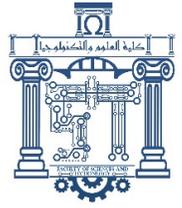




الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
Republique Algérienne Democratique Et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي



Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة العربي التبسي - تبسة

Université Larbi Tébessi – Tébessa –

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département de genie électrique

MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du diplôme de Master Académique

En : Filière

Spécialité : Instrumentation Electronique

Par : NACER Sarra
NACER Siham

Sujet

Conception et optimisation d'un Convertisseur Abaisseur DC/DC 12v-1,2v/40A

Présenté et soutenu publiquement, le 14 / 06 / 2021 , devant le jury composé de :

M : GUIZA Dhaouadi

MCB

Président

M : GATTAL Azzeddine

MCB

Rapporteur

M : SAIGAA Mohammed

MCA

Examineur

Promotion : 2020/2021

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



Dédicace

Merci mon dieu (Allah) de m'avoir donné la capacité d'écrire et de réfléchir, la force d'y croire, la patience d'aller jusqu'au bout du rêve et le bonheur de lever mes mains vers le ciel et dire « Ya Rahman »

Je dédie ce modeste travail à celle qui m'a donné la vie, le symbole de tendresse, qui s'est sacrifiée pour mon bonheur et ma réussite, ... « A ma mère »

Je dédie ce travail à mon école de mon enfance, qui a été mon ombre durant toutes les années des études, et qui veillé tout au long de ma vie à m'encourager, à me donner l'aide et à me protéger « A mon père »

A mon oncle Mohammed et sa femme et ses enfants

A mes frère Ramzi, Aissa, Wesseme et sa femme Nadia et ses enfants Mouadh, ma chère Ihsene et Souhaib

A mes adorables sœurs Mabrouka, Laila, Naziha, et Djamila et leurs maris Salah, Malki, Salmene, Hama et leurs enfants Mohammed, Nour Yakine, Iyad, Saaid, Tasnime, Yasmine, Ismaail, Ishak, ma petite et l'amour de mon cœur Sidra

A mon chère mari Mohammed Taher et sa famille

A Toute ma famille et surtout cousines et cousins. Qui je souhaite une longue et heureuse vie.

A mes très chères amies que je considère comme mes sœurs Noura, Chaima, Rahma, Amira, Nour,

Wafa, Sihem, Laila, Hadjer, Bata, Noussa ...

A tout les personnes qui ont une place spéciale dans ma vie.

A tous les membres de ma promotion 2021.

Et A tous les Enseignants de spécialité génie électrique

Merci a tous et a tous.

✍ SARRA

Dédicace



Merci mon dieu (Allah) de m'avoir donné la capacité d'écrire et de réfléchir, la force d'y croire, la patience d'aller jusqu'au bout du rêve et le bonheur de lever mes mains vers le ciel et dire « Ya Rahman »

Je dédie ce modeste travail à celle qui m'a donné la vie, le symbole de tendresse, qui s'est sacrifiée pour mon bonheur et ma réussite, ... « A ma mère »

Je dédie ce travail à mon école de mon enfance, qui a été mon ombre durant toutes les années des études, et qui veillé tout au long de ma vie à m'encourager, à me donner l'aide et à me protéger « A mon père »

A mes adorables sœurs et A mon frère

A toute ma famille et surtout mes cousins et cousines. Qui je souhaite une longue et heureuse vie.

A mes très chères amies Que je considère comme des frères

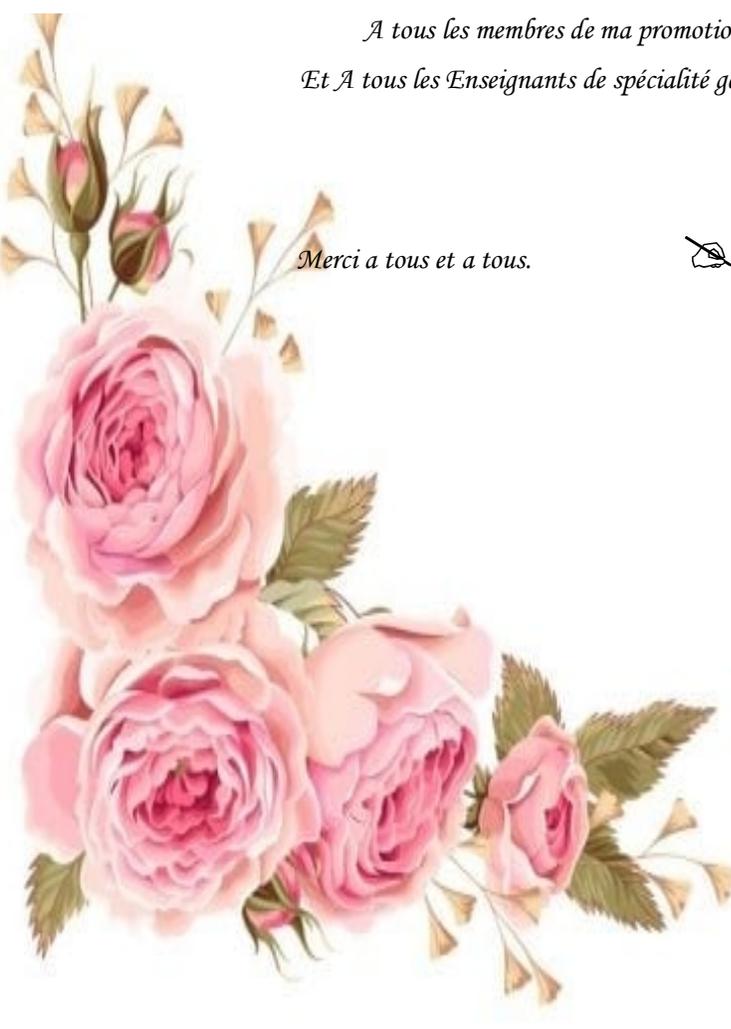
A tous les personnes qui ont une place spéciale dans ma vie.

A tous les membres de ma promotion 2021.

Et A tous les Enseignants de spécialité génie électrique

Merci à tous et a tous.

✍ SIHEM



Remerciements

Nous tiens tout d'abord à remercier Allah tout puissant qui nous a donné la santé, le courage, la volonté et la patience qu'il me les a données durant toutes ces années d'études.

Ce travail a été effectué à la faculté des sciences et de la technologie. Université Larbi Tébessi-Tébessa. Nous souhaitons remercier très vivement Monsieur A.GATTEL qui a encadré on travail. Nous avons beaucoup profité de son savoir et de sa rigueur scientifique. Son expérience dans le domaine de l'électronique nous permet d'investir avec détermination dans ce travail de mémoire. Sa compétence a été indispensable à son bon déroulement.

Nous remercions également Monsieur GUIZA et Monsieur SAIGAA, d'avoir accepté de faire partie du jury.

Enfin, Nous adressons on remerciements à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce mémoire

Sarra / Sihem



LISTE D'ABREVIATION ET SYMBOLES

Liste d'abréviation et symboles

Liste d'abréviation et symboles

SMPS Switched mode power supplie.

MCC Machine courant contenu.

MLI Modeling larger impulsion.

MOSFET Metal Oxide Semiconductor

IGBT Insulated gate Bipolar transistor.

GTO Gate Turn off.

CMOS Complementary métal Oxide Semiconductor

BJT Bipolar Junction transistor.

SPICE Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis

PSPICE Personal Computer Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis

Notion et symbole

T_f Time full.

V_G Tension de gate.

V_{GS off} Tension gate_source à la fermeture.

V_{th} Threshold voltage.

I_d Courant de drain.

V_{DS} Tension drain_source.

V_T Tension de seuil.

R_{Dson} Résistance apparentes.

**LISTE DE FIGURE ET
TABLEAU**

Chapitre I

- Figure 1.1** Diagramme des divers types de convertisseurs statiques en électronique de puissance.
- Figure 1.2** Principe de base du redresseur.
- Figure 1.3** Principe de base de l'onduleur.
- Figure 1.4** Principe de base du gradateur.
- Figure 1.5** Principe de base d'un hacheurs
- Figure 1.6** Les différents types des hacheurs
- Figure 1.7** Schéma de principe d'un hacheur réversible en tension.
- Figure 1.8** le hacheur réversible en courant.
- Figure 1.9** Formes d'ondes de du signal de sortie réversible en courant.
- Figure 1. 10** Le hacheur quatre quadrant réversible en courant et en tension.
- Figure 1.11** Représentation schématique d'un convertisseur Buck.
- Figure 1.12** la période de commutation de transistor.
- Figure 1.13** Schéma équivalent du hacheur buck, état ON.
- Figure 1.14** Schéma équivalent du hacheur Buck, l'état OFF.
- Figure 1.15** Convertisseur boost.
- Figure 1.16** Convertisseur buck_ boost.

Chapitre II

- Figure 2.1** Représentation symbolique et notation pour le MOSFET à canal N.
- Figure 2.2** Structure d'une cellule de MOSFET de faible puissance.
- Figure 2.3** a et b. Caractéristiques de sortie.
- Figure 2.4** Coupe schématique d'un transistor MOS conducteur (à appauvrissement de canal).
- Figure 2.5** Structure de Mos à appauvrissement du canal N.
- Figure 2.6** Structure du MOS à appauvrissement du canal P.
- Figure 2.7** Structure du MOS à enrichissement du canal N.
- Figure 2.8** Structure du MOS à enrichissement du canal P.
- Figure 2.9** Structure et Principe du MOSFET en régime d'inversion.

Figure 2.10 forme d'ondes idéalisées.

Chapitre III

Figure 3.1 Schéma d'un convertisseur BUCK avec les Diodes **MUR460, MEB6045 et 10CTQ150**

Figure 3.2 variation du rendement du convertisseur abaisseur pour différent type de diode

Figure 3.3 Schéma d'un convertisseur BUCK avec un MOSFET

Figure 3.4 variation du rendement du convertisseur abaisseur en fonction de la fréquences pour différents type du MOSFET

Figure 3.5 schéma de base d'un hacheur Buck tous-transistor

Figure 3.6 variation de rendement d'un hacheur abaisseur tous-transistor

Figure 3.7 La puissance dissipée du transistor (M10)

Figure 3.8 La puissance dissipée du transistor (M11)

Figure 3.9 Schéma d'un convertisseur BUCK avec un transistor –transistor a variation de résistance de charge

Figure 3.10 le rendement avec la variation de résistance de charge

Figure 3.11 Schéma d'un convertisseur BUCK avec un MOSFET

Figure 3.12 Forme d'onde de la tension de la source et la charge (f=10kHz)

Figure 3.13 Forme d'onde de la tension de la source et la charge (f=50kHz)

Figure 3.14 Schéma d'un convertisseur BUCK avec un MOSFET

Figure 3.15 Forme d'onde de tension V_{DS} , courant du drain à la fréquence de commutation f=10 kHz

Figure 3.16 Forme d'onde de tension V_{DS} , courant du drain à la fréquence de commutation f=50 kHz

Figure 3.17 Schéma d'un convertisseur BUCK avec un MOSFET

Figure 3.18 Forme d'onde de la tension de la source et la charge (f=10kHz).

Figure 3.19 Forme d'onde de la tension de la source et la charge (f=50kHz)

Figure 3.20 Schéma d'un convertisseur BUCK avec un MOSFET

Figure 3.21 Forme d'onde de tension V_{DS} , courant du drain à la fréquence de commutation f=50 kHz

Figure 3.22 Forme d'onde de tension V_{DS} , courant du drain à la fréquence de commutation f=10 kHz

Listes du figure et du Tableau

- Figure 3.23** Forme d'onde de tension V_{DS} , courant du drain à la fréquence de commutation ($f=10$ kHz) et Retard ($PW2=5\%PW1$).
- Figure 3.24** Forme d'onde de tension V_{DS} , courant du drain à la fréquence de commutation ($f=10$ kHz) et Retard ($PW2=5\%PW1$).
- Figure 3.25** Forme d'onde de tension V_{DS} , courant du drain à la fréquence de commutation ($f=10$ kHz) et Avancée ($PW2=5\%PW1$).
- Figure3.26** Forme d'onde de tension V_{DS} , courant du drain à la fréquence de commutation ($f=50$ kHz) et Avancée ($PW2=5\%PW1$).

Liste de tableau

- Tableau 3.1** Les valeurs des déferents composants relatif au schémas de la figure 3.1
- Tableau 3.2** Paramètre de simulation relatif à la figure 3.3
- Tableau 3.3** les valeurs des déferents composants de figure 3.5

SOMMAIRE

SOMMAIRE

Liste d'abréviation et symbole

Liste des tableaux.....

Liste des figures.....

Introduction général

Chapitre I: Généralités sur les convertisseurs statiques

1.1. Introduction	3
1.2. Définition.....	3
1.3. Classifications des convertisseurs.....	4
1.3.1. Conversion alternatif-continu.....	4
1.3.2. Conversion continu-alternatif	4
1.3.3. Conversion alternatif- alternatif	5
1.3.4. Conversion continu-continu.....	6
1.4. Généralité sur les hacheurs.....	6
1.4.1 Domaine d'utilisation des hacheurs	6
1.4.2 Types des hacheurs	6
1.4.2.1 Les hacheurs réversibles	8
1.4.2.1.1 Hacheur réversible en tension	8
1.4.2.1.2. Les hacheurs réversibles en courant	8
1.4.2.1.3. hacheur réversible en courant et en tension	9
1.4.2.2. Les types des hacheurs non réversibles	10
1.4.2.2.1. Hacheur série ou abaisseur(Buck)	10
1.4.2.2.2. Convertisseur parallèle ou élévateur de tension (Boost).....	12
1.4.2.2.3 Convertisseur Buck Boost	13
1.4.3 Rôle de convertisseur Dc / Dc	14
1.5. Conclusion	14

SOMMAIRE

Chapitre II: Étude de MOSFET

2.1. Introduction	16
2.2. Transistor à effet de champ MOSFET(Metal Oxyd Silicon – Filed Effect Transistor)	16
2.3.1 Description et Fonctionnement du MOSFET	17
2.3.2 Principe du Fonctionnement	18
2.5Caractéristiques statiques	18
2.5.1. Caractéristiques de sortie	18
2.5.2 Caractéristique d'entrée	20
2.6. Différents types de MOSFET	20
2.6.1 MOSFET à appauvrissement D-MOSFET	21
2.6.1.1 Structure du MOSFET à appauvrissement canal N	21
2.6.1.2 Structure du MOSFET à appauvrissement canal P	22
2.6.2. Les MOSFET à enrichissement E-MOSFET	22
2.6.2.1 Structure du MOSFET à enrichissement canal N	22
2.6.2.2 Structure du MOSFET à enrichissement canal P	23
2.7 Structure du transistor MOSFET	23
2.8 Avantages et Inconvénients des transistors (MOSFET)	25
2.8.1 Avantages	25
2.8.2 Inconvénients	25
2.9. Phénomène de commutation	25
2.10. Conclusion.....	26

Chapitre III: Minimisation des pertes d'énergie du convertisseur Abaisseur

3.1.Introduction	28
3.2.OrCAD Pspice	28
3.3.Procédure	28
3.4.Influence de type du DIODE sur le rendement.....	29

SOMMAIRE

3.5.Influence de type du MOSFET sur le rendement.....	30
3.5.1.Montage Transistor – Diode	30
3.5.2.Montage Transistor – Transistor	32
3.5.3.Etude de variation de Resistance de charge	35
3.5.4.Etude de tension V_{DS} et courant du drain et la puissance dissipée par le MOSFET	36
3.5.4.1.Montage Transistor-Diode	36
3.5.4.2.Montage tous Transistor	38
3.6.Interprétation des résultats.....	43
3.6.1.Montage diode – transistor	43
3.6.2.Montage transistor – transistor	44
3.7. Analyse comparative.....	44
3.8. Conclusion	44
Conclusion générale.....	46
Référence.....	48

RESUME

ملخص:

الهدف من هذا العمل هو دراسة وتصميم محول باك يستخدم لنقل الطاقة بين المصدر والحمل ، وخصائصه غير متجانسة. يعتمد تصميم النموذج الأولي الافتراضي على استخدام التصميم بمساعدة الكمبيوتر الذي يأخذ في الاعتبار النمذجة والتحليل وتحديد حجم المكونات المستخدمة في المحول.

الكلمات المفتاحية : المروحية ، التتحي / التتحي ، باك ، التحجيم ، التصميم ، التحكم ، التبديل ، دورة العمل ، التحليل ، محول تيار مستمر- تيار مستمر

Résumé :

L'objectif visé par ce travail est l'étude et la conception d'un convertisseur abaisseur de tension « Buck » employée pour le transfert d'énergie entre la source et la charge dont les caractéristiques sont hétérogènes. La conception de prototype virtuel est basée sur l'utilisation de la conception assistée par ordinateur dont la quel la modélisation, l'analyse et le dimensionnement des composants utilisé convertisseur est pris en compte.

Mots-clés : Hacheur, abaisseur/dévolteur, Buck, dimensionnement, conception, commande, commutation, rapport cyclique, analyse, convertisseur DC-DC.

Abstract:

The objective of this work is the study and design of a buck converter used for the transfer of energy between the source and the load, the characteristics of which are heterogeneous. The virtual prototype design is based on the use of computer aided design which takes into account the modeling, analysis and sizing of the components used in the converter.

Keywords: Chopper, step-down / step-down, Buck, sizing, design, control, switching, duty cycle, analysis, DC-DC converter.

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

L'électronique de puissance prend une place de plus en plus importante dans les systèmes de conversion d'énergie électrique. Cette énergie, associée à des convertisseurs statiques, devient très malléable, réglable et transformable avec un très faible taux de pertes[1]. Avec lenombre croissant de charges électroniques, une carte mère d'un ordinateur portable contient un grand nombre de convertisseurs statique, assurant la liaison entre l'alimentation principale et les déférentes parties, qui doivent respecter les normes de qualité. Cette exigence représente de nouveaux défis pour l'électronique de puissance en termes de fiabilité, sûreté, rendement, réduction de masse et de coût [2]. Une solution pour la réduction de la masse serait de préférer les convertisseur DC-DC a rendement très élevé. Dans le processus de conception et d'optimisation d'un convertisseur statique, il est donc impératif de reprendre à ces questions :

- ✓ Quelle est la topologie de conversion à utiliser ?
- ✓ Quels sont les types de semi-conducteurs à utiliser ?
- ✓ Jusqu'où peut-on augmenter la fréquence de découpage pour réduire le volume du convertisseur ?

La réponse ces questions permettra la conception des convertisseurs statiques optimaux. L'utilisation des convertisseurs de puissance pour des différentes applications devient de plus en plus importante. Les domaines d'applications sont principalement, les domestiques (téléphone mobile, ordinateurs, électroménager), l'industrie automobile (avec l'apparition de véhicules hybrides et électriques), l'aéronautique (l'avion électrique), le domaine ferroviaire, les énergies renouvelables (panneaux solaires photovoltaïques, éoliennes), les réseaux de transport d'énergie électrique (les liaisons à courant continu), etc.

La conversion de l'énergie électrique comprend la conversion de la forme et des caractéristiques de l'énergie électrique fournie par la source d'alimentation pour l'adapter à l'application. La puissance contrôlée varie de quelques watts à quelques kilowatts. Ces conversions étaient auparavant effectuées par des entrepreneurs électromécaniques (principalement des machines tournantes) et sont maintenant effectuées par des convertisseurs statiques plus légers et plus efficaces. Au cours des deux dernières décennies, marquées par l'afflux de nouvelles technologies, le domaine de l'électronique de puissance en a beaucoup bénéficié. La recherche de la structure du convertisseur statique adaptée au problème spécifique à résoudre a suscité de nombreuses recherches dans des domaines avancés et des domaines industriels.

Introduction générale

Les convertisseurs continu - continu ou commercialement appelés DC-DC constituent une partie essentielle des alimentations de puissance. En effet, on trouve ces convertisseurs dans de nombreuses applications à différents niveaux de puissance. Les convertisseurs DC-DC ont donc un rôle très important dans les systèmes de conversion d'énergie. Pour ce type de fonction, plusieurs topologies de circuits sont proposées. Nous pouvons les classer généralement par les topologies simples, qui sont les convertisseurs.

L'objectif de ce travail est l'étude et la conception d'un convertisseur DC-DC type Buck utilisé pour abaisser la tension

Le premier chapitre donne quelques généralités sur les convertisseurs statiques et ces classifications il présente les différents types d'un convertisseur DC-DC, le principe de fonctionnement de chaque type.

Le deuxième chapitre sera consacré au composant principale des circuits de conversion (MOSFET), il présente la structure de base de ce dernier, les différents types, et les avantages ainsi que les inconvénients.

Le troisième chapitre est focalisé sur la présentation des résultats de simulations obtenues par l'utilisation du logiciel OrCADPSpice, pour démontrer l'efficacité des prototypes virtuels qu'on a conçu, les paramètres caractéristiques de nos prototypes (énergie, rendement et la dissipation de puissance) sont utilisés comme critère de classification. Nous terminons notre travail par une conclusion générale.

CHAPITRE I :
GENERALITE SUR LES CONVERTISSEURS
STATIQUES

1.1. Introduction :

Depuis la fin du XIXe siècle, ils ont inventé en électrotechnique, des machines utilisant les propriétés du magnétisme, et plus particulièrement du ferromagnétisme pour réaliser les diverses conversions possibles des formes d'énergie électriques .

Avec le développement de l'automatique, de l'électronique et de l'informatique, on peut remplacer les « machines » par des convertisseurs statiques utilisant des composants électroniques en commutation. Les avantages de ces convertisseurs sont nombreux :

- contrôle et même régulation électronique possible du transfert de puissance .
- système moins lourd et moins encombrant.
- excellent rendement.
- facilité de mise en œuvre grâce à l'automatisation.
- protections de plus en plus efficaces.
- coût relatif en baisse, grâce aux progrès dans la fabrication et le montage des composants [3].

1.2. Définition :

Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné. Suivant le type de machine à commander et suivant la nature de la source de puissance (monophasée ou triphasée), on distingue plusieurs familles de convertisseurs statiques (schéma ci-dessous) [4].

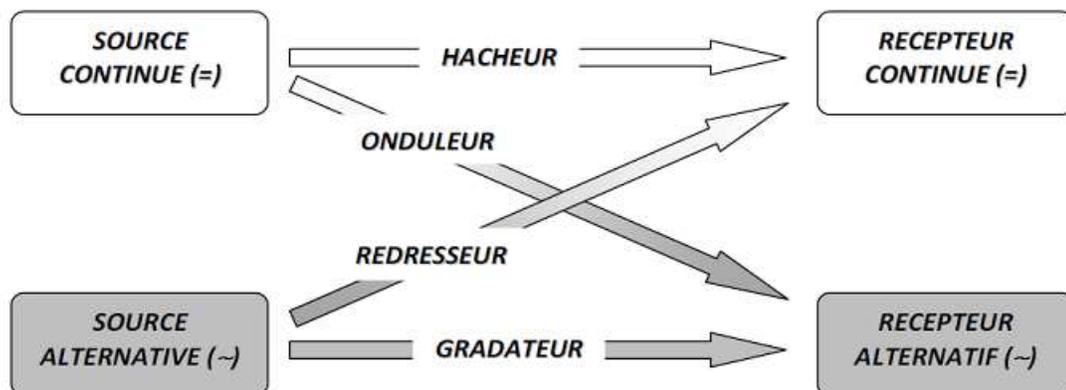


Figure 1.1: Diagramme des divers types de convertisseurs statiques en électronique de puissance.

1.3. Classifications des convertisseurs :

On définit quatre classes de convertisseurs transformant directement l'énergie électrique qui sont les fonctions de base des convertisseurs statiques, et que nous retrouvons en pratique sous forme de :

- Redresseurs
- Hacheurs
- Onduleurs
- Cyclo- convertisseurs ou gradateurs

1.3.1. Conversion alternatif-continu :

Le convertisseur transformant l'énergie électrique sous forme alternative pour alimenter une charge en continu est le redresseur. Souvent alimentée par un réseau à fréquence industrielle éventuellement polyphasé, mais aussi en haute fréquence. La tension ou le courant de sortie peut être ou non réglable par rapport à la grandeur d'entrée (tension ou courant).

- Il existe des redresseurs monophasés, triphasés et polyphasés. Ils peuvent être constitués de
- diodes ou de diodes et thyristors (dits mixtes). Ils ne sont pas réversibles en énergie, le transfert s'effectue de la source vers la charge. Les redresseurs réversibles sont constitués uniquement de thyristors ou bien de transistors plus diodes en antiparallèle.

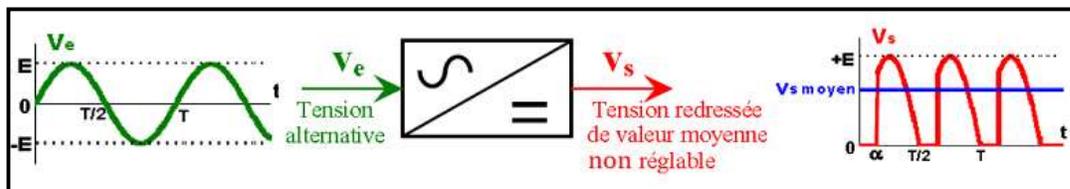


Figure 1.2: Principe de base du redresseur.

1.3.2. Conversion continu-alternatif :

Ce convertisseur transforme l'énergie délivrée sous forme continue pour alimenter une charge en alternatif. Si cette charge peut aussi délivrer de la puissance et présenter des forces électromotrices (réseau de distribution électrique, machine synchrone, alternateur...), l'onduleur pourra avoir une structure identique à celle d'un redresseur, c'est le

fonctionnement réversible d'un même convertisseur. On parle alors d'onduleur assisté ou non-autonome.

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

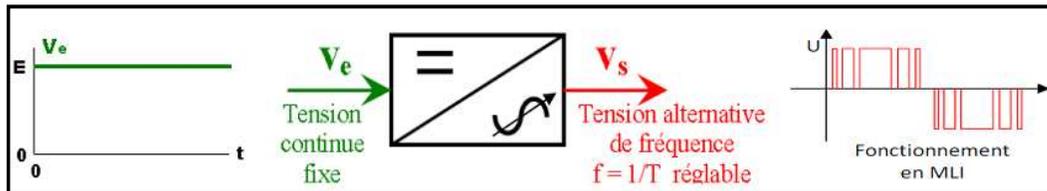


Figure 1.3: Principe de base de l'onduleur.

1.3.3. Conversion alternatif- alternatif :

Le convertisseur transformant l'énergie électrique sous forme alternative pour alimenter une charge en alternatif peut se faire avec ou sans changement de fréquence. Dans le premier cas on parle de gradateur dans le second cas on parle de gradateur.

Le schéma d'un gradateur triphasé-triphasé comprend 36 thyristors (il peut être considéré comme la juxtaposition de 3 redresseurs tête-bêche, soit 3x2 ponts à 6 thyristors). Il n'est quasiment utilisé que pour des puissances très importantes (> 1 MVA).

Le gradateur est un convertisseur de structure extrêmement simple. Il est principalement utilisé en éclairage (lampadaire halogène, éclairage de scène, discothèque...) et sur moteur universel (perceuse, aspirateur...) car, pour ces applications, la fréquence des courants d'alimentation n'a que peu d'importance. Il est aussi utilisé sur des moteurs asynchrones à cage pour de la variation de vitesse industrielle et domestique économique en pompage et ventilation.

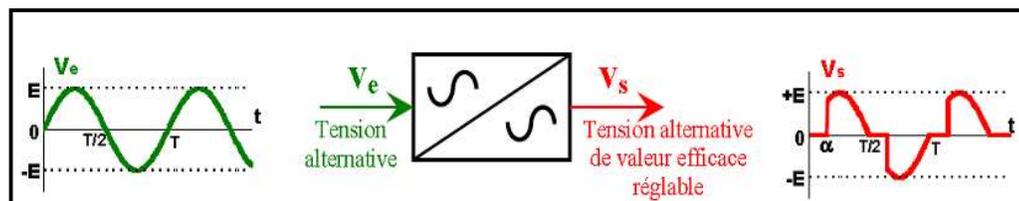


Figure 1.4: Principe de base du gradateur.

1.3.4 Conversion continu- continu

Le convertisseur transformant l'énergie délivrée sous forme continue pour alimenter une charge en continu est le hacheur, celui-ci règle la tension ou le courant appliqué à la charge. Il peut être réversible ou non.[5]

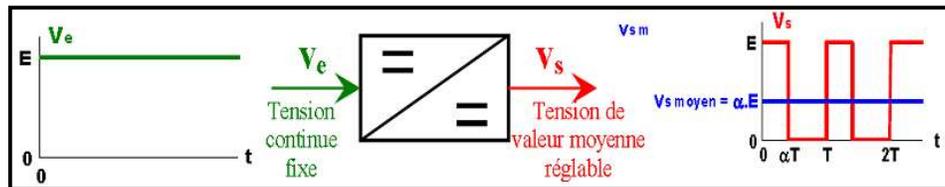


Figure I.5 : Principe de base d'un hacheur.

1.4. Généralité sur les hacheurs

Un hacheur ou "chopper" est un convertisseur statique qui permet de transformer une tension continue de valeur fixe en une autre tension continue réglable. C'est l'équivalent du transformateur en alternatif.

L'hacheur permet la modulation de l'énergie entre une source et une charge Continue. Cette source et cette charge peuvent être soit de nature capacitive (source de Tension), soit de nature inductive (source de courant).

Il est constitué d'un interrupteur commandable qui peut être un transistor (pour des faibles puissances) ou un thyristor (pour grande puissance).

1.4.1 Domaine d'utilisation des hacheurs

Un des gros domaines d'utilisation des hacheurs est la variation de vitesse du moteur à courant continu (MCC), Ils équipent par exemple la majorité des engins de moyenne traction, tels que ceux utilisés pour le métro. La première génération de TGV (TGV Sud Est) est équipée d'ensembles hacheurs-moteurs à courant continu. On trouve aussi des hacheurs dans tous les équipements destinés à l'utilisation de l'énergie éolienne ou solaire. Ils permettent de rendre constante une tension d'entrée très versatile. Les hacheurs sont également utilisés dans l'alimentation des moteurs pas à pas.

1.4.2 Types des hacheurs

Du point de vue réversibilité des grandeurs de sortie, on distingue deux catégories des hacheurs : Réversibles et irréversibles. La réversibilité permet d'apporter certains

avantages aux hacheurs. On cite par exemple, l'inversion du sens de rotation des moteurs électriques, le freinage par récupération, rechargement des batteries par récupération...etc. [6]

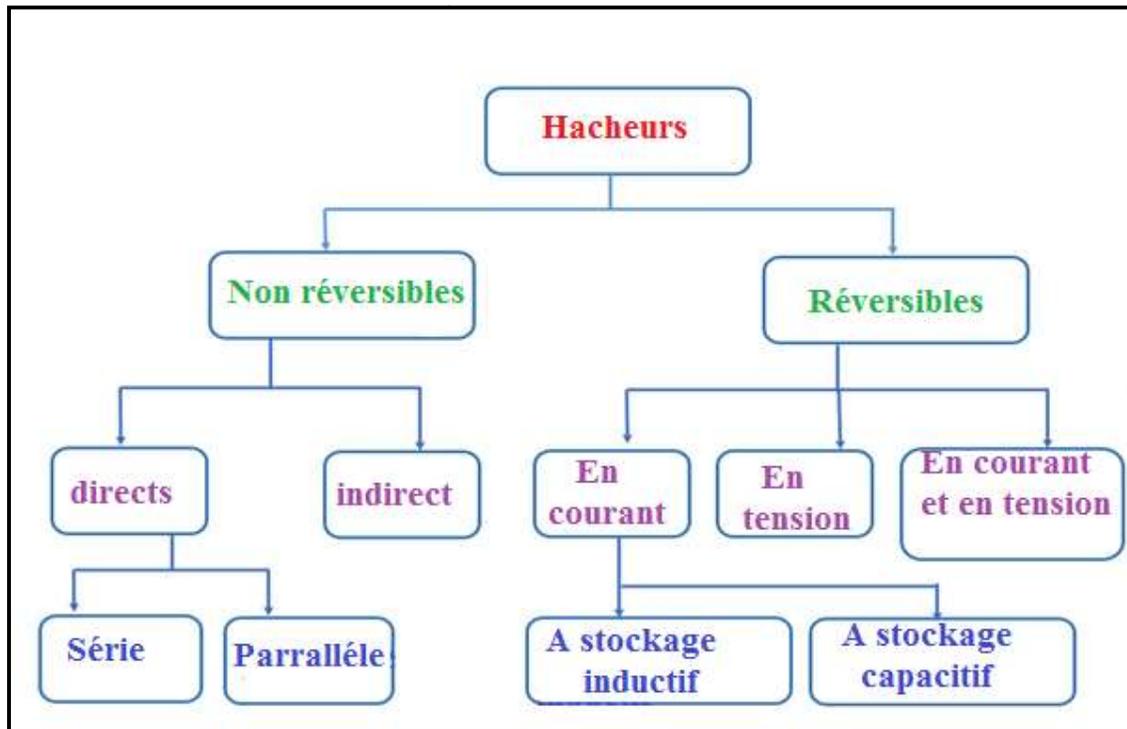


Figure 1.6: Les différents types des hacheurs.

1.4.2.1 Les hacheurs réversibles :

Les hacheurs réversibles permettent l'inversion du courant ou de la tension. Ce type de comportement se rencontre usuellement dans les systèmes d'entraînements électriques. Ainsi, un moteur en sortie d'un hacheur représente une charge. Cependant, si on veut réaliser un freinage, le moteur va devenir une génératrice, ce qui va entraîner un renvoi d'énergie à la source (mieux qu'un simple freinage mécanique). [7]

Dans cette catégorie, on distingue trois types :

- ✓ Hacheur réversible en tension
- ✓ Hacheur réversible en courant
- ✓ Hacheur réversible en courant et en tension

a) Hacheur réversible en tension

Utilisé surtout pour l'entraînement d'une Machine à Courant Continu (MCC) dans un sens de rotation pour le fonctionnement en moteur avec freinage par récupération dans l'autre sens de rotation (génératrice) c'est le cas des ascenseurs [8]

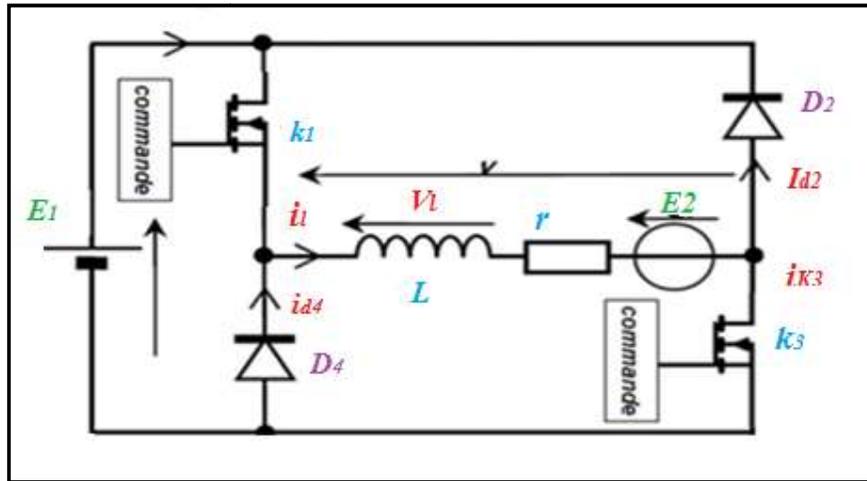


Figure 1.7: Schéma de principe d'un hacheur réversible en tension

b) Les hacheurs réversibles en courant

Ce type permet de faire « remonter » de l'énergie depuis la sortie vers l'entrée. Ceci à cause de la réversibilité des interrupteurs utilisés. La structure (Figure 1.8) rassemble un hacheur série dévolteur de tension (quadrant 1) et un hacheur parallèle survolteur de tension (quadrant 2). Ce hacheur permet d'avoir un courant de sortie positif ou négatif Très employé pour l'entraînement d'une MCC dans un sens de rotation freinage par récupération présenté la dans la figure suivante :

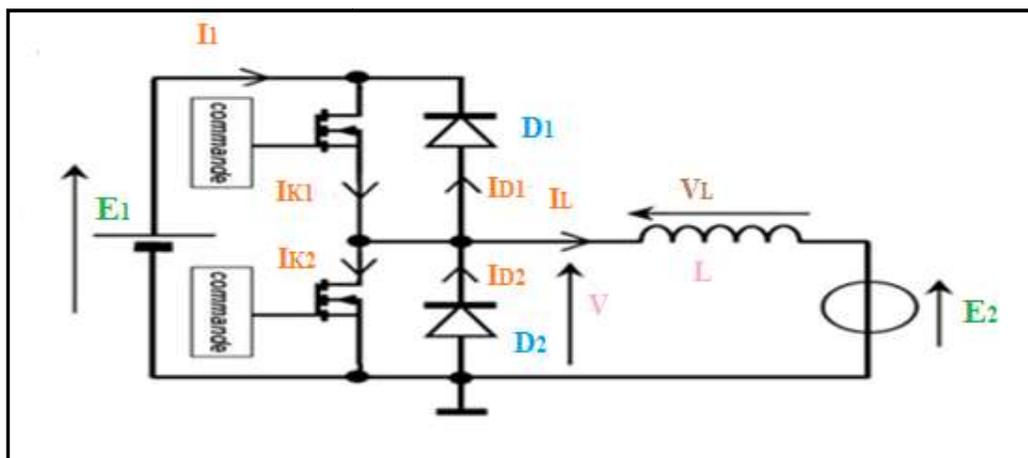


Figure 1.8: le hacheur réversible en courant

➤ Principe de fonctionnement

Tant que le courant i_L est positif, T1 et D2 assurent le fonctionnement du hacheur en conduisant à tour de rôle comme nous l'avons expliqué précédemment. S'il vient à s'annuler puis changer de signe, alors, dès que l'on détecte le passage par 0, on lance la commande de T2. C'est alors T2 et D1 qui assurent à tour de rôle la conduction [9]

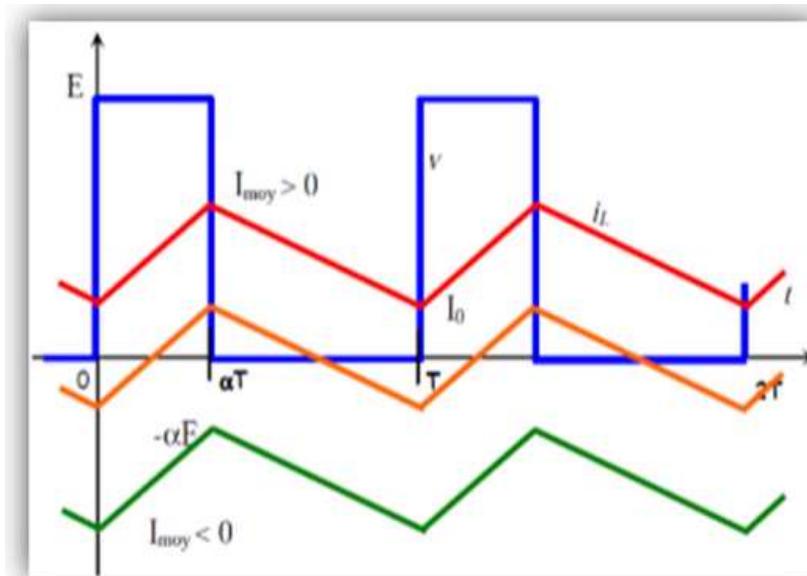


Figure 1.9: Formes d'ondes de du signal de sortie réversible en courant

c) hacheur réversible en courant et en tension :

Grâce à la structure quatre quadrants, la tension et le courant de charge peuvent les deux avoir des allures positives ou négatives. [9]

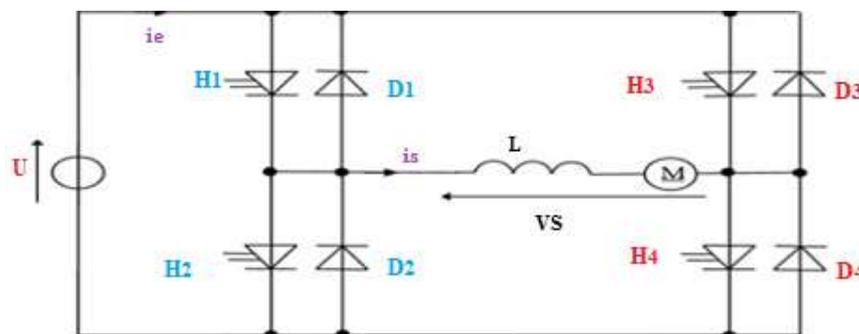


Figure 1.10: L' hacheur quatre quadrant réversible en courant et en tension.

1.4.2.2 Les types des hacheurs non réversibles :

1.4.2.2.1 Hacheur série ou abaisseur(Buck) :

Le hacheur série (Buck) permet de transformer une tension continue fixe en une tension d'alimentation plus faible réglable par l'utilisateur. La Figure (1.11) présente le schéma de base d'un hacheur Buck. Ce hacheur est formé d'une source de tension continue V_0 à l'entrée, d'une diode de roue libre D , d'un transistor Q commandable de puissance, d'une inductance L , d'un condensateur C et d'une résistance de charge R .

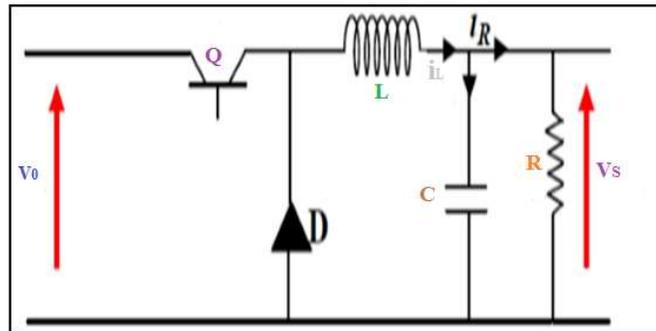


Figure 1.11: Représentation schématique d'un convertisseur Buck.

➤ Principe de fonctionnement :

Le transistor Q est commandé en commutation à la période T_s avec un rapport cyclique u comme l'indique La Figure(1.12) représentant le signal de commande MLI.

Ce rapport cyclique est défini comme $u = t_{on}/T_s$, tel que t_{on} : temps de fermeture de Q .

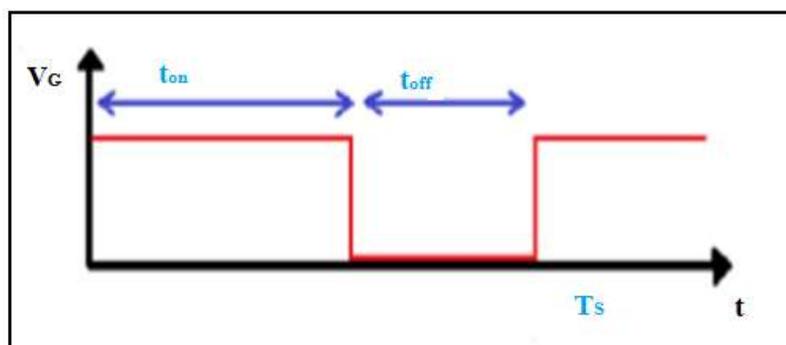


Figure 1.12: la période de commutation de transistor

On considère que le transistor Q et la diode D sont parfaits. On peut alors distinguer deux phases de fonctionnement :

➤ **La phase active :**

Lorsque le transistor Q est à l'état ON pendant la période t_{on} . La source d'entrée fournit l'énergie à la charge R à travers l'inductance L. le schéma équivalent durant la phase active est illustré sur La Figure (1.13).

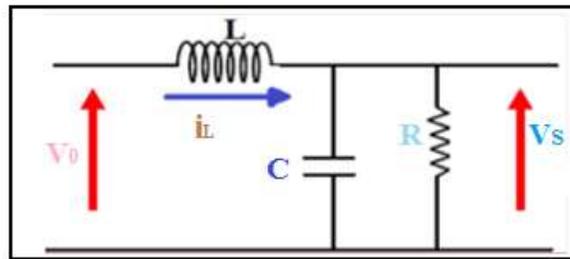


Figure 1.13: Schéma équivalent du hacheur buck, état ON.

Séquence 1 : À l'instant $t = 0$, l'interrupteur Q est fermé pendant une durée

t_{on} on obtient :

$$V_L(t) = L \frac{di}{dt} = V_0 - V_S \quad (1.1)$$

$$C \frac{dv}{dt} = i_L - \frac{V_C}{R} \quad (1.2)$$

• **La phase de roue libre :**

Lorsque le transistor Q est bloqué, la diode D assure la continuité du courant dans l'inductance L, l'énergie emmagasinée dans cette inductance est alors déchargée dans le condensateur C et la résistance de charge R. le schéma équivalent durant la phase de roue libre.

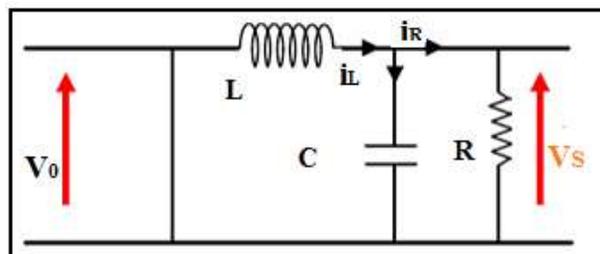


Figure 1.14: Schéma équivalent du hacheur Buck, l'état OFF.

Séquence 2 : À l'instant $t = t_{ON}$, l'interrupteur Q est à l'état OFF pendant une durée de $T_S(1 - u)$.

$$V_L(t) = L \frac{di}{dt} = V_c \quad (1.3)$$

$$C \frac{dv}{dt} = i_L - \frac{V_c}{R} \quad (1.4)$$

On engendre aussi que la tension moyenne aux bornes de l'inductance $\langle V_L \rangle$ est nulle avec le rapport cyclique u étant comprise entre zéro et un, et la tension de sortie V_S peut être varié entre zéro et V_0 .[10]

1.4.2.2.2 Convertisseur parallèle ou élévateur de tension (Boost):

Un hacheur survolteur est un convertisseur DC-DC à stockage inductif ou accumulation d'énergie électromagnétique (Figure.1.15) et il est élévateur de tension

$$(U_S > U_e).$$

Il est considéré comme une liaison directe entre une source de courant continu et un récepteur de tension continue. Le récepteur proprement dit, constitué par la résistance R et le condensateur de filtrage C monté en parallèle à ses bornes, a le comportement de source de tension exigé par le convertisseur. Par contre, il faut placer une bobine d'inductance L en série avec l'alimentation de tension U_e pour la transformer en une source de courant DC.[8]

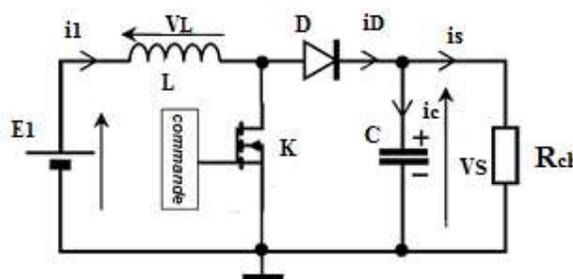


Figure 1.15: Convertisseur boost

➤ Principe de fonctionnement

L'interrupteur K est fermé pendant la fraction DT de la période de découpage T . La source d'entrée fournit l'énergie à la charge R_{ch} a travers l'inductance L . Lors du blocage du

transistor, la diode D assure la continuité du courant dans l'inductance. L'énergie emmagasinée dans cette inductance est alors déchargée dans le condensateur et la résistance de charge. Les formes d'ondes en conduction continue sont représentées à la figure(I.15).

En régime permanent, la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance est nulle, ce qui impose la relation suivante :

$$U_S = U_e \frac{1}{1-D} \quad (1.5)$$

Par définition, $0 \leq D \leq 1$, ce qui induit que le montage est élévateur de tension (survolteur).[11]

1.4.2.2.3 Convertisseur Buck Boost :

Le hacheur survolteur-dévolteur est un convertisseur qui combine les propriétés des deux convertisseurs précédents, il est donc élévateur ou abaisseur de tension. Il est considéré comme une liaison indirecte entre deux sources de tension continue, par l'intermédiaire d'une source de courant continu (bobine). De plus c'est un montage inverseur de tension(tension de sortie négative par rapport à la référence de la source d'entrée : $U_S < 0$). Son schéma de principe est illustré par (Fig.1.16).

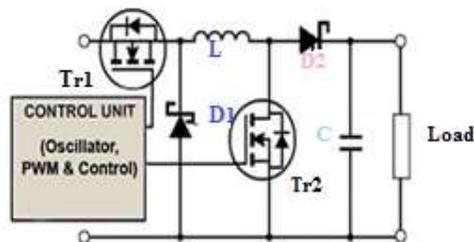


Figure 1.16: convertisseur buck _ boost.

Ce convertisseur est essentiellement utilisé pour les appareils électroniques portatifs, et permet d'optimiser la durée d'autonomie de la batterie tout en protégeant le système [12]

➤ Principe de fonctionnement :

Un convertisseur Buck-Boost est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible ou plus grande valeur

mais de polarité inverse. Durant l'état «on», l'énergie apportée par la source est stockée dans l'inductance L l'énergie stockée dans l'inductance L est livrée ensuite à la charge pendant l'état «off».

En raison de la présence de la diode D, le courant circule à travers l'inductance L seulement dans une direction durant les deux états. Par conséquent, V_{load} a une polarité opposée à la source. Pour cette raison, ce circuit est aussi appelé convertisseur inverseur. Les équations décrivant ce circuit peuvent être obtenues de la même manière qu'au paravent. Comme indiqué précédemment, le condensateur C soutient la tension d'alimentation. En conclusion, l'amplitude de source peut être inférieure ou supérieure à source suivant la valeur de t_{ON} et t_{OFF} .[13]

1.4.3 Rôle de convertisseur dc / dc :

Pour la conversion de puissance, il est essentiel que le rendement soit maintenu élevé pour éviter la dissipation de la puissance et pour éviter les échauffements excessifs dans les composants électroniques. Pour cette raison toute la conversion de puissance échangée doit être réalisée autour des composants de stockage d'énergie tels que les inductances, les condensateurs et les commutateurs. Les commutateurs de puissance utilisés dépendent du niveau de la puissance à convertir ou à commander. Les MOSFETS sont habituellement utilisés à la puissance relativement basse (quelques kW) et les IGBTs à des puissances plus élevées. Les thyristors ont été généralement utilisés et acceptés dans les plus hauts niveaux de puissance. La montre la représentation d'un convertisseur DC/DC, qui peut être utilisé comme interface entre la source et la charge[14].

1.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté un aperçu général sur les différents convertisseurs statiques, ainsi que le hacheur réversible en courant, réversible en tension et le hacheur en ont réversible en courant et en tension du côté continu pour le fonctionnement dans les quatre quadrants avec une bref explication de leur rôle principal.

CHAPITRE II :
ETUDE DU MOSFET

2.1.Introduction

Les "interrupteurs" de l'électronique de puissance travaillent jusqu'à plusieurs dizaines de kHz. Il est impossible d'employer des interrupteurs classiques. Ceux-ci ne supporteraient pas de telles fréquences de fonctionnement. De plus, un arc électrique s'établirait entre les contacts qui ne couperaient plus aucun courant. Seuls les interrupteurs statiques à base de semi-conducteurs sont utilisés.

On trouve : la diode, le transistor bipolaire, le transistor à effet de champ à grille isolé (MOS), l'IGBT (Insulated gate Bipolar transistor), le thyristor "classique", le thyristor GTO (gate Turn off). Lorsque l'on étudie les performances relatives des composants en fonction des tensions d'alimentation et des fréquences auxquelles le composant est capable de fonctionner, on peut tracer le domaine suivant.[15]

2.2.Transistor à effet de champ MOSFET

C'est un interrupteur commandable à la fermeture et à l'ouverture par une tension entre sa grille et sa source. Il est caractérisé par :

- ✓ Pouvoir commuter des puissances faibles et moyennement faibles.
- ✓ Être très rapide du point de vue fréquence de commutation.
- ✓ Isolation de la partie commande Grille « Gate » de la partie puissance Drain Source.
- ✓ Très faibles dimensions (technologie submicronique).
- ✓ Très faible consommation.
- ✓ Impédance d'entrée élevée.
- ✓ Comportement électrothermique positif (augmentation de la résistance à l'état passant lorsque la température augmente) qui empêche l'emballement thermique.
- ✓ Présence dans des applications du domaine de télécommunication et de conversion à faible puissance et haute fréquence.

Pour choisir le bon semi-conducteur destiné à commuter la puissance d'entrée à une certaine cadence, on recourt au réseau des courbes concernant la région du bon fonctionnement de ce composant. Cette région est en fonction de la puissance manipulée et de la fréquence de commutation ou bien le courant et la tension au lieu de la puissance. Le meilleur semi-conducteur commandable pour cette application est le transistor MOSFET qui combine l'avantage de commuter des faibles puissances à des

fréquences pouvant aller jusqu'aux centaines de Hertz. En outre, il ne demande qu'une faible énergie sous forme de tension VGS pour fermer et ouvrir cet interrupteur [16].

L'insertion d'un MOSFET plus réaliste comme interrupteur de commutation mène à prendre en compte ses comportements électroniques internes révélés par certaines allures de ces propres tensions et courants. Ces allures peuvent être des retards d'établissement ou d'extinction inattendus, des pics de courants et de tensions qui surgissent, des oscillations résonantes ou stationnaires...etc.

2.3.Description et Fonctionnement du MOSFET :

Le MOSFET de faible puissance (Métal Oxyde Semi-conducteur Field Effect Transistor). La figure (2.1.a) donne la représentation symbolique usuelle. La connexion partant de la borne reliée au substrat (bulk) B se termine par une flèche indiquant le sens passant des deux jonctions substrat - source et substrat - drain. D'ordinaire le substrat et la source sont reliés. La figure(2.1.b) indique les notations utilisées.

Dans un semi-conducteur dopé de type P figure (2.2), on a diffusé deux zones de type N sur les quelles sont soudés les deux contacts de source S et de drain D. Une couche d'oxyde recouvre la zone P située entre la source et le drain, sur cette couche est soudé le contact de grille (gate) G. C'est la succession Métal-Oxyde-Semi-conducteurs qui donne le préfixe MOS utilisé pour caractériser ce type de transistor.

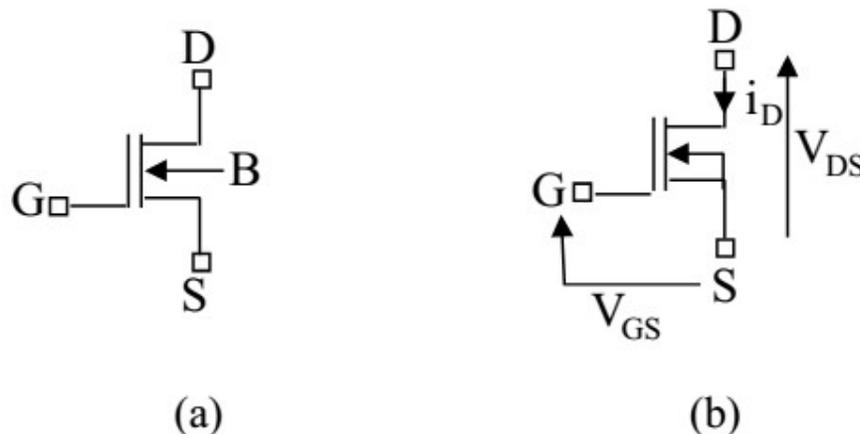


Figure 2.1 : Représentation symbolique et notation pour le MOSFET à canal N

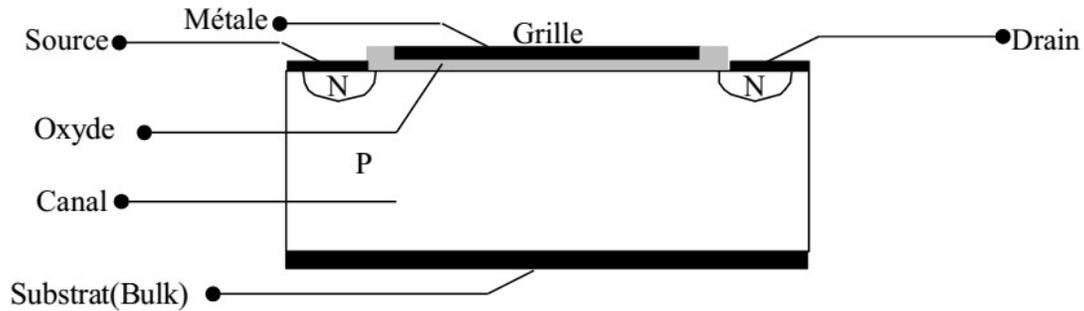


Figure 2.2: Structure d'une cellule de MOSFET de faible puissance

2.4.Principe du Fonctionnement :

Si on applique une tension V_{GS} positive entre grille et source, le champ électrique qui, à travers la couche d'oxyde apparaît à la surface de la couche P entre drain et source, éloigne de cette zone les porteurs majoritaires (charges positives) et y attire les porteurs minoritaires.

A partir d'une certaine valeur de V_{GS} , appelée tension de seuil $V_{GS(th)}$ (threshold voltage), au voisinage immédiat de la couche d'oxyde il y a plus de charges négatives que de charges positives. Cette zone du type N ainsi formée constitue un canal reliant la source et le drain. Si on applique alors une tension V_{DS} positive entre le drain et la source, un courant de drain i_D peut passer par ce canal dont la section, et donc la résistance, dépend de l'écart entre V_{GS} la tension de seuil.

2.5.Caractéristiques statiques :

2.5.1.Caractéristiques de sortie :

Les caractéristiques donnant le courant de drain i_D en fonction de la tension drain-source V_{DS} pour diverses valeurs de la tension grille - source V_{GS} , ont l'allure représentées sur la figure (2.3.a) La figure (2.3.b) dilate leurs parties initiales.

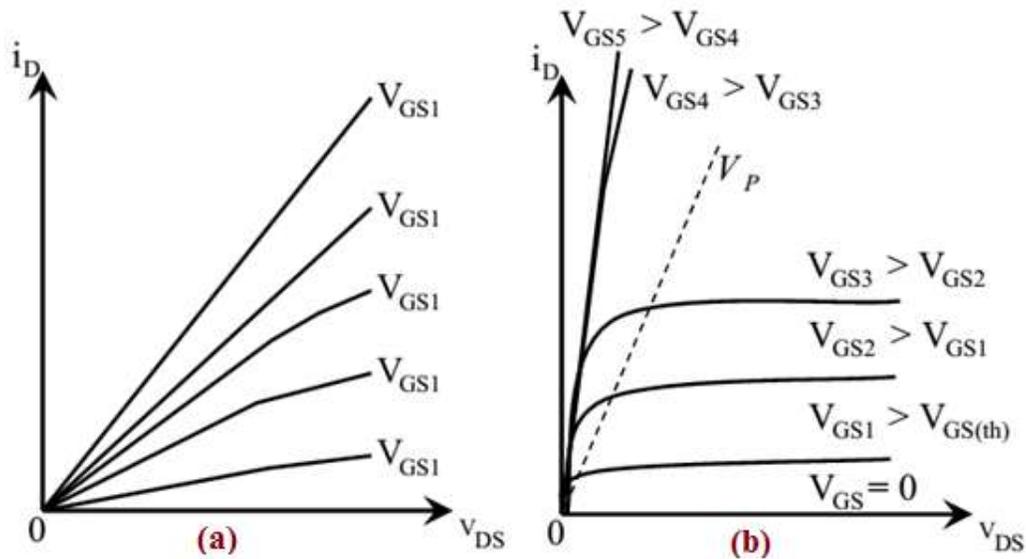


Figure 2.3 a et b : Caractéristiques de sortie.

Le courant i_D ne peut passer que si la tension V_{GS} , supérieure à la tension de seuil $V_{GS(th)}$ crée des canaux de type N. La section de ces canaux est alors fonction, de l'écart $V_{GS} - V_{GS(th)}$

- Pour les faibles valeurs de V_{DS} , inférieures à quelques volts, le courant i_D est faible, son passage dans les canaux n'en modifie pas la résistivité, le courant i_D croît proportionnellement à V_{DS}
- Lorsque i_D est assez grand pour que les flux d'électrons saturent les canaux, i_D reste pratiquement constant lorsque V_{DS} augmente les caractéristiques sont horizontales.
- La valeur de V_{DS} correspondant à la saturation des canaux est appelée tension de "pincement" V_P .
- En électronique linéaire (amplification), on travaille dans la zone où les caractéristiques $i_D = f(V_{DS})$ sont horizontales.
- En électronique de puissance. on demande au transistor de fonctionner en interrupteur:
- L'interrupteur sera ouvert pour V_{GS} inférieur à $V_{GS(th)}$ en fait, on réalisera l'ouverture en faisant $V_{GS} = 0$. La résistance $R_{DS OFF}$ entre drain et source est alors pratiquement infinie.

- L'interrupteur sera fermé lorsque V_{GS} sera suffisant pour qu'à i_D donné la chute de tension V_{DS} soit minimale. L'augmentation de V_{GS} réduit V_{DS} , toutefois, au-delà d'une tension de l'ordre de la dizaine de volts, la réduction de V_{DS} à i_D donné n'est plus sensible.

2.5.2.Caractéristique d'entrée :

La grille étant isolée, il n'y a théoriquement pas de courant circulant entre grille et source en régime statique. En fait, il y a un petit courant de fuite très inférieur au microampère. L'impédance d'entrée très élevée, supérieure au mégohm, constitue le principal avantage du transistor MOSFET sur le transistor bipolaire. On verra que l'impédance d'entrée est essentiellement capacitive.

On peut tracer des caractéristiques de transfert donnant i_D en fonction de V_{GS} à V_{DS} constant. Elles montrent comment, dès que V_{GS} a dépassé la tension de seuil $V_{GS(th)}$, généralement comprise entre 2 et 4 volts, le courant i_D croît rapidement. La pente des caractéristiques de transfert est appelée transconductance directe g_{FS} [17].

2.6.Différents types de MOSFET :

Rappelons que le transistor ne conduit pas entre la source et le drain lorsqu'aucune tension n'est appliquée sur la grille, c'est-à-dire au repos. En pratique, il est possible de réaliser une couche très fine et suffisamment dopée juste sous l'isolant de même type que les zones de source et de drain afin de permettre une conduction au repos, on parle alors de MOSFETs à appauvrissement de canal, dans ce cas trois zones dopées du même type sont en série. Par contre, l'application d'un champ électrique peut « chasser » les électrons de ce canal existant au repos et donc peut entraîner le blocage de la conduction. De ce fait le transistor peut conduire dès que la tension appliqué sur la grille est supérieure ou égale à zéro vu que le canal de conduction est préfabriqué. La Figure (2.4) montre une coupe schématique d'une structure MOSFET. Ce transistor est alors appelé transistor NMOS à appauvrissement dit «normally on » en anglais.

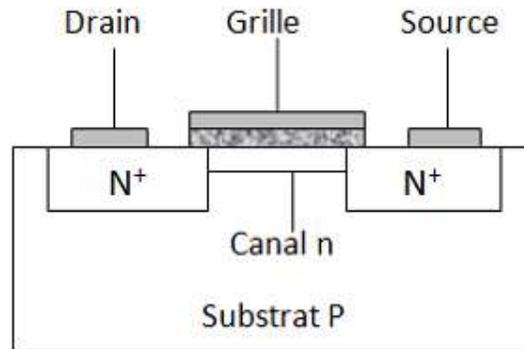


Figure 2.4: Coupe schématique d'un transistor MOS conducteur (à appauvrissement de canal)

La Figure (2.4) est celle d'un transistor à canal n. Nous pouvons remplacer par analogie le dopage de type n des zones de source et de drain par un dopage de type p, et le dopage du substrat de type p par du type n et éventuellement celui du canal en surface par un canal de type p. Nous créons dans ce cas des transistors PMOS [18].

Dans le cas des MOSFETs à enrichissement de canal, ce dernier est obtenu par la polarisation de la grille. Il existe ainsi 4 types de transistors MOS différents selon la nature du substrat et le procédé technologique de fabrication. On distingue alors :

- Le NMOS à enrichissement de canal.
- Le NMOS à appauvrissement de canal.
- Le PMOS à enrichissement de canal.
- Le PMOS à appauvrissement de canal.

2.6.1 MOSFET à appauvrissement D-MOSFET

2.6.1.1 Structure du MOSFET à appauvrissement canal N

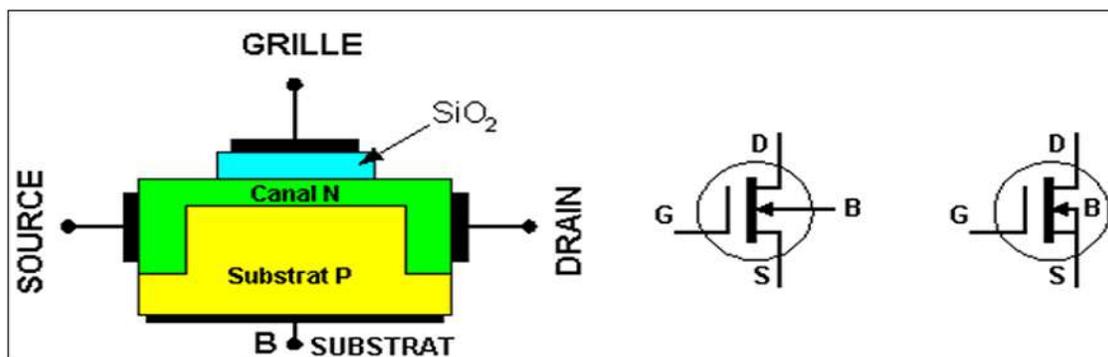


Figure 2.5: Structure de Mos à appauvrissement du canal N.

Dans cette structure la Source et le Drain sont reliés par un canal étroit du même type N, et si on applique une tension négative sur la Grille par rapport au substrat, les électrons sont repoussés vers le substrat et les trous sont attirés ce qui diminue la conductivité du canal figure (2.5).

2.6.1.2 Structure du MOSFET à appauvrissement canal P :

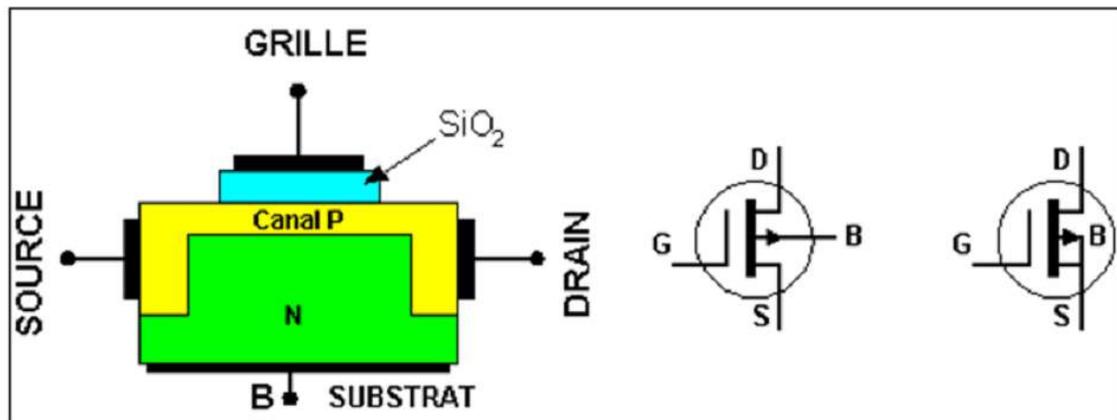


Figure 2.6 : Structure du MOS à appauvrissement du canal P.

Dans cette structure la Source et le Drain sont reliés par un canal étroit du même type P, et si on applique une tension positive sur la Grille par rapport au substrat, les trous sont repoussés vers le substrat et les électrons sont attirés ce qui diminue la conductivité du canal voir figure (2.6)

2.6.2. Les MOSFET à enrichissement E-MOSFET :

2.6.2.1 Structure du MOSFET à enrichissement canal N :

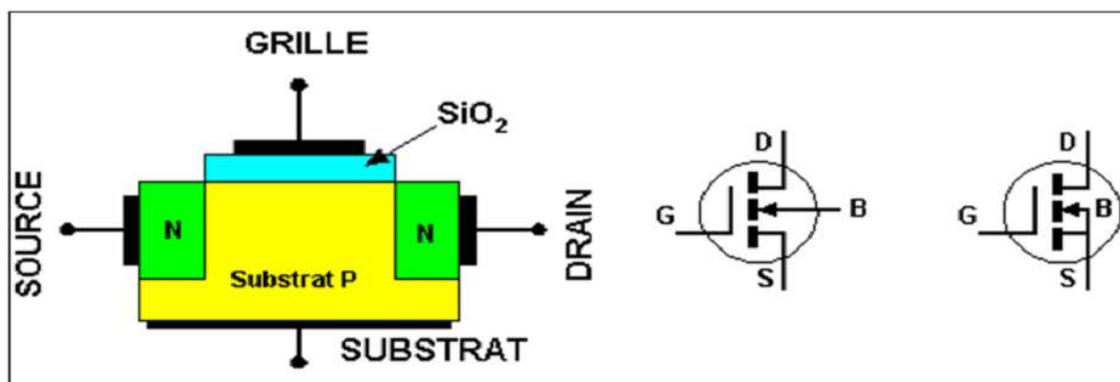


Figure 2.7 : Structure du MOS à enrichissement du canal N.

Si on applique une tension positive sur la Grille on attire les électrons à l'interface isolant-semi conducteur et on repousse les trous. A partir d'une certaine valeur : tension de seuil , une couche d'inversion apparaît et le transistor devient de plus en plus passant voir figure (2.7).

2.6.2.2 Structure du MOSFET à enrichissement canal P :

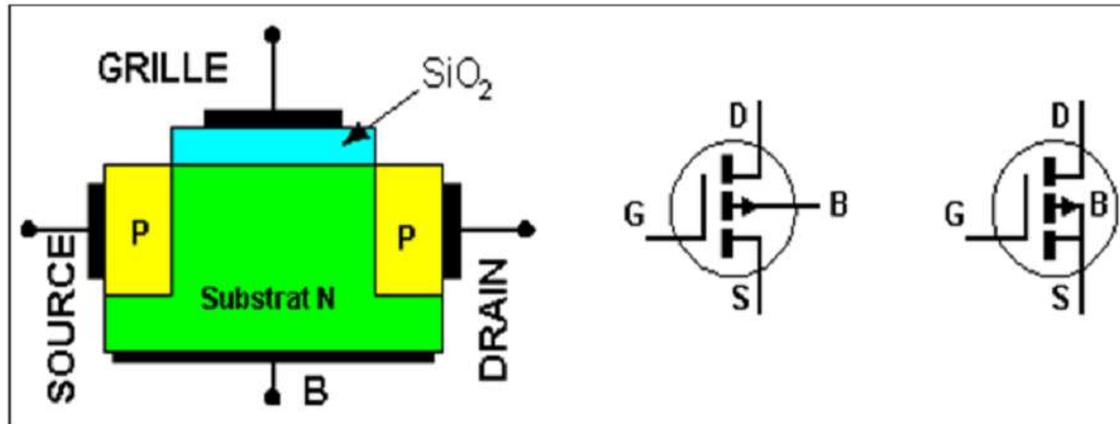


Figure 2.8: Structure du MOS à enrichissement du canal P.

Dans le cas de l'E-MOSFET canal P, si on applique une tension négative sur la Grille on attire les trous à l'interface isolant-semi-conducteur et on repousse les électrons. A partir d'une certaine valeur : tension de seuil , une couche d'inversion apparaît et le transistor devient de plus en plus passant voir figure (2.8).[19]

2.7. Structure du transistor MOSFET :

Le transistor MOSFET (Transistor Métal-Oxyde-Semi-conducteur à effet de champ) est un transistor à effet de champ à grilles isolé pouvant être conçu sur un substrat de type P pour les transistors à canal N ou sur un substrat de type P pour les transistors conçus sur un substrat de type N. Ce transistor est donc organisé autour d'une structure MOS suivant le dispositif type représenté sur la figure (2.9).

Le transistor MOS type N que nous allons présenter dans ce qui suit pour expliquer le principe de fonctionnement de ce transistor est constitué :

- ✓ D'un substrat de type P, pour le transistor NMOS, (et de type N pour le transistor PMOS).

- ✓ D'une couche conductrice métallique ou parfois d'une couche de polysilicium fortement dopé appelée grille déposé sur l'isolant qui est généralement dans le cas des MOSFETs de la silice SiO_2
- ✓ De deux régions de type opposé à celui du substrat ; Ces deux régions sont fortement dopées, et appelées source et drain. La région entre ces deux régions est appelée la région du « canal ». [20].

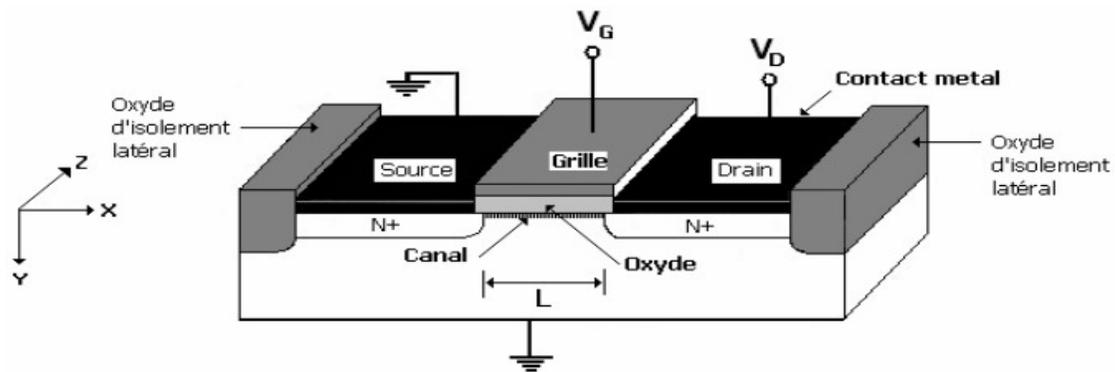


Figure 2.9: Structure et Principe du MOSFET en régime d'inversion

Un transistor peut être considéré comme un interrupteur commandé par un signal électrique de faible puissance (courant ou tension) appelé signal de commande. Cela permet de déduire deux types de fonctionnement : soit en amplification pour les applications de type analogique, soit en tout ou rien pour les applications logiques. Le schéma en coupe d'un transistor MOS sur substrat massif est représenté sur la figure (2.9)

On remarque que ce transistor est conçu sur substrat en silicium faiblement dopé. Le MOSFET est constitué d'une électrode de grille qui est l'électrode de commande de longueur L_G , déposée sur un isolant recouvrant un substrat semi-conducteur qui constitue le canal de conduction. L'isolant de grille en oxyde de silicium SiO_2 , d'épaisseur notée T_{OX} , est intercalé entre l'électrode de grille et le substrat de silicium. De part et d'autre du canal sont placées les électrodes de source et de drain, considérés comme deux réservoirs de charges très fortement dopées, d'un type de dopage inverse à celui du substrat et permettant la circulation du courant.

On peut alors déterminer deux types de transistors selon le type de porteurs qui constituent le courant dans le canal de conduction du transistor : transistor NMOS où le canal n est constitué d'électrons et le PMOS où le canal p est constitué de trous.

2.8. Avantages et Inconvénients des transistors (MOSFET) :

2.8.1 Avantages :

On peut classer les avantages de MOSFET suivants :

- ✓ Le bruit intrinsèque est toujours très faible.
- ✓ Ce type de transistor est simple à fabriquer et par suite peu onéreux.
- ✓ La densité d'intégration autorisée par ce type de composant est très importante : on dépasse aujourd'hui le nombre de 10^7 transistors sur une seule puce

2.8.2 Inconvénients :

- ✓ Très sensible à la contamination lors de la fabrication.
- ✓ Très sensible aux Décharges Electrostatiques (ESD), ne jamais laisser la grille en l'air.
Mettre une zener entre grille et source.

- ✓ $R_{DS\ on}$ relativement élevée

2.9. Phénomène de commutation :

Les temps d'enclenchement et de déclenchement du MOS sont extrêmement courts (quelques dizaines de ns). La figure (2.10) donne les allures des tensions V_{GS} , V_{DS} .

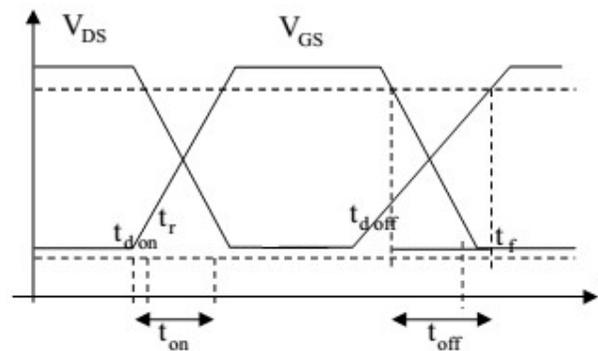


Figure 2.10 : forme d'ondes idéalisées

$t_{d\ on}$: temps de retard à l'enclenchement.

t_r : temps de croissance.

t_{on} : temps total d'enclenchement.

de même manière ($t_{d\ off} + t_f = t_{off}$) sont les temps de d'enclenchement [21]

2.10.Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons essayé de faire la lumière sur les MOSFET avec une bref historique, leurs structure de base et les différentes caractéristique statique le domaine d'application, ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients, le MOSFET en régime de commutation, nous avons finalisé par la présentation de réseaux de la circuits d'aide à la commutation.

**CHAPITRE III : MINIMISATION DE PERTE
D'ENERGIE DU CONVERTISSEUR
ABASSEUR**

3.1. Introduction :

Avec l'avènement de l'informatique les outils de simulation se sont répandus dans tous les secteurs d'activité. La simulation donne au technicien la possibilité de concevoir et tester leurs prototypes virtuels. Les avantages sont évidents (économie d'argent et gain de temps). Il est important de valider le prototype virtuel par un simulateur, ce que l'on se propose de faire dans ce chapitre. Pour des raisons de disponibilité et d'universalité, le choix du simulateur retenu a été OrCADPspice. L'implantation des modèles de composant dans PSpice est devenue possible grâce aux améliorations apportées sur les dernières versions de ce logiciel, ce qui lui donne une grande souplesse. Il est en effet possible de décrire ceux-ci à l'aide de blocs fonctionnels dans lesquels tout type d'équation liant les grandeurs d'entrée à la sortie est envisageable. La validation de prototype virtuel consistera à simuler les commutations dans les mêmes conditions que celles effectuées à l'aide d'un banc de mesure. L'objectif étant de montrer la validité du modèle dans des conditions d'utilisation plus proches des réalités. L'évaluation du rendement est une étape essentielle dans la réalisation de tous types de convertisseur statiques DC-DC abaisseur (Buck).

3.2.OrCADPspice :

Est un logiciel de simulation de circuit électronique, SPICE est un simulateur et vérificateur de circuits analogiques ou mixtes. PSpice est un acronyme de Personnel Simulation Program (Programme de simulation personnelle avec accentuation des circuits intégrés). OrCAD-PSpice Designer est disponible en deux options : PSpice Designer et PSpice Designer Plus. OrCADPspice Designer Intégrer OrCAD Capture et OrCADPspice. Une option de mise à niveau de PSpice Designer Plus fournit le moteur de simulation PSpice Analyse Avancé pour la simulation fonctionnelle et l'amélioration du rendement et de la fiabilité de la conception. PSpice était une version modifiée du SPICE développé académiquement, et a été commercialisé par MicroSim en 1984. MicroSim a été acheté par OrCAD une décennie plus tard en 1998.[22]

3.3. Procédure :

Dans ce chapitre nous allons étudier le convertisseur DC-DC abaisseur dans une gamme de fréquence variable entre 10kHz à 1000Khz, notre travail basé spécifiquement sur l'amélioration du rendement de notre convertisseur. L'influence de variation de fréquence

sera également étudiée, les mesures ont été faite après le régime transitoire, sachant que tous les schémas électriques du convertisseur DC-DC étudié sont implémentés sur OrCAD capture et simulé par PSPICE. Deux sondes sont placées comme il est présenté au schéma de base suivant pour tracés les formes d'ondes de la puissance fournie par le générateur et aux bornes de la charge.

3.4. Influence de type du DIODE sur le rendement :

A ce stade, le transistor IRF3711 est utilisé avec différents type de la diode, nous avons utilisé trois types : MUR460, MEB6045, 10CTQ150.

Le changement de valeur PW de V2 est également effectué pour obtenir un courant de charge de 40A.

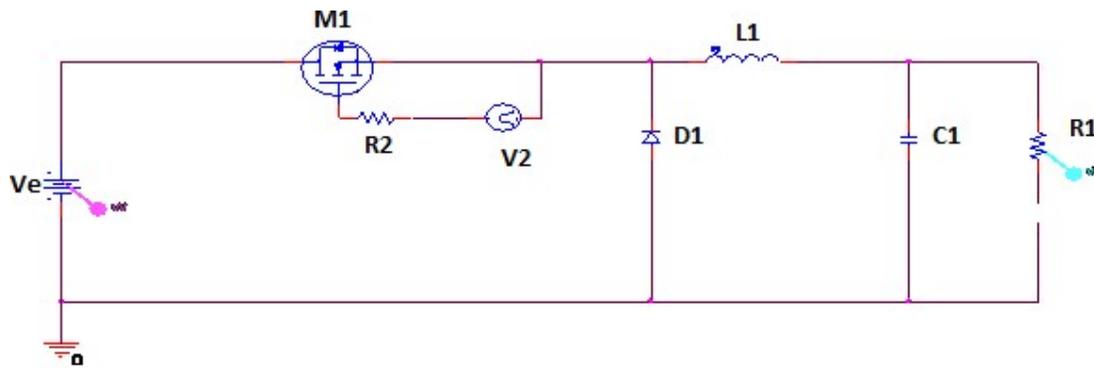


Figure 3.1: Schéma d'un convertisseur BUCK avec les Diodes MUR460, MEB6045 et 10CTQ150

Tableau 3.1: Les valeurs des différents composants relatif au schéma de la figure 3.1

Symbole	Matières					Commande		
	Ve	C1	R1	L1	D1	M1	V2	R2
Valeur	12V	470 μ F	55m Ω	10 μ H	MBR6045 MUR460 10CTQ150	IRF3711	0-12v	12m Ω

•**Résultats de simulation :**

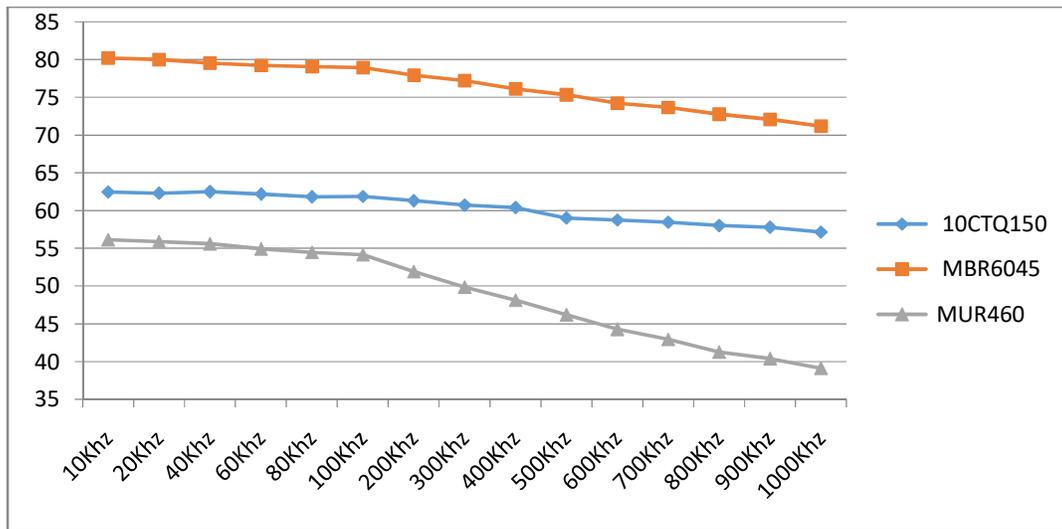


Figure 3.2:variation du rendement du convertisseur abaisseur pour différent type de diode

De la figure 3.2 nous constatons l'influence de type de diodes sur le rendement où en peut remarquer que :

- MEB6045 : l'utilisation de cette diode nous a permet d'avoir d'une part, un rendement dépendant de la fréquence à cause de cette capacité parasite plus-ou moins élevées, et d'autre part un rendement élevé grâce à sa faible résistance en conduction.
- 10CTQ150 : l'utilisation de cette diode nous a permet d'avoir d'une part, un rendement fixe (ne dépend pas de la f fréquence) à cause de ces capacités parasite faible, et d'autre part un rendement moyennement acceptable et ce grâce à sa résistance en conduction.
- MUR460 : l'utilisation de cette diode nous a permet d'avoir d'une part, un rendement dépendant de la fréquence à cause de ces capacité parasite élevées, et d'autre part un rendement faible grâce à sa résistance importante en conduction.

3.5. Influence de type du MOSFET sur le rendement :

3.5.1 Montage Transistor – Diode :

La structure de base est représentée sur la figure3.1, elle résulte de l'association d'un composant commandé (M_{12}) et d'une diode (D_1). Une source de tension continue, V_e , alimente la charge à travers une inductance L_1 . On s'attachera ici à un fonctionnement correspondant à une commande de type « modulation de largeur d'impulsion ».A ce stade, la

diode D_1 (MBR6045) est installé et le transistor M_{12} est remplacé par trois types : IRF3711, IRFZ24N, IFR640S

Le changement de valeur du rapport cyclique (PW) de la commande est également effectué pour obtenir un courant de charge de 40A.

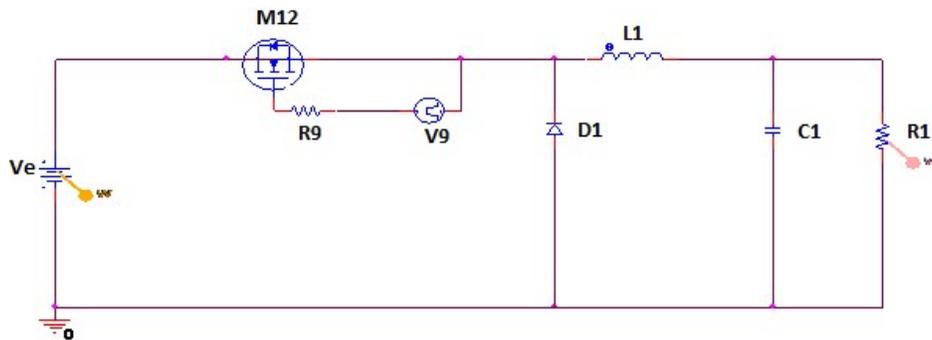


Figure 3.3: Schéma d'un convertisseur BUCK avec un MOSFET

Tableau 3.2 : Paramètre de simulation relatif à la figure 3.3

Symbole	Maille					Commande		
	V10	C1	R1	L1	D1	M12	V9	R9
Valeur	12V	470 μ F	55 m Ω	10 μ H	MBR6045	IRF3711I RFZ24N IFR640S	0-12v	12

Résultats de simulation :

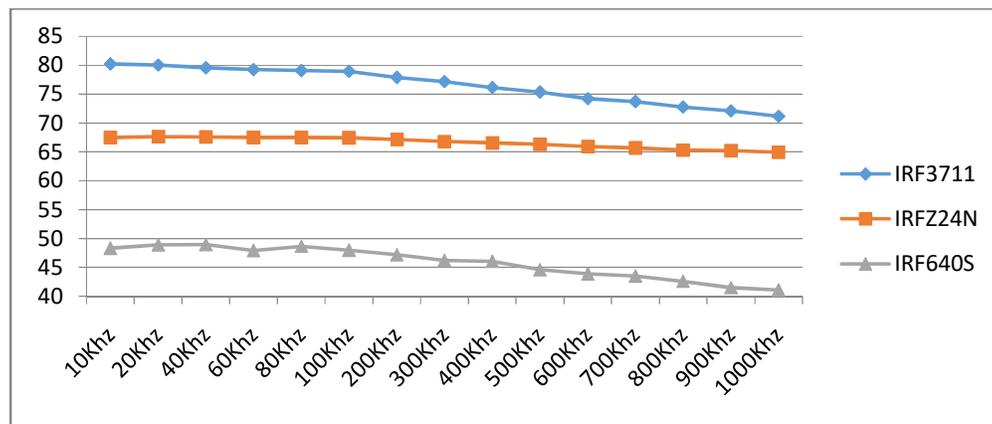


Figure 3.4: variation du rendement du convertisseur abaisseur en fonction de la fréquences pour déférents type du MOSFET

De la figure 3.2 nous constatons l'influence de type du MOSFET sur le rendement ou en peut remarquer que :

- **IRF3711** : l'utilisation de ce transistor nous a permis d'avoir d'une part, un rendement dépendant de la fréquence à cause de ces capacités parasites plus ou moins élevées, et d'autre part un rendement élevé grâce à sa faible résistance drain-source.
- **IRFZ24N** : l'utilisation de ce transistor nous a permis d'avoir d'une part, un rendement fixe (ne dépend pas de la fréquence) à cause de ces capacités parasites faibles, et d'autre part un rendement moyennement acceptable et ce grâce à sa résistance Drain-source moyenne.
- **IRF640S** : l'utilisation de ce transistor nous a permis d'avoir d'une part, un rendement dépendant de la fréquence à cause de ces capacités parasites plus ou moins élevées, et d'autre part un rendement faible grâce à sa résistance drain-source importante.

3.5.2 Montage transistor – transistor :

Dans cette partie, nous choisissons le transistor IRF3711 avec le rendement le plus élevé ou les valeurs de commande sont les suivantes :

- ✓ $PER1=PER2$
- ✓ $PW1+PW2=PER$
- ✓ $TD1=0$
- ✓ $TD2=PW1$

Pour obtenir un courant de charge 40A on change la valeur de tension entrée. Trois cas se présentent :

- Les deux transistors fonctionnent en complémentaire ($TD2=PW1$)
- L'amorçage du transistor M11 est retardé de 5% de la durée de conduction de M10
- L'amorçage du transistor M11 est avancé de 5% de la durée de conduction de M10

Quatre sondes sont placées comme il est présenté au schéma de base suivant pour tracer les formes d'ondes de la puissance fournie par le générateur et les deux transistors et aux bornes de la charge.

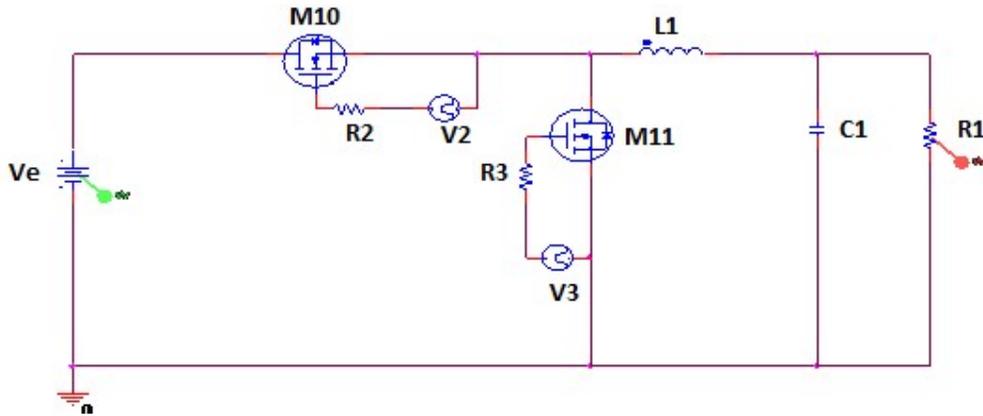


Figure 3.5: schéma de base d'un hacheur Buck tous-transistor

Tableau3.3: Paramètres de simulation relatif au schéma de la figure 3.5

	Maille				Commande1			Commande2		
Symbole	Ve	C1	R1	L1	M10	V2	R2	M11	V3	R3
Valeur	12	470	55	10	IRF3711	0-12V	12	IRF3711	0-12V	12
	V	μF	$\text{m}\Omega$	μH			$\text{m}\Omega$			$\text{m}\Omega$

•Résultats de simulation :

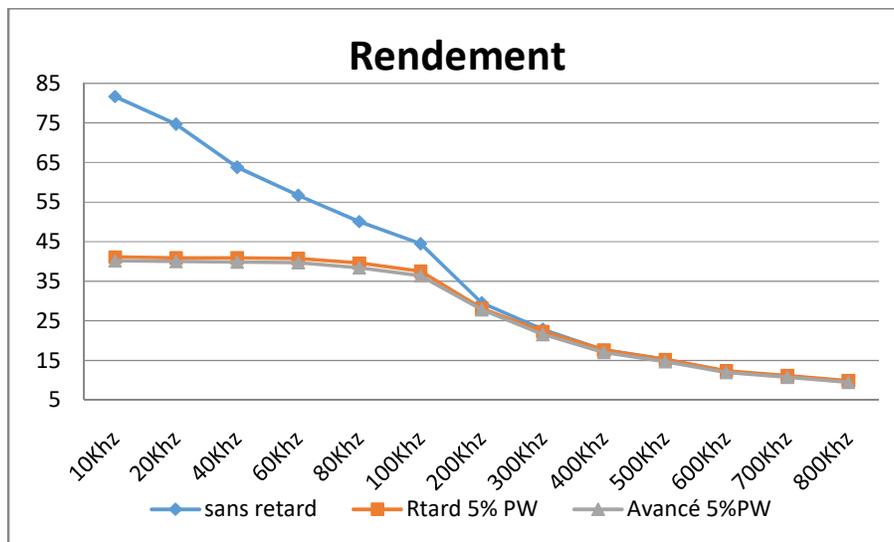


Figure3.6 : variation de rendement d'un hacheur abaisseur tous-transistor

De la figure 3.6 on constate :

- ✓ Le rendement du convertisseur décroît linéairement en fonction de la fréquence quand les transistors fonctionnent en complémentaire dans la plage de fréquence 10KHz-100KHz

- ✓ Le rendement du convertisseur constant et ne dépend pas de la fréquence quand les transistor M11 est amorcer soit en avance ou en retard dans la plage de fréquence 10KHz-100KHz

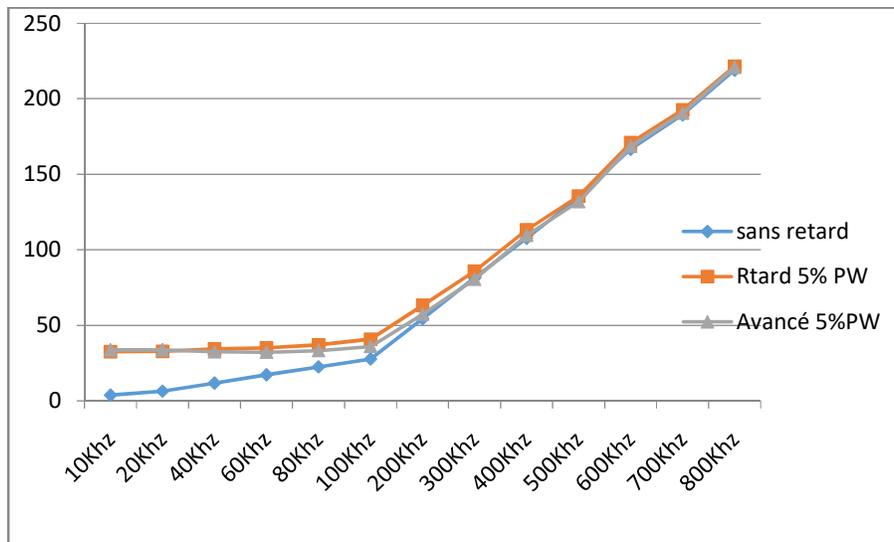


Figure 3.7: La puissance dissipée du transistor (M10)

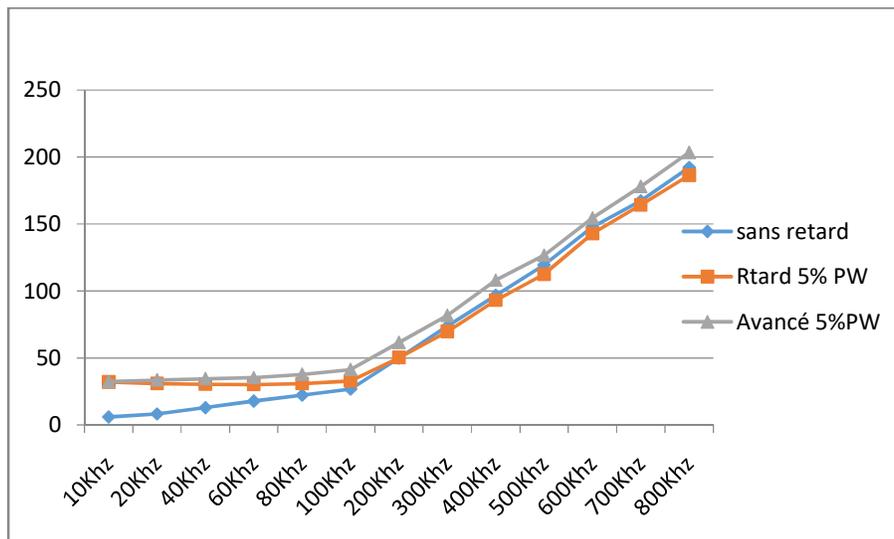


Figure 3.8: La puissance dissipée du transistor (M11)

Des figures 3.7 et 3.8 on constate que la puissance dissipée par les transistors plus ou moins constante dans la plage de fréquence 10KHz-100KHz, et croit linéairement haut de la de 100KHz.

3.5.3 Etude de variation de Resistance de charge :

Dans cette étape, nous étudierons l'effet de la résistance sur le rendement énergétique, comme toutes les valeurs dans lesquelles le rendement a atteint la valeur la plus élevée en termes des composants et de fréquence ont été fixées, le circuit est a transistor-transistor de type IRF3711

Quant aux valeurs de résistance, elles sont variables de 10 mΩ à 100 mΩ

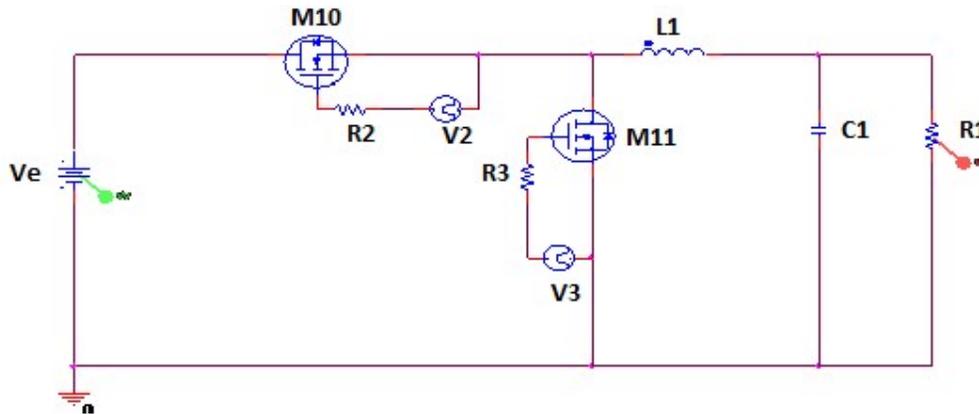


Figure3.9:Schéma d'un convertisseur BUCK avec un transistor –transistor a variation de résistance de charge.

•Résultats de simulation :

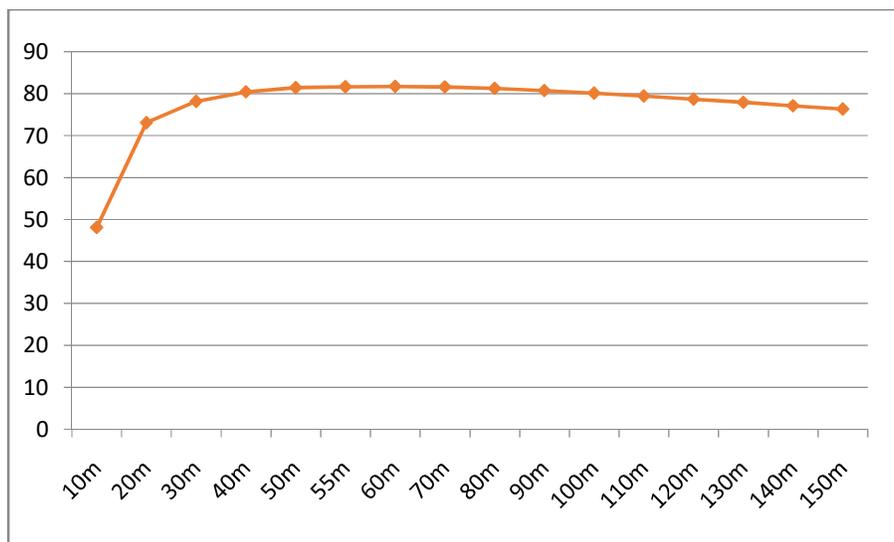


Figure 3.10: le rendement avec la variation de résistance de charge

De la figure 3.10 nous constatons que le convertisseur conçu présente une caractéristique constante haut de la d'une charge supérieure a 30m. c'est la plage d'utilisation conseiller.

3.5.4 Etude de tension V_{DS} et courant du drain et la puissance dissipée par le MOSFET

3.5.4.1 Montage Transistor-Diode :

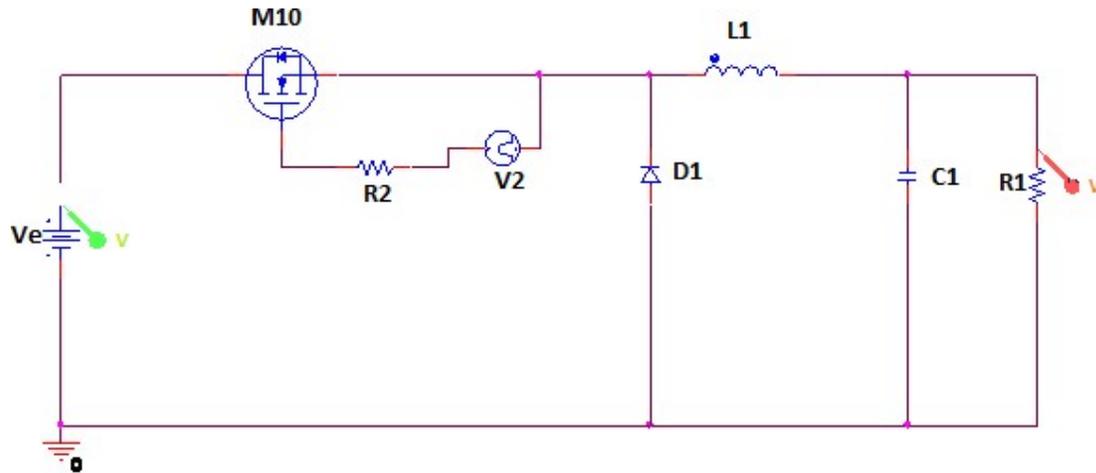


Figure 3.11: Schéma d'un convertisseur BUCK avec un MOSFET.

Le schéma de la figure 3.11 est saisi sous OrCAD-Capture avec les valeurs indiquées ci-dessus ; deux sondes de tension sont placées à l'entrée et à la sortie de notre convertisseur DC-DC BUCK, pour tracer les formes d'onde des tensions fournies par le générateur et aux bornes de la charge. Le résultat de la simulation à la fréquence de commutation $f=10\text{kHz}$ est donné par la figure suivante :

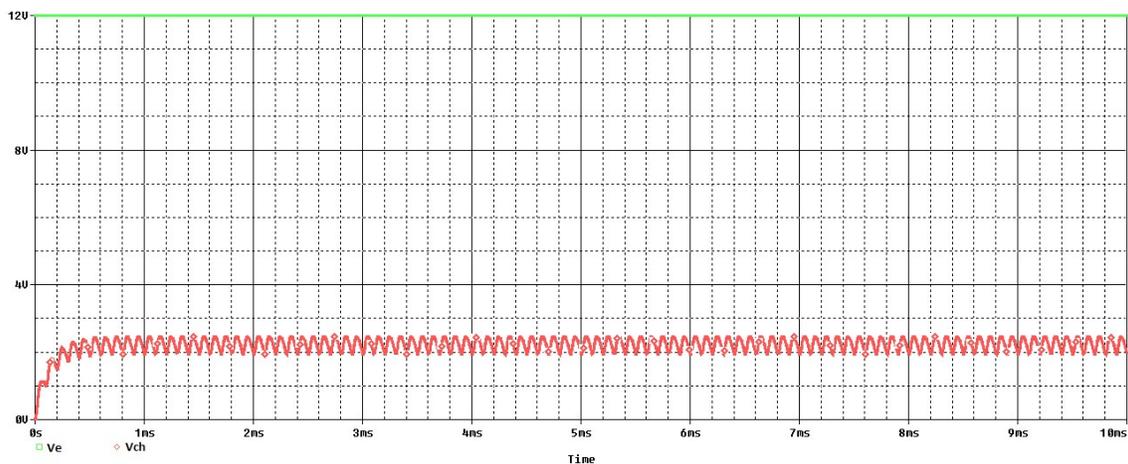


Figure 3.12: Forme d'onde de la tension de la source et la charge ($f=10\text{kHz}$).

Nous déduisons les valeurs des tensions de la source et la charge respectivement

12V et 2.46V.

On change la fréquence de commutation à $f=50\text{kHz}$. Le résultat de la simulation et la suivante :

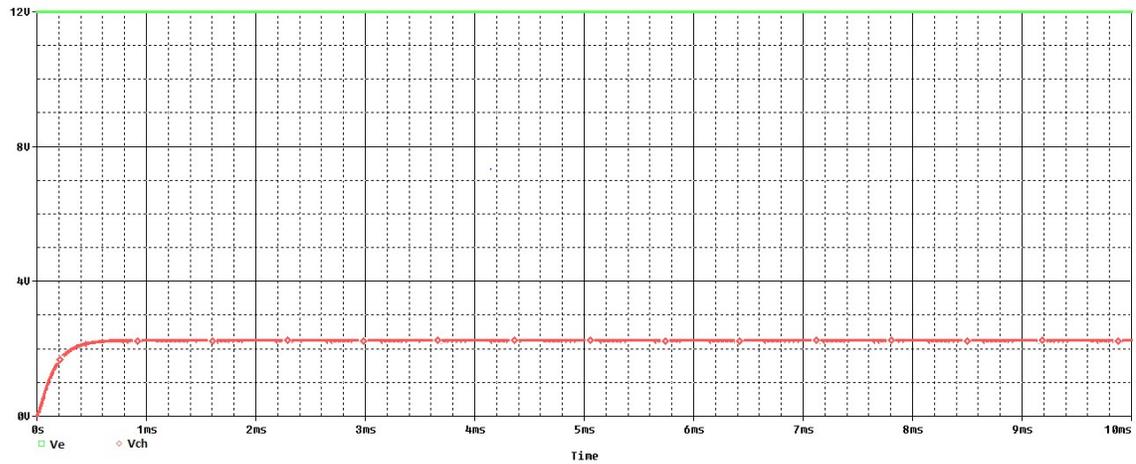


Figure 3.13:Forme d'onde de la tension de la source et la charge ($f=50\text{kHz}$).

De la courbe, nous déduisons les valeurs des tensions de la source et la charge respectivement : 12V et 2.22V.

En comparons les valeurs de la tension aux bornes de la charge aux différentes valeurs de la fréquence de commutation on trouve que la valeur de la tension augmente avec la fréquence. Donc la valeur de tension est proportionnelle à la fréquence de commutation. Ainsi la valeur de cette tension dépend principalement du rapport cyclique de la tension de commande (la valeur **PW** dans le simulateur).

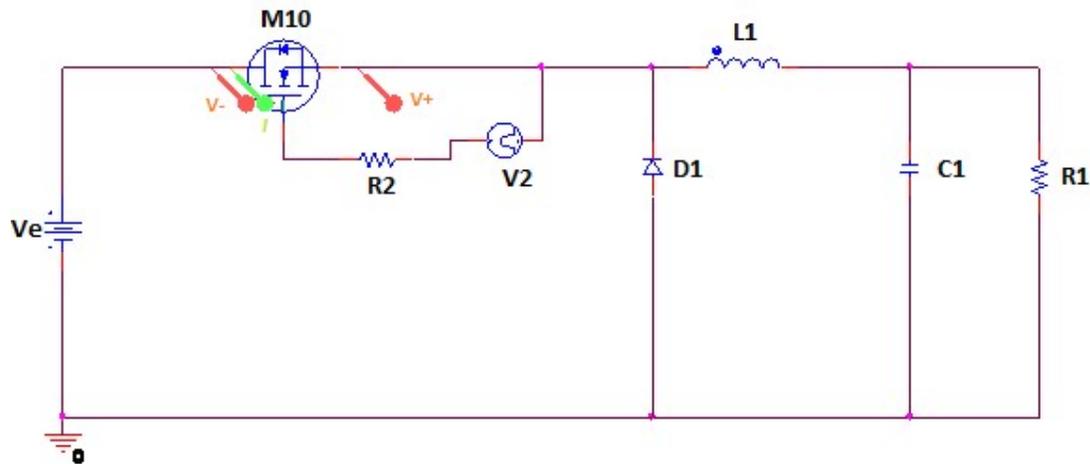


Figure 3.14:Schéma d'un convertisseur BUCK avec un MOSFET

Deux sondes sont placées comme indiqué sur le schéma de la figure 3.14 pour tracer la forme d'onde de la tension, le courant et par le MOSFET pour une fréquence de commutation 10kHz.

Le résultat de la simulation est la suivante :

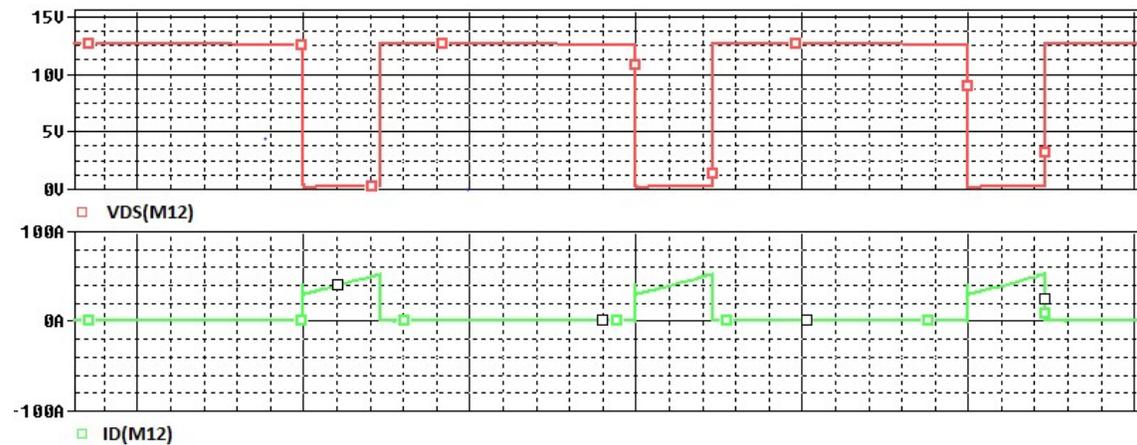


Figure 3.15: Forme d'onde de tension V_{DS} , courant du drain à la fréquence de commutation $f=10$ kHz.

De la courbe nous déduisons les valeurs de la tension V_{DS} , le pic de courant du drain **51.89A**, **12.66V**.

Une autre simulation pour une fréquence de découpage égale à 50kHz donne le résultat suivant :

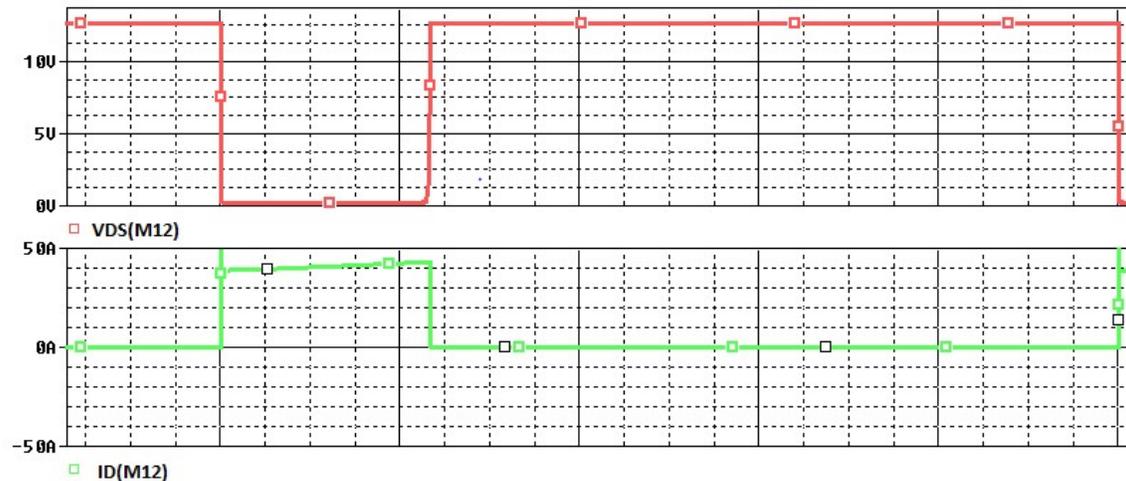


Figure 3.16: Forme d'onde de tension V_{DS} , courant du drain à la fréquence de commutation $f=50$ kHz.

De la courbe nous déduisons les valeurs de la tension V_{DS} , le pic de courant du drain et le pic de la puissance dissipée par le MOSFET **43.1A**, **12.6V**

3.5.4.2 Montage tous Transistor :

Nous ajoutons deux Transistor à type **IRF3711**

- Sans retard : $TD2=PW1$

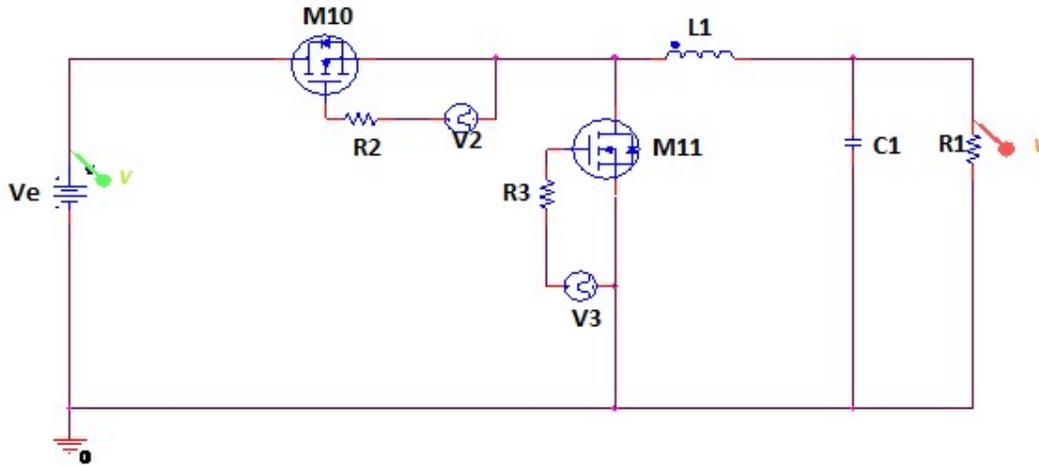


Figure 3.17: Schéma d'un convertisseur BUCK avec un MOSFET.

Le schéma de la figure 3.17 est saisi sous OrCAD-Capture avec les valeurs indiquées ci-dessus ; deux sondes de tension sont placées à l'entrée et à la sortie de notre convertisseur DC-DC BUCK, pour tracer les formes d'onde des tensions fournies par le générateur et aux bornes de la charge. Le résultat de la simulation à la fréquence de commutation $f=10\text{kHz}$ est donné par la figure suivante :

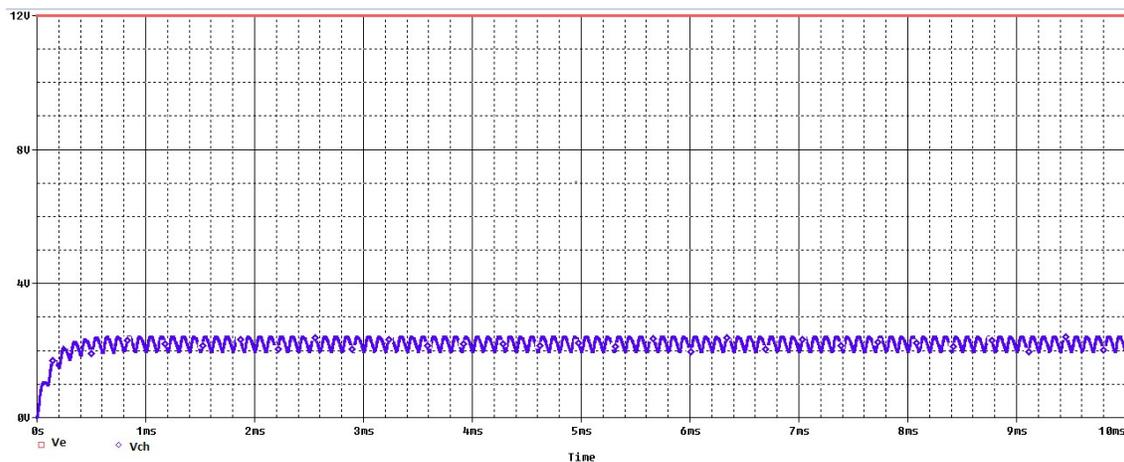


Figure 3.18: Forme d'onde de la tension de la source et la charge ($f=10\text{kHz}$).

Nous déduisons les valeurs des tensions de la source et la charge respectivement **12V** et **2.33V**.

On change la fréquence de commutation à $f=50\text{kHz}$. Le résultat de la simulation est la suivante :

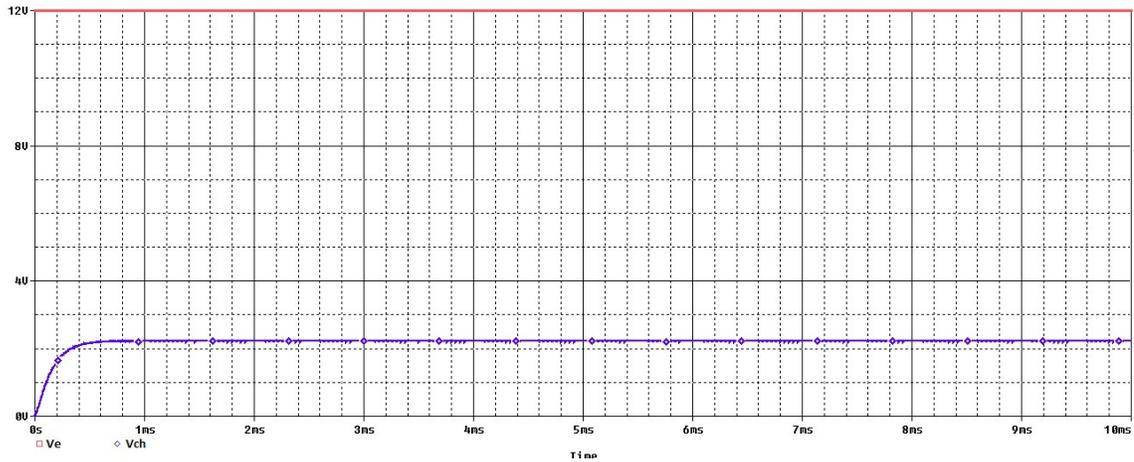


Figure 3.19: Forme d'onde de la tension de la source et la charge ($f=50\text{kHz}$).

De la courbe, nous déduisons les valeurs des tensions de la source et la charge respectivement : 12V et 2.21V.

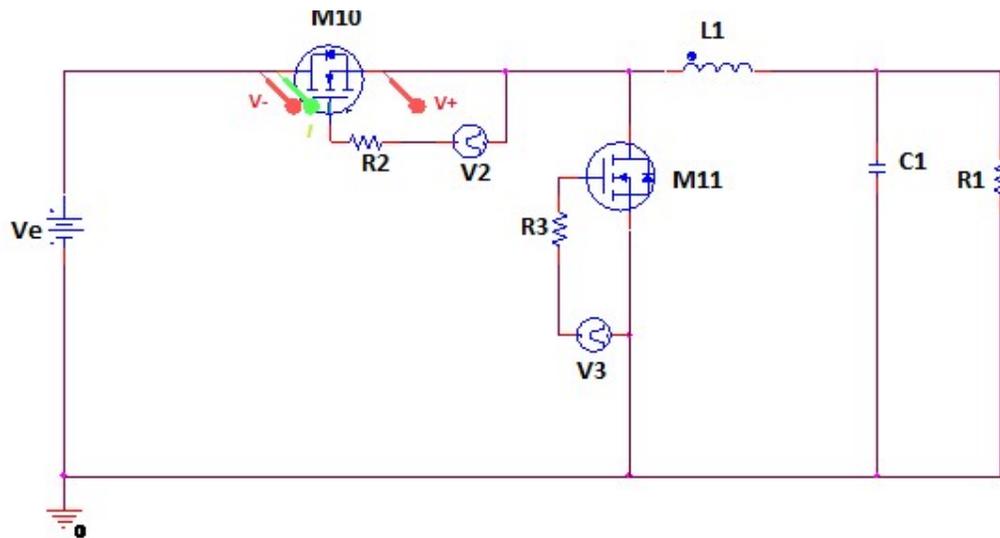


Figure 3.20: Schéma d'un convertisseur BUCK avec un MOSFET

Deux sondes sont placées comme indiqué sur le schéma de la figure 3.20 pour tracer la forme d'onde de la tension, le courant et par le MOSFET pour une fréquence de commutation 50kHz.

Le résultat de la simulation est la suivante :

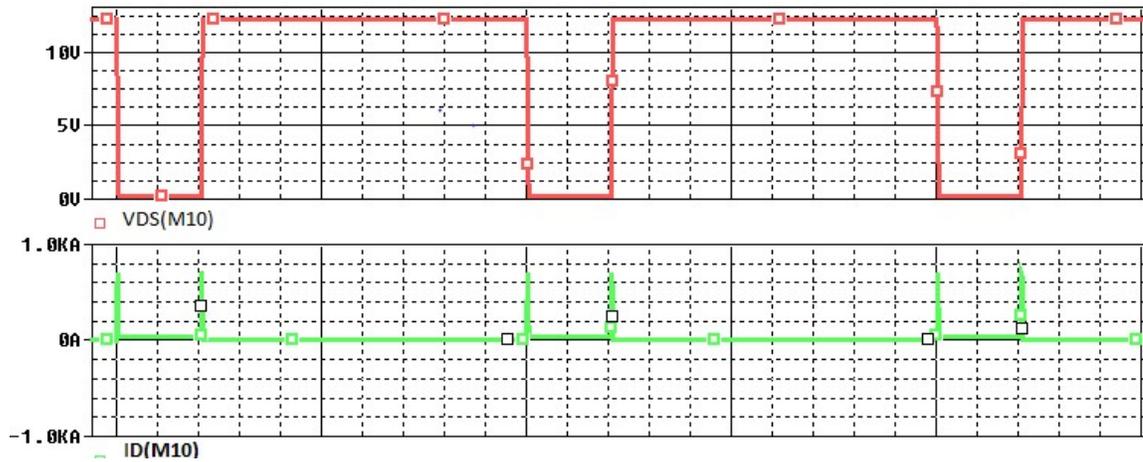


Figure 3.21: Forme d'onde de tension V_{DS} , courant du drain à la fréquence de commutation $f=50$ kHz.

De la courbe nous déduisons les valeurs de la tension V_{DS} , le pic de courant du drain **385.8A**, **12.24V**.

Une autre simulation pour une fréquence de découpage égale à 10kHz donne le résultat suivant :

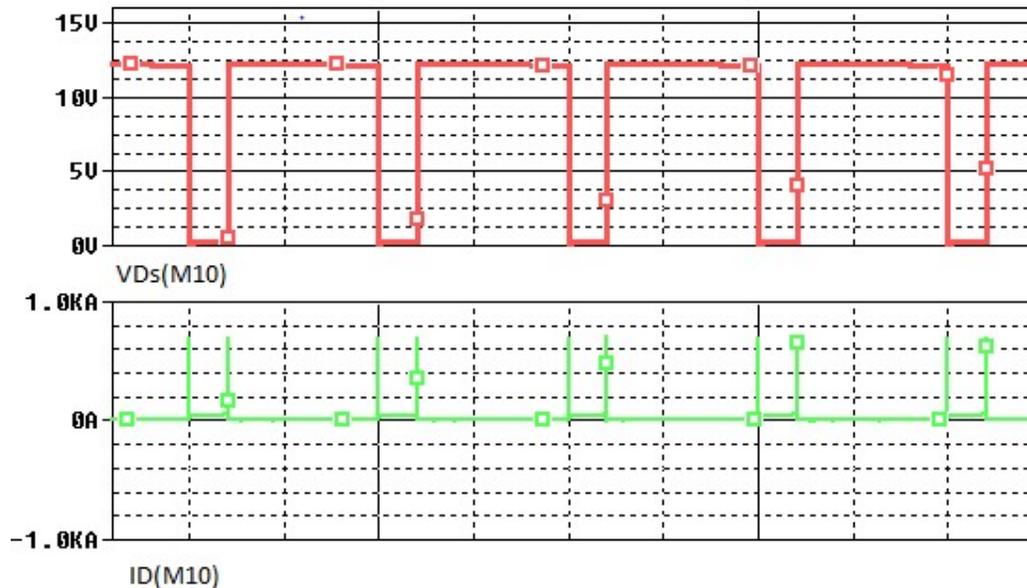


Figure 3.22: Forme d'onde de tension V_{DS} , courant du drain à la fréquence de commutation $f=10$ kHz.

De la courbe nous déduisons les valeurs de la tension V_{DS} , le pic de courant du drain et le pic de la puissance dissipée par le MOSFET **49.9A**, **12.2V**.

- Retard : $TD2=5\%PW1$

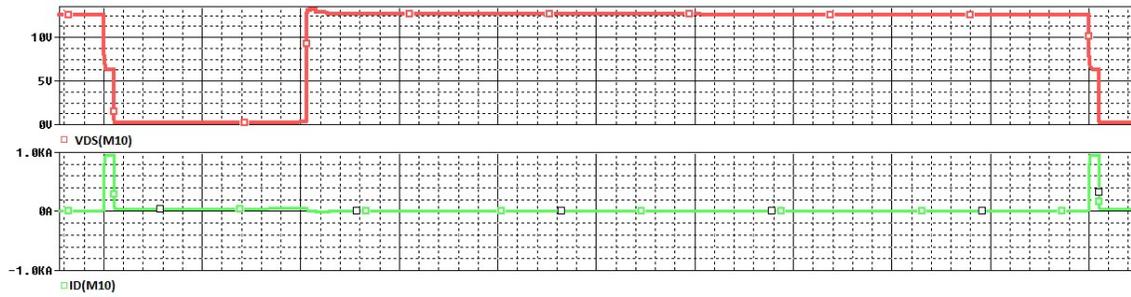


Figure 3.23: Forme d'onde de tension V_{DS} , courant du drain à la fréquence de commutation ($f=10$ kHz) et Retard ($PW2=5\%PW1$).

De la courbe nous déduisons les valeurs de la tension V_{DS} , le pic de courant du drain et le pic de la puissance dissipée par le MOSFET **954.23A**, **12.58V**.

La simulation pour une fréquence de découpage égale à 50kHz donne le résultat suivant :

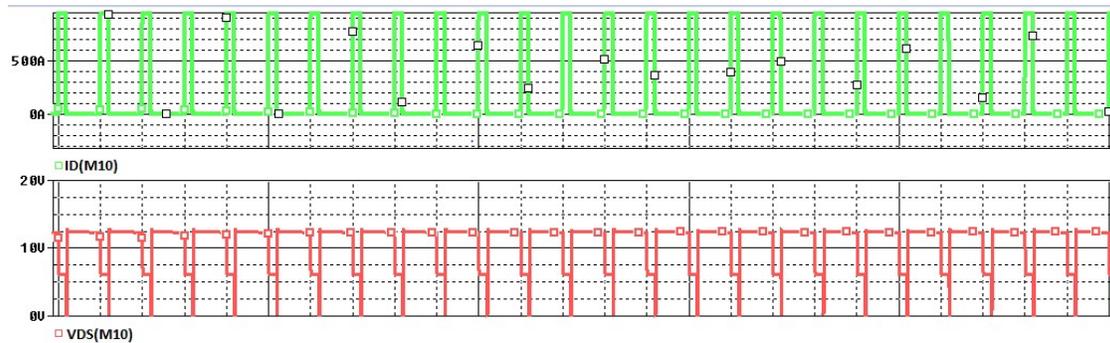


Figure 3.24: Forme d'onde de tension V_{DS} , courant du drain à la fréquence de commutation ($f=50$ kHz) et Retard ($PW2=5\%PW1$).

De la courbe nous déduisons les valeurs de la tension V_{DS} , le pic de courant du drain et le pic de la puissance dissipée par le MOSFET **940.58A**, **12.36V**.

- Avancé : $TD2=5\%PW1$

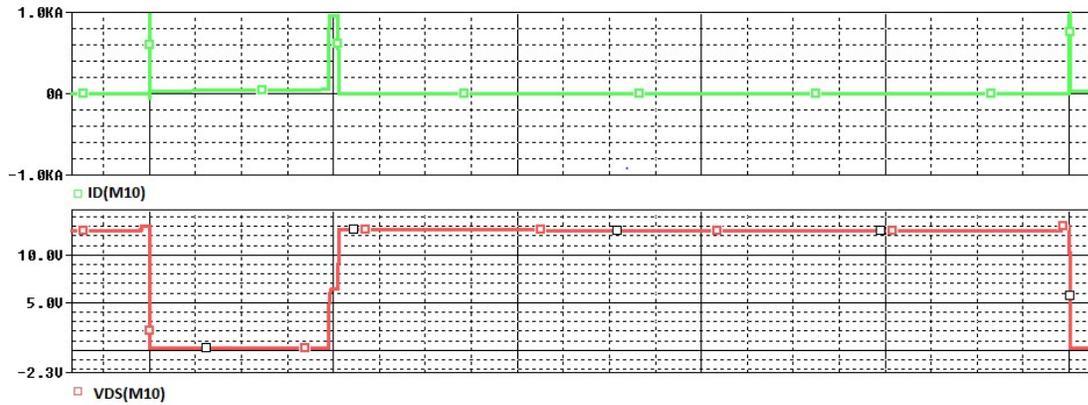


Figure 3.25: Forme d'onde de tension V_{DS} , courant du drain à la fréquence de commutation ($f=10$ kHz) et Avancée ($PW2=5\%PW1$).

De la courbe nous déduisons les valeurs de la tension V_{DS} , le pic de courant du drain et le pic de la puissance dissipée par le MOSFET **961A**, **12.64V**.

Une autre simulation pour une fréquence de découpage égale à 50kHz donne le résultat suivant :

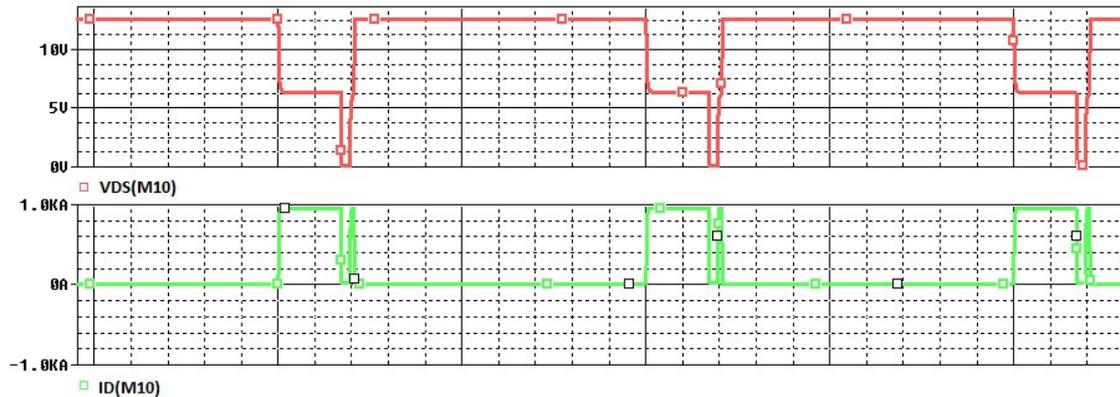


Figure 3.26: Forme d'onde de tension V_{DS} , courant du drain à la fréquence de commutation ($f=50$ kHz) et Avancée ($PW2=5\%PW1$).

De la courbe nous déduisons les valeurs de la tension V_{DS} , le pic de courant du drain et le pic de la puissance dissipée par le MOSFET **954.03A**, **12.59V**.

3.6. Interprétation des résultats :

3.6.1 Montage diode – transistor :

- ✓ On note une légère diminution du rendement pour chaque transistor avec une fréquence croissante. Quant à la comparaison entre eux, on voit que le transistor IRF3711 a le rendement le plus élevé, atteignant 80% et le taux le plus faible, dans le

cas de transistor IRF640S, jusqu'à 48% est dû aux caractéristiques dynamiques des transistors.

- ✓ On remarque une légère diminution du rendement dans le cas des diodes 10CTQ150 et MBR6045, mais dans le cas de diode MUR460 la diminution du rendement est légère de 10KHZ à 100KHZ et de 100KHZ à 1000KHZ, le retour est en décroissance continue et d'étude le rendement on voit que le taux de rendement le plus élevé est dans le circuit dans lequel il est de diode 10CTQ150 et cela est due aux caractéristiques générales de chaque diode.

3.6.2 Montage transistor – transistor :

On étudie le rendement dans deux cas de 10KHZ à 100KHZ. On constate que le rendement est une légère diminution et est à peine mentionné à la fois dans le retard et dans l'avancé. Dans le cas du sans retard, on constate que le rendement diminue progressivement. Quant au passage de 100KHZ à 1000KHZ, on constate que le rendement est une légère et identique diminution dans les trois cas.

Nous avons également étudié la puissance dissipée dans chaque transistor, où nous voyons que l'énergie augmente légèrement de 10KHZ à 100KHZ, suivie d'une augmentation croissante de l'énergie de 100KHZ à 1000KHZ, et cela est directement proportionnel au rendement au fur et à mesure que le rendement est élevé. Diminue, l'énergie consommée augmente pour chaque transistor.

3.7. Analyse comparative :

Selon les résultats précédents on peut remarquer :

- ✓ L'évolution du rendement très élevés qui est marqué avec le convertisseur tous transistor par rapport au circuit de base.
- ✓ Le rendement est inversement proportionnel la fréquence.
- ✓ La puissance dissipée par les transistors est proportionne la fréquence .

3.8. Conclusion :

La simulation est un alternatif essentiel qui nous permettra de nous affranchir des imprécisions dues aux mesures, d'obtenir des résultats très difficilement accessibles autrement (tensions apparaissant réellement aux bornes des composants de silicium par exemple), et de faire varier facilement les paramètres intervenant au cours des phases de

commutation (inductances et capacités parasites notamment). Ainsi cela nous apportera une meilleure compréhension de la commutation en nous permettant d'évaluer la sensibilité des formes d'ondes par rapports aux divers paramètres intervenant au cours de ces phases. Cependant pour réaliser des simulations fiables et représentatives, les modèles de semi-conducteurs ne sont pas suffisants : il est essentiel de prendre en compte tout l'environnement des composants. Ce chapitre avait pour but de mesurer, par simulation les pertes de puissance d'un convertisseur DC-DC élévatrice, et de proposer des solutions pour minimiser les pertes par commutation des semi-conducteurs de puissance. Ces pertes ont été modélisées par voie de simulation en utilisant le logiciel OrCADPspice. Ces simulations nous ont permettent de mesurer les pertes en commutation des semi-conducteurs MOSFET avec une maille de commutation. Le circuit d'aide à la commutation, a été étudié dans ce chapitre. La sensibilité du modèle pour certains paramètres a été vérifiée avec des formes d'ondes décrites dans la littérature. L'étude réalisée ici nous a permis de tirer quelques conclusions fondamentales : La réduction de la résistance de grille du MOSFET au-dessous de 20Ω a un impact négatif sur la dissipation de puissance. Néanmoins, cette diminution aide à diminuer les dépassements de tension et de courant et à amortir les oscillations du circuit et améliore aussi le temps de repense du MOSFET. En revanche, son augmentation ralentit les commutations.

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes étapes de la conception à la réalisation en passant par la simulation d'un convertisseur **Buck**.

Au final, les résultats obtenus par la voie simulation du logiciel OrCAD restent réelles par rapport aux voies pratiques.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

La simulation est un alternatif essentiel qui nous permettra de nous affranchir des imprécisions dues aux mesures, d'obtenir des résultats très difficilement accessibles autrement (tensions apparaissant réellement aux bornes des composants de silicium par exemple), et de faire varier facilement les paramètres intervenant au cours des phases de commutation (inductances et capacités parasites notamment). Ainsi cela nous apportera une meilleure compréhension de la commutation en nous permettant d'évaluer la sensibilité des formes d'ondes par rapports aux divers paramètres intervenant au cours de ces phases. Cependant pour réaliser des simulations fiables et représentatives, les modèles de semi-conducteurs ne sont pas suffisants : il est essentiel de prendre en compte tout l'environnement des composants. Le travail qu'on a présenté est consacré à l'étude du convertisseur abaisseur Buck. Cette étude a commencée par un état de l'art sur les convertisseurs continu-continu et le convertisseur Buck en particulier, suivi par la modélisation de ce type ainsi que le dimensionnement des éléments constituant le montage Buck, nous avons aussi conçu et simulé notre modèle et présenté les résultats de simulation.

Pour la modélisation, nous avons pris un modèle réel qui tient en compte les chutes de tension et les résistances internes des composants. Nous avons obtenu une relation entre le rapport cyclique et le rendement. Nous avons pu dimensionner les pertes d'énergie, afin de mener à bien ce travail, notre étude contient des modèles des pertes des principaux composants de convertisseur à savoir : les inductances, les semi conducteurs.

Enfin, les résultats de simulation sous logiciel OrCAD PSpice semble très proches des résultats expérimentaux. Finalement, on peut conclure que le domaine de la conversion d'énergie électrique est un domaine très vaste dans l'électronique de puissance.

REFERENCE

Référence

- [1] J. Rosero, J. Ortega, E. Aldabas et L. Romeral, «Moving towards a more electric aircraft,» Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE, vol. 22, n°13, pp. 3,9, March 2007.
- [2] X. Roboam, «New trends and challenges of electrical networks embedded in “more electrical aircraft”,» Industrial Electronics (ISIE), 2011 IEEE International Symposium on , pp. 26,31, June 2011.
- [3] Michel Pinard « Convertisseurs et électronique de puissance : commande, description et mise en œuvre» Edition Dunod, Paris, 2007.
- [4] « Les convertisseurs statiques », communication technique, L. P . La Chauvinière <http://electrotech1el2.blogspot.com/files/07%20Convertisseurs%20statiques%20%C3%A9l%C3%A8ve.pdf>
- [5] Documents Internet :
- Cahier technique Schneider Electric n° 199 et 202.
 - Revue e-EEEA Médiathèque
 - « Introduction à l'électrotechnique et à l'électronique de puissance »
 - C.GLAIZ
 - Alain CUNIERE, Lycée Pierre de Coubertin.
 - « Etude et Simulation d'une alimentation AC/DC à absorption sinusoïdale de courant »
- [6] Hansruedi Bühler, "Convertisseurs statiques", Presses polytechniques et universitaires romandes, 1991,
- [7] "Etude d'un Hacheur à Stockage Capacitif", Mémoire de Master, 2014, Université Larbi Ben M'hidi-Oum El Bouaghi, Département de Génie Electrique,
- [8] Thierry LEQUEU
Cours d'électronique de puissance, IUT GEII, Mars 2005.
- [9]Mr ZEMOURI Azzedine « Etude expérimentale d'un convertisseur DC/DC contrôler par une commande robuste » Mémoire magister université de Batna
- [10]Mr ABDESALEM Braket « Etude sur la commande de hacheur quatre quadrant » université dz LARBI Ben M'HIDI Oum El BOUAGHI.

[11] A. Rufer, P. Barrade, « Cours d'électronique de puissance Conversion DC/DC », , octobre 2001, EPFL, 90 pages. Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne.

http://leiwwww.epfl.ch/cours/cvs_dc dc.pdf

[12] A. Rufer & P. Barrade

Cours d'électronique de puissance « Conversion DC/DC», Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne.

[13] [http : www. Astuce –pratique. Fr/electronique /le-hacheur- principe – de – Fonctionnement](http://www.Astuce-pratique.fr/electronique/le-hacheur-principe-de-Fonctionnement)

[14] M. Meddah , M. Bourahla et N. Bouchetata « Synthèse des convertisseurs statiques

DC/AC pour les systèmes photovoltaïques » Université des Sciences et de la Technologie

d'Oran Mohamed Boudiaf B.P. 1505 El M'Naouer, Oran, Algérie

[15] Mr Fayçal DJEFFAL « Modélisation et simulation prédictive du transistor MOSFET

fortement submicronique. Application à la conception des dispositifs intégrés » thèse doctorat Université de Batna

[16] International Rectifier®, "HV Floating MOS-Gate Driver ICs", Application Note,

AN-978, Rev-D,

[17] : Touir Ibrahim- Osmane Ali ,« Etude et simulation d'un convertisseur continucontinu élévateur de tension« Boost » Mémoire de Fin d'étude, Université de Biskra,

2006/2007

[18] P. Masson, “Etude par pompage de charge et par mesures de bruit basse fréquence de

transistors MOS à oxynitrure de grille ultraminesces”, Thèse de Doctorat, INSA Lyon, Grenoble, 1999.

[19] Guy Chateigner, Michel Boës, Daniel Bouix, Jacques Vaillant, aniel Verkindère « MANUEL DE GENIE ELECTRIQUE » Rappels de cours, méthodes, exemples et exercices corrigés « DUNOD ».

[20] Birahim Diagne, "étude et modélisation compacte d'un transistor MOSFETs SOI double grille dédié a la conception", 16/11/2007

grille dédié a la conception", 16/11/2007

[21] : Debabeche Ilyes , Heriz Walid « Etude et simulation d'un convertisseur continu-continu élévateur de tension à accumulation inductif (buck-boost)». Mémoire de Fin d'étude, Université Biskra, 2011.

[22]:Guide_OrcadDemo17.2_Web_Artedas.pdf