



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
Republique Algerienne 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 : Électronique

Spécialité : Électronique d'instrumentation

Par : (Hamzaoui Assia
Attia Lobna)

Sujet

**Conception et simulation d'un convertisseur abaisseur
DC/DC multi-phase**

Présenté 09/06 /2021 , devant le jury composé de :

M: AOUICH ABDELLAZIZ

MCA

Président

M: GATTAL Azzedine

MCB

Rapporteur

M: LMITA Abdellah

MAA

Examineur 1

...

...

...

Promotion : 2020/2021



Dédicace

*A mes très chers parents.
A mes frères et mes sœurs.
A ma famille.
A tous mes amis*

HAMZAOUI ASSIA





Remerciements

*Je commencerai tout d'abord par remercier « Dieu » Le
Tout Puissant, qui m'a
accordé la santé, la force et les moyens pour mener à terme
ce travail.*

*Je remercie mon encadreur GATTAL AZZRDINE pour
avoir dirigé ce travail. Sa compétence scientifique a
largement contribué à la réalisation de ce travail. Je lui suis
également très reconnaissante pour m'avoir témoignée sa
confiance.*

*Merci aux membres du jury d'avoir examiné notre
mémoire et évaluer notre travail. Et la confiance qu'ils nous
ont accordée tout au long de ce parcours*

*Enfin, je remercie tous ceux qui m'ont accordé un soutien,
une aide*

technique ou un conseil,



Sommaire

Remerciement	
Dédicace	
Liste des figures et Liste des tableaux	
Liste des abréviations et symboles	
Introduction générale	1
Chapitre I: Généralité sur les convertisseurs DC-DC	
1. Introduction.....	3
1.1. Définition d'un convertisseur DC/DC.....	3
1.2. Rôle des convertisseurDC/DC.....	4
1.3. Application des convertisseurs DC/DC	4
1.4. Différents types des hacheurs.....	5
1.5. Les hacheurs.....	5
1.5.1. les hacheur réversibles.....	6
1.5.2. les hacheurs non réversibles.....	6
1.5.3. le hacheur parallèle(survolteur ou Boost).....	7
1.5.4.le hacheur à stockage capacitif(Cuk).....	8
1.6. Hacheur ZETA.....	9
1.7. Les hacheurs SEPIC.....	9
1.8. principe de fonctionnement de SEPIC	9
1.9. Eléments constitutifs d'un hacheur	13
1.9.1. Générateur.....	13
1.9.2 Interrupteur accommodable.....	13
1.10. co.mparaison de montages.....	13
1.11. co.ntrôle des convertisseurs DC/DC.....	15

1.12. contrôle linéaire des convertisseurs DC/DC.....	15
1.13. contrôle non linéaire des convertisseurs DC/DC.....	16
1.13.1 Technique des modes glissants.....	16
I.13.2 linéarisation entrée/sortie.....	16
Conclusion.....	16
Chapitre II: modélisation d'un convertisseur	
1:Introduction	17
2. La diode.....	17
2.1.: Principales caractéristique d'un diode	18
2.1.1.: La tension de seuil.....	18
2.1.2: La tension inverse	19
2.1.3 courant.....	20
2.1.4 : Vitesse.....	20
2.2.:Diode de puissance.....	20
2.2.1.:Doide THT	20
3: Inductance et inductance propre	21
3.1: tension induite et tension d'out induction	24
3.2.: pertes magnétiques.....	27
3.3. pertes électriques et facteur de pertes.....	27
3.4.: schéma équivalent	25
3.5.:Régime permanent (sinusoïdal).....	28
3.6: Réactance inductive.....	29

3.7: Régime impulsionnel.....	30
3.8 : circuit oscillant.....	31
4. le transistor à effet de champ	33
4.1: fonction	33
4.2: spéciations	34
3.4: Technologie	34
4.4: Utilisation	34
4.5: Mode de contrôle.....	34
4.6: caractéristiques des FET.....	38
5.:Conclusion.....	41
Chapitre 3: Simulation et résultats	
1: introduction.....	42
2. schéma de convertisseur dc/dc abaisseur.....	42
2.1: L'allure de tension d'entrée et tension de sortie.....	43
2.2: L'allure de tension VDS, le courant ID et la puissance dissipée par le MOSFT.....	44
3. Structure schéma multi phase.....	45
3.1. schéma à deux phases.....	46
3.1.1. L'allure de puissance de tension et de courant de MOSFET.....	47
3.2. schéma à trois phases	48
3.2.1. L'allure de puissance de tension et de courant de MOSFET	49
3.2.2. L'allure es courantsdes inductances.....	50
3.3. schéma à quatre phases.....	51

3.3.1. L'allure de puissance de tension et de courant de MOSFET	52
3.4. schéma à cinq phases.....	54
3.4.1.L'allure de puissance de tension et de courant de MOSFET	55
4. L'effet de la fréquences sur les performances de convertisseur.....	57
5. Evolution de rendement en fonction du nombre de phases.....	57
6. Conclusion.....	58
Conclusion générale.....	59
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	61

Listes des figures

Figure l.1: convertisseur DC/DC.

Figure l.2: Différents types de hacheurs.

Figure l.3: schéma de principe d'un hacheur Buck.

Figure l.4: schéma de principe d'un hacheur Boost .

Figure l.5: schéma de principe d'un hacheur Buck-Boost.

Figure l.6: schéma de principe d'un hacheur Cuk.

Figure l.7: schéma d'un hacheur ZETA.

Figure l.8: schéma de convertisseur SEPIC .

Figure l.9: circuit équivalent pour K ferme.

Figure l.10: circuit équivalent pour K ouvert .

Figure l.11: Evolution du gain en tension en fonction du rapport cyclique de convertisseurs.

Figure l.12: Evolution du gain en tension en tenant compte des convertisseurs.

Conclusion.

Figure 2.1: La diode .

Figure 2.2: le courant diode en fonction de tension .

Figure 2.3: .les caractéristiques de diode réelle .

Figure 2.4: . Propriétés d'inductance.

Figure 2.5: Exemple de montage de l'inductance

Figure 2.6: . Réponse de l'inductance

Figure 2.7: Notion de perméabilité d'un matériau magnétique

Figure 2.8: circuit dont tous les composants ont résistance nulle

Figure 2.9: les phénomènes d'auto-inductance

Figure 2.10 : lorsque le courant ne varie pas, la tension entre les bornes est nulle.

Figure 2.11: Lorsque le courant augmente, une tension est induite et la borne 1 est positive.
La bobine agit comme une charge..

Figure 2.12: Lorsque le courant diminue, une tension est induite et la borne 1 est négative.
La bobine agit comme une source.

Figure 2.13: Les pertes résistives de la bobine

Figure 2.14: Le schéma réel de la bobine.

Figure 2.15: . La forme d'onde de courant et de tension à ses bornes.

Figure 2.16: réactance inductive X_L

Figure 2.17: le schéma et la réponse impulsionnelle .

Figure 2.18: circuit RLC et sa réponse

Figure 2.19: circuit RLC série et sa réponse.

Figure 2.20: circuit RLC parallèle et sa réponse.

Figure 2.21. : Symboles des transistors FET à canal N

Figure 2.22. : Symboles des transistors FET à canal P

Figure 2.23. : Symboles des transistors MOSFET

Figure 2.24. : le principe de fabrication d'un transistor MOSFET à enrichissement canal N

Figure 2.25. les caractéristiques de FET

Figure 2.26. Circuit et les caractéristiques de MOS-FET à enrichissement

Figure 2.27. Circuit Les FET en amplification.

Figure 3.1: schéma de convertisseur DC/DC.

Figure 3.2: L'allure de tension d'entrée et de sortie.

Figure 3.3 L'allure de puissance de tension et de courant de MOSFET

Figure 3.4: Schéma du convertisseur abaisseur multi phase.

Figure 3.5: Schéma à deux phases.

Figure 3.6: L'allure de puissance de tension et de courant de MOSFET

Figure 3.7: Schéma à trois phases

Figure 3.8: L'allure de puissance de tension et de courant de MOSFET.

Figure 3.9.L'allure es courants des inductances

Figure 3.10: L'allure de tension de MOSFET (20kHz à 3 phase)

Figure 3.11: Schéma à quatre phases.

Figure 3.12: L'allure de puissance de tension et de courant de MOSFET.

Figure 3.13: L'allure de tension de MOSFET (100kHz à 4 phase)

Figure 3.14: Schéma à cinq phases.

Figure 3.15: L'allure de puissance de tension et de courant de MOSFET.

Figure 3.16: Zoome sur la figure 3.13 de puissance de tension et de courant de MOSFET

Figure 3.18: Évolution du rendement en fonction de fréquence

Figure 3.29 : l'évolution de rendement en fonction des fréquences et le nombre de phases.

Listes des tableaux :

Tableau 1.1: caractéristiques des montage en mode conduction continu.

Tableau 3.1 : paramètre de simulation relative à la figure 3.1

Tableau 3.2 : valeurs mesurées du convertisseur abaisseur monophasé

Tableau 3.3 : Paramètre de simulation relatif au schéma de la figure 3.5

Tableau 3.4 : Paramètre de simulation relatif au schéma de la figure 3.7

Tableau 3.5 : Paramètre de simulation relatif au schéma de la figure 3.9

Tableau 3.6 : Paramètre de simulation relatif au schéma de la figure 3.11

Listes des abréviation et symboles

l : Longueur du circuit magnétique
n : endement.
<> : La valeur moyenne.
μ : Perméabilité absolue du noyau
μ_0 : Perméabilité de l'air ou du vide
μ_r : Perméabilité relative du matériau utilisé comme noyau de la bobine
A : Section ou surface du corps de la bobine
AC-AC : Convertisseur alternatif/alternatif.
AC-DC : Convertisseur alternatif /continu.
BF :bas fréquence
C : capacité
C_{ds} : Capacité parasite entre Drain et source.
C_{gd} : Capacité parasite Grille et Drain.
C_{gs} : Capacité parasite entre Grille et source.
C_{iss} : Capacité d'entrée.
C_{oss} : Capacité de sortie.
C_{rss} : Capacité de transfert inverse.
D : rapport cyclique.
DC-AC : Convertisseur continu/alternatif .
DC-DC : Convertisseur continu/continu
e : Erreur.
f₀ :fréquence d'oscillation

FET :transistor à effet de champ
Fr :fréquence de résonance .
HF : haut fréquence
I : courant
IDS MAX Courant Drain - Source maximal.
IDS :Caractéristique de transfert
J-FET :transistor à effet de champ à jonction
K : Interruptif.
L : Inductance
MOS-FET : transistor à effet de champ à grille isolée
N² : Nombre de spires élevé au carré
P : puissance
PD : La puissance dissipée
PFET MAX :Puissance maximale
PI : Régulateur proportionnel intégrateur.
Q : point de repos
R : Résistance fictive englobant la partie électrique et mécanique.
R : Résistance de charge.
Rd : Résistance directe à l'état passant.
RL : Résistance interne de la bobine.
S :Surface.
SEPIC : Convertisseur (single Ended Primary Inductor Converter)
T : période de la tension source.
T :La période.
Tc : période de modulation.
tg σ : facteur de pertes

THT : très hautes tensions
Ton: durée du train d'onde.
U(v): tension
U: Commande.
U: Etat logique de l'interrupteur (ouvert/Ferme).
UDS MAXTension Drain - Source maximale
Ueq: Commande équivalent.
UGS : la tension de commande
Vcc: Tension d'alimentation de circuit de pilotage.
Ve : tension d'entre
Vgs: Tension entre la grille et la source.
Vs : tension de sortie
X: Etat considéré.
XL : réactance inductive
Y: Sortie désirée
Φ : flux magnétique

الملخص

في الوقت الحاضر ، تشغل المحولات الثابتة مثل البنية متعددة الخلايا العديد من مجالات التطبيق. يتمتع هذا الهيكل بإمكانيات كبيرة للغاية مما يسمح له بالتنافس مع هياكل التحويل متعددة المستويات الأخرى الموجودة في السوق والمستخدم في التطبيقات الصناعية عالية الطاقة. في هذا العمل ، اخترنا بنية متعددة الخلايا متوازية من نوع باك ، والهدف من هذا العمل هو دراسة ومحاكاة محول متوازي متعدد الخلايا من نوع باك (محول متعدد الخلايا). حيث تطرقنا أداء المحول من مرحلة واحدة إلى مراحل متعددة ، من خلال استخدام برنامج OrCADPspice .

الكلمات المفتاحية : المحولات الثابتة - محول متوازي - محول متعدد الخلايا – باك .

Résumé

De nos jours , les convertisseurs statiques comme la structure multicellulaire occupent plusieurs domaines d'applications. Cette structure possède un potentiel très important qui lui permet d'être compétitive vis-à-vis des autres structures de conversions multiniveaux existant sur le marché et utilisées dans des applications industrielles de forte puissance. Dans ce travail, nous avons choisi une structure multicellulaire parallèle de type Buck, l'objectif de ce travail est une étude et simulation d'un convertisseur multicellulaire parallèle de type Buck (hacheur multicellulaires) Où nous avons étudié les performances du convertisseur d'une phase à plusieurs phases, grâce à l'utilisation du programme OrCADPspice.

Mots clés : les convertisseurs statiques - conversions multiniveaux - Buck hacheur multicellulaires

Abstract

Nowadays, static converters like the multi cellular structure occupy several fields of application. This structure has very significant potential which it to be competitive with other multilevel conversion structures existing on the market and used in high power industrial applications. In this work, we have chosen a parallel multi cellular structure of Buck type, the objective of this work is a study and simulation of a multi cellular parallel converter of Buck type (multi cellular converter)

Where we studied the performance of the converter from one phase to several phases, through the use of the OrCADPspice program.

Key words : static converters - multilevel conversion - Buck- multi cellular converter

INTRODUCTION GENERALE:

Introduction générale

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. Les domaines d'application sont principalement les applications domestiques (téléphonie mobile, ordinateurs, électroménager ,etc.), l'industrie automobile(avec surtout l'électrification de fonction et l'apparition de véhicules hybrides et électriques), l'aéronautique (avec principalement l'avion plus électrique), le domaine ferroviaire , les énergies renouvelables (panneaux solaires photovoltaïques , éoliennes ,etc.) , les réseaux de transport d'énergie électrique (avec l'application des liaisons à courant continu)[1]

.Les convertisseurs continu-continu ont pour fonction de fournir une tension continue variable à partir d'une tension continue fixe. La tension continue de départ peut être un réseau alternatif redressé et filtré, une batterie d'accumulateurs, une alimentation stabilisée.On distingue deux types de convertisseurs continu-continu. Ceux qui sont non isolés, que l'on appellera hacheurs, et ceux qui comportent un transformateur assurant l'isolation galvanique, que l'on appelle alimentations à découpage (cas des alimentations de PC...). Par la suite, nous n'étudierons que les premiers[2].

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. Par exemple, à des faibles puissances (quelques watts) dans des chargeurs et alimentations de téléphones portables, à des puissances moyennes (quelques centaines de watts) dans des alimentations industrielles, et aussi à des fortes puissances (quelques KW) pour des applications de soudage électrique par exemple. 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 le convertisseur DC-DC de second ordre du point de vue modélisation mathématique, et les topologies complexes, qui sont ceux d'ordre plus élevé.Pour les topologies simples nous citons les convertisseurs de second ordre de type Buck (abaisseur), Boost (élevateur) et Buck-Boosté (inverseur), pour ceux

d'ordre élevé, nous citons les convertisseurs Cuk et SEPIC De quatrième ordre. Du point de vue de l'électronique de puissance, chacun de ces convertisseurs a des avantages et des inconvénients[3].

Parmi les convertisseurs DC-DC de base, le SEPIC présente beaucoup d'avantages et très peu d'inconvénients par rapport aux autres. En effet, cette topologie SEPIC présente plusieurs éléments intéressants. Le premier et le plus important, est le fonctionnement abaisseur –élevateur avec une tension de sortie ayant la même polarité que la tension d'entrée. Ensuite, la commande de l'interrupteur est référencée par rapport à la masse, ce qui simplifie l'électronique de commande rapprochée du MOSFET (interrupteur).

Le but de ce projet est de concevoir et simuler une alimentation ajustable à partir d'une source de tension de 12V DC et de sortie ajustable de 0 v à 12V, 30 A. Pour mener à bien ce travail, la représentation du mémoire est structurée en Trois chapitres, et répartie comme suit :

Le premier chapitre représente des généralités les convertisseurs DC-DC. Le deuxième chapitre présente la modélisation et le dimensionnement d'un convertisseur abaisseur Buck. Le dernier chapitre est réservé à la présentation des résultats de simulation. Enfin, on terminera ce mémoire par une conclusion générale.

CHAPITRE 1 :

GENERALITE SUR LES CONVERTISSEURS DC/DC

Introduction

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 en général réalisent deux fonctions : modifier le niveau de tension (élever ou abaisser) et réguler la tension[3].

1.1. Définition d'un convertisseur DC-DC:

Convertisseurs DC-DC non isolés : appelés hacheurs, qu'ils soient réversibles ou bien non réversibles, le type réversible permet l'inversion du courant ou de la tension, par contre le type non réversible permet le transfert de l'énergie électronique dans un sens unidirectionnel (de la source vers la charge)[5].

Les convertisseurs DC-DC isolés : appelés alimentation à découpage, qui correspondent aux applications petites puissances de la conversion DC-DC. Ces alimentations comportent, au sein des cellules de commutation, des transformateurs qui permettent d'assurer un isolement galvanique, et d'élever ou abaisser les niveaux de tension et de courant [6].

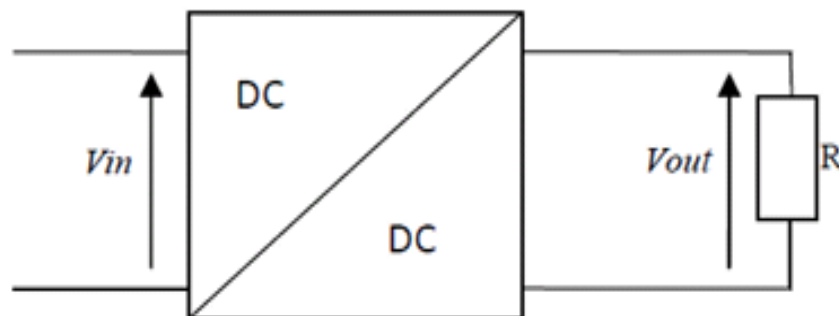


Figure 1.1 : Convertisseur DC/ DC

1.2. Rôle des convertisseurs 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 (inductances et condensateurs) et les commutateurs. Les commutateurs de puissance utilisés dépendent du niveau de la

puissance à convertir ou à commander. Les MOSFETS (transistor à effet de champ d'oxyde de métal) sont habituellement utilisés à la puissance relativement basse (quelques kW) et les IGBTs (transistors bipolaires à gâchette isolée) à des puissances plus élevées. Les thyristors ont été généralement utilisés et acceptés dans les plus hauts niveaux de puissance. La figure I.1 montre la représentation d'un convertisseur DC/DC qui peut être utilisé comme interface entre la source et la charge [7].

1.3. Application des convertisseurs DC/DC :

Les niveaux de puissance que l'on trouve dans les convertisseurs vont de moins d'un watt dans les convertisseurs des équipements portables, à une ou centaine de watts dans les alimentations des ordinateurs de bureau, aux Kilowatts ou mégawatts dans la commande des moteurs à vitesse variable, et jusqu'aux térawatts dans les centrales électriques du secteur. Nous intéressons dans ce travail à la très basse puissance, inférieure au watt, des applications portables où le rendement et le volume du convertisseur sont critiques. Les convertisseurs DC-DC en général réalisent deux fonctions : modifier le niveau de tension (élever ou abaisser) et réguler la tension. L'électronique de conversion se trouve à l'interface entre les batteries (la source d'énergie en général) et l'ensemble des blocs constitutifs du système considéré, des circuits électroniques numériques et analogiques, des écrans des actionneurs, des claviers, etc. Plus de 5 à 6 niveaux de tension peuvent cohabiter dans un ordinateur portable [5].

1.4. Différents types des hacheurs :

Selon le parcours de l'énergie électrique entre la source et la charge, on distingue deux catégories des hacheurs : réversibles et non réversibles (Figure 1.2) :

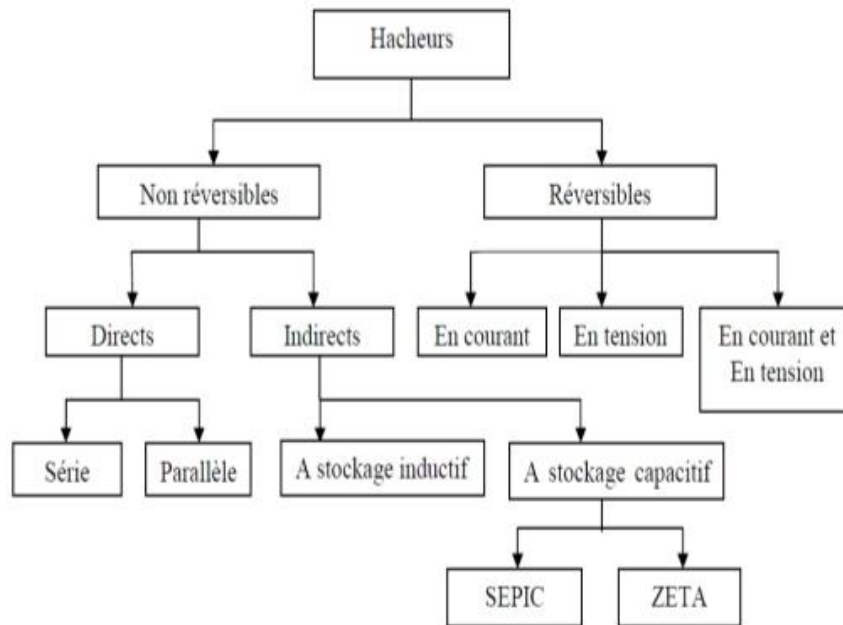


Figure 1.2 : Différents types de hacheurs.

1.5. Les hacheurs

Les hacheurs ou convertisseur continu-continu est un dispositif de l'électronique de puissance mettant en œuvre un ou plusieurs interrupteurs commandés et qui permet de modifier la valeur de la tension d'une source de tension continue avec un rendement élevé. Le découpage se fait à une fréquence très élevée ce qui a pour conséquence de créer une tension moyenne. C'est l'analogue, pour les sources de tensions continues, du transformateur utilisé en régime alternatif. Si la tension délivrée en sortie est inférieure à la tension appliquée en entrée, l'hacheur est dit dévolteur dans le cas contraire, il est dit survolteur. Il existe de types de hacheurs réversibles et Non réversibles [8].

1.5.1. Hacheurs réversibles :

Ce sont des structures qui assurent une réversibilité en tension et /ou courant. L'énergie va donc toujours de la source vers la charge. Il est possible de modifier ces dispositifs pour inverser le sens de parcours de l'énergie. Ainsi, une source peut devenir une charge et inversement. Ce type de comportement se rencontre usuellement dans les systèmes électriques. Ainsi, un moteur en sortie d'un hacheur représente une charge. Cependant, si on veut réaliser un freinage, le moteur va devenir générateur, ce qui va entraîner un renvoi

d'énergie à la source (plus astucieux qu'un simple freinage mécanique)^[9]. Dans cette catégorie, on distingue trois types :

- Hacheur réversible en tension,
- Hacheur réversible en courant,
- Hacheur réversible courant et en tension.

On peut caractériser un convertisseur DC-DC par l'indication de sa ou de ses réversibilités communes à la source de tension et à la source de courant :

- Un convertisseur réversible en tension relie deux sources réversibles.
- Un convertisseur réversible en tension relie deux sources réversibles en tension.
- Un convertisseur réversible en tension relie deux sources réversibles en courant.

Un convertisseur réversible en courant et en tension relie deux sources toutes deux réversibles en courant et en tension ^[10].

1.5.2. Hacheurs non réversibles :

Les hacheurs non réversibles permettent un transfert unidirectionnel de l'énergie électrique (uniquement de la source vers la charge). Dans cette catégorie et selon le type des sources de l'entrée et de la sortie, on distingue deux sous-catégories :

- Les hacheurs à liaison directe qui associent deux sources de nature différentes
- Le convertisseur buk

Le convertisseur dévolteur peut être souvent trouve dans la littérature sous le nom d'hacheurbuk ou hacheur série. La figure I.3 présente le schéma de principe du convertisseur dévolteur. Son application typique est de convertir sa tension d'entrée en une tension de sortie inférieure.

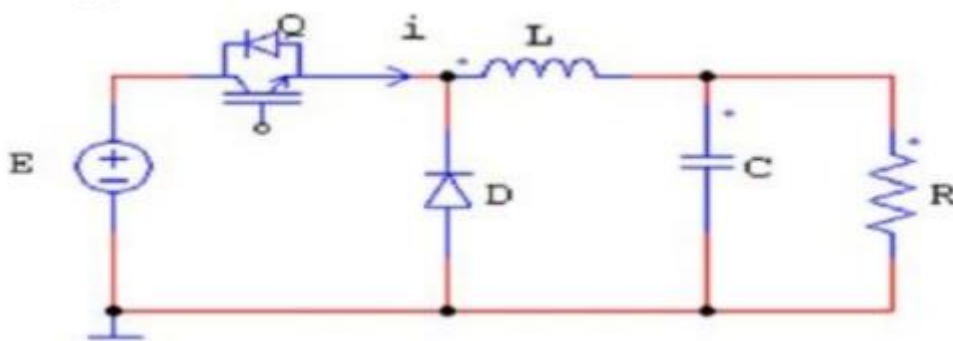


Figure 1.3 : schéma de principe d'un hacheur Buck.

1.5.3. Hacheur parallèle (survolteur ou Boost) :

Ce dernier est un convertisseur survolteur, connu aussi sous le nom de « boost » ou hacheur parallèle ; son schéma de principe de base est celui de la Figure 1.4 son application typique est de convertir sa tension d'entrée en une tension de sortie supérieure^[5].

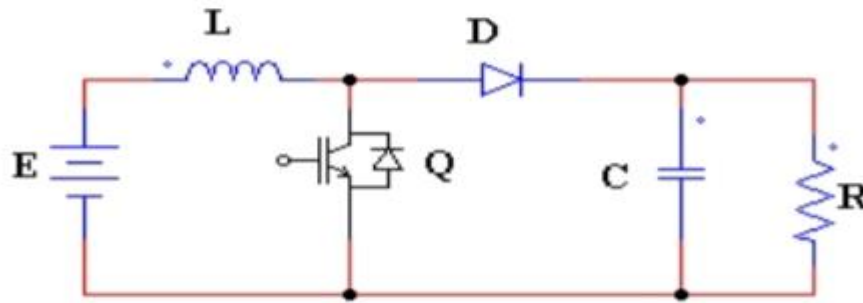


Figure1.4 : schéma de principe d'un hacheur Boost.

Les hacheurs à liaison indirecte ou à accumulation qui associent deux sources de même nature :

Le hacheur à stockage inductif ou série –parallèle (Buck –Boost) :

La deuxième topologie de base du DC/DC est donnée par la Figure I.5. Dans ce dispositif, la tension peut être augmentée ou diminuée selon le mode de commutation. Cependant, La tension de sortie est de signe opposé à la tension d'entrée. Tandis que, lorsque le thyristor est sur la position (on) le courant dans l'inductance augmente, l'énergie est stockée ; et quand le commutateur se met sur la position (off) l'énergie stockée se transfère par l'équation suivante [11] :

$$U_s = D/(1-D)U_e$$

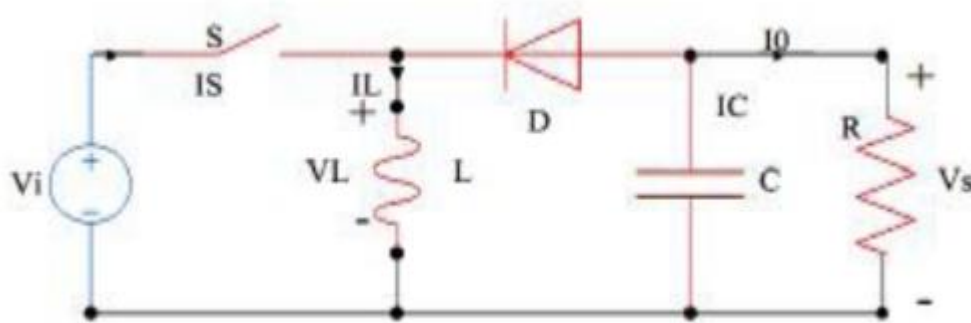


Figure1.5 : schéma de principe d'un hacheur Buck –Boost.

1.5.4. hacheur à stockage capacitif (Cuk) :

Où le convertisseur Cuk, (du nom de son inventeur), est une variante du SEPIC présenté plus tard. Il en diffère par une disposition légèrement différente des composants. Comme il s'agit ici aussi de composants réactifs, le rendement théorique est excellent. Le schéma de ce convertisseur est donné par la figure I.6. Le convertisseur Cuk sans isolation galvanique est constitué de deux inductances, deux condensateurs, d'interrupteur (ici un transistor) et d'une diode. Le condensateur C est utilisé pour transférer l'énergie entre la source de tension d'entrée V_{in1} et celle de sortie V_{out} .

Pour cela, il est connecté alternativement l'entrée ou à la sortie du convertisseur grâce à l'interrupteur K ainsi qu'à la diode D. Les deux inductances L1 et L2 sont utilisées pour convertir respectivement la source de tension d'entrée et la source de tension de sortie (c) en sources de courant. Ces conversions sont nécessaires pour limiter le courant quand le condensateur C1 se trouve relié à une source de tension (V_{out} ou V_{in}). Comme les autres convertisseurs, le convertisseur Cuk peut fonctionner en conduction continue discontinue en courant. Cependant, à l'inverse des autres convertisseurs, il peut aussi fonctionner avec une conduction discontinue en tension (la tension aux limites du condensateur s'annule pendant une partie du cycle de commutation).

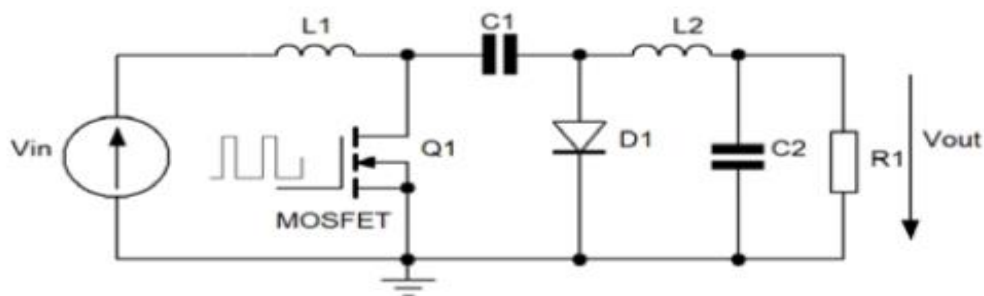


Figure1.6 : schéma de principe d'un hacheur Cuk.

1.6. Hacheur ZETA :

Comme le précédent, le hacheur ZETA (Figure I.7) dérive du hacheur à stockage capacitif. Il présente à nouveau des caractéristiques semblables (non inverseur)^[5].

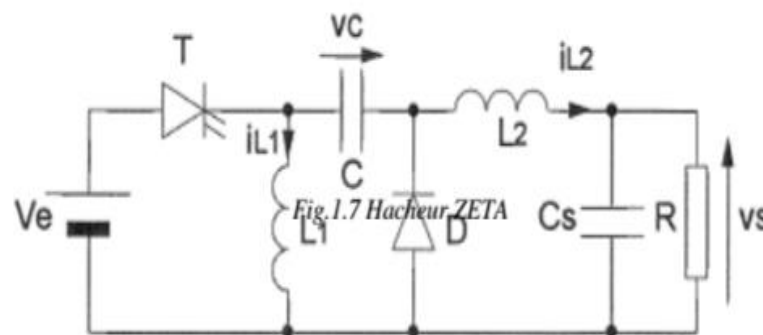


Figure1.7 : schéma hacheur ZETA

1.7. Les hacheurs SEPIC:

Le convertisseur SEPIC (Single Ended Primary Inductor Converter) a été conçu à la fin des années 1970 par Slobodan Cuk. La structure du hacheur SEPIC se déduit du hacheur capacitif dit hacheur Cuk, à l'exception qu'il est non inverseur de tension. La tension de sortie peut être supérieure ou inférieure à la tension d'entrée.

Le convertisseur SEPIC est composé de deux inductances L1 et L2. Elles peuvent être bobinées sur le même circuit magnétique, cela permet de gagner de la place sur PCB (Poly

ChloroBiphenyles) et à tendance à coûter moins cher que deux inductances séparées. La tension de sortie dépend du rapport cyclique appliqué à l'interrupteur K.

La topologie du SEPIC est appropriée pour les applications de charge de batteries et pour la correction du facteur de puissance (PFC) grâce à l'inductance en série avec la source^[12].

1.8. Principe de fonctionnement :

SEPIC est un convertisseur DC –DC qui permet de convertir une tension continue en une autre tension continue de valeur différente (plus faible ou plus grande). Le SEPIC est semblable au buck-boost mais a l'avantage d'avoir une sortie non inversée (la tension de sortie est de la même polarité que la tension d'entrée).

Il est constitué essentiellement de deux condensateurs (Cet Cs), de inductances couplées (L1 et L2), d'un transistor (K), d'une diode (D) et la charge (R)^[13].

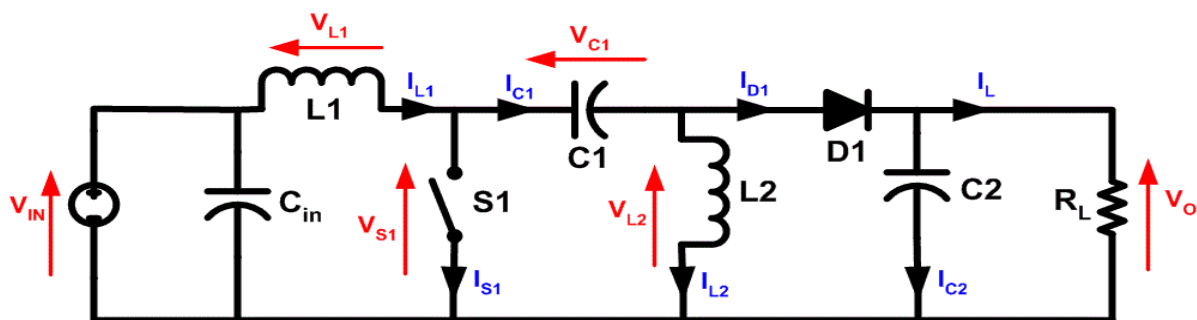


figure1.8: schema de convertisseur SEPIC

Dans chaque période de commutation, le convertisseur SEPIC opère dans deux modes de fonctionnement :

Mode 1 (I.9) pendant la fermeture de l'interrupteur k, $0 \leq t \leq \alpha T$:

- La tension d'entrée U_e est appliquée à l'inductance L_2 , donc un stockage de l'énergie dans L_1 .
- Transfert d'énergie du condensateur C vers l'inductance L_2 et vers la charge R et C_s .
- Le courant de charge i est maintenu constant par le condensateur C_s .

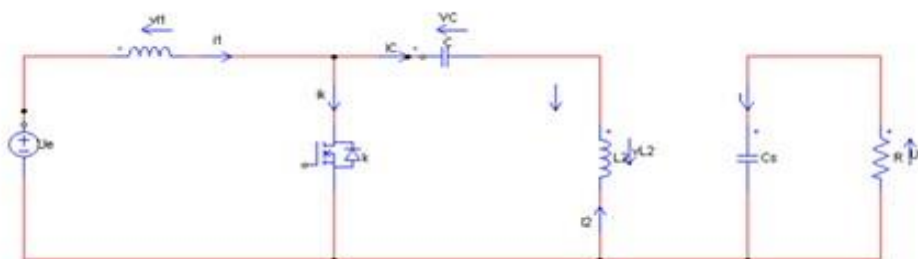


Figure1.9: circuit équivalent pour K ferme

La tension aux bornes de l'inductance L1 est :

$$V_{l1} = U_e = L1 \frac{di_1}{dt} \quad (1.1)$$

La tension aux bornes de l'inductance L2 est:

$$V_{l2} = U_e = L2 \frac{di_2}{dt} \quad (1.2)$$

La tension aux bornes de l'interrupteur K est :

$$V_k = 0 \quad (1.3)$$

Le courant dans le condensateur C est

$$i_c = -i_2 = c. \frac{dv_c}{dt} \quad (1.4)$$

Le courant dans le condensateur Cs est :

$$i = -i_r = -\frac{U_s}{R} \quad (1.5)$$

Le courant de l'interrupteur K est :

$$i_k = i_1 - i_c = i_1 + i_2 \quad (1.6)$$

Le courant de la diode D:

$$i_d = 0 \quad (1.7)$$

Mode 2 (figure I.10) lorsque l'interrupteur K est ouvert : $\alpha T \leq t \leq T$.

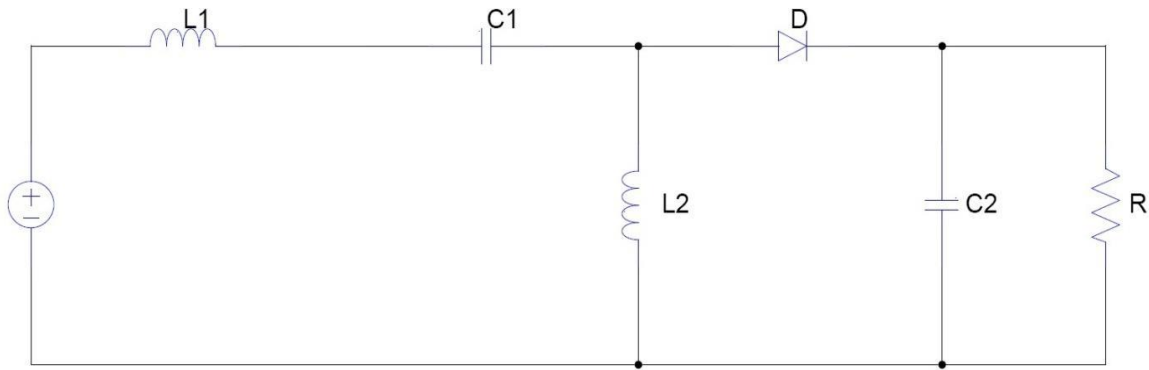


Figure1.10: circuit equivalent pour K ouvert

La tension aux bornes de l'inductance L1 est :

$$Vl1 = Ue - vc - Us = L1 \cdot \frac{di1}{dt} \quad (1.8)$$

La tension aux bornes de l'inductance L2 est:

$$Vl2 = -Us = L2 \quad (1.9)$$

La tension aux bornes de l'interrupteur K est:

$$Vk = Ue - vl1 \quad (1.10)$$

La tension aux bornes de la diode D est :

$$Vd = 0 \quad (1.11)$$

Le courant dans le condensateur C est :

$$ic = i1 = C \cdot \frac{dvc}{dt} \quad (1.12)$$

Le courant dans le condensateur Cs est :

$$i = id - ir = ic + i2 - ir = ic + i2 = -\frac{Us}{R} \quad (1.13)$$

$$i = i_1 + i_2 - \frac{U_s}{R} \quad (1.14)$$

Le courant dans l'interrupteur K est :

$$i_k = 0 \quad (1.15)$$

Le courant de la diode D est :

$$i_k = i_1 - i_c = i_1 + i_2 \quad (1.16)$$

1.9. Éléments constitutifs d'un hacheur :

1.9.1. Générateur :

Le générateur d'entrée présente une source de tension dont la tension est supposée constante quel que soit le courant débité. Les sources qui peuvent porter cette nature sont :

- Pile ou batterie d'accumulateurs bien chargés
- Source de courant (machine ou transformateur) avec condensateur suffisamment grande mise en parallèle
- Alimentation stabilisée

1.9.2. Interrupteur accommodable :

L'interrupteur accommodable peut être l'une des semi-conducteurs

A borne de commande servant à rendre condensateur ou à bloquer

L'élément commutateur. Le choix de ce dernier varie selon plusieurs Critères :

- La tension maximale pouvant être bloquée en permanence et accidentellement,
- Le courant direct maximal pouvant conduire en permanence et accidentellement,
- La fréquence de commutation entre les états de fermeture et d'ouverture,
- Chute de tension directe lors de fermeture ON,

- Procédé d'application de la commande (Commande par la tension ou courant),
- Commandabilité à la fermeture et/ou à l'ouverture.

1.10. Comparaison des montages :

Le tableau I-1 résume les gains en tension et les contraintes sur les interrupteurs des différents montages. Pour ces convertisseurs, l'évolution des gains en tension fonction du rapport cyclique est présentée sur la Figure 1.8^[14].

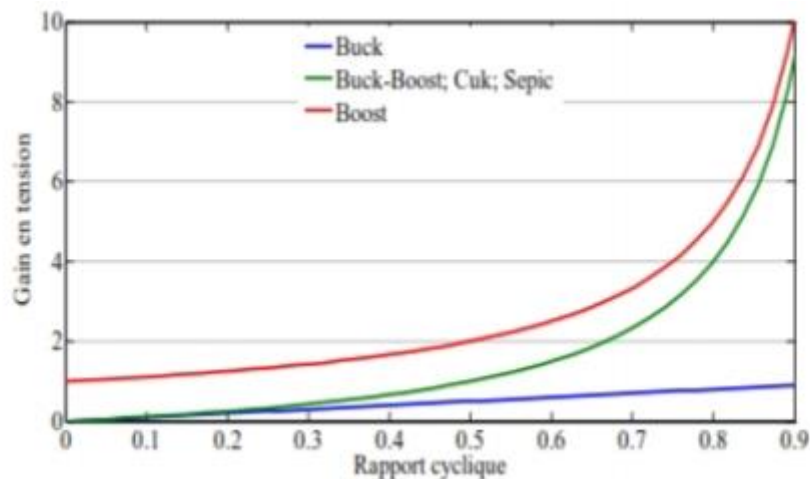


Figure1.11: Evolution du gain en tension en fonction du rapport cyclique des convertisseurs.

Si plusieurs montages peuvent être considérés comme élévateurs, en particulier si le rapport cyclique est supérieur à 0,5, seul le montage Boost est élévateur sur toute la plage de réglage des rapports cycliques. Pour un rapport cyclique de 0,5 par exemple, le Boost possède une tension de sortie double de la tension d'entrée. Alors que pour les autres montages élévateurs, la tension de sortie est pour cette valeur du rapport cyclique égale à la tension d'entrée. Ce n'est que lorsque le rapport cyclique se rapproche de 1 que les autres montages élévateurs tendent à ressembler au montage Boost (Figure I.9)^[15].

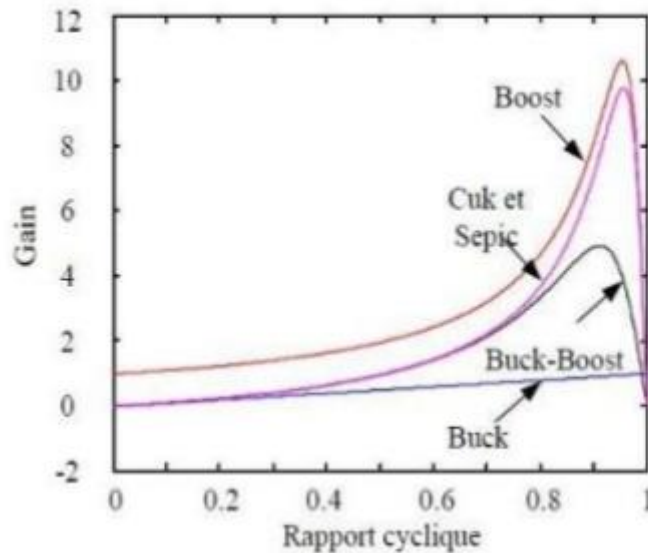


Figure1.12: Evolution du gain en tension en tenant compte des convertisseurs.

Tableau1.1 : caractéristiques des montages en mode conduction continu.

	Boost	Buck	Buck-Boost
Gain en tension	$\frac{1}{1-\alpha}$	α	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$
$\left \begin{matrix} V_{k,max} \\ V_{d,max} \end{matrix} \right $	$\frac{V_c + \Delta v_s}{1-\alpha} + \frac{\Delta v_s}{2}$	V_c	$\frac{V_c + \Delta v_s}{1-\alpha} + \frac{\Delta v_s}{2}$
$\left \begin{matrix} i_{k,max} \\ i_{d,max} \end{matrix} \right $	$\frac{I_s + \alpha \cdot V_c}{1-\alpha} + \frac{\alpha \cdot V_c}{2 \cdot L \cdot f}$	$I_s + \frac{\alpha \cdot (1-\alpha) \cdot V_c}{2 \cdot L \cdot f}$	$\frac{I_s + \alpha \cdot V_c}{1-\alpha} + \frac{\alpha \cdot V_c}{2 \cdot L \cdot f}$
Courant de source	Continu	Discontinu	Discontinu

	Cuk	Sepic
Gain en tension	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$
$\left \begin{matrix} V_{k,max} \\ V_{d,max} \end{matrix} \right $	$\frac{V_c + \Delta v_c}{1-\alpha} + \frac{\Delta v_c}{2}$	$\frac{V_c + \Delta v_s + \Delta v_c}{1-\alpha} + \frac{\Delta v_c}{2}$
$\left \begin{matrix} i_{k,max} \\ i_{d,max} \end{matrix} \right $	$\frac{I_s + \alpha \cdot V_c}{1-\alpha} + \frac{\alpha \cdot V_c}{2 \cdot f} \cdot \left(\frac{1}{L} + \frac{1}{L'} \right)$	$\frac{I_s + \alpha \cdot V_c}{1-\alpha} + \frac{\alpha \cdot V_c}{2 \cdot f} \cdot \left(\frac{1}{L} + \frac{1}{L'} \right)$
Courant de source	Continu	Continu

1.11. Contrôle des convertisseurs DC/DC :

Différentes techniques sont couramment utilisées pour asservir un signal électrique à un signal de référence pour la commande des convertisseurs DC/DC. La technique dit MLI

(Modulation par Largeur d'Impulsion) utilise des régulateurs linéaires (PI, PID...) ou non linéaires (glissant, entrée /sortie...) dont la sortie est une grandeur de commande continue^[16].

Cette sortie est alors comparée à un signal porteur ; on obtient alors les ordres de commutation des interrupteurs. La fréquence du signal porteur fixe la fréquence de découpage à condition que les grandeurs de sorties des régulateurs évoluent lentement sur une période du signal porteur. Cette technique, facile d'utilisation, assure alors un fonctionnement à fréquence fixe, un contenu harmonique parfaitement identifié mais possède aussi de sa structure, des propriétés dynamiques limitées^[17].

1.12. Contrôle linéaire des convertisseurs DC/DC :

En général, la façon la plus répandue pour commander des convertisseurs DC-DC est d'utiliser des correcteurs linéaires (PI, ou PID). Ces contrôleurs sont conçus en utilisant un modèle petit signal autour d'un point d'équilibre nominal. Dans de nombreuses applications, cette approche de contrôle donne des résultats satisfaisants. Toutefois, il existe aussi des situations où cette approche offre des performances limitées (propriétés dynamiques dépendant du point de fonctionnement, robustesse, performances dynamiques insuffisantes ...)^[18].

1.13. Contrôle non –linéaire des convertisseurs DC/DC

1.13.1. Technique des modes glissants :

La technique par de glissement (TMG) est un mécanisme de contrôle non-linéaire largement utilisé dans les convertisseurs de puissance de par ses propriétés de stabilité, de robustesse, et de bande passante élevée. Son principal inconvénient est de générer des signaux de commande à fréquence variable. Cette technique consiste à amener la trajectoire d'état du système considéré vers une surface de commutation ou une logique de commutation adaptée la fera osciller de part et d'autre de celle-ci jusqu'à convergence vers le point d'équilibre situé sur cette surface.

1.13.2. Linéarisation entrée /sortie :

C'est une technique qui utilise une transformation en boucle ouverte permettant d'exprimer les variables de sortie du système en fonction des grandeurs d'entrée. Le système obtenu après la transformation entrée/sortie, est système linéaire découplé à m entrées possédant tous ses pôles à l'origine. Cette technique a pour principal intérêt (en plus de la linéarité) de découpler complètement le système à contrôler et donc de faciliter la conception de sa commande. Cette méthode possède un certain nombre d'inconvénients qui limitent son

champ d'application. Elle n'est applicable qu'aux systèmes dynamiques ne possédant pas de zérodynamique instable et reste très sensible aux variations paramétriques. Pour assurer un bon contrôle du système obtenu après linéarisation entrée / sortie, il est donc nécessaire d'utiliser des contrôles robustes vis-à-vis des variations paramétriques comme le contrôle à structures variables ou la commande par mode de glissement ^[18].

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une étude théorique de convertisseurs DC/DC d'une manière générale, les différents types de hacheurs, en particulier les hacheurs non réversibles (Buck, boost, Buck-boost) et hacheur à stockage capacitif (hacheur de Cuk) et convertisseur Zeta. Le convertisseur SEPIC est un convertisseur DC-DC direct non réversible, à stockage capacitif qui permet d'abaisser ou d'élever la tension de sortie. Ce convertisseur est choisi lorsque la puissance de sortie est faible. Ce chapitre a présenté une analyse du fonctionnement du convertisseur SEPC et ses performances ainsi que des directives d'optimisation de sa conception qui vont nous aider pour le montage de notre convertisseur.

CHAPITRE 2 :

MODELISATION
DES COMPOSANTS
SEMI-CONDUCTEURS
DE PUISSANCE

1. Introduction

Les convertisseurs statiques d'énergie électrique jouent un rôle d'interface entre une source d'énergie électrique et une charge. Constitués d'interrupteurs de puissance, ses caractéristiques de base dépendent de ces sources, du type d'interrupteurs utilisés, des applications dans lesquelles ils sont utilisés, même de sa topologie. C'est une matrice d'interrupteurs réalisant la connexion de ses nœuds d'entrée à ses nœuds de sortie, permettant ainsi d'y contrôler le transfert d'énergie^[20].

Ils utilisent des composants de l'électronique à semi-conducteurs et des éléments linéaires. Pour contrôler des puissances électriques importantes, les composants sont parcourus par des courants élevés atteignant le kiloampère sous des tensions importantes avoisinant aisément le kilovolt.^[21]

Toutes ces contraintes leur imposent de dissiper une puissance minimale durant leur fonctionnement. Pour assurer cette particularité, les composants à semi-conducteurs fonctionnent en commutation (ils se comportent comme des commutateurs (interrupteurs) aussi parfaits que possible. Les éléments linéaires sont réactifs et non dissipatifs. Dans un convertisseur, le choix d'un type de composant est basé sur sa commandabilité à l'ouverture et à la fermeture, en tension ou en courant, et sa réversibilité. La réversibilité en tension est l'aptitude à supporter des tensions directes et inverses à l'état bloqué, tandis qu'en courant, il s'agit de l'aptitude à laisser passer des courants directs et inverses à l'état passant. L'étude des convertisseurs statiques est d'abord réalisée en considérant les commutateurs parfaits, puis vient l'approfondissement en tenant compte des imperfections des composants.^[22]

2. La diode

Une diode est un composant dit actif, qui fait partie de la famille des semi-conducteurs. Par définition, une diode fait référence à tout composant électronique doté de deux électrodes. Il s'agit d'un composant polarisé qui possède donc deux électrodes, une anode et une cathode. La cathode (parfois appelée K, pour Kathode) est localisée

par un anneau de repérage (il peut y avoir plusieurs anneaux, dans ce cas l'anneau de repérage est celui qui est le plus près du bord de la diode).

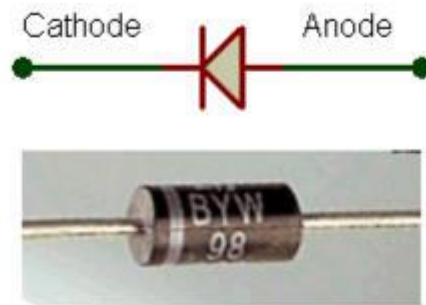


Figure 2.1: diode

Une diode ne laisse pas passer le courant de la même façon selon qu'on la branche dans un sens ou dans l'autre (le courant Anode vers Cathode peut être plus important que le courant Cathode vers Anode, à une tension donnée, par exemple). Cette caractéristique permet à la diode d'être utilisée pour redresser un courant alternatif, c'est à dire de ne laisser passer que l'alternance positive ou que l'alternance négative (selon l'orientation de la diode).

2.1. Principales caractéristiques d'une diode

Il existe une multitude de diodes. Le type de diode à utiliser dépend de l'application : détection de signaux RF dans un récepteur radio, redressement dans une alimentation linéaire, amélioration de la vitesse de commutation de transistors de puissance dans une alimentation à découpage, protection contre les surtensions, par exemple.

2.1.1. Tension de seuil

Correspond à la tension à partir de laquelle la diode commence à conduire quand elle est polarisée dans le sens passant. Dit autrement et de manière sans doute plus juste : une diode ne conduit que lorsque son anode est portée à un potentiel plus positif que sa cathode, et que la différence de potentiel entre anode et cathode atteint la tension de seuil.

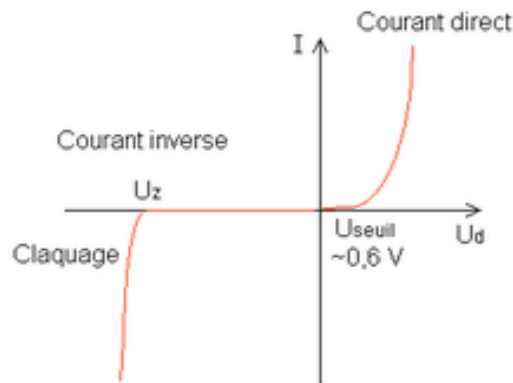


Figure 2.2: le courant diode en fonction de tension

On peut donc dire que la tension de seuil correspond à la tension minimale de fonctionnement en-dessous de laquelle la diode ne peut pas être utilisée. Cette tension de seuil correspond aussi à la tension de déchet, c'est à dire la tension qui sera perdue à cause de l'usage même de la diode (tension qui reste à ses bornes quand elle conduit). Plus le courant qui traverse la diode est important, et plus la chute de tension est importante. L'évolution de la chute de tension reste cependant assez faible comparée à l'évolution du courant.

2.1.2. Tension inverse

Appelée aussi tension de claquage. Il s'agit de la tension maximale que l'on peut appliquer à la diode dans le sens bloquant (c'est à dire diode branchée à l'envers), avant qu'elle ne conduise. Une diode "normale" risque de griller quand cette tension inverse maximale est dépassée, mais certaines diodes supportent ce fonctionnement et ont même été conçues pour travailler de cette façon.

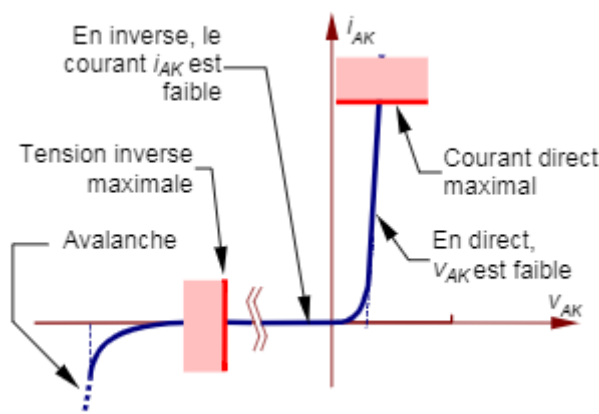


Figure 2.3: les caractéristiques de diode réelle

2.1.3. Courant direct

Il s'agit de l'intensité maximale qui peut parcourir le composant de façon continue quand il est polarisé dans le sens passant, sans que ce dernier ne grille. La diode peut en général supporter une pointe de courant (très brève) bien supérieure au courant maximal.

2.1.4. Vitesse

Certaines diodes sont dites rapides. On peut donc imaginer qu'il en existe des lentes. Et c'est bien le cas. Alors qu'entend-on donc par rapide ? Et bien comme dans tout contexte d'utilisation, tout est relatif. Une même diode peut être considérée comme rapide dans une application donnée, et être considérée comme lente dans une autre application. Une diode de type 1N4007 par exemple, convient pour effectuer un redressement en sortie secondaire d'un transformateur d'alimentation (50 Hz), mais ne convient pas pour une utilisation en diode de recouvrement dans une alimentation à découpage (diode de recouvrement : diode connectée au transistor de puissance qui travaille en commutation à une fréquence élevée - par exemple 150 KHz, pour accélérer les temps de commutation et limiter ainsi l'échauffement). Les diodes Schottky sont dites rapides, et peuvent même parfois être préférées pour des applications "lentes" (alimentations linéaires de circuits audio de haute qualité, par exemple).

2.2. Diodes de puissance

Les grosses diodes de puissance sont plus volumineuses que les petites diodes. Certaines d'entre elles ont une forme tubulaire comme les diodes faible puissance, et d'autres sont dans un boîtier de type TO220, tel que ceux utilisés par certains transistors de puissance (IRFZ44N par exemple) ou par les triacs communs (TIC226D). Ce type de boîtier dispose d'une semelle métallique avec un trou, qui permet de fixer la diode sur un radiateur, facilitant ainsi l'évacuation de la chaleur dégagée par le composant. On peut retrouver deux diodes dans un même boîtier, ce dernier comporte alors trois pattes dont une est commune aux deux diodes (en général ce sont les cathodes qui sont mise en commun).

2.2.1. Diodes THT

Les diodes THT sont des diodes capables de travailler sous de très hautes tensions (THT), de plusieurs KV à plusieurs dizaines de KV. Il est assez rare de trouver une diode qui permette cela à elle seule. La plupart du temps, il s'agit de plusieurs diodes montées en série, dans un même boîtier. On appelle d'ailleurs parfois ce type de composant un barreau de diodes^[23].

3. Inductance et induction propre

Le passage du courant dans un conducteur engendre un champ d'induction magnétique dans l'espace environnant. Ce phénomène se traduit par une accumulation locale d'énergie sous forme de lignes de flux magnétique. Tout composant qui utilise ces propriétés est appelé inductance ou plus communément bobine, bobine d'induction, self, ...

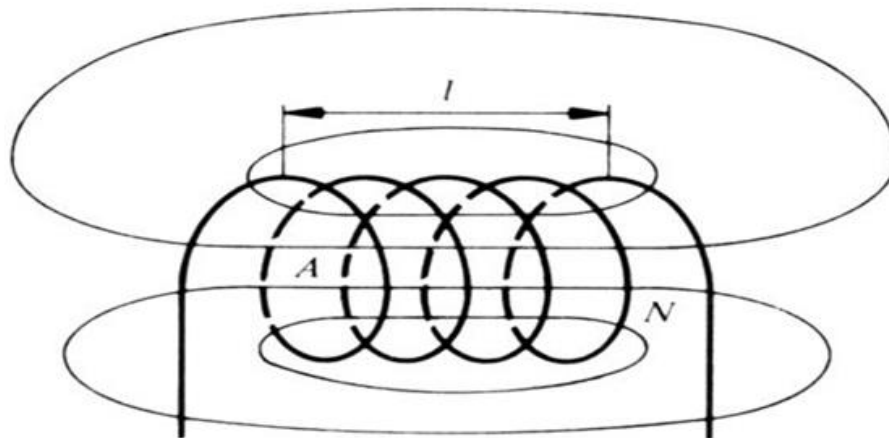


Figure 2.4: Propriétés d'inductance

Nous pouvons dire également qu'une inductance est caractérisée par la propriété de créer un flux magnétique lorsqu'elle est parcourue par un courant électrique. Le facteur de proportionnalité entre le flux créé et le courant électrique est appelé coefficient d'auto-induction, intuitivité ou encore inductance, et est symbolisé par la lettre L et exprimé en Henry [H].

$$L = \frac{\text{Lignes de flux magnétique créées}}{\text{Courant électrique}} = \frac{\Phi}{I} \text{ [H= V.S/A]} \quad (2.1)$$

Ce phénomène est une accumulation locale d'énergie qui n'est pas dissipée en chaleur comme dans une résistance, mais qui peut au contraire être restituée comme pour le condensateur.

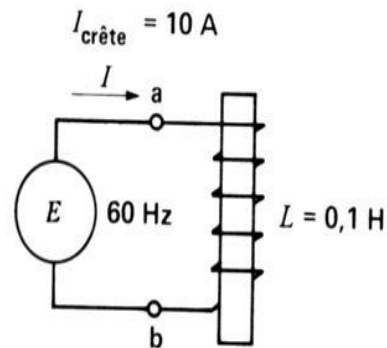


Figure 2.5:Exemple de montage de l'inductance

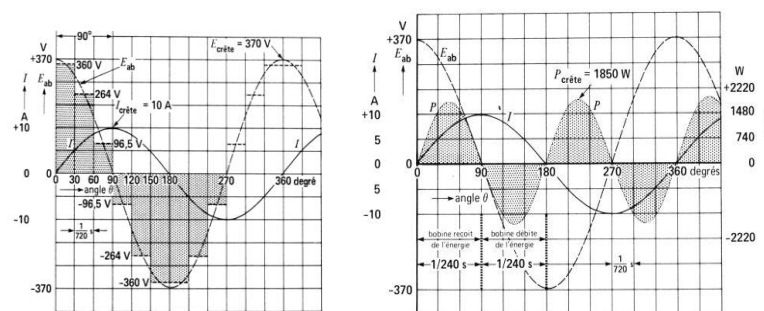


Figure 2.6:Réponse de l'inductance

La valeur de l'inductance propre dépend essentiellement des dimensions de la bobine, notamment par le nombre de spires N , la section A du corps de la bobine, la longueur du circuit magnétique l obtenu à l'intérieur de la bobine et enfin de la nature du matériau qui se trouve à l'intérieur de la bobine. Traduit en formules, cela donne:

$$L = \frac{N^2 * \mu * A}{l} \text{ [H]} \quad (2.2)$$

$$\mu = \mu_r * \mu_0 \quad (2.3)$$

Avec

- N^2 : Nombre de spires élevé au carré
- μ : Perméabilité absolue du noyau [H/m]
- μ_0 : Perméabilité de l'air ou du vide $4\pi \times 10^{-7}$ [H/m]
- μ_r : Perméabilité relative du matériau utilisé comme noyau de la bobine
- A : Section ou surface du corps de la bobine [m^2]
- l : Longueur du circuit magnétique [m]

La perméabilité relative exprime de combien de fois le matériau utilisé au centre de la bobine est meilleur "conducteur" des lignes de flux magnétique. Plus la perméabilité est grande plus la bobine possède un grand pouvoir d'emmagasiner de l'énergie magnétique. Pour obtenir une grande induction propre, une bobine doit avoir un noyau qui forme circuit magnétique le plus perméable possible. La valeur de L dépend beaucoup du noyau et cette propriété est utilisée pour régler la valeur d'une bobine. La saturation magnétique du noyau va également intervenir sur la valeur de L.

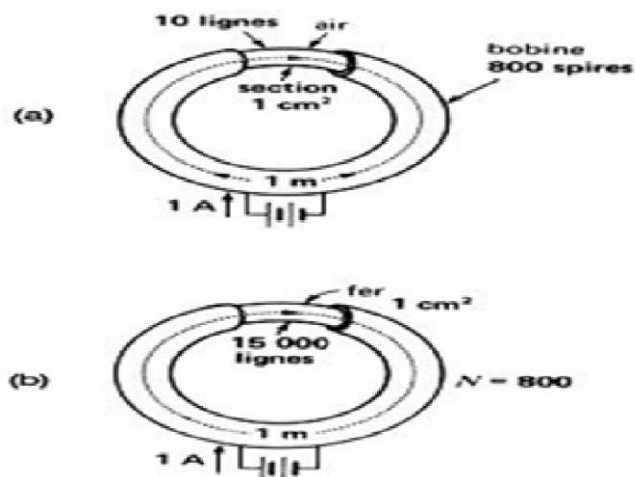


Figure 2.7: Notion de perméabilité d'un matériau magnétique

- Le solénoïde à noyau non magnétique produit 10 lignes de flux.
- Le solénoïde à noyau de produit 15000 lignes.

3.1. Tension induite et tension d'auto-induction

Ce qui est devenu une loi, appelée loi d'induction magnétique, consiste en fait à la création d'une tension lorsque soit le courant électrique I , soit le flux magnétique Φ se mettent à varier.

Circuit dont tous les composants ont une résistance nulle.

Lorsque l'interrupteur est fermé induite E_i est rigoureusement égal à la tension E_s dz sortie.

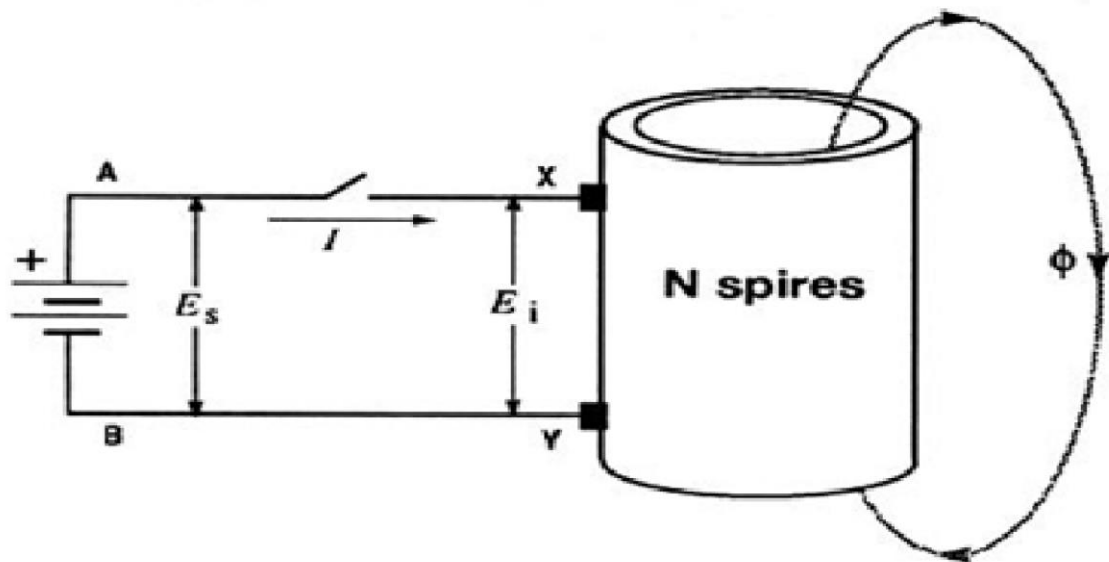


Figure 2.8: Circuit dont tous les composants ont une résistance nulle

Lorsque l'interrupteur est fermé l'induite E_i est rigoureusement égal à la tension E_s de sortie.

Toute variation de flux ou de courant entraîne la création d'une tension électrique induite.

En formule cette loi donne:

$$E = \frac{N \cdot \Delta \Phi}{\Delta t} \text{ [H]} \quad (2.4)$$

Nous constatons que cette tension induite dépend de la rapidité de variation, de l'amplitude de la variation et du nombre de spires.

La polarité de cette tension induite va entraîner un courant induit qui modifiera le flux magnétique initial de manière telle à s'opposer à lui, c'est ce qui constitue la loi de Lenz.

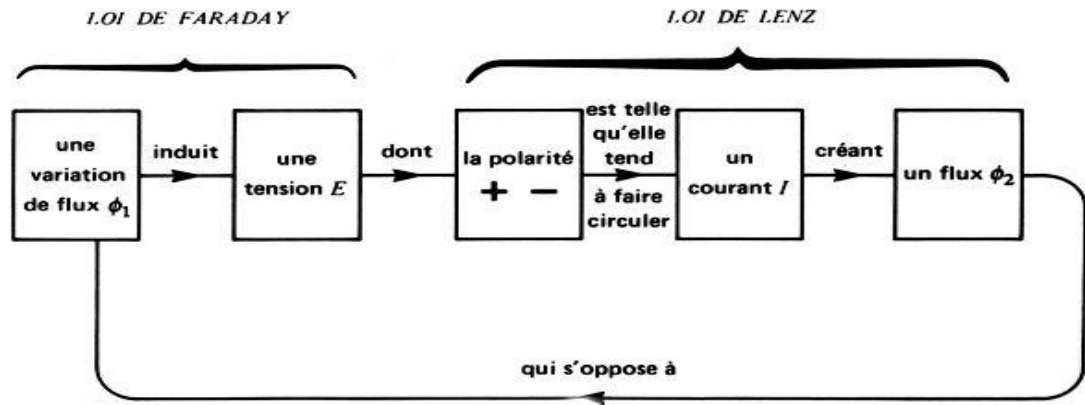


Figure 2.9: La phénomène d'auto-induction

La tension d'auto-induction est la conséquence du phénomène de l'induction produit aux bornes d'une bobine. La variation du courant (ou du flux magnétique) dans la bobine induit une tension entre ses bornes.

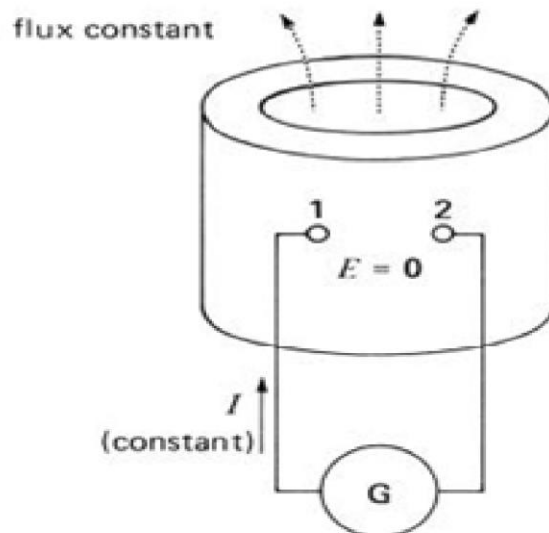


Figure 2.10: Figure lorsque le courant ne varie pas, la tension entre les bornes est nulle.

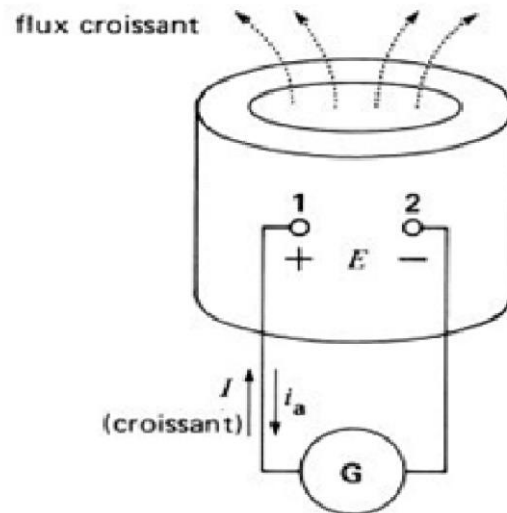


Figure 2.11: Lorsque le courant augmente, une tension est induite et la borne 1 est positive. La bobine agit comme une charge.

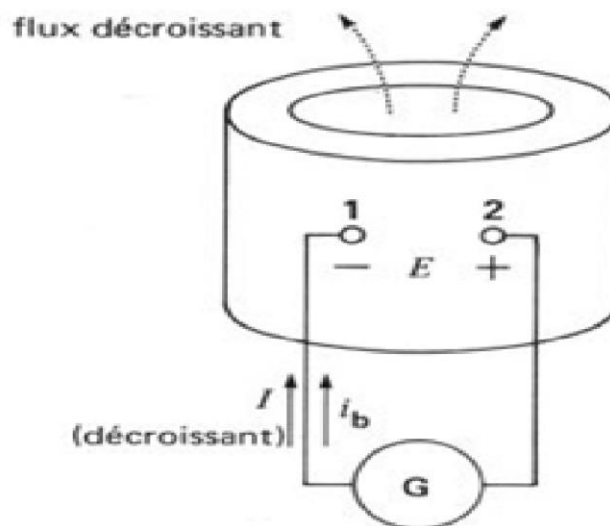


Figure 2.12: Lorsque le courant diminue, une tension est induite et la borne 1 est négative. La bobine agit comme une source.

A l'enclenchement par exemple, l'augmentation du courant va entraîner une tension induite initiale qui va freiner l'établissement du courant. En formule, l'auto-induction donne:

$$U_i = L * \frac{\Delta I}{\Delta t} [V] \quad (2.5)$$

Finalement la tension d'auto-induction dépend de la variation du courant initial-final, de la rapidité de la variation et de l'inductance propre de la bobine.

Nous pouvons dire qu'une bobine possède une inductance propre de 1 Henry si une tension de 1 volt est induite lorsque le courant qui la traverse varie de 1 ampère par seconde.

3.2. Pertes magnétiques

Il ne sera étonnant pour personne d'apprendre que l'essentiel des pertes d'une bobine sont dues au circuit magnétique :

- ✓ Les pertes dans le noyau magnétique dissipent une certaine quantité de chaleur si l'enroulement est traversé par un courant alternatif. Nous pouvons distinguer deux types principaux de pertes, par hystérésis ou par courants de Foucaults.
- ✓ Les pertes par hystérésis sont liées à l'existence "d'un frottement" de particules dû aux changements continuels du sens de l'aimantation. Ces pertes augmentent avec la fréquence et avec la surface du circuit magnétique.
- ✓ Les pertes par courants de Foucault sont liées à l'existence de courants électriques induits dans les masses métalliques du circuit magnétique. Ces pertes augmentent au carré de la fréquence et selon la conductivité spécifique (l'inverse de la résistance spécifique) du noyau magnétique. Pour diminuer ces pertes, les circuits magnétiques sont divisés en zones isolées électriquement les unes des autres.

3.3. Pertes électriques et facteur de pertes

Les pertes par effet Joules dues à la résistance du fil qui constitue la bobine peuvent ne pas être négligeables si les courants continus qui traversent la bobine sont importants où si le fil de la bobine est très fin (petits signaux de hautes fréquences).

La résistance du schéma peut être un élément câblé dans un circuit ou représenter l'ensemble des pertes propre de la bobine.

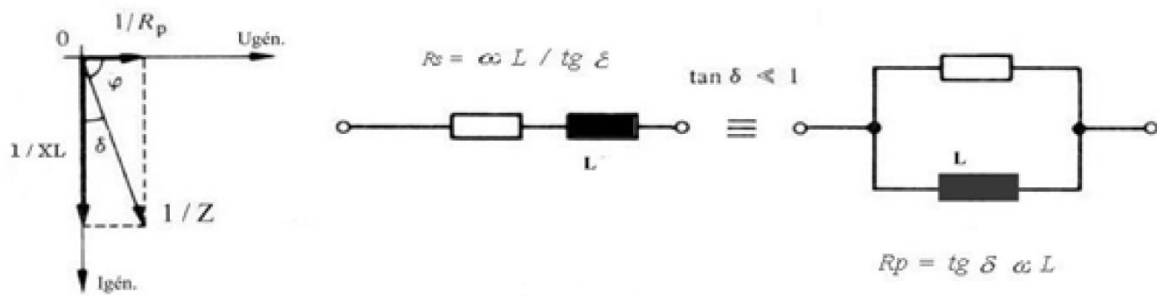


Figure 2.13: Les pertes résistive de la bobine

Les fabricants nous donnent comme pour les condensateurs le rapport de l'énergie active dissipée en chaleur avec l'énergie inductive produite par la bobine idéalisée. Ce facteur de pertes, ou $\tan \sigma$, fait référence aux représentations vectorielles d'un signal alternatif sinusoïdal.

3.4. Schéma équivalent

En très hautes fréquences (dès 100MHz) l'espacement d'une spire à l'autre présente une capacité parasite qui peut prendre des proportions importantes par rapport à l'effet inductif recherché. Le comportement de la bobine peut se représenter par une bobine idéale en parallèle avec un condensateur idéal pour les effets réactifs.

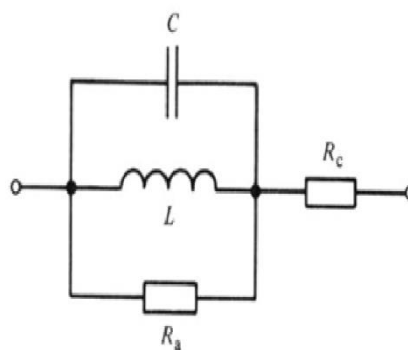


Figure 2.14: Le schéma réel de la bobine

Le schéma est complété par une résistance parallèle R_a qui traduit les pertes du circuit magnétique et par une résistance série R_c qui traduit la résistance du fil électrique enroulé.

3.5. Régime permanent (sinusoïdal)

Si nous cherchons à connaître le fonctionnement d'un composant en alternatif, nous pouvons aisément le mesurer à l'aide d'appareils électroniques simples: Générateurs de signaux, oscilloscopes, multimètres.

Le régime permanent le plus pratique pour les analyses en alternatif est obtenu avec un signal sinusoïdal. Nous pouvons nous attendre ensuite que l'inductance aie un comportement similaire avec un signal usuel (audio, vidéo, data,...).

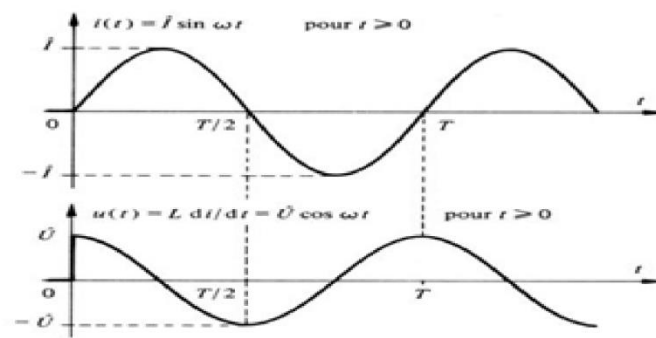


Figure 2.15: La forme d'onde de courant et de tension à ses bornes

Comme pour le condensateur, nous constatons que la tension et le courant ont la même forme mais sont décalés l'un par rapport à l'autre de 90 degrés ou d'un quart de période. Cette fois, le courant dans la bobine est en retard sur la tension à ses bornes lorsqu'elle est alimentée en alternatif.

Nous vérifions encore une fois qu'une bobine s'oppose à toute variation de courant. Ce qui est une autre manière de se rappeler que le courant est en retard sur la tension. Nous pouvons en déduire que cette opposition va croître avec l'augmentation de la fréquence.

3.6. Réactance inductive

Le comportement de la bobine en fonction de la fréquence entraîne une grande variation du rapport tension-courant. Lorsque la fréquence tend vers zéro, l'amplitude du courant est très grande et la bobine se comporte comme un court-circuit. A l'inverse, lorsque la fréquence est élevée, l'amplitude du courant tend vers zéro et la bobine se comporte comme un circuit ouvert.

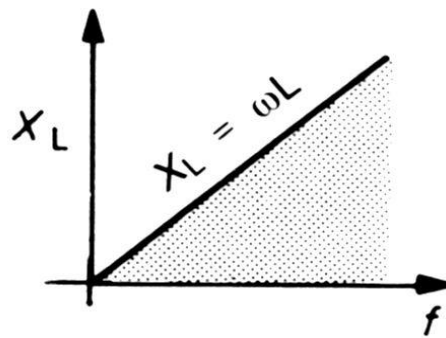


Figure 2.16: réactance inductive X_L

Nous parlons de réactance inductive X_L exprimé en ohm $[\Omega]$ pour illustrer le comportement de la bobine en fonction de la fréquence. Cette propriété va permettre de réaliser des circuits électroniques qui sauront trier des fréquences ou empêcher une plage de fréquence de passer, comme dans le cas des filtres passe-haut par exemple.

3.7. Régime impulsionnel

Il est utile de connaître (ou d'analyser) le comportement d'une bobine en régime impulsionnel lorsqu'elle est utilisée pour des signaux digitaux ou pour étudier ce qui se passe au moment de l'enclenchement ou du déclenchement.

Nous parlons de phénomènes transitoires et pouvons les mesurer avec un signal de "saut à l'unité", ou simplement en situation de ON -OFF. Considérons à nouveau le circuit simplifié ci-dessous et observons son comportement par la forme des diverses tensions et du courant dans le circuit.

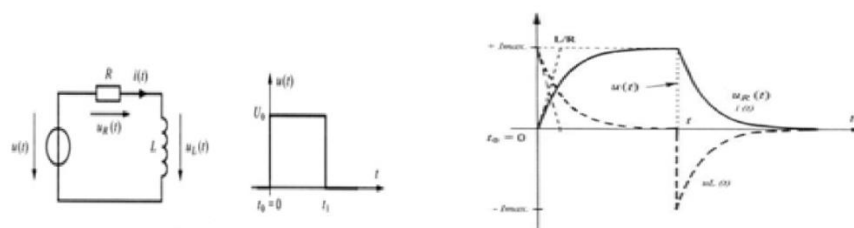


Figure 2.17: le schéma et la réponse impulsionnelle

La forme du courant dans le circuit est identique à la tension aux bornes de la résistance car la loi d'ohm reste valable

Notons que la tension sur la bobine à changé de polarité dès l'interruption de l'alimentation. S'opposant à la fermeture du courant, la bobine devient générateur de courant en ayant inversé la tension induite à ses bornes. Cette tension de rupture peut être extrêmement élevée et entraîner un arc électrique.

La vitesse du phénomène transitoire visible dépend de la constante de temps du circuit donné par le rapport de L avec R, exprimé par la lettre grecque

Tau: $\tau = L / R$ [s].

3.8. Circuit oscillant

Dans les circuits électroniques, les bobines sont souvent associées aux condensateurs. Ils peuvent être couplés soit en série soit en parallèle, le résultat est le même. Chacun de ces composants emmagasine de l'énergie l'un sous forme électrostatique (C) et l'autre électromagnétique (L).

La bobine et le condensateur emmagasinent l'énergie à tour de rôle; ces deux composants s'échangent mutuellement de l'énergie électrique en jeux. Cet échange se fait à une vitesse bien précise. Elle dépend de la valeur des composants L et C.

Si nous regardons l'évolution du courant dans le circuit série dès l'enclenchement de l'alimentation nous constatons que l'échange est de forme sinusoïdale dont la fréquence se calcule d'après la formule

$$2 * \omega * L * C = 1 \quad (2.6)$$

Avec :

$$\omega = 2 * \pi * F \quad (2.7)$$

Avec : F est appelée fréquence d'oscillation f_0 ou fréquence de résonance fr.

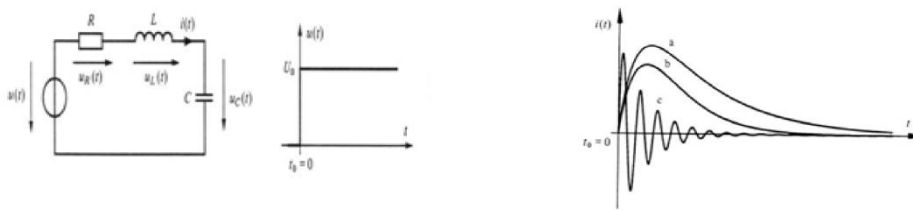


Figure 2.18: circuit RLC et sa réponse

Un circuit oscillant, appelé également circuit RLC, est le siège d'oscillations dites amorties si la valeur de la résistance totale du circuit ne dépasse pas une valeur critique. Pour la courbe a le circuit est appelé sur-critique, la courbe b critique et la courbe c oscillation amorties.

Cette propriété oscillante en fait des circuits qui varient d'impédance apparente en fonction de la fréquence.

Un circuit oscillant série présente une petite impédance à la fréquence d'oscillation et une grande impédance pour toutes les autres fréquences.

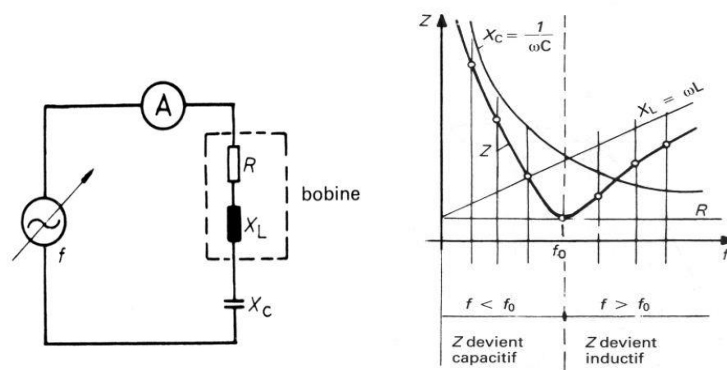


Figure 2.19: circuit RLC série et sa réponse

Un circuit oscillant parallèle présente une grande impédance à la fréquence d'oscillation et une petite impédance pour toutes les autres fréquences.

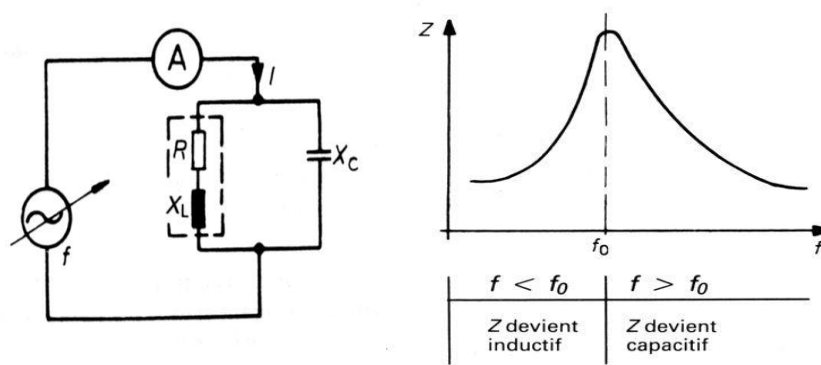


Figure 2.20: circuit RLC parallèle et sa réponse

Les circuits oscillants peuvent donc choisir une fréquence parmi d'autres ce qui est énormément utilisé en électronique de télécommunication^[24].

4. Le transistor à effet de champ

4.1. FONCTION :

Un transistor à effet de champ permet de commander un "grand" courant drain - source I_{DS} à l'aide d'une tension de commande grille - source U_{GS} . Un canal dopé (P ou N) entre Drain et Source est rendu +/- conducteur par une jonction PN entre Grille et Source polarisée en inverse. C'est une commande en tension car il n'y a pratiquement aucun courant demandé par la grille.

4.2. SPECIFICATIONS :

Puissance maximale PFET MAX. [W]

Caractéristique de transfert $I_{DS} = f(U_{GS})$

Tension Drain - Source maximale $U_{DS} \text{ MAX. [V]}$

Courant Drain - Source maximal $I_{DS} \text{ MAX. [A]}$

Le courant de grille est pratiquement nul $I_G \approx pA$

4.3. TECHNOLOGIE :

Tous les transistors actuels sont à base de silicium. Par contre, les mêmes boîtiers peuvent contenir soit des transistors soit un autre composant. Rien ne permet de les distinguer. Le contact mécanique avec le châssis de l'appareil est important pour le refroidissement et doit être réalisé avec soin.

4.4. UTILISATIONS :

Petits signaux : Utilisés pour l'amplification en radio et vidéo fréquences. Egalement pour la commande et commutation.

Grands signaux : Présents dans les montages finaux (amplis de puissance) et dans les alimentations en interrupteurs de puissance.

4.5. METHODE DE CONTRÔLE :

Les J-FET ne supportent pas les ohmmètres à aiguilles. Les MOS-FET sont eux sensibles aux décharges électrostatiques.

La mesures des principales caractéristiques tensions - courants est réalisable sans trop de difficultés mais demande un grand nombre de manipulations.

Ce transistor est surtout connu par leur abréviation. Nous rencontrons actuellement une dizaine de technologies, donc de types de fabrication, différentes. Parmi tous les transistors FET existants, nous citerons les types ci-dessous.

Transistors FET à CANAL N

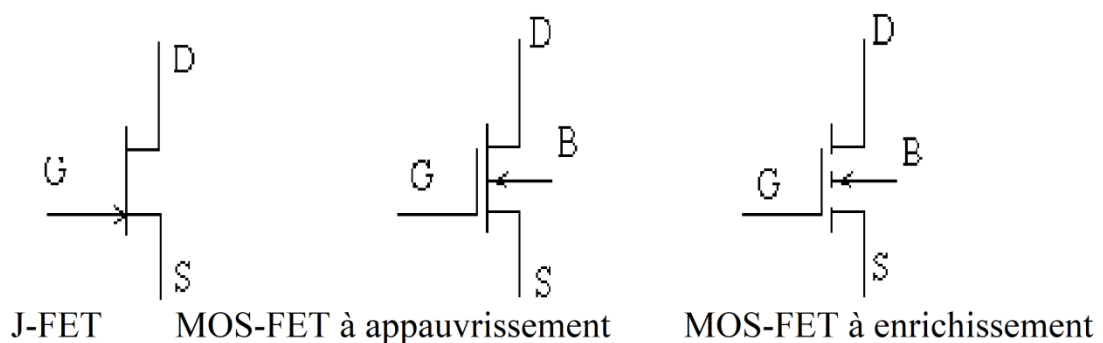


Figure 2.21 : Symboles des transistors FET à canal N

Transistors FET à canal P

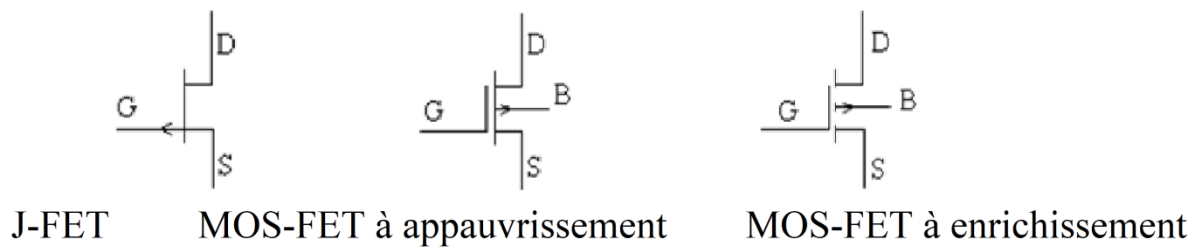


Figure 2.22. : Symboles des transistors FET à CANAL P

Tous ces transistors ont un DRAIN, une SOURCE, une GRILLE et un CANAL plus ou moins conducteur.

Nous verrons plus loin que la tension grille-source U_{GS} commande le courant de drain I_{DS} .

Le principe technologique qui constitue ces transistors est pour tous le même. Les transistors FET sont bel et bien des éléments où la notion de transfert est présente. Une tension d'entrée commande un courant de sortie. Autrement dit, un courant important est commandé par une tension grâce aux effets des champs électriques existants à l'intérieur du transistor FET.

Les symboles sont représentatifs de leur construction, et donnent une indication sur la polarité des tensions nécessaires au fonctionnement des transistors FET.

Du côté technologique

Au contraire des transistors bipolaires conventionnels (PNP et NPN), ces transistors à effet de champ assurent la conduction du courant de drain par un canal plus ou moins conducteur composé d'un seul type de porteurs de charges mobiles. Nous pouvons dire que ce sont des transistors unipolaires.

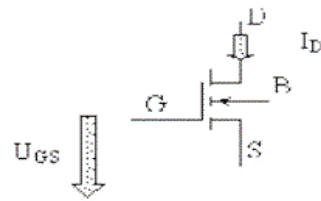


Figure 2.23. :Symboles du transistors MOSFET

La variation de la conductibilité du canal est obtenue par l'action du champ électrique provoqué par la polarisation de la grille, ou plus exactement par la tension de commande grille-source V_{GS} . Ce qui signifie qu'aucun courant ne circule entre grille et source. La grille est même isolée du canal dans le cas des transistors MOS.

Par exemple, nous voyons le principe de fabrication d'un transistor MOSFET à enrichissement, canal N. Sur un barreau de silicium P, deux zones N sont diffusées pour former le drain et la source. Le barreau P forme également un condensateur avec la grille dont le diélectrique est la couche d'oxyde.

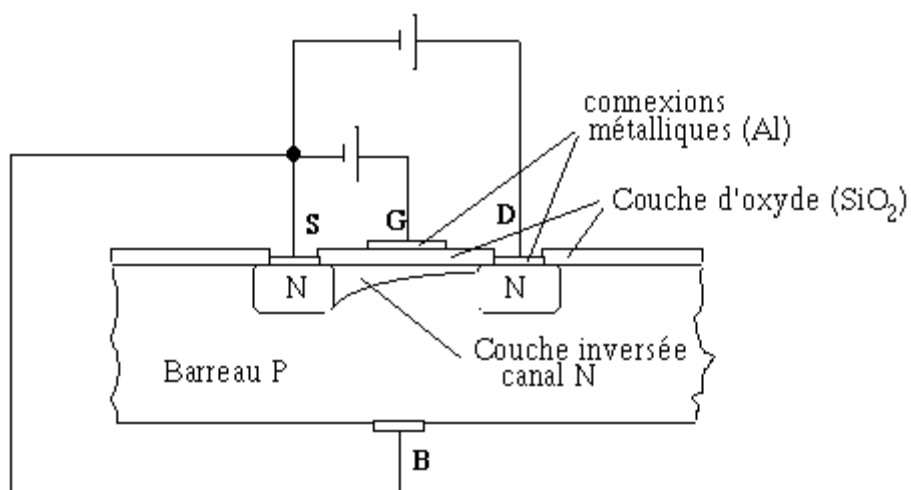


Figure 2.24. :le principe de fabrication d'un transistor MOSFET à enrichissement canal N.

Lorsque la grille est rendue positive par rapport à le source, les électrons du barreau sont attirés dans la zone située entre le drain et la source. Par cet artifice, un canal de type N est créé entre la source et le drain. Si une tension est appliquée entre le drain et la source, un courant de drain I_D circulera.

En variant la tension de commande UGS, la densité des électrons dans le canal change. Ce qui signifie que le courant de drain varie ou que la résistance de passage du drain est modifiée, ce qui revient au même.

Tous les transistors FET reposent sur le même principe de fonctionnement. Une tension de commande UGS entraîne un champ électrique qui modifie la conduction du canal conducteur. Nous pouvons deviner qu'un transistor à enrichissement canal P sera constitué avec des zones de dopage inversées par rapport au dessin ci-dessus.

De toute évidence, la polarité des alimentations de chaque transistor FET sera dépendante de sa fabrication. Cela se remarque sur les réseaux caractéristiques des différents FET.

Quant au MOS-FET, ils sont sensibles aux décharges électrostatiques. Bien qu'actuellement des systèmes de protections sont intégrés, un technicien peut se trouver à un potentiel statique suffisant pour détruire le MOS-FET uniquement par le toucher, lors d'un remplacement par exemple.

4.6. Caractéristiques des FET

Il découle de leur fabrication certaines propriétés électriques utiles pour l'utilisation des FET.

1. Pratiquement aucun courant de commande $I_{GS} \approx 0A$ (de l'ordre du pico ampère). En effet, la grille est isolé du canal conducteur. Ce qui signifie que l'impédance d'entrée est élevée et que la puissance de commande nécessaire est très faible.
2. Le courant de drain I_D est dépendant de la tension de commande UGS. La relation entre le courant I_D et la tension UGS représente ce que nous appelons la fonction de transfert, noté

$I_D = f(U_{GS})$.

En fait, la relation entre le courant de drain I_D et la tension de commande UGS est quadratique, et nous pouvons accepter la relation suivante:

$$I_D = I_{DSS} \left[1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS \text{ blocage}}} \right]^2 \quad (2.8)$$

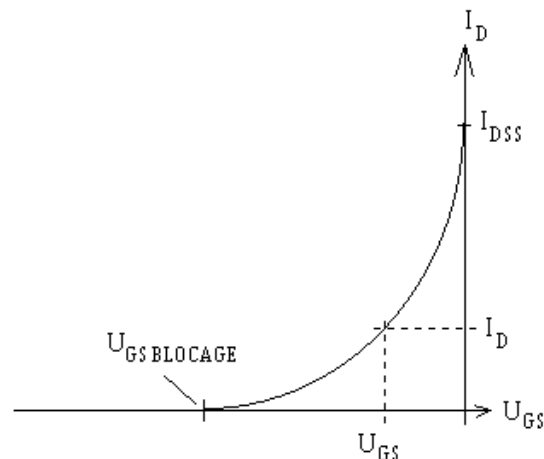


Figure 2.25.: les caractéristiques de FET

Beaucoup de fabricants donne I_{DSS} et $U_{GS \text{ BLOCAGE}}$ ce qui permet, avec cette formule, de calculer le courant I_D pour toute tension U_{GS} .

Cette relation est valable pour les J-FET et les MOS-FET à appauvrissement.

Pour les MOS-FET à enrichissement, les fabricants nous donnent facilement les valeurs du courant de drain I_D (passant) pour une tension U_{GS} (passant) .

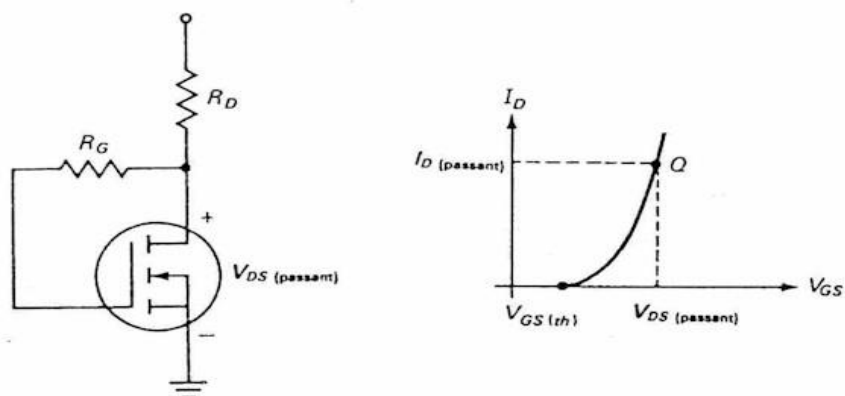


Figure 2.26: Circuit et les caractéristiques de MOS-FET à enrichissement

Dans ce circuit, aucun courant ne traverse R_G ce qui entraîne que la tension V_{DS} se retrouve vers la grille et de ce fait R_D

$U_{GS} = U_{DS}$. Dans ce cas, nous pouvons appliquer la relation:

$$R_D = \left[\frac{V^+ - U_{DS \text{ passant}}}{I_{D \text{ passant}}} \right]^2 \quad (2.9)$$

Les montages à transistors FET

L'utilisation des transistors à effet de champ est immense. Nous les rencontrons utilisés en amplifications petits signaux (HF,BF), en amplification de puissance (HF,BF), en commutation et en technique intégrée.

Toutefois, les exemples d'utilisations choisis ci-dessous vont permettre au lecteur de se faire une idée sur le genre de circuits que nous pouvons rencontrer dans les appareils de l'électronique grand public. Nous y avons indiqués parfois quelques formules permettant de déterminer les tensions et courants présents dans le montage.

a) Les circuits de polarisation

$$I_D = \frac{U_{R2} - U_{GS}}{R_S} \quad (2.10)$$

$$I_D = I_C = \frac{V^- - U_{BE}}{R_E} \quad (2.11)$$

Nous rappelons ici que la polarisation consiste à alimenter en tensions et courants continus de manière à amener les éléments actifs au point de repos Q.

b) les FET en commutation

Les transistors MOS sont souvent utilisés en technique intégrée grâce à leur grande rapidité de commutation. Il n'est pas rare de rencontrer des circuits intégrés numériques fabriqués en technique MOS.

c) Les FET en amplification

Le signal qui transite dans les montages amplificateurs à FET, comme pour les transistors bipolaires, représente des petites variations des tensions et courants autour du point de repos Q. Le schéma de la figure 2.25 du MOS-FET le démontre bien. La polarisation nulle entraîne un courant de drain de repos I_D , et le signal fait varier ce courant.

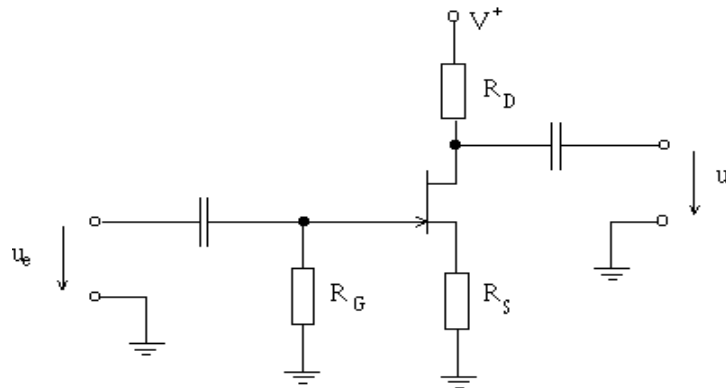


Figure 2.27: Circuit Les FET en amplification

la valeur de R_S détermine la valeur du courant de repos I_D au croisement de la caractéristique $I_D = f(U_{GS})$. Dans ce montage, U_{GS} est égal à $-U_{DS}$ (car $I_G \approx 0A$). Nous pouvons tracer sur la caractéristique une droite partant de l'origine et représentant $1/R_S$. Le croisement avec la caractéristique du J-FET nous donne le point de repos Q.

Les variations autour du point Q, correspondent à une variation qui s'effectuerait sur la tangente de la caractéristique. Dans ce cas, nous pouvons utiliser la relation

$$GM = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} [S] \quad (2.12)$$

Dans cette relation, g_m représente la transconductance du J-FET. En réalité, les fabricants donne une valeur maximale de la transconductance (lorsque $U_{GS} = 0V$), notée g_{m0} . De là, nous pouvons accepter les deux relations suivantes :

$$U_{GS\text{blocage}} = \frac{2 * I_{DSS}}{g_{m0}} \quad (2.13)$$

$$g_m = g_{m0} \left[1 - \frac{U_{GS}}{\Delta U_{GS} U_{GS\text{blocage}}} \right] \quad (2.14)$$

Formules valables pour le montage du J-FET ci-dessus.

De plus, ce qui intéresse souvent le dépanneur c'est de connaître la modification en amplitude du signal entre l'entrée et la sortie du montage.^[23]

$$AU = \frac{\Delta US}{\Delta UE} = \frac{US}{UE} \quad (2.15)$$

5. Conclusion

L'étude bibliographique sur le MOSFET de puissance montre qu'une modélisation précise du comportement de celui-ci est bien possible avec un modèle constitué d'un cœur issu d'une étude statique (la source de courant qui décrit le fonctionnement du MOSFET) et des éléments parasites. La précision du modèle dépend principalement de la précision de la caractérisation des paramètres et en particulier de la détermination des capacités non-linéaires. Dans ce chapitre nous avons montré que les éléments parasites du câblage peuvent avoir une influence importante sur les vitesses de commutation des divers semiconducteurs, et de ce fait sur les équilibres des contraintes tant en courant qu'en tension dans le cadre d'association de composants en série ou en parallèle. Les aspects inductifs seront particulièrement importants pour la mise en parallèle.

CHAPITRE 3 :

SIMULATION ET RESULTATS

1. Introduction :

Un convertisseur statique abaisseur synchrone multi-phase offre plusieurs avantages par rapport à un convertisseur de puissance monophasé. Pour une application d'alimentation du processeur, ondulation est plus faible sur les courants d'entrée et de sortie et le régime transitoire est plus court. De plus, étant donné que le courant de charge est uniformément partagé entre les différentes phases, la chaleur générée est considérablement réduite pour chaque phase en raison du fait que la perte de puissance est proportionnelle au carré du courant. La taille physique des interrupteurs de sortie diminue considérablement en raison de cette réduction de perte.

Le rôle d'un tel convertisseur dc/dc abaisseur de tension multi phase est d'assurer la fluence d'énergie entre une source de tension continue, et une charge de courant continu.

Par un tel convertisseur, on cherche à fixer une tension moyenne $\langle V_s \rangle$ aux bornes de la source I_s , qui réponde aux critères suivants :

- $0 \leq \langle V_s \rangle \leq V_e$
- $\langle V_s \rangle$ réglable

Dans ce chapitre, nous aborderons le convertisseur statique et particulier les convertisseurs multi phase, une étude du rendement de ces convertisseur en fonction de la fréquence et le nombre de phase sera présentée.

2. Schéma de convertisseur dc/dc abaisseur :

Le fonctionnement d'un convertisseur est directement lié à sa topologie : il s'agit du schéma électrique représentant de celui-ci. Ces convertisseurs possèdent chacun une plage de fonctionnement particulière, des avantages et des inconvénients. Ce sont des systèmes composés d'éléments passifs linéaires comme des résistances, des capacités ou des inductances, d'éléments passifs non linéaires comme les diodes et d'éléments actifs non linéaires comme les transistors (interrupteurs). L'état des interrupteurs constitue le seul élément de contrôle des convertisseurs de puissance mais pas le seul influant sur leur dynamique. Les diodes sont, au même titre que les transistors des interrupteurs à la différence qu'elles ne sont pas commandées. Ainsi, la dynamique de fonctionnement des convertisseurs est liée à l'état des transistors mais aussi à l'état des diodes. Généralement, le transistor et la diode conduisent l'électricité en alternance. Lorsque le transistor est

fermé, la diode est bloquée et lorsque le transistor est ouvert la diode est passante. Ce mode de fonctionnement est dit « Mode de Conduction Continue » ou en anglais CCM (Continuous Conduction Mode). Lorsque la diode se bloque pendant que le transistor est lui-même bloqué, le mode de fonctionnement du convertisseur est dit « Mode de Conduction Discontinue » ou en anglais DCM (Discontinuons Conduction Mode).

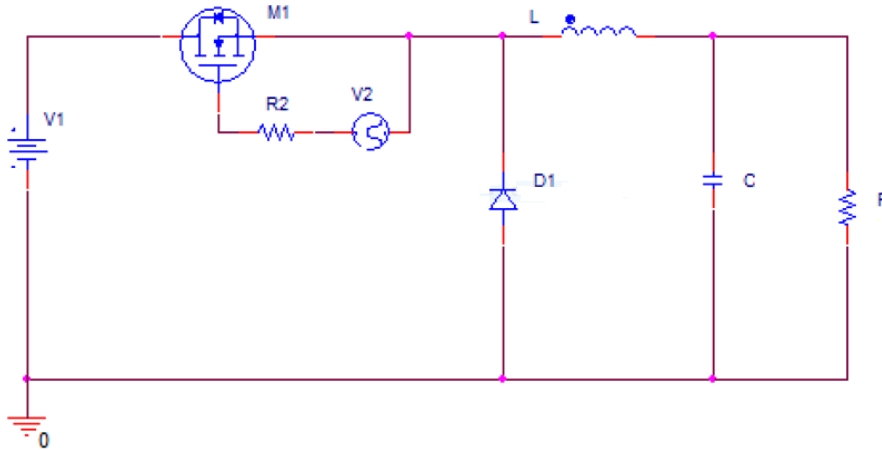


Figure 3.1 Schéma de convertisseur DC-DC abaisseur

Tableau 3.1 : paramètre de simulation relative à la figure 3.1

F	PW	R2	C	L	R	M1	D
60k	2,5 μ	10 Ω	47 μ F	10 μ	1 Ω	IRFZ24N	20CLQ045

2.1. L'allure de tension d'entrée et tension de sortie

Les formes d'ondes des courants et tensions dans le convertisseur, ainsi que dans sa charge sont données à titre d'illustration Figure 3.2, où on constate que notre convertisseur fonctionne en abaisseur de tension avec un temps de réponse de l'ordre de 70ns.

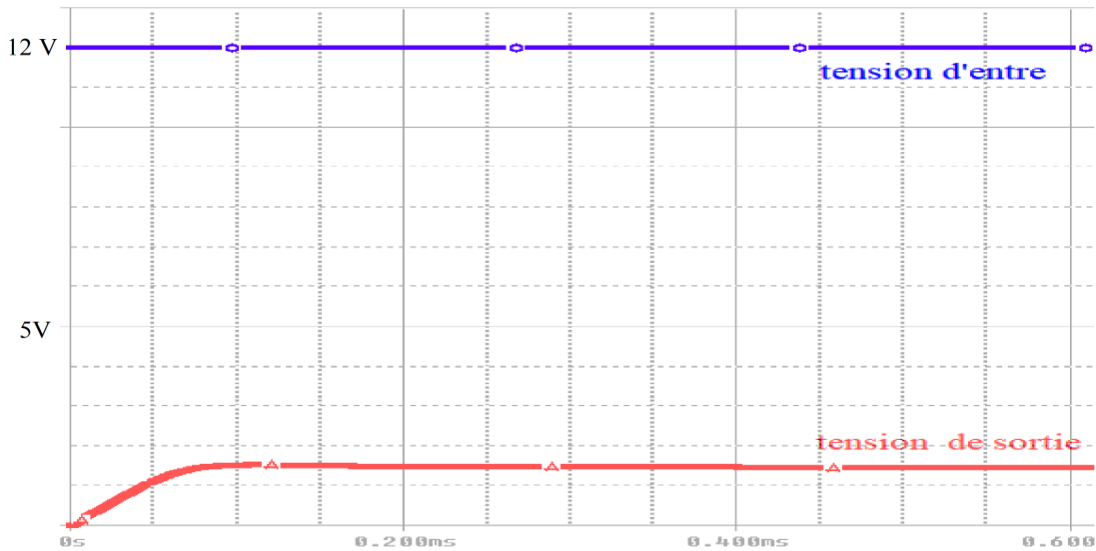


Figure 3.2 L'allure de tension d'entrée et tension de sortie

2.2. L'allure de la tension VDS, le courant ID et la puissance dissipée par le MOSFET

Nous avons représenté sur la Figure 3.3 le courant ID traversant le transistor M1 et la tension a ces bornes VDS ainsi que la puissance dissipée par le MOSFET : lorsque celui-ci est passant, alors $ID = I_e$. Cette phase correspond à la phase de croissance du courant dans l'inductance L.

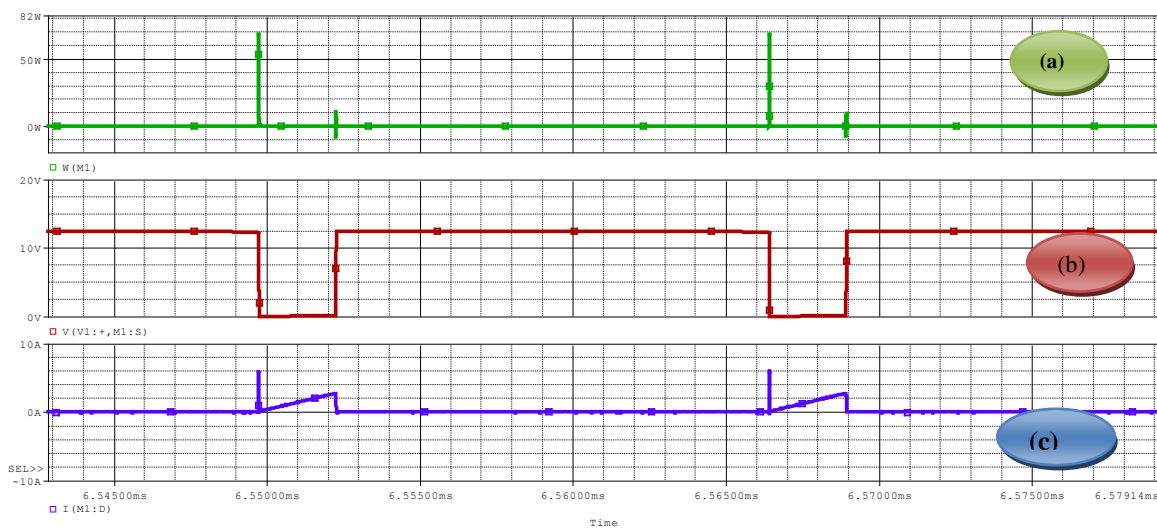


Figure 3.3 L'allure de puissance de tension et de courant de MOSFET

Nous constatons pendant la phase de fermeture le courant du drain ID augmente dangereusement et il franchit la valeur de 6A Figure 3.3-(a), à cet instant la puissance dissipée par le transistor dépasse les 60W Figure 4.3-(a). Figure 4.3-(c) représente l'évolution de la tension Drain-source du transistor de sa valeur max 12V à 0V, pendant un intervalle de temps de l'ordre de 60ns ce qui représente T_{on} le temps pour que le transistor T passe de l'état bloqué (ouvert) à l'état saturé (fermé). Les mesures des puissances d'entrée, de sortie et celle dissipée par le MOSFET sont données par le tableau suivant, pour une charge $R=88\Omega$

Tableau 3.2 : valeurs mesurées du convertisseur abaisseur monophasé

Pe	Ps	PDT1	PDT2	PDD1	PDD2
11,471 w	10,115 w	216,902mw	220,28 mw	449,72 mw	458,13 mw

3. Structure du schéma multi phase :

Pour une meilleure conception et réalisation du convertisseur, il est tout aussi important de recourir à l'outil de simulation qui permettra d'observer le comportement des différents composants passifs et semi-conducteurs, et valider les conditions de fonctionnement. Ainsi, les résultats de simulation seront confrontés avec l'expérience. A cet effet, le logiciel OrCAD-Pspicea a été utilisé afin de valider les modes de fonctionnement de la topologie de convertisseur DC-DC multi phase proposée dans cette partie.

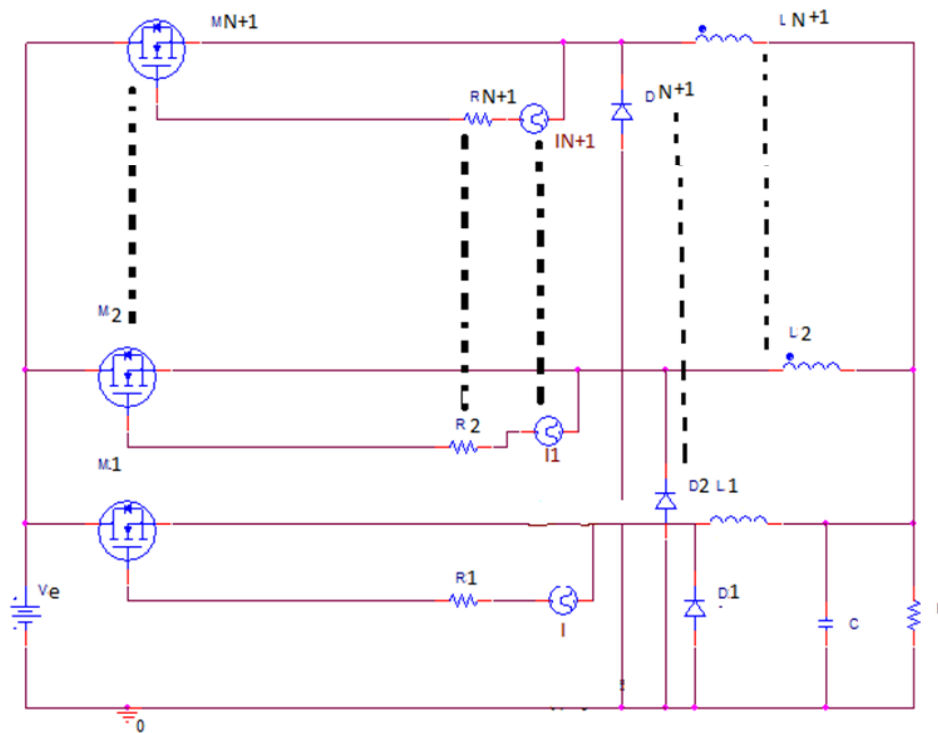


Figure 3.4 Schéma du convertisseur abaisseur multi phase

3.1. Schéma du convertisseur abaisseur à deux phases

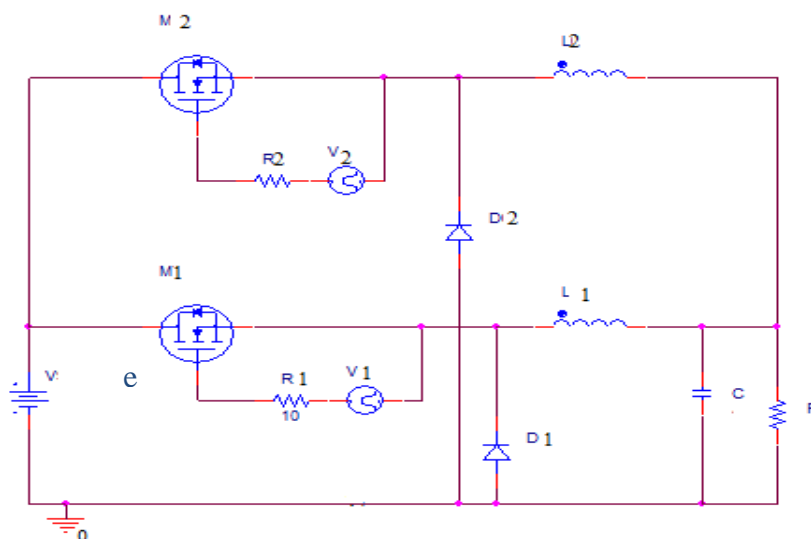


Figure 3.5. Schéma à deux phases

Tableau 3.3 : Paramètre de simulation relatif au schéma de la figure 3.5

F	PW	R1, R2	C	L	R	D	TD _(M)	TD _(M1)
60K	2.5	10Ω	47μ	10μ	1Ω	20CLQ04	0	8.33μ

3.1.1. L'allure de puissance, tension et courant du MOSFET

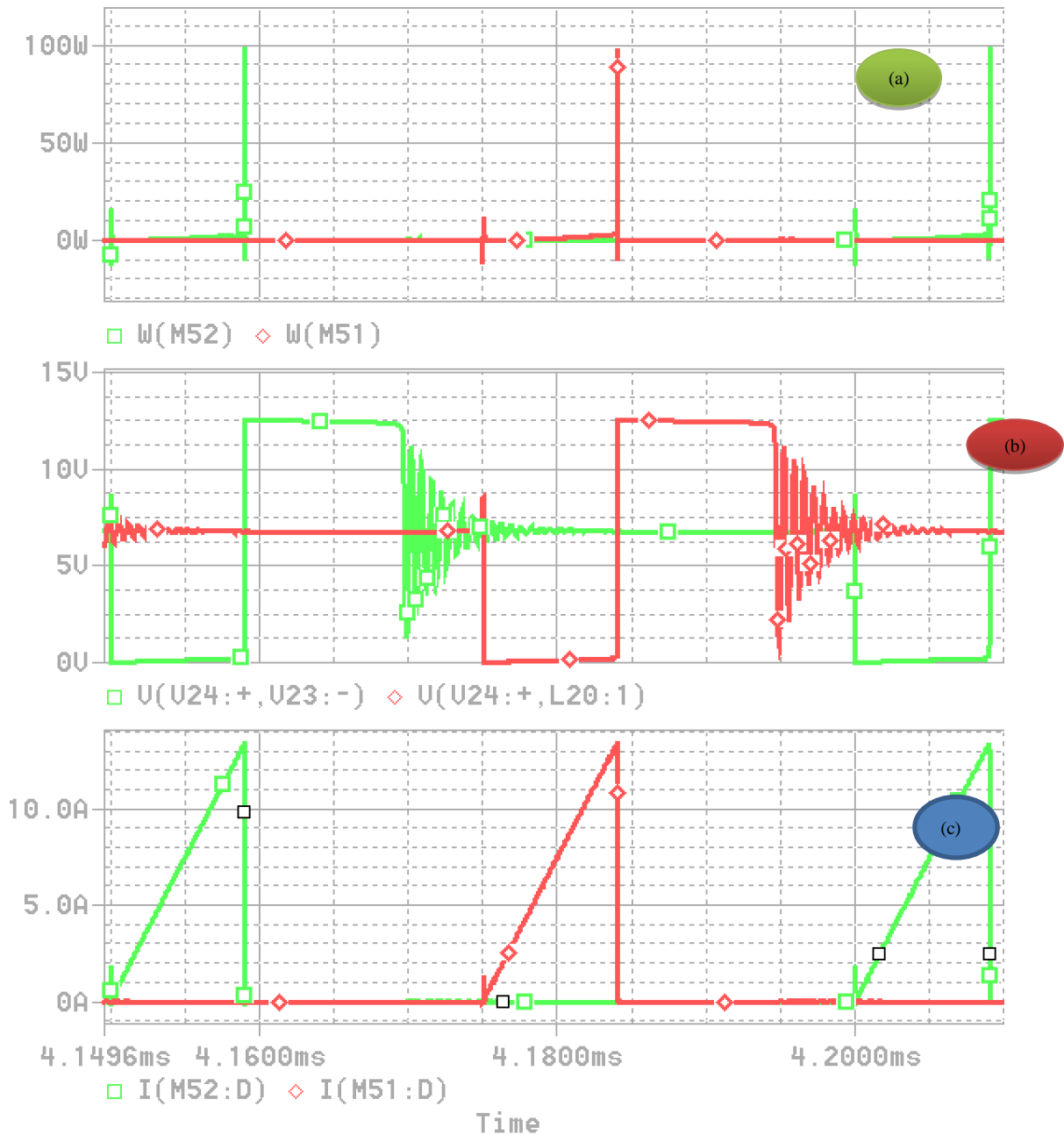


Figure 3.6. L'allure de puissance de tension et de courant de MOSFET

Nous constatant pendant la phase de fermeture le courant du drain ID augmente rapidement et il atteint la valeur de 14A Figure 3.6-(c), à cet instant la puissance dissipée par le transistor

dépasse les 100W Figure 4.3-(a). Figure 4.3-(b) représente l'évolution de la tension Drain-source du transistor de sa valeur max 12V à 0V, pendant un intervalle de temps de l'ordre de 50ns ce qui représente T_{on} le temps pour que le transistor T passe de l'état bloqué (ouvert) à l'état saturé (fermé).

3.2. Schéma du convertisseur abaisseur à trois phases

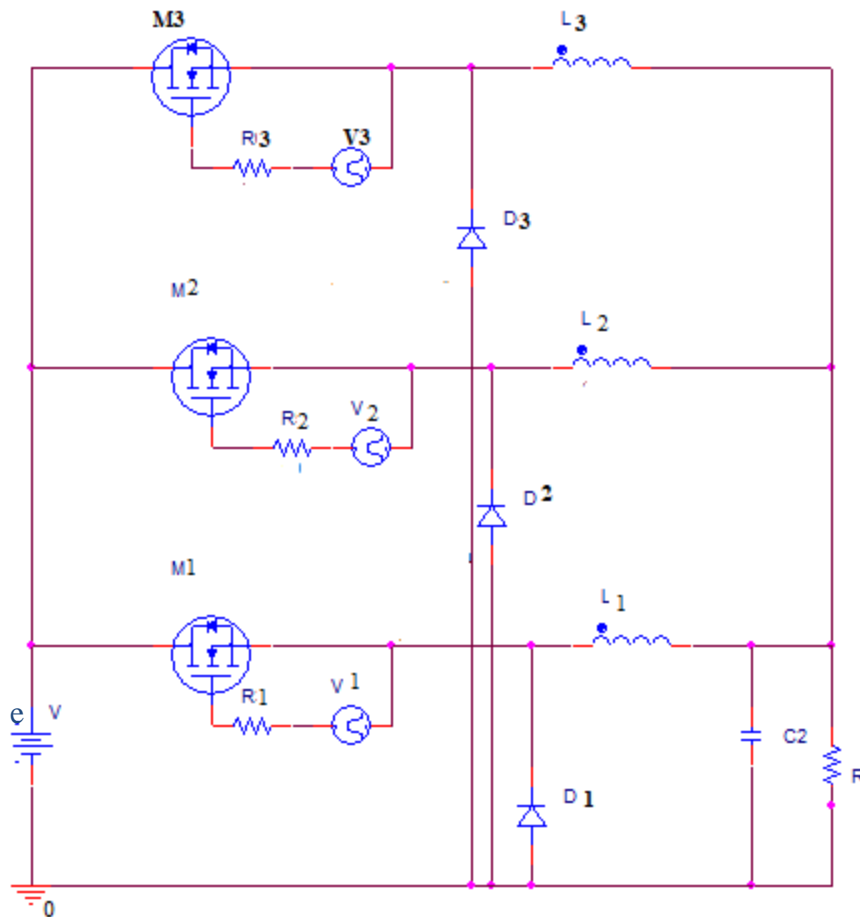


Figure 3.7 Schéma à trois phases

Tableau 3.4 : Paramètre de simulation relatif au schéma de la figure 3.7

F	PW	R _(1,2,3)	C	L	R	D _(1,2,3)	TD _(f)	TD _(M)	TD _(M)
10kHz	2.5μ	10Ω	47μ	10μF	1Ω	20CLQ04	0	5.55μ	1.11μ

3.2.1. L'allure de puissance, tension et courant du MOSFET

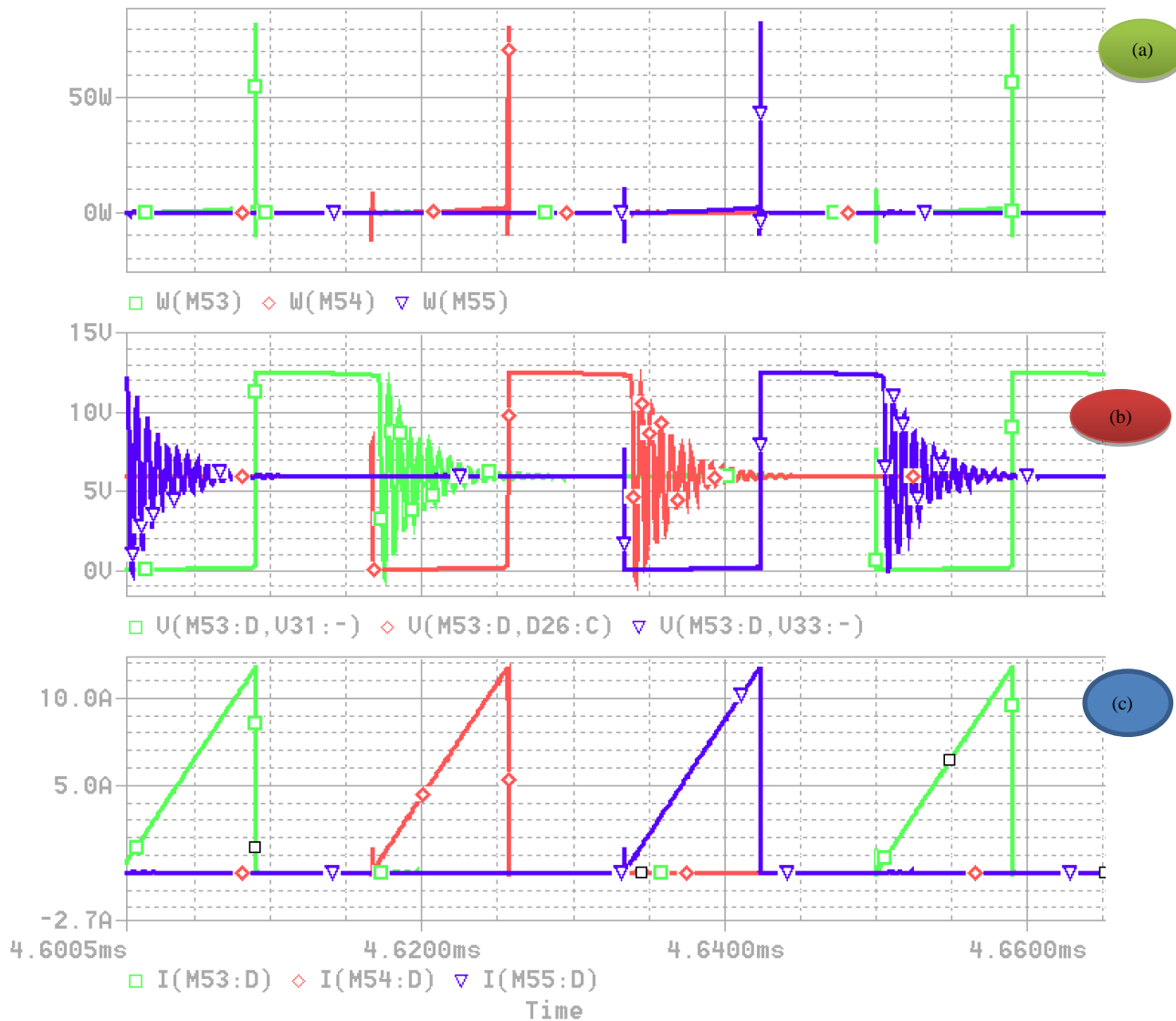


Figure 3.8. L'allure de puissance de tension et de courant du MOSFET

Nous constatant pendant la phase de fermeture les courants des drains I_D augmentent linéairement et il atteint une valeur moins de 13A Figure 3.8-(c), la puissance dissipée par le transistor atteint les 80W Figure 3.8-(a). Figure 3.8-(b) représente l'évolution de la tension Drain-source du transistor de sa valeur max 12V à 0V, pendant un intervalle de temps de l'ordre de 50ns ce qui représente T_{on} le temps pour que le transistor T passe de l'état bloqué (ouvert) à l'état saturé (fermé).

3.2.2. L'allure des courants des inductances

Les courants des inductances prennent la forme de dent de scie, la monte du courant représente la phase de charge t' tandis que la décente représente la phase de décharge.

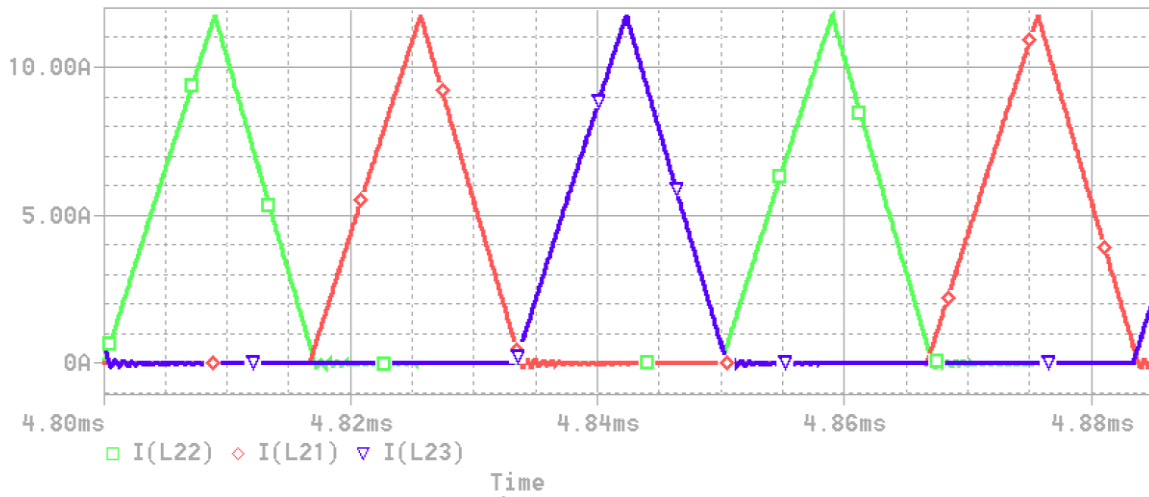


Figure 3.9.L'allure es courantsdes inductances

3.2.2. L'allure de tension de et de courant MOSFET avec déférent fréquences

F=20k à3 phase

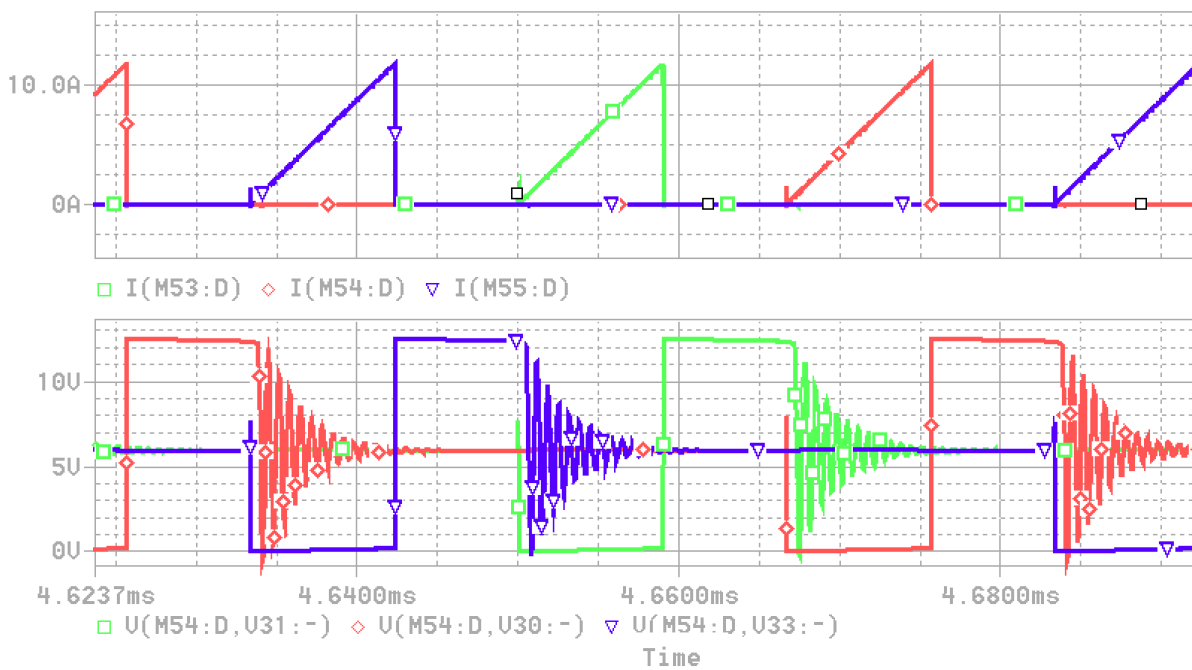


Figure 3.10: L'allure de tension de MOSFET (20kHz à3 phase)

F=100k à 4 phases

3.3. Convertisseur abaisseur a quatre phases

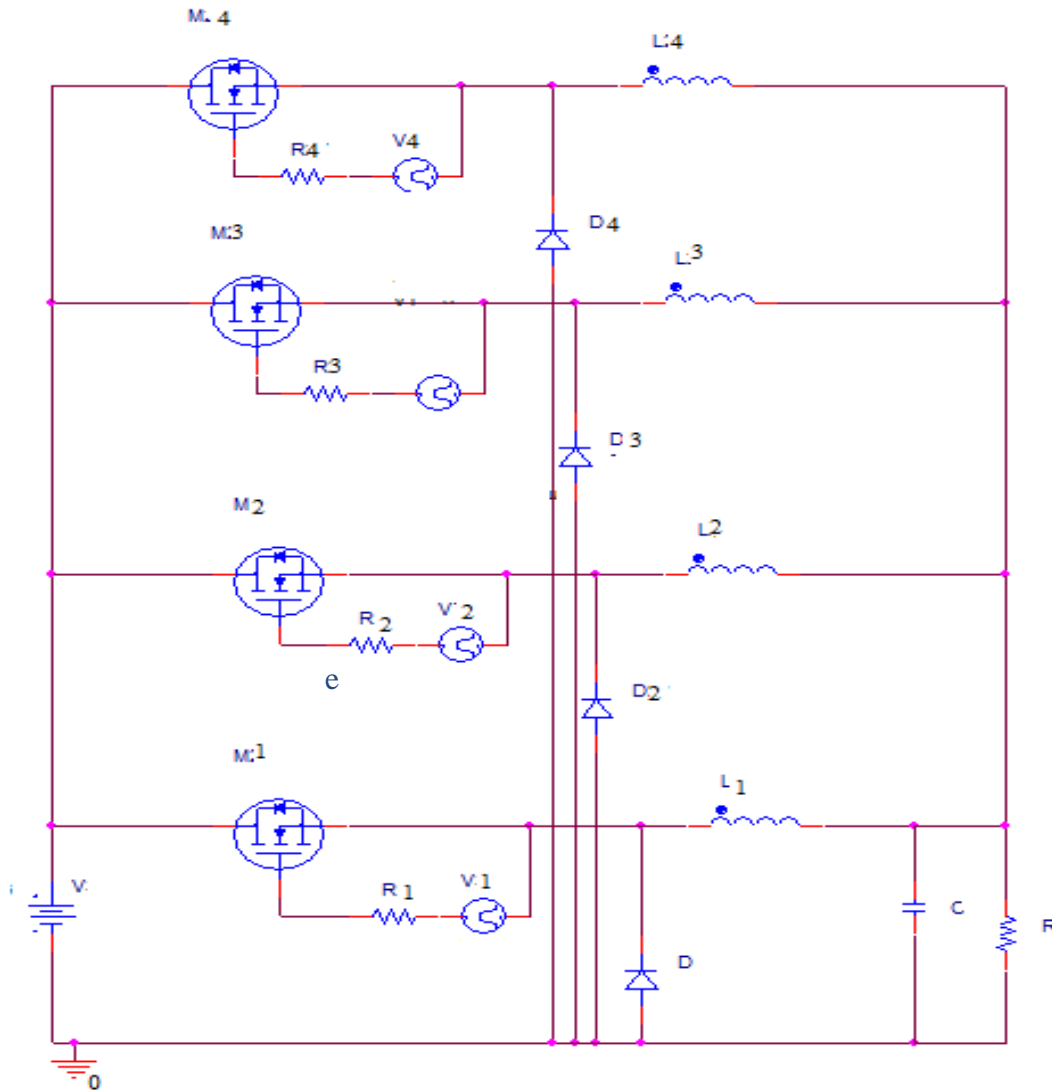


Figure 3.11: Schéma à quatre phases

Tableau 3.5 : Paramètre de simulation relatif au schéma de la figure 3.9

F	PW	R _{1,2,3,4}	C	L	R	D _{1,2,3,4}	D _{M1}	T _{D_{M2}}	T _{D_{M3}}	T _{D_{M4}}
kHZ60	2.5μ	10Ω	47μ F	10μH	1Ω	20CLQ045	0	4.16μ	8.33μ	2.49μ

3.3.1. L'allure de puissance, tension et courant du MOSFET

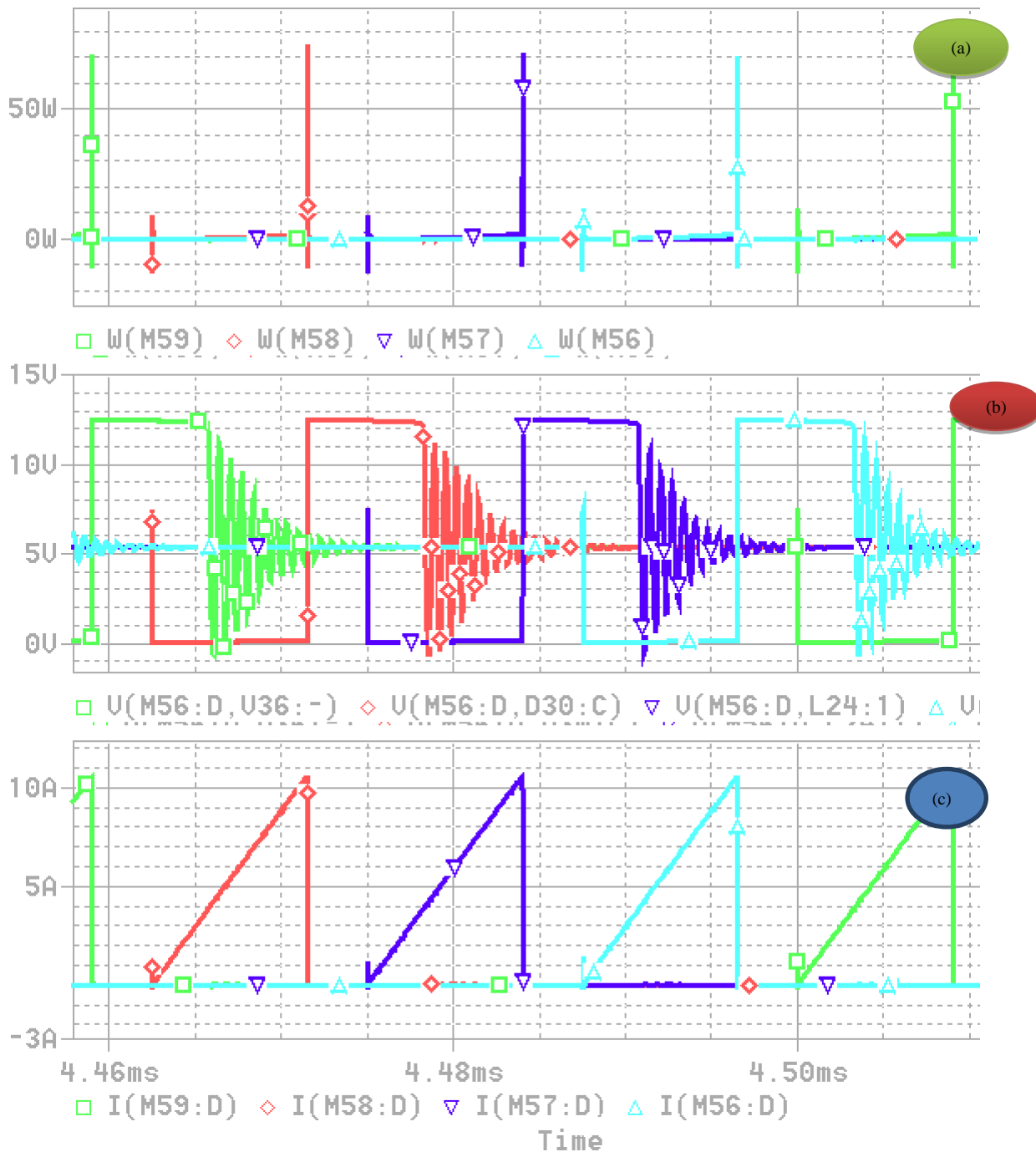


Figure 3.12: L'allure de puissance de tension et de courant de MOSFET

Nous constatons pendant la phase de fermeture les courants des drains I_D augmentent linéairement et il atteint une valeur moins de 1.6A Figure 3.10-(c), la puissance dissipée par le transistor atteint les 10W Figure 3.10-(a). Figure 3.10-(b) représente l'évolution de la tension Drain-source du transistor de sa valeur max 12V à 0V, pendant un intervalle de

temps de l'ordre de 50ns ce qui représente T_{on} le temps pour que le transistor T passe de l'état bloqué (ouvert) à l'état saturé (fermé).

Pendant un intervalle de temps de l'ordre de 10ns ce qui représente T_{on} le temps pour que le transistor T passe de l'état bloqué (ouvert) à l'état saturé (fermé).

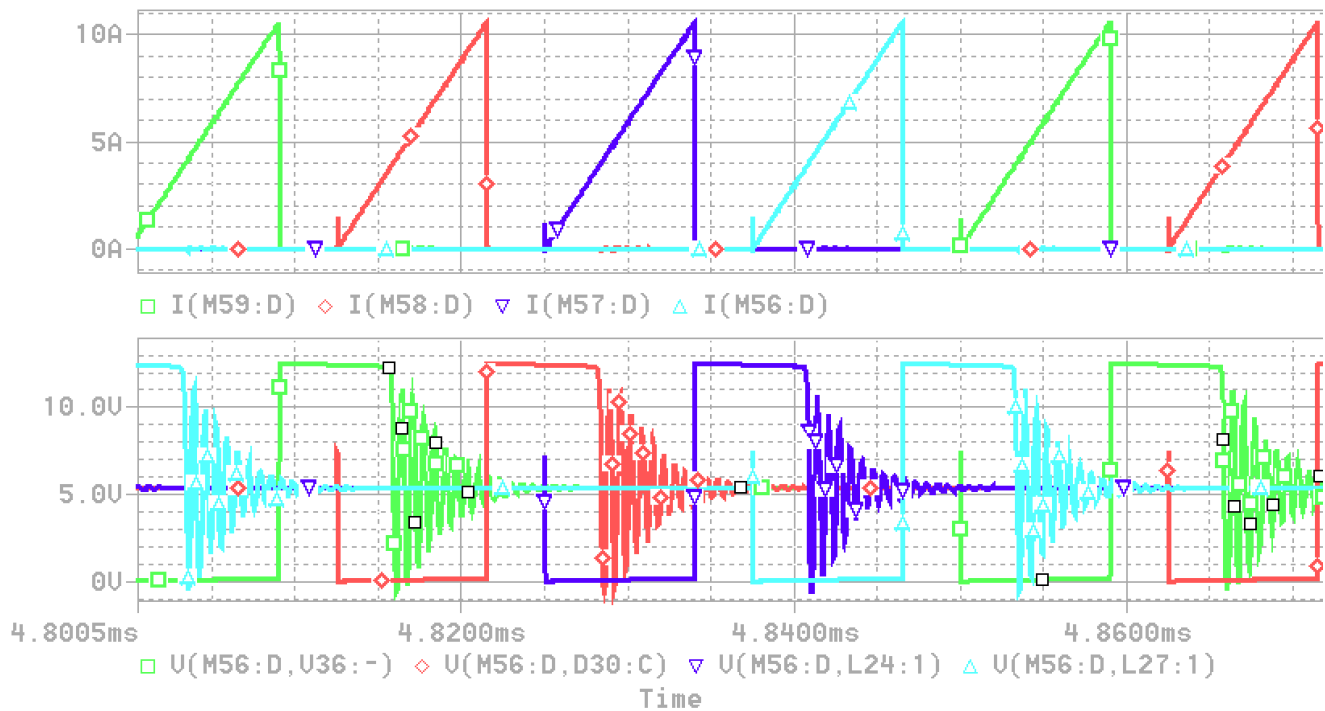


Figure 3.13: L'allure de tension de MOSFET (100kHz à 4 phase)

3.4. Convertisseur abaisseur à cinq phases

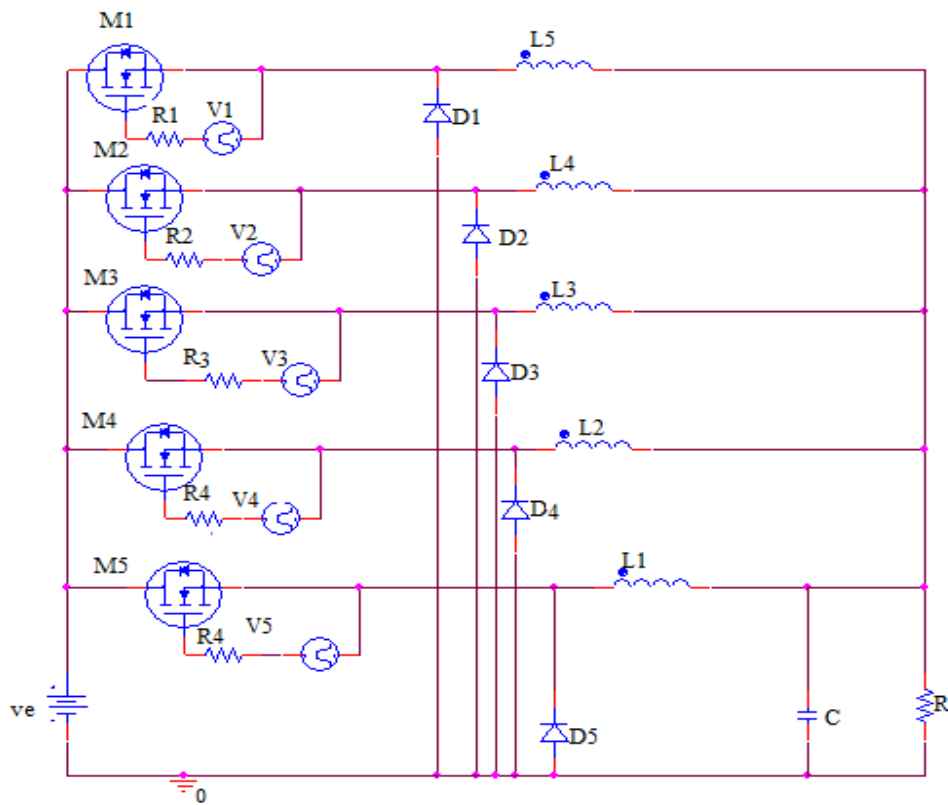


Figure 3.14: Schéma à cinq phases

Tableau 3.6 : Paramètre de simulation relatif au schéma de la figure 3.11

F	PV	R _{1,2,3}	C	L	R	D _{1,2,3,4}	TD	TD _M	TD _M	TD _M	TD _{M4}
kHZ6	2.5	10Ω	47μ	10μF	1	20CLQC	0	3.33	6.66μ	9.99	13.33μ

3.4.1. L'allure de puissance de tension et de courant de MOSFET

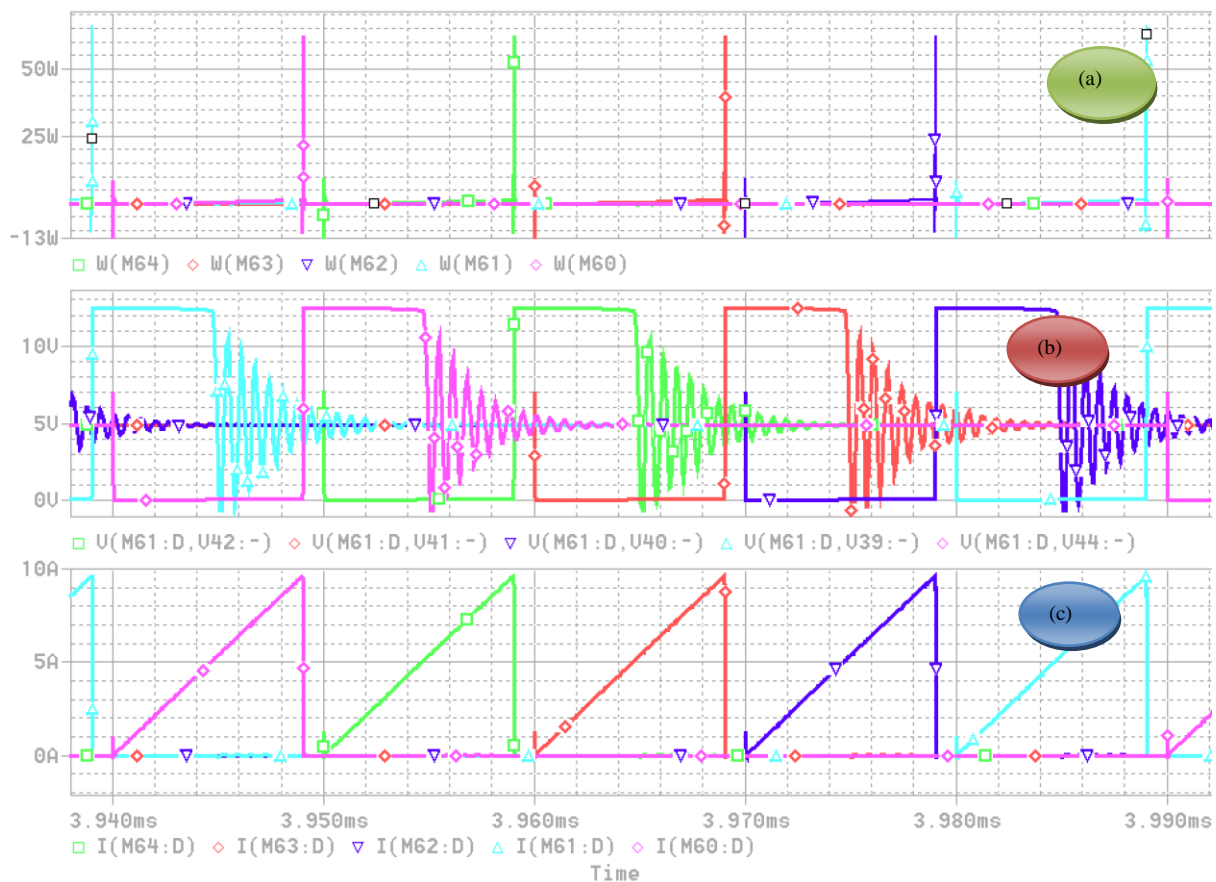


Figure 3.15: L'allure de puissance de tension et de courant du MOSFET

Nous constatant pendant la phase de fermeture les courants des drains I_D augmentent linéairement et il atteint une valeur moins de 2A Figure 3.10-(c), la puissance dissipée par le transistor atteint les 12W Figure 3.10-(a). Figure 3.10-(b) représente l'évolution de la tension Drain-source du transistor de sa valeur max 12V a 0V.

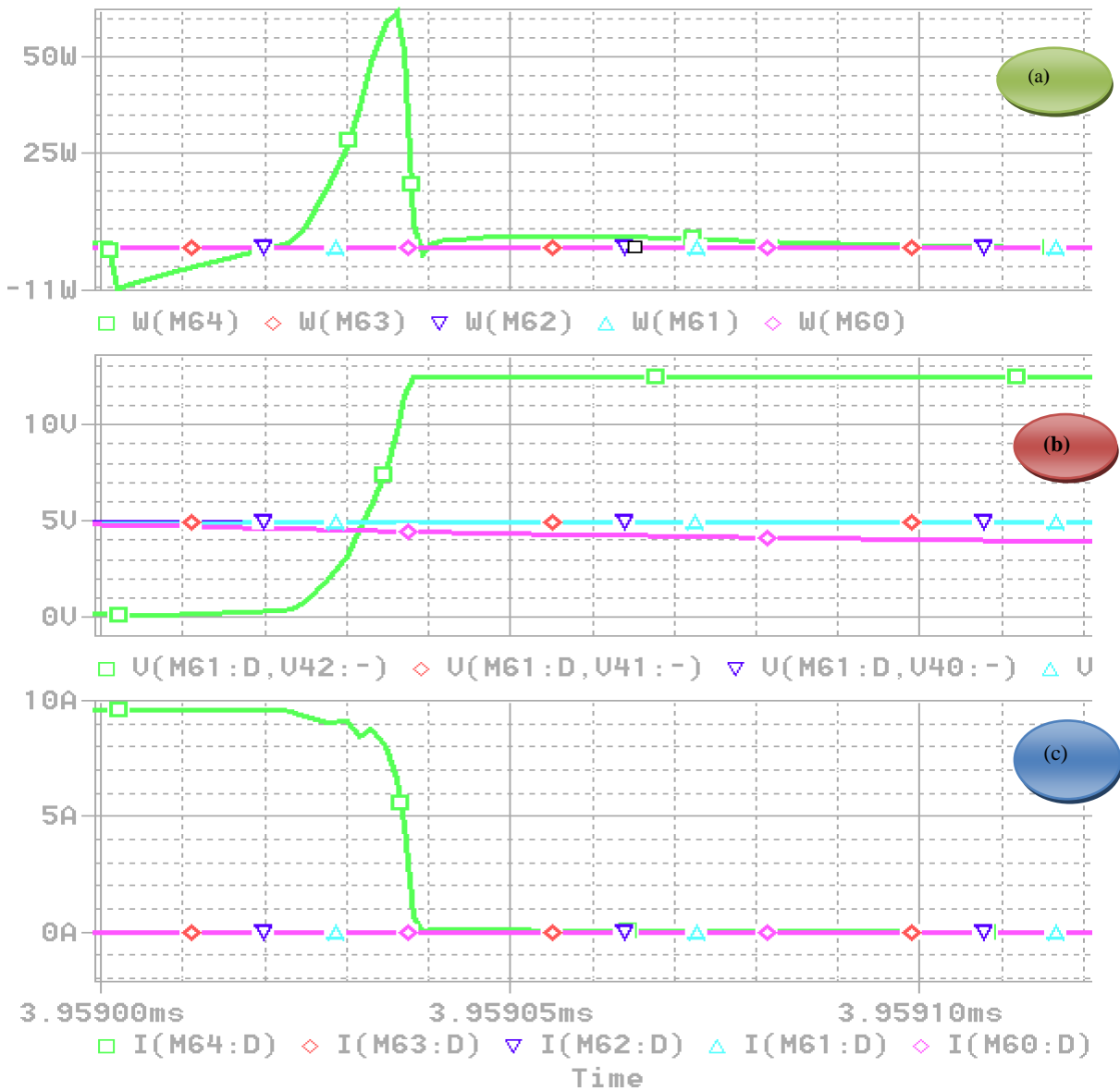


Figure 3.16 : Zoom sur la figure 3.15 de puissance de tension et de courant de MOSFET

4. L'effet de la fréquence sur les performances du convertisseur

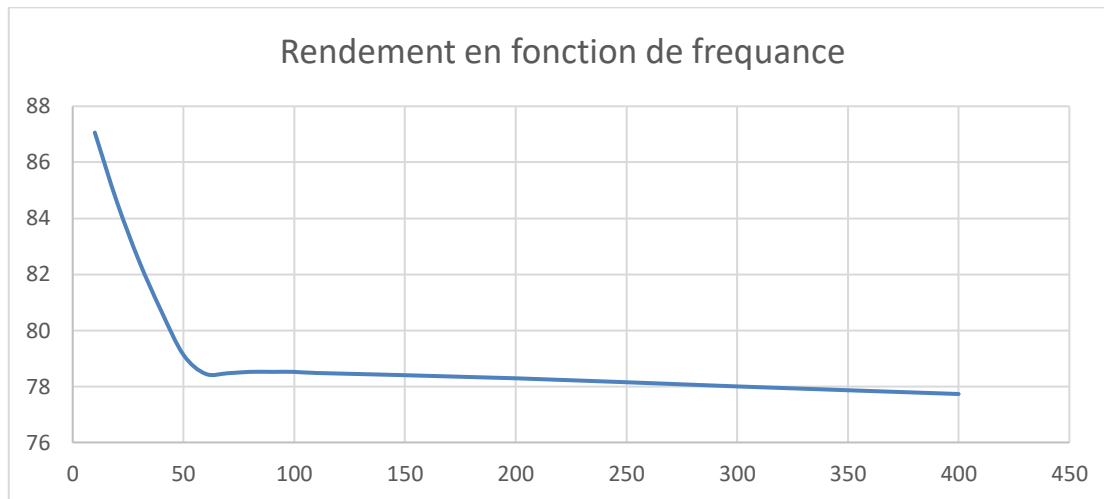


Figure 3.17: Évolution du rendement en fonction de fréquence

5. Évolution du rendement en fonction du nombre de phases et fréquence :

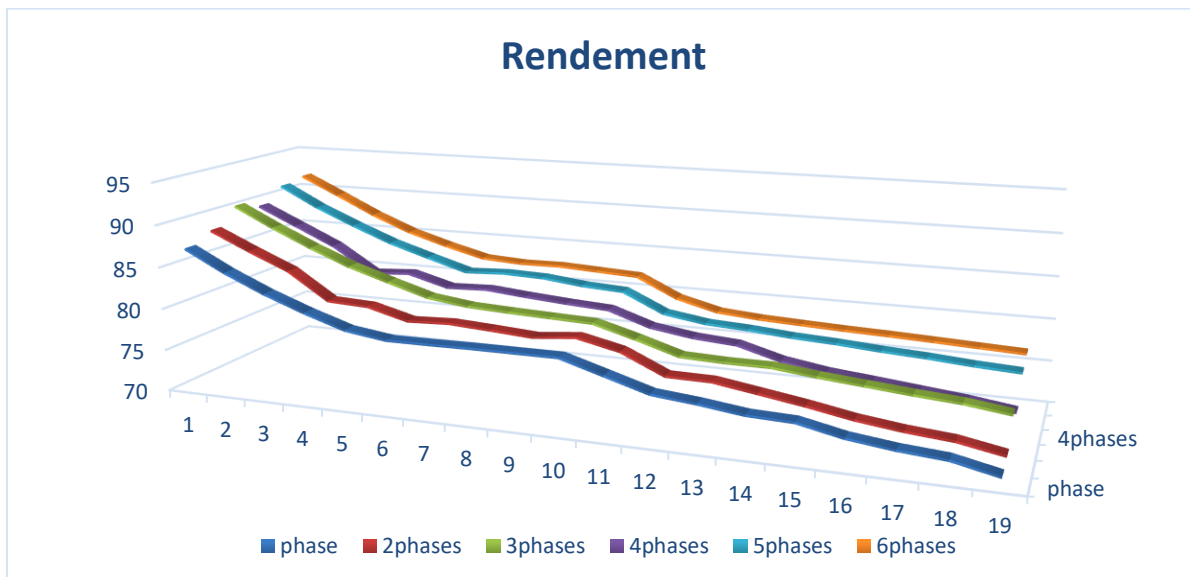


Figure 3.18 : l'évolution de rendement en fonction des fréquences et le nombre de phases.

- Notez que la valeur du rendement augmente avec l'évolution du nombre de phases.

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 semiconducteurs 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'une cellule de commutation DC-DC abaisseuse, et de proposer des solutions pour minimiser les pertes par commutation des semiconducteurs 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 semiconducteurs MOSFET avec une maille de commutation. L'architecture multiphase, 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. La fréquence de commutation la plus approprier dans cette architecture est 200kHz, avec un nombre de phase égale à cinq (5). Nous avons constaté une légère augmentation du rendement haut de là de cinq phases.

CONCLUSION GENERAL

Conclusion générale

Les convertisseurs statiques d'électronique de puissance ont subi une évolution technologique importante notamment dans le but d'augmenter leurs rendements et leurs puissances. Ces performances sont essentiellement dues à l'accroissement de la rapidité des composants semiconducteurs de puissance, permettant ainsi une réduction des pertes de commutation, qui constituent la grande partie des pertes des convertisseurs statiques. Cependant, l'implantation géométrique et le choix d'une technologie de réalisation de convertisseurs utilisant ces composants modernes ne va pas sans poser quelques problèmes de compatibilité électromagnétique (CEM). C'est pourquoi, après une phase de conception fonctionnelle, le concepteur de convertisseurs statiques effectue une phase de simulation pour le dimensionnement final du convertisseur. Il est donc préférable d'utiliser des simulateurs performants et précis permettant d'évaluer les pertes de puissance et de prédire les éventuels problèmes. Dans ce contexte, de l'optimisation des convertisseurs statique, la prédétermination des pertes en commutation et des performances de contrôle des convertisseurs, le but de ce travail était la conception et l'optimisation des convertisseurs électroniques destinés à la conversion de l'énergie électrique.

Pour atteindre cet objectif nous avons effectué une conception assistée par ordinateur. La détermination et la minimisation des pertes de commutation des MOSFET de puissance est un passage important pour optimiser ce type de convertisseur car la réduction des pertes de puissance mène à la réduction des volume et masse de convertisseur. Les pertes de puissance ont été simulées par le simulateur OrCAD-Pspice, ces simulations nous ont permis de modéliser les pertes de commutation des semi-conducteurs avec un circuit de commutation spécifié. La sensibilité du modèle pour certains paramètres a été vérifiée avec des formes d'onde décrites dans la littérature. Des oscillations au début et à la fin des commutations ont été observées. Ces oscillations modifient les formes d'onde, mais elles ne génèrent pas de pertes importantes. L'étude des éléments parasites étudiés ici nous a permis de tirer quelques conclusions fondamentales : Une augmentation de la tension de grille négative a un impact négatif sur le dépassement de la tension VDS lors du blocage du transistor. Cependant, cette tension augmente également l'immunité au

bruit du driver, évitant ainsi un réamorçage indésirable du composant. Les résultats de simulation nous ont permis de conclure que le convertisseur multi-phase fonctionne mieux que le convertisseur de base dans toutes les fréquences supérieures à 100 kHz, tandis que les deux convertisseurs ont la même efficacité en dessous de 100 kHz.

Le travail qu'on a présenté porte sur la conception, l'analyse et la simulation du fonctionnement électrique d'un convertisseur DC-DC (buck) adapté par différentes techniques assurant un rendement le plus élevé possible. Dans un premier temps, on a présenté des généralités sur les convertisseurs de puissances, telles que le principe de fonctionnement, le domaine d'application, leurs avantages et leurs inconvénients. Nous avons étudié, dans un deuxième temps, les différents types des convertisseurs DC-DC, comme l'hacheur dévolteur, l'hacheur survolteur et l'hacheur mixte (dévolteur – survolteur). Ainsi, on a présenté les différents régimes de conduction (continue, discontinue et critique). On étudie et présente les relations reliant les grandeurs du convertisseur et le rapport cyclique du signal qui commande l'interrupteur du convertisseur. Puis, on a représenté le schéma bloqué de simulation sur OrCAD.

LES REFERENCE

Les référence

- [1]. Kadiatou, T., & Mahdi, A. (2009). *Etude d'un convertisseur alternatif-continu à absorption sinusoïdale utilisant un onduleur à résonance (Doctoral dissertation, Université Mouloud Mammeri)*
- [2]. BENNACEUR, R. (2012). *UTILISATION D'UN CONVERTISSEUR QUASI-RESONNANT DANS UN ENTRAINEMENT ELECTRIQUE «Etude et simulation (Doctoral dissertation, Université Mohamed Boudiaf-M'Sila).*
- [3]. Jaafar, A. (2011). *Contribution à la modélisation, l'analyse et l'optimisation de lois de commande pour convertisseurs DC-DC de puissance (Doctoral dissertation, Supélec).*
- [4]Dehiri, I. (2017). Etude d'un convertisseur DC-DC de type SEPIC.
- [5]Hazem, Z. E. (2017). Réalisation d'une alimentation variable SEPIC avec régulation de tension et protection contre surcharge.
- [6]Delamare, G. (2015). *Convertisseurs DC/DC à base de HFETsGaN pour applications spatiales (Doctoral dissertation, INP Toulouse).*
- [7]Slama, F. (2018). *Modélisation d'un système multi générateurs photovoltaïques interconnectés au réseau électrique (Doctoral dissertation).*
- [8]Belhachat, F., Larbes, C., Barazane, L., &Kharzi, S. (2007, November). Commande neuro-floue d'un hacheur MPPT. In *4ème conférenceinternationale" Computer Integrated Manufacturing", CIP (Vol. 7, pp. 03-04).*
- [9]Bougandoura, A. (2013). Etude sur la Commande du Hacheur Quatre Quadrants
- [10]Riffonneau, Y. (2009). *Gestion des flux énergétique dans un système photovoltaïque avec stockage connecter au réseau–Application à l'habitat (Doctoral dissertation, Université Joseph-Fourier-Grenoble I).*
- .
- [11]FETITI, F. ETUDE, CONCEPTION, DIMENSIONNEMENT ET REALISATION PRATIQUE D'UN HACHEUR PARALLELE POUR UNE SOURCE PHOTOVOLTAÏQUE Jury.
- [12]NASSAMOU, Y., & MAKHLOUFI, S. (2020). *Etude et Simulation d'un Hacheur SEPIC en vue d'Implémenter des Commandes MPPT (Doctoral dissertation, universite Ahmed Draia-ADRAR)*

- [13] SCHAEFFER, M. C., LEFEBVRE, M. S., ALLARD, M. B., COUSINEAU, M. M., STEPHAN, M. H., CREBIER, M. J. C., & JEANNIN, M. P. O. (2006). *commandes rapprochées pour l'électronique de puissance* (Doctoral dissertation, INSA de Lyon).
- [14]ZENBOUA, N. (2013). *Commande du convertisseur matriciel* (Doctoral dissertation, Université Mohamed Boudiaf-M'Sila)
- [15]Huang, B. (2009). *Convertisseur continu-continu à rapport de transformation élevé pour applications pile à combustible* (Doctoral dissertation, Institut National Polytechnique de Lorraine).
- [16]TROCHUT, S. (2015). *LE GRADE DE DOCTEUR* (Doctoral dissertation, INSA Lyon).
- [17]Touaref, M. *Etude et simulation d'un convertisseur AC/DC type BUCK (Abaisseur de tension)* (Master'sthesis).
- [18]Zandi, M. (2010). *Contribution au pilotage des sources hybrides d'énergie électrique* (Doctoral dissertation, Institut National Polytechnique de Lorraine).
- [19]Rufer, A., &Barrade, P. (2001). Cours d'électronique de puissance-Conversion DC/DC. *Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL), Lausanne, Suisse.*
- [20]Bidias, O. D., Bitjoka, L., Song, M., &Olurunfemi, O. (2018). Etude comparative des convertisseurs statiques modélisés par les réseaux de Pétri. *Revue des Energies Renouvelables, 21(3), 355-364*
- [21]Chaffai, F. (2017). *Commande à vitesse variable d'un moteur à courant continu*
- [22]Hamel, A., &Aouiche, S. (2011). *Etude et simulation du modèle électrique d'un MOSFET canal N en vue de la conception de son circuit de pilotage*
- [23]<https://www.epsic.ch/branches/electronique/techn99/elnthcomp/CMPTHDIOD.html>
- [24]de Coulon, F., &Juffer, M. (2006). *Introduction à l'électrotechnique: Traité d'Electricité volume I*. PPUR Presses polytechniques
- [24]KHELILI, F. (2018). *Contribution à la modélisation des Convertisseurs multicellulaires parallèles magnétiquement couplés* (Doctoral dissertation, Université Mohamed Khider-Biskra)
- [26]Rufer, A., &Barrade, P. (2001). Cours d'électronique de puissance-Conversion DC/DC. *Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL), Lausanne, Suisse*