon importante les performances au niveau harmoniques à cause de l'utilisation maximale de degrés de liberté de la commande.

II.1. Introduction

L'introduction de la commutation dure permet d'ajouter d'autres degrés de liberté, telles que la réduction des harmoniques du côté charge et du côté source et le réglage des grandeurs fondamentales à l'entrée et à la sortie du convertisseur. Le montage le plus connu dans le domaine des alimentations alternatives est le convertisseur DC/AC fonctionnant en *MLI*. Ce type de convertisseurs est bien adapté à la commande des machines tournantes de type alternatif, puisqu'il permet à la fois la minimisation des harmoniques du côté alternatif et la commande de l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie [16, 3].

Depuis plusieurs années, de nombreux travaux de recherche ont été publiés dans la littérature pour les convertisseurs DC/AC avec des techniques de commande *MLI* plus performantes. Les travaux sur les convertisseurs AC/AC directs à commutation dure sont beaucoup moins nombreux. Grâce à l'efficacité des techniques *MLI*, les hacheurs AC à commutation forcée se prêtent également, de par leur structure, à ce genre de techniques.

Toute approche de commande d'un hacheur AC doit prendre en compte les contraintes suivantes, à savoir :

- ❖ La réduction du *THD* en régimes permanent et transitoire, de la tension et du courant à la sortie du convertisseur, car ces harmoniques sont nuisibles pour la charge, qu'elle soit passive ou bien constituée par une machine électrique tournante. Dans ce dernier cas, les oscillations de couple, de vitesse, les pertes supplémentaires et les perturbations acoustiques sont autant d'inconvénients que l'utilisateur veut supprimer ;
- ❖ L'accès au réglage du fondamental de la tension de sortie à une valeur de référence.

Les techniques *MLI* peuvent être classées en deux grandes catégories :

1. Stratégie de commande PWM implicite.
2. Stratégie de commande PWM explicite.

II.2. Stratégie de commande PWM implicite

Les techniques *MLI* implicites ont été développées essentiellement pour les convertisseurs DC/AC mais elles peuvent parfaitement être étendues aux convertisseurs AC/AC construits autour d'interrupteurs fonctionnant à commutation forcée. Plusieurs techniques sont largement utilisées pour contrôler le mode d'opération de ces convertisseurs. Les techniques les plus employées et qui ont la particularité de pouvoir être réalisées sont [7-9]:

a) Commande par Modulation Naturelle

La technique de commande par modulation naturelle est appelée aussi technique de commande triangulo-sinusoïdale. Elle consiste à comparer une porteuse triangulaire de haute fréquence f_p et d'amplitude fixe avec une onde modulante sinusoïdale de référence de basse fréquence $f_r=2f$ et d'amplitude variable.

Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et l'onde de référence. Pour des raisons de symétrie, il est préférable que la fréquence de la porteuse soit un multiple entier de celle de l'onde de référence [5]. La (figure II.1) illustre le principe de cette technique.

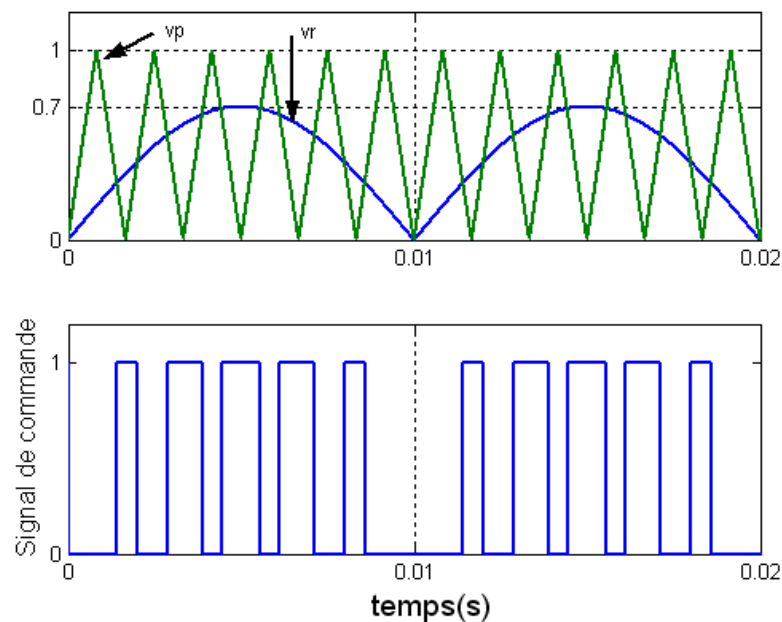


Figure II.1. Technique de commande par modulation naturelle.

Les états de l'interrupteur B_S peuvent être définis de la façon suivante :

Si $v_r \geq v_p$, alors B_S fermé, sinon B_S ouvert.

Les deux paramètres qui caractérisent la technique sont :

1. **L'indice de modulation (m)** : On le définit par le rapport f_p/f_r de la fréquence de la porteuse et de la référence.
2. **Le coefficient de réglage en tension (r)** : On le définit comme le rapport A_r/A_p de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de la porteuse.

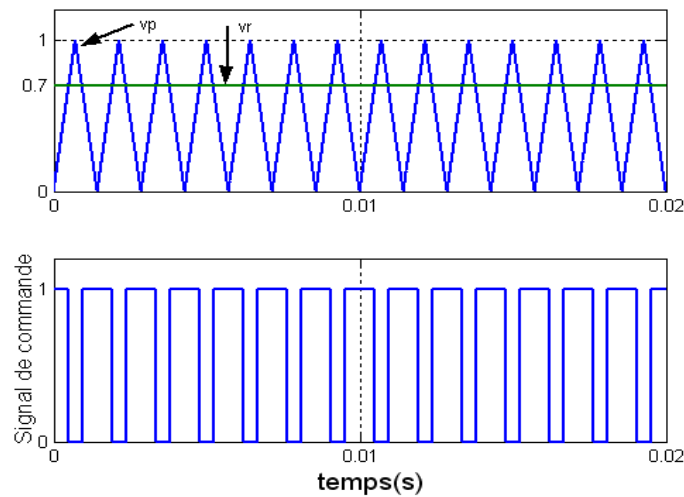
La modulation est dite synchrone si l'indice m est entier, elle est dite asynchrone sinon.

En modulation synchrone, si le maximum de la référence correspond à un pic de la porteuse, on dit que le calage est optimal et la tension bénéficie d'une double symétrie par rapport au quart et au milieu de la période.

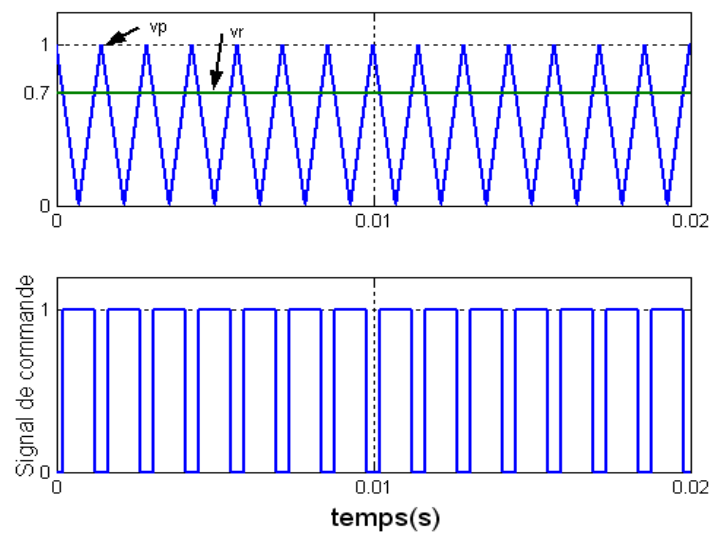
b) Commande par Modulation Conventiennelle [17]

Cette technique est appelée technique de commande par un rapport cyclique, dont une onde porteuse triangulaire de haute fréquence, soit type « M » ou type « W », est comparée à un signal de référence de coefficient de réglage constant variant dans l'intervalle [0 1].

Les intersections de ces deux signaux permettent de définir les instants de commutation du hacheur AC, toute en maintenant la période de modulation ($T_c = T_{on} + T_{off}$) constante. Une autre contrainte est imposée sur la valeur de ($T_c = T_{on} + T_{off}$) est que la tension de sortie doit être maintenue symétrique par rapport au quart de la période $\pi/2$. L'onde porteuse a habituellement une amplitude fixe. Cette technique de commande est la plus simple dans laquelle la tension de sortie est commandée par le réglage du rapport cyclique comme montré sur la figure (II.2).



(a). Modulation type « M ».



(b). Modulation type « W »

Figure II.2. Technique de commande par modulation conventionnelle

II.3. Stratégie de commande PWM Explicites

Les techniques *MLI* implicites, telles que, la modulation naturelle et la modulation par un rapport cyclique. De part leur simplicité d'implémentation par des moyens analogiques ont été parmi les plus utilisées jusqu'à l'apparition récente des microprocesseurs qui a rendu possible l'implémentation de techniques plus performantes [10]

Dans les techniques *MLI* implicites, il est extrêmement délicat de faire apparaître certains critères sous forme analytique de manière à pouvoir les intégrer au circuit de régulation qui fonctionne en général dans le domaine linéaire. C'est ainsi que dans le circuit de commande en boucle fermée que la prise en compte simultanée de l'amplitude du fondamental de la tension de sortie, de l'amplitude des harmoniques des courants de charge et de source est pratiquement impossible. Afin de s'intéresser de manière simultanée à ces critères, il faut aborder les techniques de modulation calculée, dans lesquelles il est possible de faire apparaître des conditions explicites.

Le principe des techniques explicites est basé sur la détermination à priori des instant de commutations des interrupteurs de puissance formant le hacheur AC par le biais du développement en série de Fourier des formes d'ondes souhaitées qui répondent à des critères prédéfinis (taux d'harmoniques, valeur du terme fondamental).

Deux modes sont envisageables pour ces dernières techniques de modulation calculée, la modulation *MLI* symétrique (*SPWM*) [18, 19] et la modulation *MLI* asymétrique (*APWM*) [20,21].

II.3.1. Technique MLI Symétrique SPWM : La technique *SPWM* est celle pour laquelle le signal de commande de l'interrupteur B_S présente une symétrie par rapport au quart et à la demi-période de la tension d'alimentation.

II.3.2. Technique MLI asymétrique APWM: La technique *APWM* est celle pour laquelle le signal de commande de l'interrupteur B_S a la particularité de présenter seulement une symétrie par rapport à la demi-période. Cette technique est mieux adaptée pour la commande et l'amélioration du facteur de puissance de la source.

Les techniques pré-calculées permettent le fonctionnement avec des caractéristiques améliorées du hacheur AC et qui sont résumés dans les points suivants [5] :

- ❖ Un meilleur facteur de puissance de la charge grâce au fonctionnement à fréquence de commutation élevée ;
- ❖ Intervalle de commande large en termes d'angles d'allumages, indépendamment du facteur de puissance de la charge ;
- ❖ Elimination des harmoniques de rangs faibles, ce qui facilite le filtrage ;
- ❖ Harmonique dominant de la tension de sortie pouvant être contrôlé par la fréquence de hachage ;
- ❖ Contrôle linéaire du fondamental de la tension de sortie ;
- ❖ L'implémentation à base de circuits numériques.

Comme inconvénients, les techniques de commande pré-calculées apportent les inconvénients suivants :

- ❖ La tension de sortie est très distordue si la charge possède un comportement non-linéaire;
- ❖ Lors des variations brusques de la charge, le temps de réponse du régulateur de tension prend généralement quelques périodes.

II.4. Simulation de la commande PWM pour un hacheur alternatif monophasé

La première partie de notre travail consiste à simuler la stratégie de commande PWM pour le hacheur alternatif AC. La simulation est faite avec le logiciel **Proteus** et elle est effectuée pour des différentes charges, avec des différentes formes d'impulsion.

II.4.1. Aperçu sur le logiciel « Proteus »

Proteus est une suite de logiciel destinée à l'électronique développée par la société labo center électronique. Les logiciels inclus dans « Proteus » permettent la CAO dans le domaine d'électronique. Outre la popularité de l'outil Proteus, ce dernier possède d'autre avantage [22]

:

- ❖ Pack contenant des logiciels facile et rapide à comprendre et à utiliser ;
- ❖ Le support technique est performant.

Les deux logiciels principaux qui nous intéressent sont :

- ❖ Le logiciel « ISIS » est principalement connu pour éditer des schémas électriques. Par ailleurs, le logiciel permet également de simuler ces schémas ce qui nous permet de détecter certains erreurs dès l'étape de conception.

Indirectement, les circuits conçus grâce à ce logiciel peuvent être utilisés dans des documentations car il permet de contrôler la majorité de l'aspect graphique des circuits ;

- ❖ Le logiciel « ARES » est un outil d'édition et de routage qui, à partir du circuit simulé sur « ISIS », permet de placer les composants et de réaliser le routage automatiquement [22]. Ce circuit imprimé est plus performant s'il est réalisé en sélectionnant, dans l'outil « Ares », le mode manuel. Cette partie du travail est la plus importante car elle demande de la concentration et un savoir faire qui est obtenu avec le temps et surtout avec la pratique.

Le schéma de simulation dans le logiciel **Proteus** est le suivant :

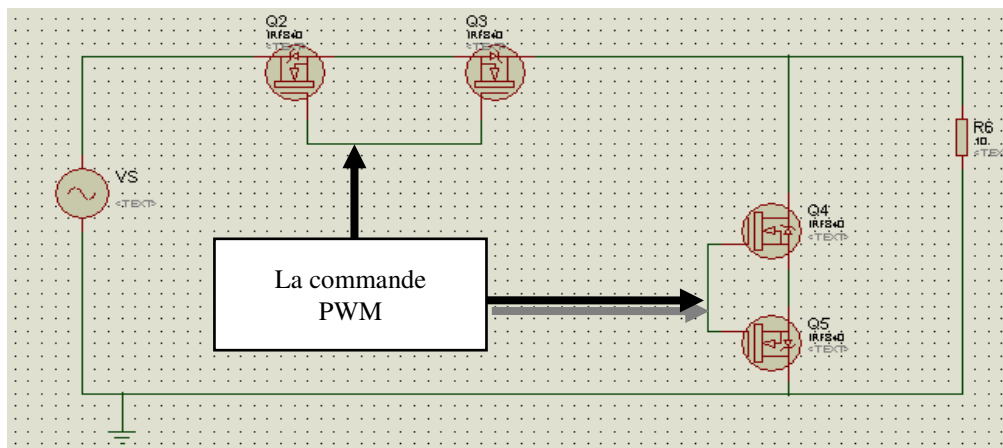


Figure II.3 : Schéma de simulation du hacheur alternatif monophasé au PROTEUS

II.4.2. Simulation de la commande naturelle

La simulation de la commande PWM naturelle est réalisée en PROTEUS, sur la figure suivante (I.4), il est basé sur l'utilisation d'un comparateur de type TL084, des résistances, diodes, capacités et des sources de tension. L'idée est de générer deux :

- Le premier, appelé signal de référence, est un signal sinusoïdal redressé qui varie entre deux seuils définis en fonction de notre application. Dans notre cas, la tension de référence varie entre 0- 15v ;

- Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation ces interrupteurs statiques du convertisseur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence; L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs.

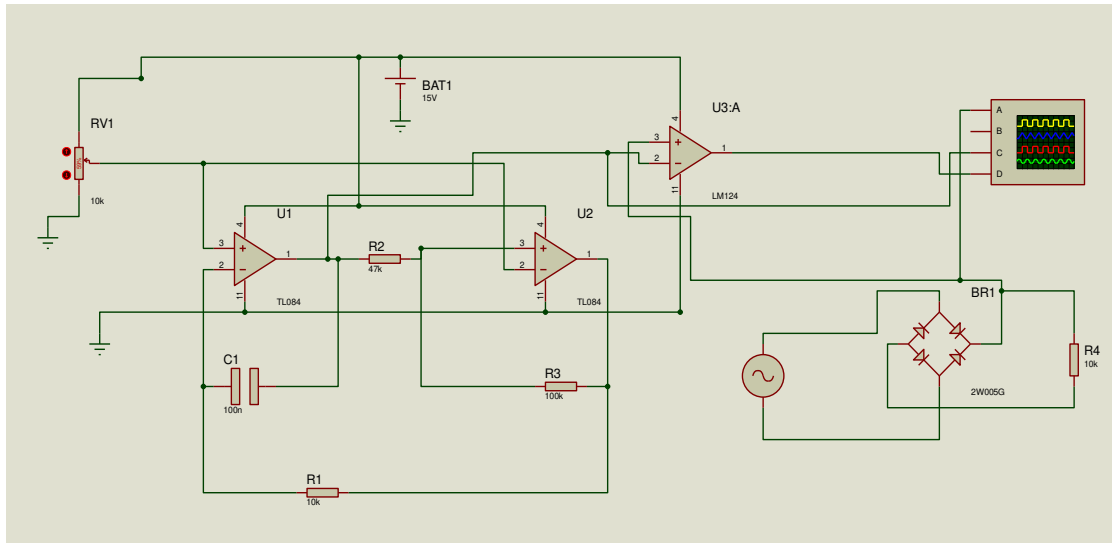


Figure II.4 : Schéma de Simulation de la commande PWM naturelle

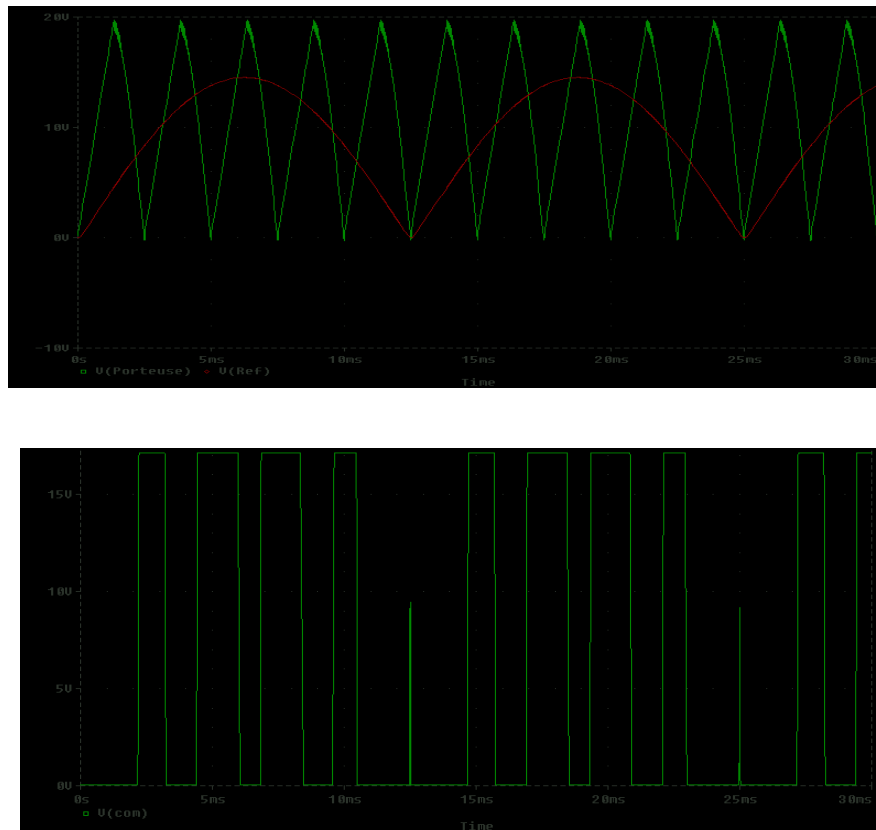


Figure II.5. Résultats de simulation de la commande PWM naturelle

Sur la figure (II.5), Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et l'onde de référence.

II.4.3. Simulation de la commande conventionnelle

La simulation de la commande PWM conventionnelle est faite aussi par le logiciel PROTEUS, dans ce cas on a faire la simulation pour les deux types de modulation (type M, type W), on a eu le signal triangulaire nécessaire pour faire la comparaison avec le signal continu. La réalisation électronique de signal continu est donnée par la figure (1.6)

II.4.3.1. Simulation de la modulation type M

a) Schéma de simulation pour avoir une alimentation continu $\pm 15V$

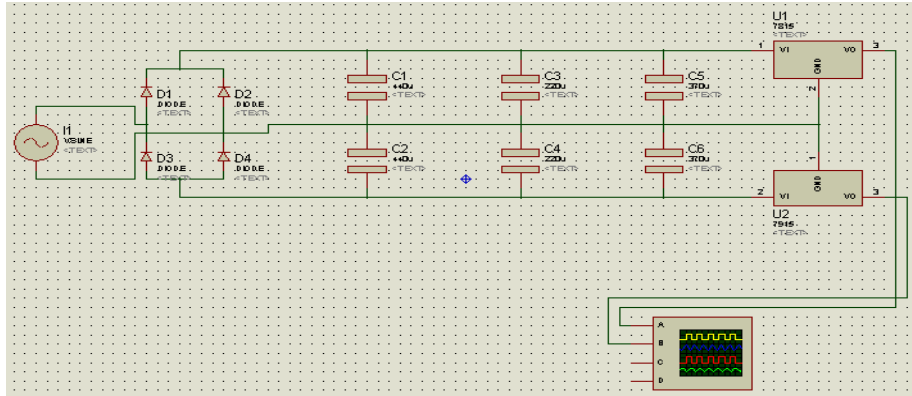


Figure II.6 : Montage d'une alimentation continu $\pm 15V$

b) Résultat de simulation de la commande PWM type M.

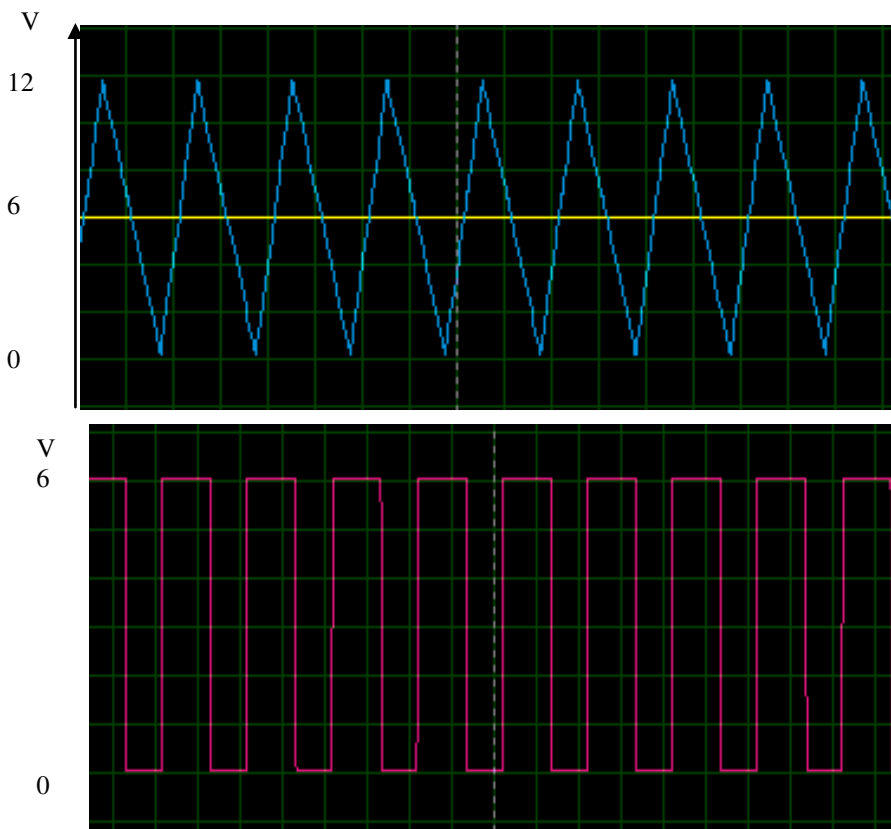


Figure II.7 : Résultat de simulation de la commande PWM conventionnelle type M.

II.4.3.2. Simulation de la modulation type W

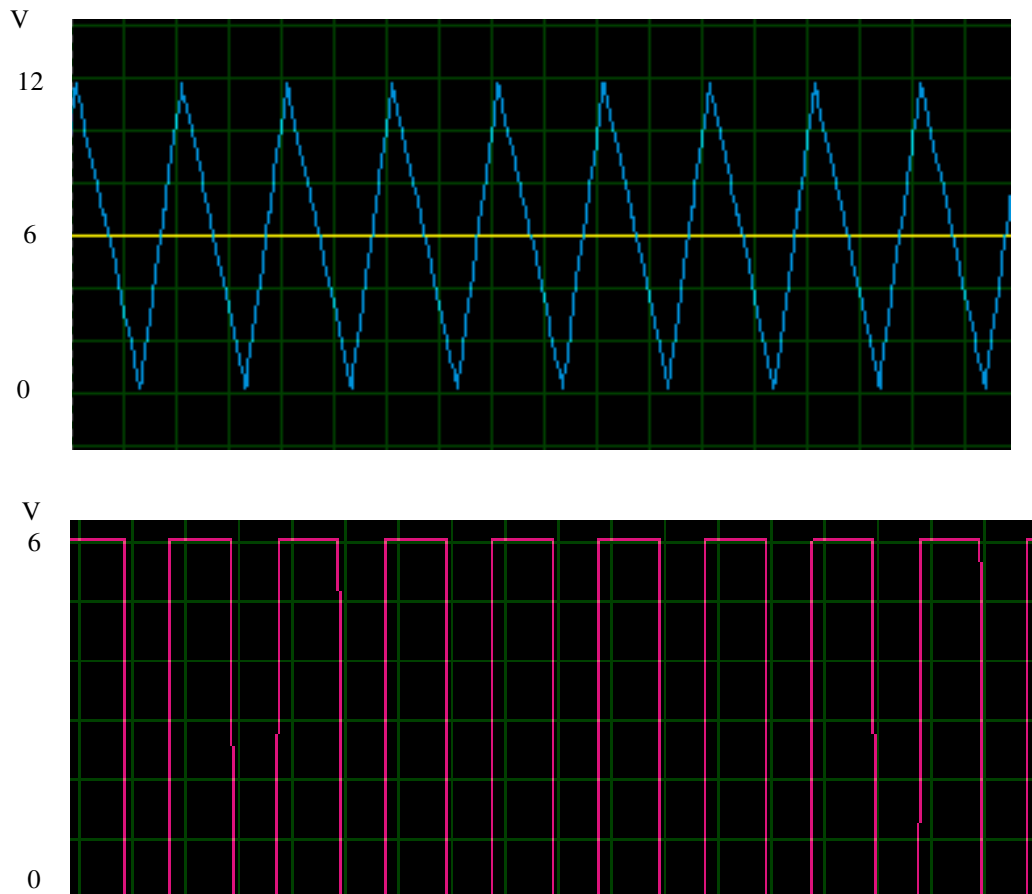


Figure II.8 : Résultat de simulation de la commande PWM conventionnelle type W.

L'intersection de la référence avec la porteuse, en sens croissant, commande l'ouverture du MOSFET, son intersection avec la porteuse, en sens décroissant, commande la fermeture. Le principe se fait par comparaison entre les deux signaux utilisant un amplificateur opérationnel.

II.4.4 Résultats de Simulation du hacheur alternatif monophasé

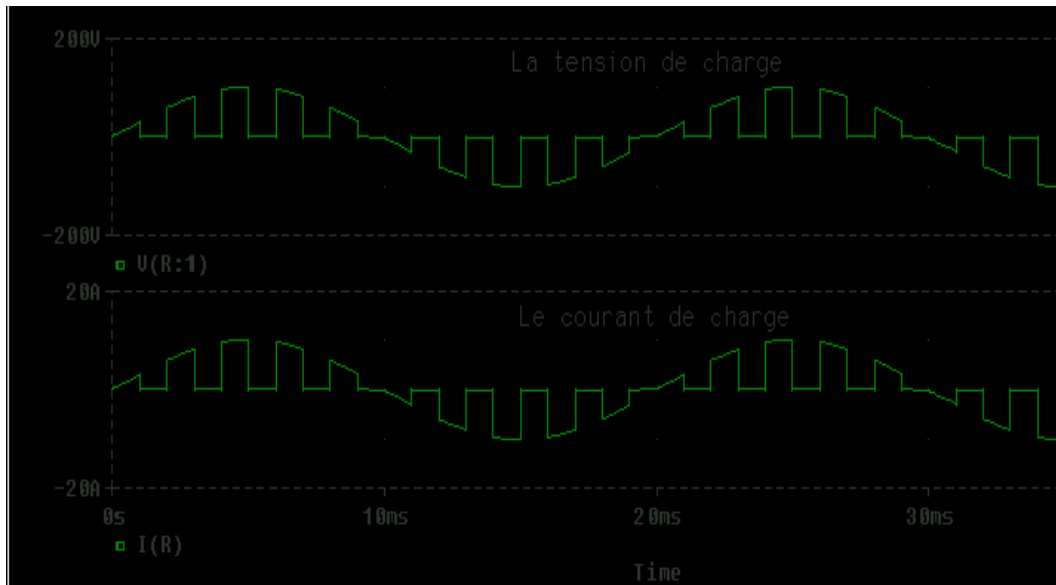


Figure II.9 Résultat de simulation pour $k=5$ charge R

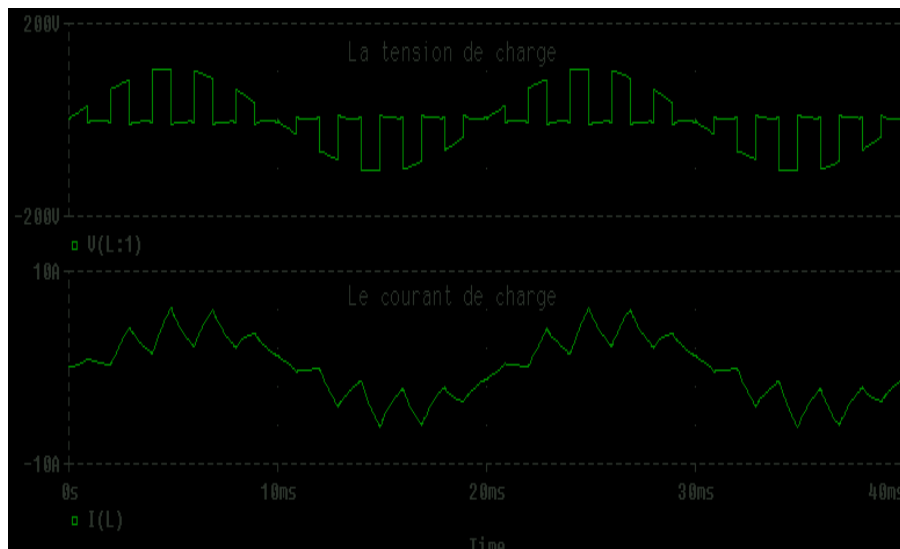


Figure II.10 Résultat de simulation pour $k=5$ charge RL

Pour la simulation du hacheur AC monophasé soit pour la charge R ou RL, on remarque que les signaux hachés suivant les impulsions de PWM, prend la forme sinusoïde même chose pour le courant.

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre on a exposé une étude sur les différentes stratégies de commande PWM qui peut être utilisées pour commander le hacheur alternatif monophasé. On a vu aussi la simulation des différentes techniques de la commande implicite (commande naturelle, commande conventionnelle type M et commande conventionnelle type W). On peut conclure que l'architecture des circuits de la commande PWM implicite simple et facile à réaliser.

III.1. Introduction

Dans ce travail, il a été demandé de suivre un cahier de charge qui consiste à l'étude et la réalisation pratique d'un hacheur monophasé AC-AC et d'une carte de commande PWM. Ce circuit « prototype » servira à commander les applications nécessitant des hautes tensions et fortes puissances.

La figure (III.1) représente le schéma de principe de projet

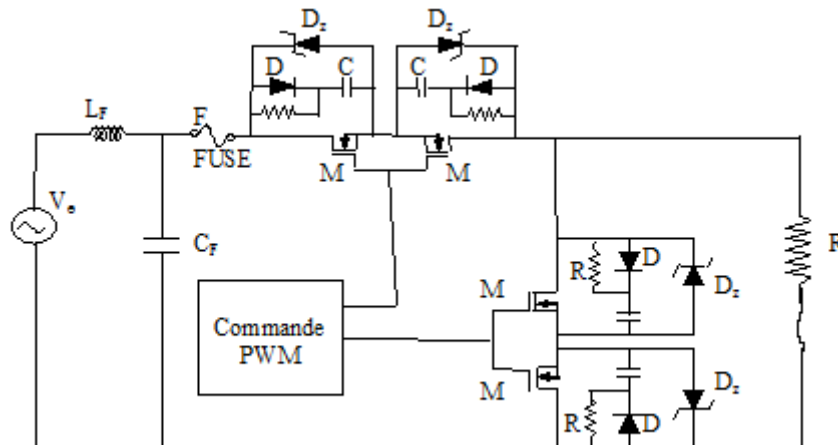


Figure III.1 : Schéma de principe hacheur alternatif monophasé

La commande devra être suffisamment explicite et simple pour faire l'objet d'une réalisation et manipulation de TP d'Electronique de puissance pour les étudiants en Electrotechnique. La commande devra être réglable en fréquence, à travers de résistance variable et capacité, de façon à pouvoir mettre en évidence l'effet de la fréquence sur la qualité du courant qui influe sur le bon fonctionnement de la charge.

Pour ce faire, nous avons subdivisé cette étude en plusieurs parties sur lesquels sont détaillées les étapes nécessaires à la conception de cette réalisation.

III.2. Description du prototype

Le montage réalisé est composé de quatre parties distinctes :

- ❖ Une alimentation $\pm 15v$;
- ❖ Circuit de commande : commande PWM ;
- ❖ Etage de retard ;
- ❖ Circuit de puissance : hacheur AC/AC à base de MOSFET;
- ❖ Circuit d'isolement : assurant l'isolement galvanique entre le circuit de commande et le circuit de puissance.

III.3. Schémas et méthodologie suivie

III.3.1 Circuits d'alimentation $\pm 15\text{v}$

Le schéma réalisé est donné par la figure (III.2). Ce circuit comporte

- Un transformateur ;
- Un pont de diode
- Des condensateurs de filtrage ;
- Un régulateur intégré

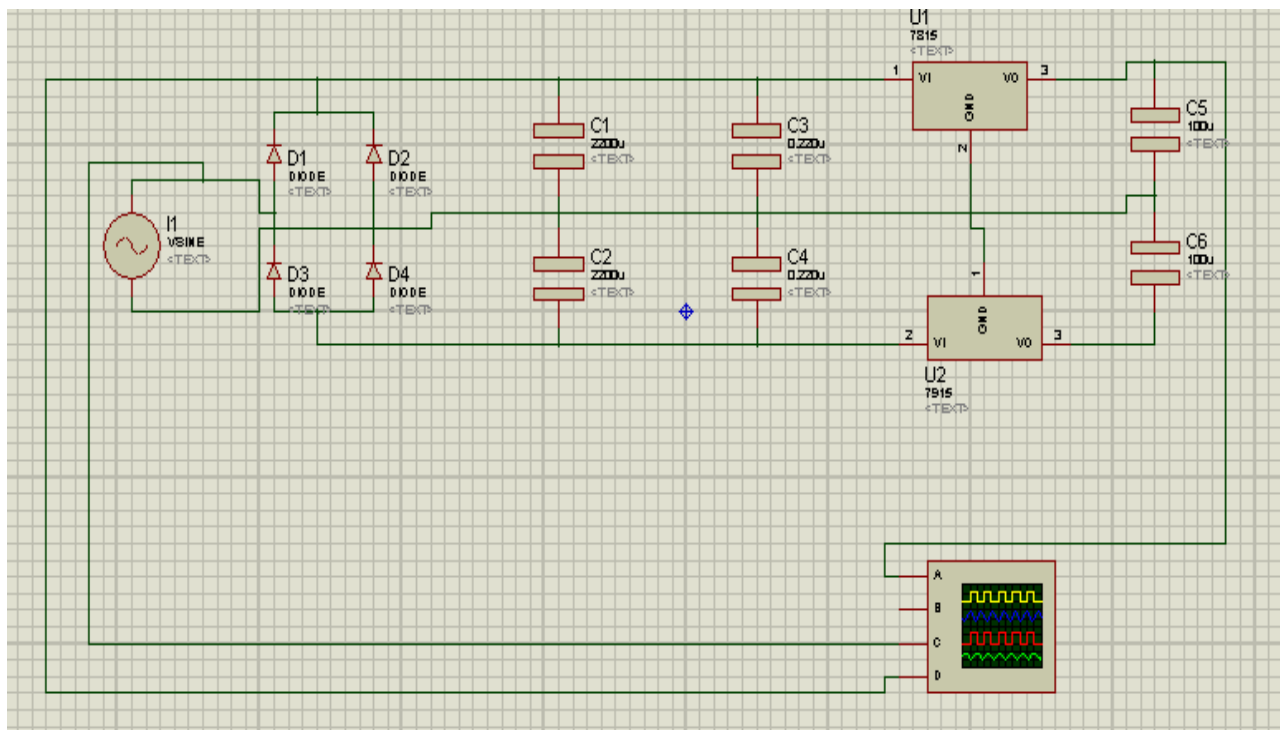


Figure III.2.a : Schéma d'alimentation $\pm 15\text{v}$.

III.3.1.1. Fonctionnement du montage

Le transformateur génère une tension sinusoïdale d'amplitude V_M et de fréquence $f=50\text{Hz}$ (fréquence de secteur). Cette tension est redressée sur deux alternances par le pont de diodes. L'association pont de diodes-capacité forme un détecteur de crête. En absence de charge R , la tension aux bornes de la capacité est continue et égale à $V_M - 2.V_d$.

Le régulateur est un circuit intégré qui génère une tension constante entre ses broches 2 et 3 lorsque la tension entre ses bornes 2 et 3 est supérieure à un seuil noté V_T . De plus, le courant sortant de la broche 2 est négligeable.

Pour un fonctionnement normal du montage, il faut que quelque soit la charge, la tension aux bornes de la capacité soit supérieur à la tension de seuil du régulateur.

III.3.1.2. Choix des différents éléments

1. Choix du régulateur

Ce choix se fait à partir de la tension désiré et du courant I_{\max} .

2. Choix du transformateur

Deux points sont à prendre en considération lors d'un choix du transformateur, la puissance qu'il doit fournir et son rapport de transformation m .

3. Choix de la capacité C

Pour : $V_S = 15 \text{ V}$ et $I_{\max} = 3 \text{ A}$, on a $C_{\min} = 152 \mu\text{F}$

On prendra les valeurs normalisées $330 \mu\text{F}$, $100 \mu\text{F}$, $470 \mu\text{F}$

4. Choix du pont de diodes

5. Circuit de l'alimentation proposé

L'alimentation des composants utilisés en CMOS, ce fait à l'aide d'une alimentation stabilisée délivrant une tension double et symétrique de valeurs $\pm 15 \text{ V}$. En se basant sur l'étude précédente nous avons choisi le montage représenté sur la figure (III.2), qui comporte deux régulateurs, l'un délivrant $+15 \text{ V}$ (L7815) et l'autre -15 V (L7915).

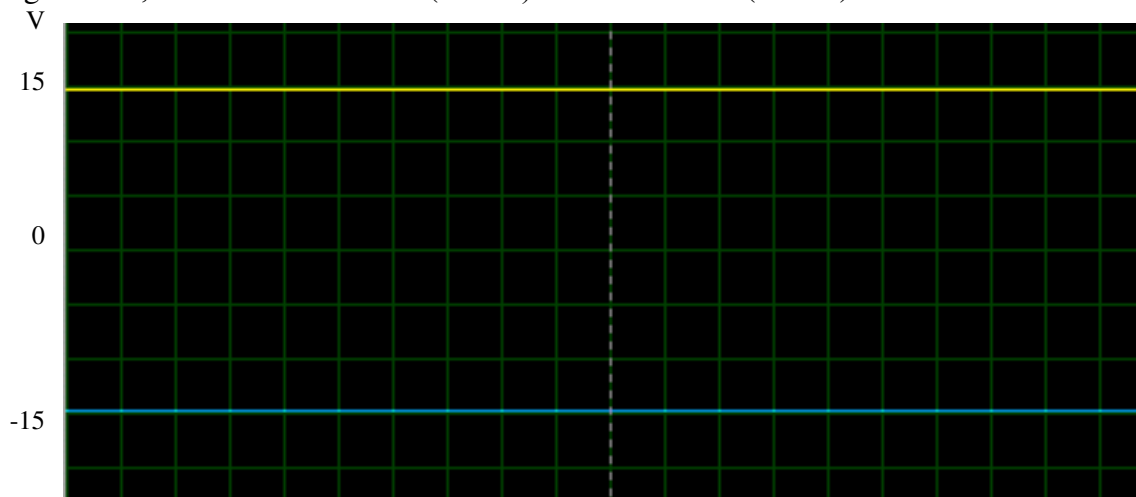


Figure III.2.b : Tension continu $\pm 15 \text{ V}$ pratique proposée

III.3.2 Circuit de commande MLI

La commande PWM du MOSFET s'élabore en comparant un signal en dents de scie réalisé par des amplificateurs opérationnels comme nous avons mentionnés dans le chapitre précédent au signal continu issu de l'alimentation stabilisé.

En passant à la réalisation pratique, on a constaté que le montage proposé n'a abouti à aucun résultat (aucune onde triangulaire) délivre à la sortie. Cela, nous a forcé à

chercher une autre solution. Pour résoudre ce problème, ça nous a pris au moins une semaine d'essai et de vérification.

Nous avons optés sur un oscillateur « Trigger de Schmidt » le NE555.

III.2.1. Oscillateur « Trigger de Schmidt »

L'oscillateur composé d'un trigger de Schmidt et d'un intégrateur doit générer un signal carré de fréquence $1.2\text{kHz} < f < 5.5\text{kHz}$ et d'amplitude comprise entre 0 et + 5 V. c'est le signal PWM. Le schéma ci-dessous présente le montage utilisé

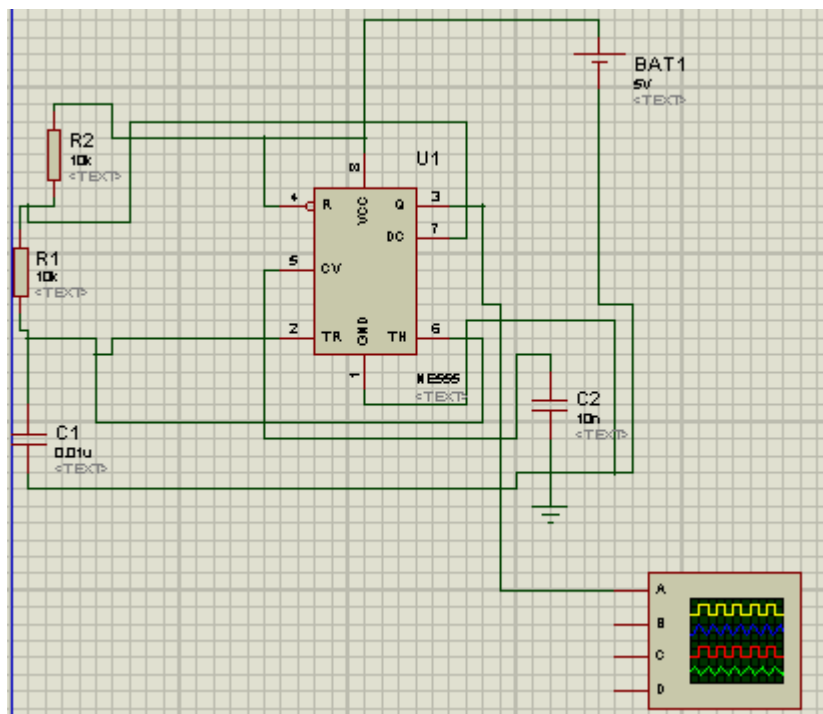


Figure III.3 : Montage oscillateur.

L'amplitude et la forme de signal est respectée. La fréquence vaut alors 5 kHz. Le montage a été testé en pratique, le résultat sur le module oscillateur est donné ci-dessous.

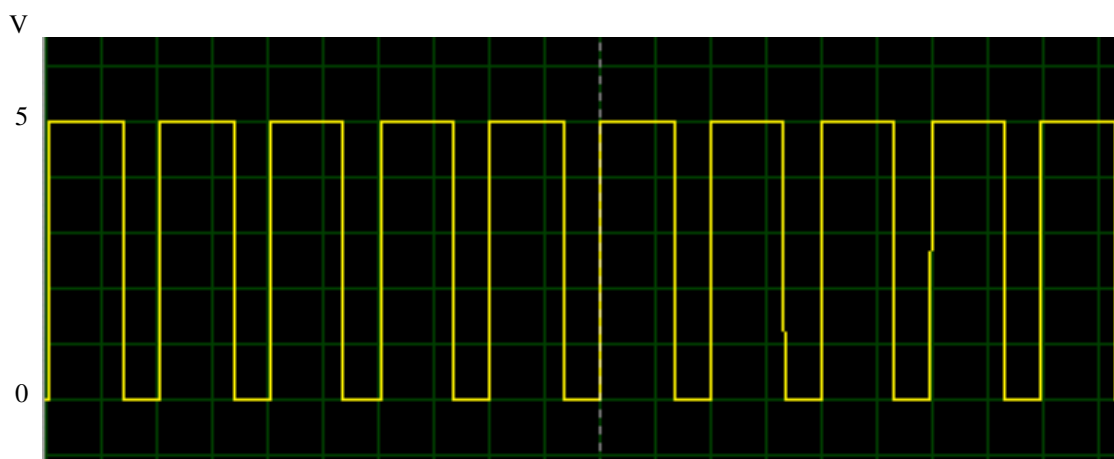


Figure III.4 : Signal carrée issue de la carte (PWM).

La stratégie de commande dépend du résultat que l'on veut obtenir. Pour cela, il faut concevoir une stratégie de commande des interrupteurs.

Lorsque deux interrupteurs de puissance sont situés sur un même bras de commutation, il est nécessaire que leur commande soit toujours complémentaire de manière à ne pas avoir les deux interrupteurs statiques commandés simultanément. Ceci provoquerait un court-circuit sur l'alimentation qui entraînerait rapidement la destruction d'un des interrupteurs.

D'autre part, une simple commande complémentaire des deux signaux ne suffit pas car il faut tenir compte des vitesses de fermeture et d'ouverture de l'interrupteur. Il faut donc dans ce cas insérer ce que l'on appelle des temps morts dans la commutation, de manière à ce que l'ordre d'ouverture de l'interrupteur qui était en conduction soit effectif avant la fermeture de celui qui doit entrer en commutation.

Les temps morts sont liés à la technologie employée. Plus la technologie utilisée est efficace et plus le composant a des vitesses de fermeture et d'ouverture rapide et donc les temps morts nécessaires seront moins importants.

Le principe des temps morts est donné figure (III.5).

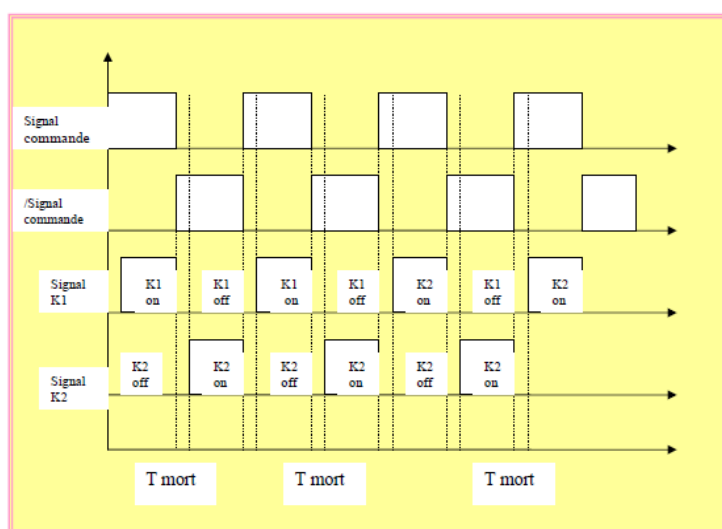


Figure III.5: Principe de la génération des temps morts.

III.2.2. Génération de deux créneaux complémentaires avec temps morts.

Pour éviter la conduction simultanée des deux MOSFET d'un même bras, un temps mort est introduit entre le blocage d'un transistor et la mise en conduction de l'autre.

III.2.2.1. Schéma de principe

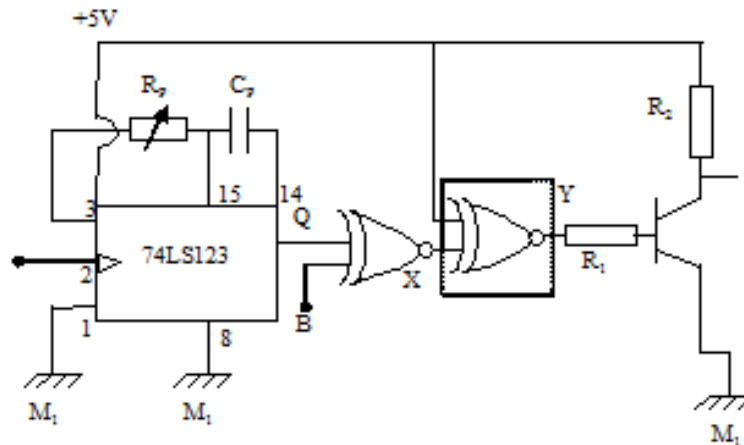


Figure.III.6 Schéma électrique du circuit

III.2.2.2 les différents composants d'étages

Le circuit comporte plusieurs composants électroniques, chaque composant à un rôle dans ce circuit, parmi les composants utilisés:

A. Monostable

Il permet le réglage du temps de montée des signaux de commande, d'où ce temps est obtenu en fonction de VDS, IDS et les caractéristiques des interrupteurs. Pour le monostable utilisé (SN74LS123), le temps de décalage est : $\tau = 0,45.R.C$ avec C en picofarad et R en kilo-ohm. La valeur nécessaire du temps de décalage dépend des pertes dissipées aux interrupteurs à chaque commutation :

-R=20k Ω .

-C=10pF.

B. Portes XOR

Ces portes font l'opération logique "ou exclusif" entre le signal entrant au monostable (signal PWM) et le signal sortant. Nous avons choisi des portes XOR de 74LS86.

C. Transistor

Il sert à inverser le signal sortant de la porte logique XOR. Pour le transistor nous avons choisi 2N2222 NP

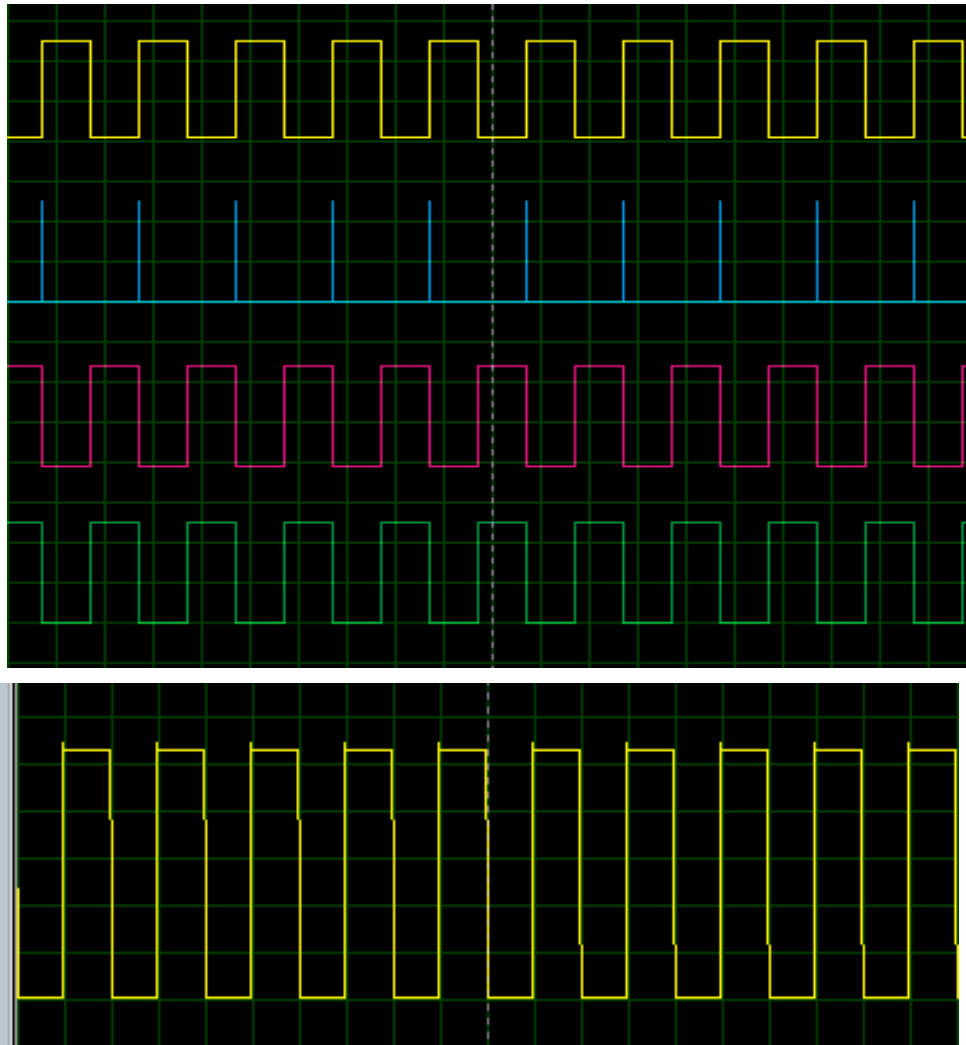


Figure III.7 : Forme des signaux de commande

III.3. Isolation par photo-coupleur

Un opto-coupleur est considéré comme un élément de transfert de signal dont l'entrée et la sortie sont électriquement isolées l'une de l'autre par un couplage optique la figure (III.8) illustre le principe de fonctionnement d'un opto-coupleur. Pour cela, nous utilisons des optocoupleurs (4N25) disponible au laboratoire dont les caractéristiques principales sont données sur l'annexe. Nous avons donc deux masses bien distinctes dans notre carte. La première : la masse AGND qui est la masse de puissance et la masse de la pile. Ainsi que la masse DGND qui est la masse de commande et de l'alimentation 5V

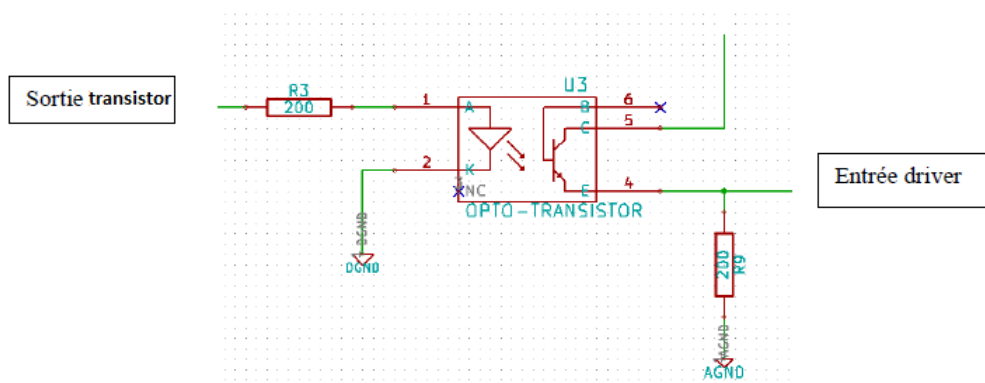


Figure III.8 : Montage d'Optocoupleur

En général, l'entrée est composée d'une diode électroluminescente « LED » opérante dans l'infrarouge, la sortie est un photo-détecteur c'est-à-dire une photodiode, phototransistor ou éventuellement un photo-thyristor. La LED et le photo-détecteur sont reliés optiquement, mais sont isolés électriquement dans un même boîtier. Un signal électrique reçu d'un appareil de commande est transformé en signal lumineux et devient alors émetteur optique, il se propage dans l'air, le plastique ou le verre. Pré-amplification, ce signal électrique sera transmis au circuit de puissance.

III.2.4 Driver de MOSFET

Le driver de MOSFET permet de commander un MOSFET qui n'a pas sa source à la masse du montage. Nous appelons cela une alimentation « flottante ». De plus, la grille du MOSFET provoque un fort appel de courant pour charger ces capacités parasites. La sortie d'un trigger ne suffit souvent pas.

Nous avons besoin d'un driver à double sortie pour commander les deux MOSFETS. Nous avons choisi le driver IR2013 qui a deux sorties et deux entrées. Chaque entrée commande un MOSFET, nous pouvons ainsi optimiser les temps morts entre chaque phase. De plus, ce driver inclut une protection qui empêche que les deux MOSFETS soient commandés en même temps.

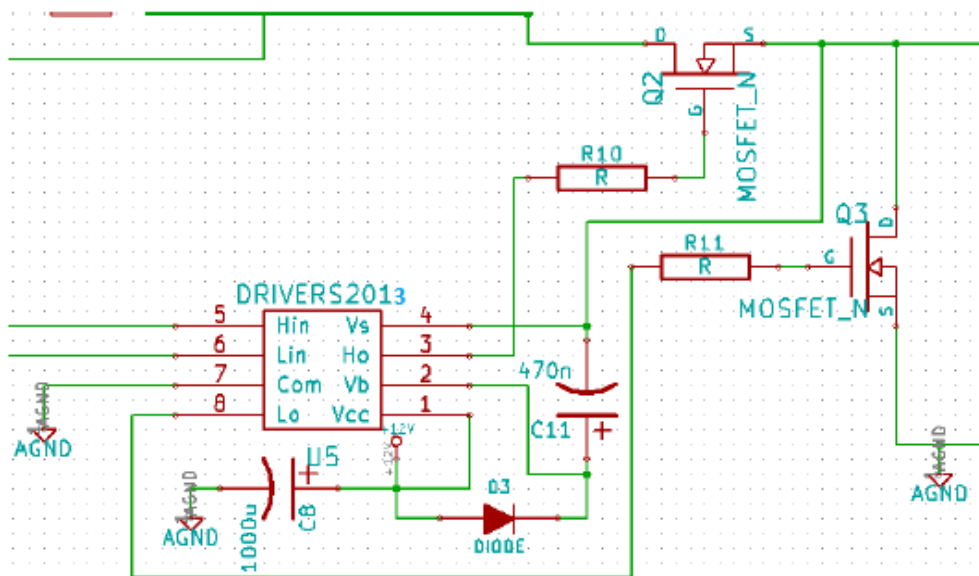


Figure III.9 : Montage de DRIVER 2013

Alors les forme des signaux de circuit de commande optocoupleur et le DRIVER et illustrés sur la figure suivantes (III.10).

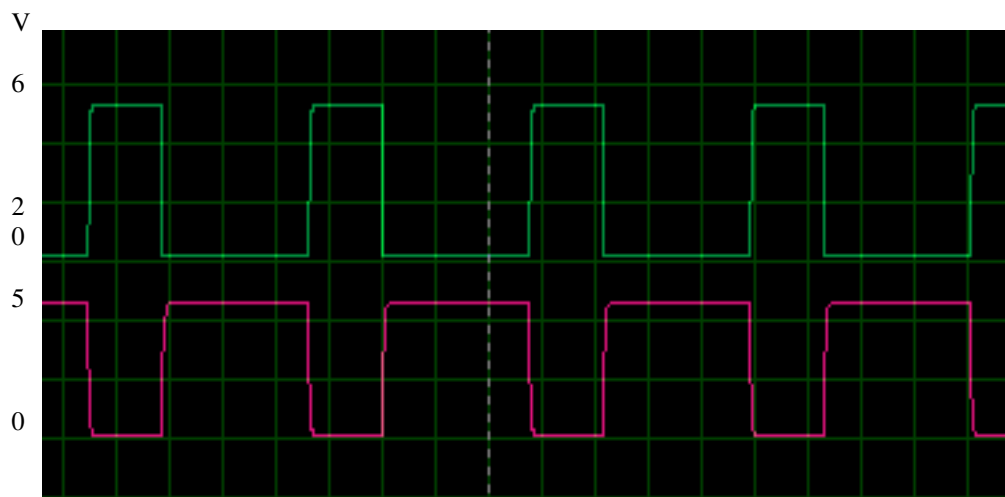


Figure III.10 : Forme des signaux de circuit de commande optocoupleur et le DRIVER

III.2.5. MOSFET

Pour le choix des transistors, nous avons opté pour des transistors **MOSFET (IRF840)**. On a choisi une fréquence de 20kHz car c'est inaudible et on a le moins de pertes par commutation. Pour le choix de nos MOSFETS, nous devons déterminer la tension inverse maximale qu'ils devront supporter, ainsi que le courant nominal les traversant.

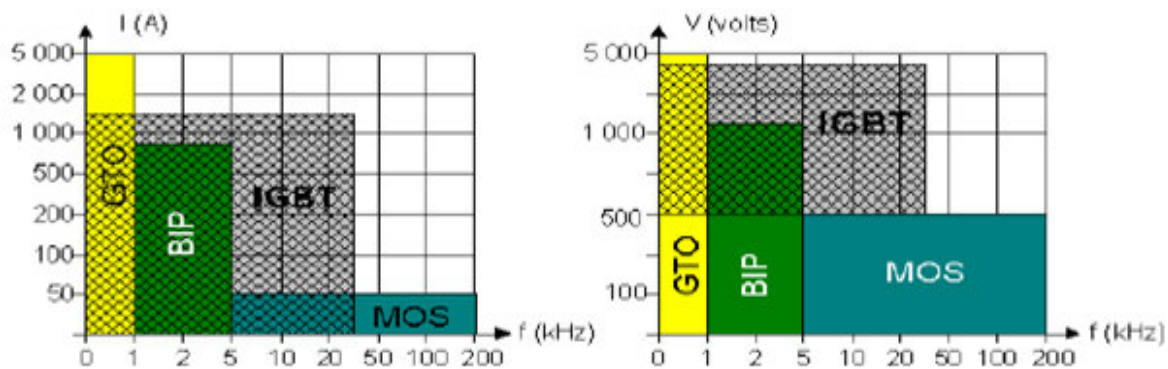


Figure III.11 : Dimensionnement des composants

III.2.5.1 Choix de la structure des interrupteurs [24]

Les interrupteurs qui peuvent être utilisés dans notre cas sont les transistors à effet de champ (MOSFET) comme il est montré dans le premier chapitre, pour cela il existe plusieurs structures de remplacement :

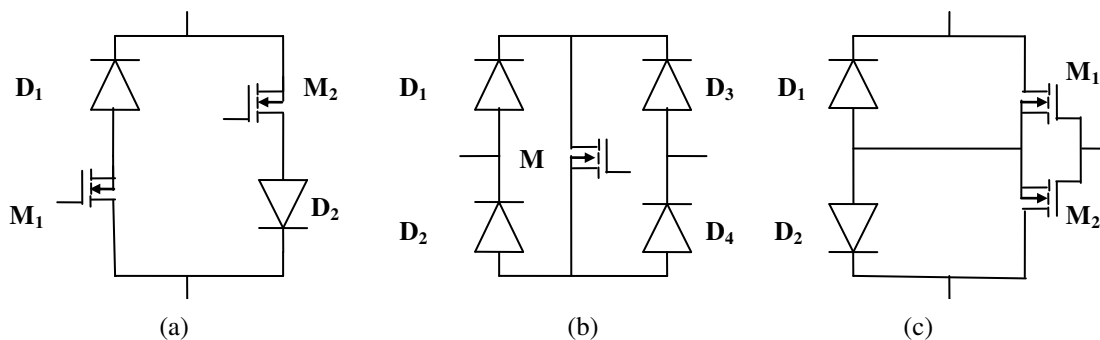


Figure.III.12 : Structure des interrupteurs

Dans le circuit de puissance on choisit la structure (c), parce qu'elle présente des avantages par rapport aux autres, parmi ces avantages :

- ❖ L'association série inverse permet d'avoir une seule électrode de commande des deux transistors constitutifs.

- ❖ Le courant traversant cette structure passe par deux composants (diode et transistor), donc les pertes sont plus faibles par rapport aux autres structures.

III.2.6 : Protection du circuit de puissance [23]

Tous les transistors sont réalisés pour remplir certaines tâches selon des normes bien déterminées par leurs constructeurs, au delà de ces normes, le bon fonctionnement n'est pas assuré alors risque de destruction.

Nous avons vu dans la construction d'un MOS que l'épaisseur du diélectrique (couche de silicium entre la grille et la source) étant très faible (de l'ordre de $0.1\mu\text{m}$), risque de produire un claquage destructif, c'est pour quoi les entrées du MOS doivent être toujours protégées.

III.2.6.1 Protection contre les surtensions et les surintensités

La tension aux bornes du composant saturé est normalement faible, à partir d'un certain niveau du courant traversant ce composant, la chute de la tension à ses bornes devient très élevée, entraînant un échauffement du composant qui peut causer la destruction.

Pour protéger notre circuit contre ces deux phénomènes, on disposera à des différents circuits de protection.

III.2.6.1.1. Protection par circuit RC

La vitesse de commutation du transistor MOS est très élevée, alors la variation di/dt est très rapide pendant la commutation, cette variation induit des tensions très élevées aux bornes du transistor, qui peuvent provoquer sa destruction.[24]

Pour éviter la destruction du transistor, on introduit un circuit de protection RC en parallèle avec le MOS comme il est montré dans la figure (III.13). Ce circuit permet en même temps de limiter la croissance de la tension du/dt entre drain et source.

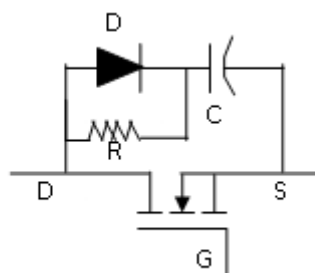


Figure III.13 protection par circuit RC

III.2.6.1.2 Protection par diode Zener

La diode Zener est une diode avalanche, conçue pour écrêter la tension à partir d'un certain seuil, placée en inverse entre le drain et la source comme le montre la figure (III.14), la diode Zener offre une protection efficace du MOSFET tout en réduisant le retard entre la commande et le déclenchement de l'interrupteur, ainsi qu'elle permet la réalisation des montages bien adaptés pour limiter les surtensions [25].

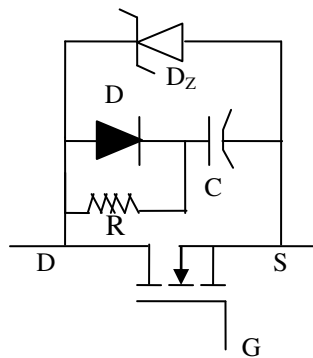


Figure III.14 Disposition de la diode Zener

III.2.6.1.3 Protection par Fusibles

Le fusible est un conducteur destiné à fondre brutalement au-delà d'une certaine intensité le traversant. Chaque fusible est construit pour fondre en un temps nominal t_f quand le courant I_f le traverse.

On représente sur le graphe ci-dessous la courbe du fonctionnement d'un fusible. On notera qu'au-delà d'un certain courant, le fusible est incapable de réaliser la coupure sans que la tension de rétablissement n'amorce un arc électrique.

Le fusible est choisi de tel sorte qu'il peut protéger les transistors qui supportent un courant de 8A, pour cela on doit choisir une charge dans cette plage, dans ce cas la valeur idéal du fusible est 5A, afin d'éviter aucune surintensité

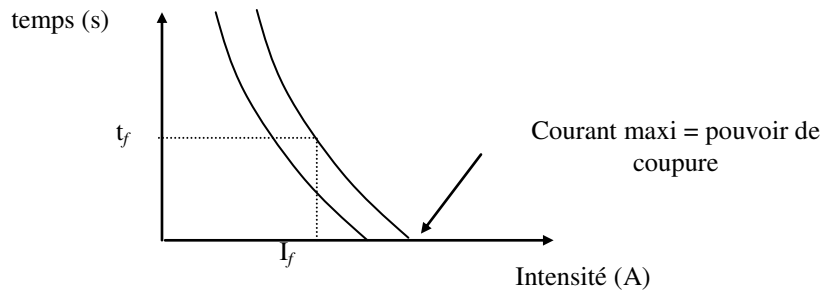


Figure.III.15 Graphe de fonctionnement d'un fusible

III.2.6.1.4 Protection contre les masses flottantes [26]

Les interrupteurs sont commandés par des signaux délivrés par l'étage d'ajustage, donc il est nécessaire d'avoir des différentes masses séparées.

Pour éviter la masse flottante en gardant la condition de commande $V_{GS} > 0$, on utilise le secondaire d'un transformateur qui délivre les tensions 15v, 15v et un autre transformateur délivrant 5v.

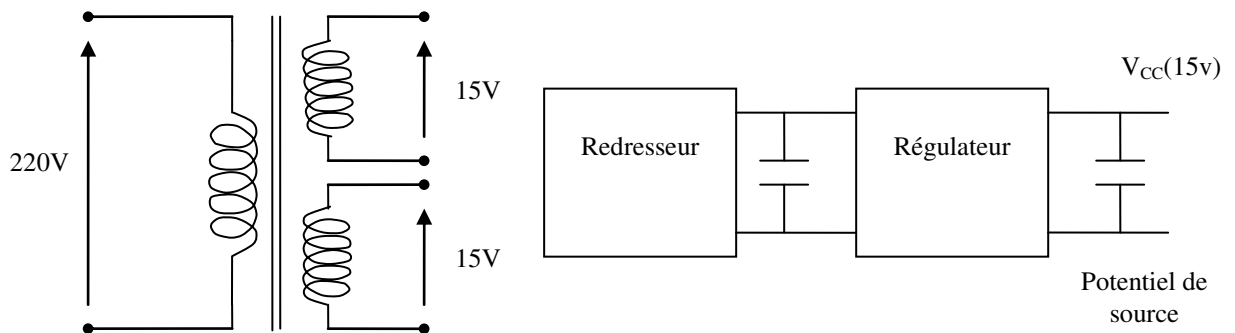


Figure III.16 : Alimentation flottante par secondaire d'un transformateur

II.2.6.15. Protection contre l'échauffement

Durant les différentes étapes de fonctionnement du MOSFET, plusieurs pertes se produisent au niveau du composant, la chaleur correspondante doit être évacuée à l'air ambiant, alors un radiateur est nécessaire pour l'évacuation de cette chaleur, car il augmente l'aire de sécurité du MOSFET, en absorbant la chaleur qui est due à la commutation rapide de ce composant [26].

Le refroidissement par dissipateurs de chaleur est utilisé dans le cas où les composants sont utilisés en fortes puissances, le dissipateur est fixé aux éléments, il est généralement en

aluminium. Le refroidissement peut s'effectuer de plusieurs façons, convection naturelle de l'air ambiant lorsque le volume d'air n'est pas limité, ventilation forcée lorsque les éléments sont placés dans un espace réduit. La ventilation forcée accélère l'évacuation de la chaleur [27].

Des résistances thermiques s'opposent au passage de cette chaleur, on distingue les résistances thermiques.

R_{thJB} : résistance thermique entre la jonction et le boîtier.

R_{thBR} : résistance thermique entre le boîtier et le radiateur.

R_{thRA} : résistance thermique entre le radiateur et l'air ambiant.

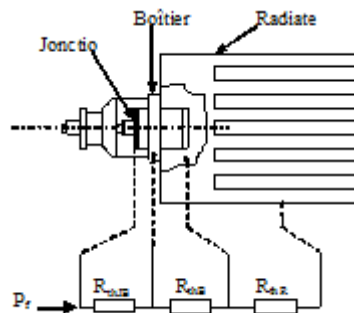


Figure III.17 : Schéma thermique équivalent pour un élément redresseur avec refroidissement

III.3 La réalisation pratique

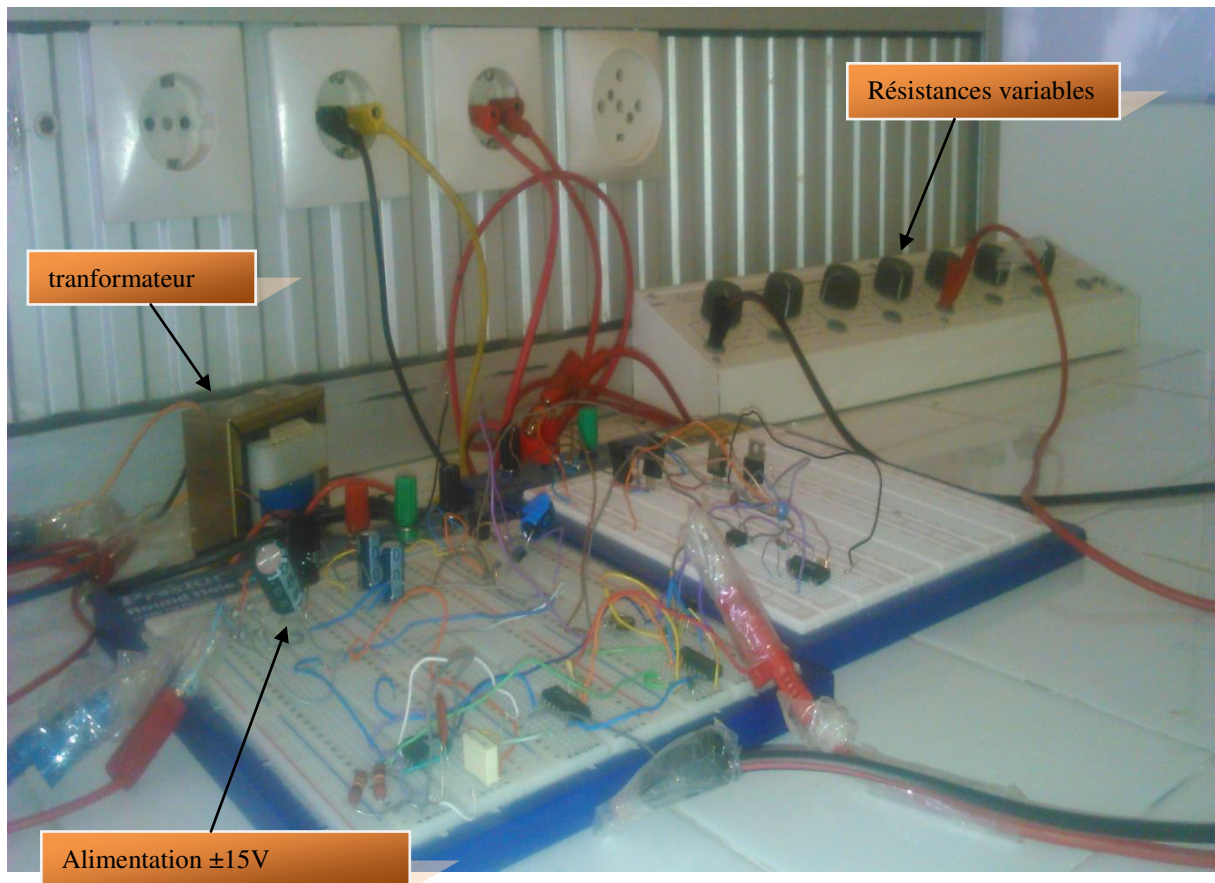


Figure III.18 schéma de réalisations

III.4 Résultats de réalisations



Figure III.19 Tension de commande en haut et tension de sortie en bas

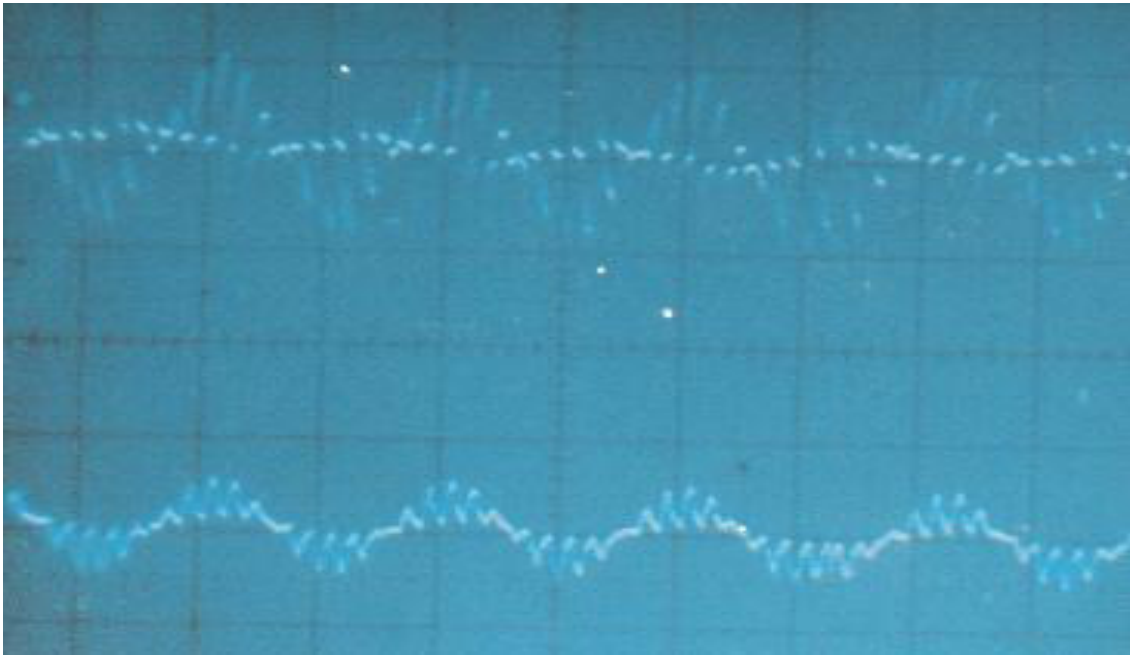


Figure III.20 Courant de commande en haut et courant de sortie en bas

En ce qui concerne les résultats expérimentaux relevés lors des essais réalisés.

Les figures III.19, III.20 montrent respectivement les signaux de commande de la gâchette de l'hacheur alternatif, la tension de sortie et le courant.

On constate que les formes d'ondes sont distordus et influent sur les allures des tensions. Nous avons testé les résultats obtenus par un simple filtrage RC.

D'après les résultats de réalisation obtenus, on peut dire que ces résultats sont presque conforme avec ceux obtenus en simulation.

III.4. Conclusion

La carte a été conçue et réalisée. Les essais, a parfaitement fonctionné. J'ai pu valider chacun des blocs constituant la carte : oscillateur, PWM, le retard de temps, protection et isolation ainsi l'implantation de MOSFET. D'après les résultats de réalisation obtenus, on peut dire que ces résultats sont presque conforme avec ceux obtenus en simulation.

***CONCLUSION
GENERALE***

Conclusion générale

Le but principal de notre travail est l'étude et la réalisation pratique d'une commande PWM destinée à commander à un hacheur monophasé alternatif AC réaliser aussi. Pour cela, il a été demandé de suivre un cahier de charge qui consiste à fournir une onde PWM d'une fréquence variant entre 1.2 kHz, 5.5 kHz.

Dans ce mémoire, nous avons tout d'abord donné l'essentiel dont on a besoin sur les hacheurs alternatif et les techniques de commande suivies pour achever notre réalisation pratique en commençant par la simulation sur "Isis", et en terminant par l'enregistrement des différents signaux pour concrétiser notre travail.

Une description détaillée sur le cahier de charge. En premier, nous avons commencé à étudier le circuit de commande particulièrement en expliquant les différentes parties du circuit. Ensuite, nous avons présenté le circuit de puissance et le circuit d'isolement galvanique qui sont deux circuits indissociable.

En conclusion à titre personnel, ce projet de fin d'étude a également été une source de découverte dans la conduite de projet, il nous a donné une idée sur la complémentarité entre la théorie et la pratique et nous a permis de nous confronter à la réalité et aux difficulté de la pratique.

Les perspectives qui découlent de ce travail portent sur l'amélioration de notre circuit :

- Faire générer les signaux PWM par un microcontrôleur,
- Refaire tous les calculs de montage concernant les résistances et les capacités.
- Utilisé le logiciel informatique « ARES » pour le routage qui, à partir du circuit simulé sur « ISIS », permet de placer les composants et de réaliser le routage automatiquement. « Circuit imprimé »
- Utilisé l'analyse spectrale des formes d'ondes pour voir les harmoniques de courant de charge.

Nous espérons que notre réalisation pourra élargie avec des stratégies de commande PWM plus développé. Nous proposons à la fin l'étude avec cette loi de commande, l'association hacheur moteur asynchrone.

-

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] **B. Nicolas**, "Contribution à la commande des convertisseurs statiques", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Toulouse, 25 Septembre 1996
- [2] **Alain G.S MAMPOUYA**, "Simulation par PSPICE du fonctionnement des hacheurs alternatifs". Thèse d'ingénieur 1996. Université Ferhat Abbas Sétif.
- [3] **A. BOUAFIA**, "Contribution à l'élaboration d'une loi de commande numérique en temps réel du hacheur AC PWM". Thèse de magistère 2001. Université Ferhat Abbas Sétif.
- [4] **R. Bausière et al**, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance: la conversion continu-continu ", Vol. 3, 1987.
- [5] **L. Rahmani**, "*Contribution à l'élaboration d'une commande en temps réel d'un hacheur alternatif alimentant une charge non linéaire*", Thèse de doctorat d'état, Université Ferhat Abbas Sétif (UFAS), Algérie, 05 Juin 2005.
- [6] « MC33883 H-Bridge Gate Driver IC » Freescale semiconductor
- [7] **G. Séguier**, "*L'électronique de puissance: Les fonctions de base et leurs principales applications*", 4ème Edition, Bordas, Paris, 1979.
- [8] **B. K. Bose**, "*Adjustable speed ac drive systems*", IEEE, press, pp. 51-57, 1981.
- [9] **Muhammad H. Rashid**, "*Power electronics, circuits, devices and applications*", Third edition, Electrical and Computer Engineering, University of West Florida, 2004.
- [10] **H. Hamla**, "Régulation et Correction du Facteur de Puissance du Hacheur AC PWM par la Commande en Mode Glissant : Etude par Matlab / Simulink", Mémoire de magister, Université Ferhat Abbas Sétif (UFAS), Algérie, 2006.
- [11] **R. Sittig, A. Krysiak and S. Chmielus**, "Monolithic bidirectional switches promise superior characteristics", IEEE, Power Electronics Specialists Conference PESC 04, Vol. 4, pp.2977-2982, 2004
- [12] **C. Beuillé et al**, "Characterizations of metal-diamond-silicon associations for active power electronics applications", Power Electronics Specialists Conference, 2002. PESC 02. Cairns, Qld. Australia, pp.1764-1768, 23-27 Juin 2002.
- [13] **M.S.Khanniche and W.L.Beng**, "Real time hysteresis controller for relay testing", IEE, Proc, Elect, Power Applications, Vol, 141, No. 2, pp.71-76, March 1994.

- [14] **M. A. Choudhury et al**, «Hysteresis current controlled PWM converter for AC/AC voltage control», IEEE, CCECE'97, pp. 431-434, 1997.
- [15] **J. Arnould and P.Merle**, «Dispositifs de l'électronique de puissance Tome 1: diodes et transistors à effet de champ, vol.Number ISBN: 2-86601-306-9. Lvoisier, 1992
- [16] **B. Saint-Jean**, "*Electrotechnique et machines électriques*", Editions Eyrolles, Décembre 1977.
- [17] **A.L. Mohamadien and K.E. Addoweesh**, "*Evaluation of the performance of chopper-type AC voltage controllers*", Int, Journal of Electronics, Vol. 67, No 4, pp. 669-683, 1988.
- [18] **G.H. Choe et al**, "*An improved PWM technique for ac chopper*", IEEE, Transactions on Power Electronics, Vol. 4, No. 4, pp. 496-505, 1989.
- [19] **R. Badarou et al**, "*Elimination of current harmonics in direct AC-AC converters*", EPE, FIRENZE, pp. 237-241, 1991.
- [20] **G. Choe et al**, "*Asymmetrical PWM method with harmonics elimination and power factor control in AC choppers*", IEEE, Transactions on Power Electronics, Vol.10, No. 2, pp. 587-592, March 1991.
- [21] **D.H. Jang, G.H. Choe and M. Ehsani**, "*Improvement of input power factor in AC chopper using Asymmetrical PWM technique* ", IEEE, Transactions on Power Electronics, Vol. 42, No. 2, pp. 179-185, April 1995.
- [22] **Labcenter Electronique**. « *Logiciel Proteus* ». <http://www.LabcenterElectronique.com>.
- [23] **Mr. Kessal Abdelhalim**, ` " Simulation et réalisation d'un hacheur ac-ac monophasé PWM " Thèse D'ingénieur d'Etat université de Msila 2004/2005.
- [24] **H. BÜHLER**. Dunod 1979. "Electronique de puissance".
- [25] **T. Rebaa et M. Batouch** " Protection des transistors de puissance MOSFET". Thèse de D.E.U.A. 1992. Université de Batna.
- [26] **A. Kessal** "Simulation de fonctionnement et réalisation d'un hacheur alternatif à base des MOSFETS". Thèse d'ingénieur 1997. Université Ferhat Abbas Sétif.
- [27] **A. Champenois**, "Electronique industrielle", (ERPI) Ottawa. Canada 1984. p300.

Résultat de simulation

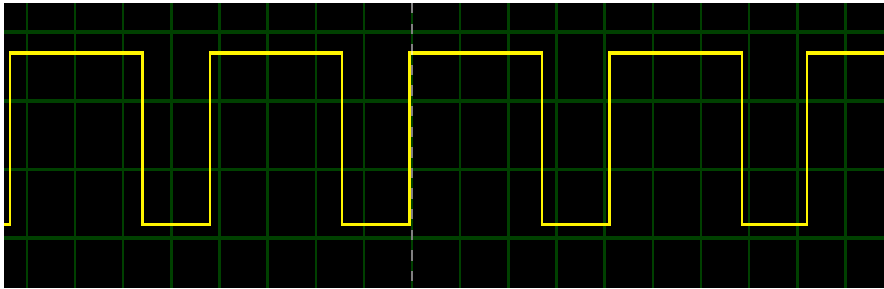
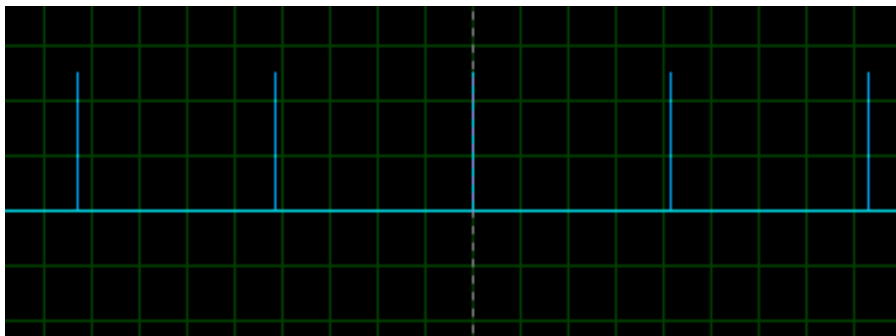


Figure A.1: le signal d'entrée de le monostable

Ce signal est remporté depuis la sortie de NE555 est un signal carré sous l'amplitude de 5V est de fréquence de 5khz



FigureA.2: le signale du sortie de le monostable

Ce signal est réglé pour avoir le temp de monter nécessaire pour les signaux de commande de mosfets

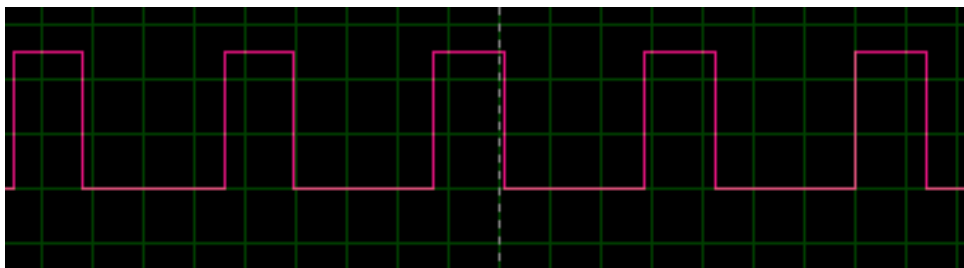


Figure A.3: le signale du sortie de le premier Porte XOR

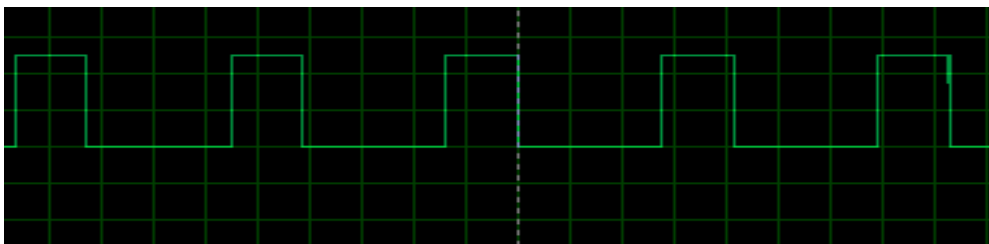


Figure A.4: le signale du sortie de la deuxième porte XOR

Depuis la sortie du XOR on a deux signaux inverses avec un retard crée pour obtenir un temp de mort qui permet de commander les interrupteurs simultanément.

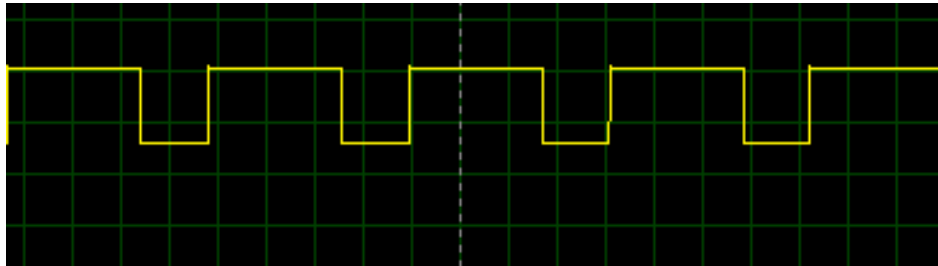


Figure A.5: le signale du sortie du transistor

Ce signal est inversé afin de faire la commutation entre les deux interrupteurs.

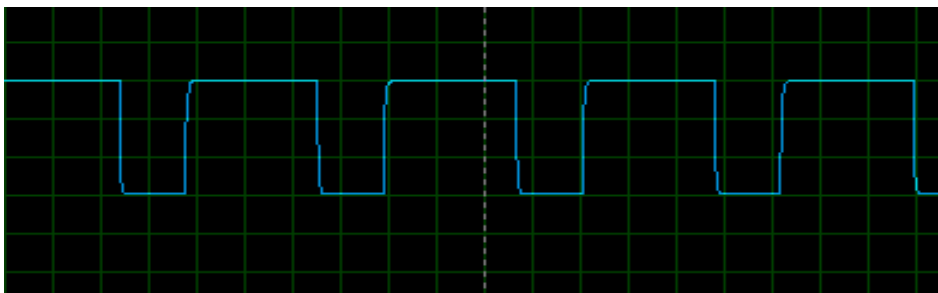


Figure A.6: le signale du sortie d'optocoupleur

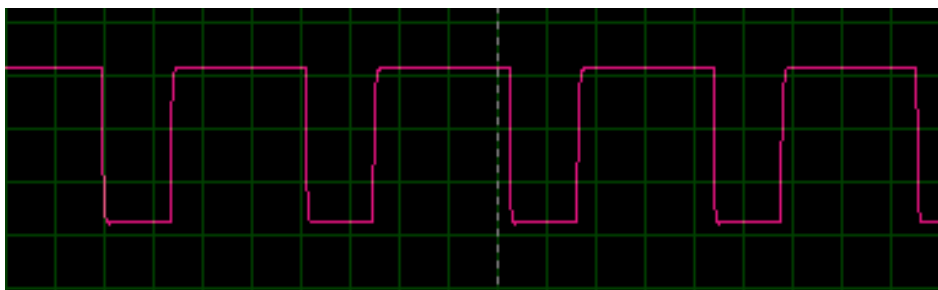


Figure A.6: le signale du sortie du Buffer

Le Buffer nous permet de amplifier le signal à la valeur que nous préféré dans ce cas on a obtenu 12V

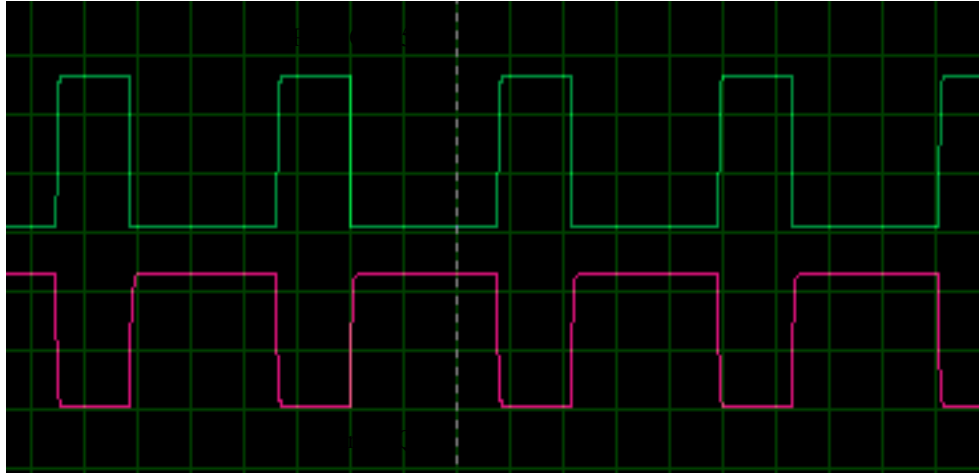


Figure A.7: le comparaison entre les deux signaux