

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد- تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd-Tlemcen

كلية التكنولوجيا

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique et Electronique (GEE)

Filière : Electronique



MASTER INSTRUMENTATION

PROJET DE FIN D'ETUDES

Présenté par : MOSTEGHANEMI Abdelhafid & MOKHTARI Adel

Intitulé du Sujet

Analyse des phénomènes de perturbations électromagnétiques dans les convertisseurs statiques DC/DC

Soutenu en septembre 2021, devant le jury composé de :

Mr BENADDA Belkacem	Prof	université de Tlemcen	président
Mr BENAÏSSA Mohamed	Prof	université de Tlemcen	Encadreur
Mr BENAZZA baghdadi	MCB	Université d'Aïn Témouchent	Co-Encadreur
Mr LALLAM Abdelhafid	MCB	université de Tlemcen	Examineur

Année Universitaire : 2020/2021

REMERCIEMENTS

*Tout d'abord, nous tenons à remercier et glorifier **Dieu** le tout puissant et Miséricordieux de nous avoir donné la force, la patience et la volonté pendant ces années d'études et d'avoir guidé nos pas avec clairvoyance pour accomplir ce travail et l'avoir mené à terme.*

Nous sommes très reconnaissant envers notre Directeur de Projet, le Professeur Mohamed BENAÏSSA, Enseignant à la Faculté de Technologie de l'U.A.B.B. de Tlemcen, pour ses précieux conseils son soutien et son optimisme avec un savoir-faire à tout épreuve. Nos remerciements lui sont adressés surtout pour son suivi, son soutien, sa patience, son aide et ses conseils.

Nous tenons également à remercier les membres de jury qui nous ont fait l'honneur d'accepter d'expertiser notre projet de fin d'études,

le Président le professeur Belkacem BENADDA

et l'examineur le docteur Abdelhafid LALLAM.

Tous nos remerciements vont aussi aux enseignants et enseignantes de la faculté de technologie, qui nous ont fournis les outils nécessaires à la réussite de nos études universitaires. Sans oublier, aussi, nos amis d'études et collègues de travail pour leurs soutiens moral et leurs précieux conseils.

DEDICACE



Avant tout, je tiens à remercier le bon **Dieu**, et
l'unique qui m'offre le courage et la volonté
nécessaire pour affronter les différentes difficultés de
la vie.

Je dédie ce modeste travail à :

A mes très **chers parents**, que Dieu les garde
et les protège pour leur soutien moral et financier,
pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont
endurés.

A mes frères : **ABDELHAK , ABDELATIF ,
KHIREDDINE , ABDENOUR**

& Ma Sœur FADILA.

A ma fiancée: **HANANE.**

Mes chère amis : **MOHAMED.**

Mon chère binôme : **ADEL**

A tout mes connaissances.

A tous mes amis.

En fin à moi-même et toute la promo du master
d'instrumentation Électronique 2021.

ABDELHAFID.

DEDICACE



Avant tout, je tiens à remercier le bon **Dieu**, et
l'unique qui m'offre le courage et la volonté
nécessaire pour affronter les différentes difficultés de
la vie.

Je dédie ce modeste travail à :

A mes très **chers parents**, que Dieu les garde
et les protège pour leur soutien moral et financier,
pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont
endurés.

A mon frère : **MED CHAHINE** ,

& Mes Sœurs **MAISSA et AYA**.

Mon chère amis : **YOUCEF**

Mon chère binôme : **ABDELHAFID**

A tout mes connaissances.

A tous mes amis.

En fin à moi-même et toute la promo du master
d'instrumentation Électronique 2021.

ADEL .

LISTE DES FIGURES

Chapitre I

Figure I.1 : Exemple d'un environnement électromagnétique perturbé extrait du guide technique Schneider sur la CEM	3
Figure I.2 : Origines des PE	4
Figure I.3 : Différents niveaux de la CEM en électronique de puissance	5
Figure I.4 : Modes de perturbation des commandes rapprochées	6
Figure I.5 : (a) Erreurs dynamiques, apparition de délais, (b) Erreurs statiques, commutations indésirables	8
Figure I.6 : Représentation temporelle d'une forme d'onde trapézoïdale dissymétrique	9
Figure I.7 : Spectre d'un signal trapézoïdal symétrique	10
Figure I.8 : Impulsion rectangulaire	10
Figure I.9 : Spectre d'un signal carré	11

Chapitre II

Figure II.1 : Principe de base d'un hacheur	14
Figure II.2 : Principe de base d'un hacheur	15
Figure II.3 : Principe de base d'un hacheur	17
Figure II.4 : Principe de base d'un hacheur	18
Figure II.5 : Les deux configurations d'un convertisseur Buck suivant l'état de l'interrupteur K	19
Figure II.6 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck	19
Figure II.7 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck en conduction discontinue	20
Figure II.8 : Structure (a) et symbole de MOSFET (b)	21
Figure II.9 : Représentation du MOSFET sur la forme d'un interrupteur	21
Figure II.10 : Zone de déplétion	22

Chapitre III

Figure III.1 : Convertisseur série utilisé	24
Figure III.2 : Réseau Stabilisé d'Impédance de Ligne	26
Figure III.3 : Courant se propageant en mode différentiel	27
Figure III.4 : Courant se propageant en mode commun	27
Figure III.5 : Variation de la tension au niveau de la sortie du commutateur	29
Figure III.6 : Variation de la Puissance du spectre au niveau du commutateur (MOSFET)	29
Figure III.7 : représentation spectro-temporelle au niveau du commutateur (MOSFET)	31
Figure III.8 : Variation de la Tension au niveau du front Montant de commutateur (MOSFET)	31
Figure III.9 : Variation de la Puissance du spectre au niveau du front montant du commutateur (MOSFET)	32
Figure III.10 : représentation spectro-temporelle au niveau du commutateur (MOSFET)	33
Figure III.11 : Variation de la Tension au niveau du front descendant de commutateur (MOSFET)	34
Figure III.12 : Variation de la Puissance du spectre au niveau du front descendant du commutateur (MOSFET)	35
Figure III.13 : représentation spectro-temporelle au niveau du commutateur (MOSFET)	36

LISTE DES TABLEAUX

Chapitre I

Tableau I.1 : Classification des émissions des convertisseurs selon les fréquences 11

Chapitre III

Tableau III.2 : paramètres de simulations 25

SOMMAIRE

Liste des figures	
Liste des tableaux	
Introduction générale	1

Chapitre I : l'état de l'art concernant la compatibilité électromagnétique en électronique de puissance

I.1 Introduction	2
I.2 La compatibilité électromagnétique	3
I.3 Différents types de perturbations électromagnétiques	3
I.3.1 Les différentes sources de perturbations	4
I.3.2 Sources permanentes et sources discontinues	4
I.4 L'effet des perturbations sur le circuit électronique	4
I.4.1 Circuits numériques	6
I.4.2 Circuits analogiques	7
I.5 Contenu spectral des perturbations	7
I.5.1 Onde trapézoïdal	7
I.5.2 Impulsion rectangulaire	9
I.6 Classification des émissions des convertisseurs selon les fréquences	10
I.7 Classification selon le mode propagation	11
I.7.1.1 Perturbations conduites	11
I.7.1.2 Perturbations on mode rayonné	12
I.8 Conclusion	12

Chapitre II : convertisseurs statiques DC/DC

II.1 Introduction	14
II.2 Les hacheurs	14

II.3 Différents types d'hacheurs	15
II.3.1 Elévateur de tension «Boost»	15
II.3.1.1 Définition	15
II.3.1.2 Principe de fonctionnement	15
II.3.1.3 Application	16
II.3.2 abaisseur de tension «Buck»	16
II.3.2.1 Définition	16
II.3.2.2 Principe de fonctionnement	16
II.3.3 Abaisseur élévateur de tension «Buck-Boost»	17
II.3.3.1 Définition	17
II.3.3.2 Principe de fonctionnement	17
II.4 Le MOSFET	18
II.4.1 caractéristiques statiques	19
II.4.2 comportements dynamiques	20
II.5 MOSFET en mode interrupteur	21
II.5.1 Processus de formation du canal	22
II.6 Conclusion	23

Chapitre III : Analyse spectrale d'un hacheur «Buck»

III.1 Introduction	24
III.2 Convertisseur Série	24
III.3 Résultats de simulation	26
III.3.1 Conditions des simulations	27
III.3.2 Signal de commutation avec perturbations	28
III.3.2.1 Front montant du commutateur	31
III.3.2.2 Front descendant du commutateur	33
III.4 Conclusion	36
Conclusion générale	38

INTRODUCTION GENERALE

Introduction Générale

Il est fréquent d'observer des dysfonctionnements au niveau des appareils électroniques dus à la présence d'autres appareils électriques ou en présence de phénomènes naturels comme la foudre, etc. Les appareils électriques et électroniques génèrent des perturbations de nature électromagnétiques qui polluent la sensibilité des appareils adjacents. Ceci est dû au fait que les systèmes électroniques utilisent sans cesse des technologies très sensibles aux basses et hautes fréquences.

Les experts en compatibilité électromagnétique contribuent en amont de la réalisation des projets électriques ou électroniques pour devancer les différentes complications sur le plan électromagnétique. La compatibilité électromagnétique est l'étude de trois principaux points : les sources de perturbation, leur mode de couplage et de propagation, et à la susceptibilité électromagnétique.

Dans ce mémoire de fin d'études, nous allons effectuer une analyse temporelle et fréquentielle d'un hacheur Buck.

Ce mémoire est composé de trois chapitres.

Dans le premier chapitre, nous présentons un état de l'art sur la compatibilité électromagnétique en électronique de puissance.

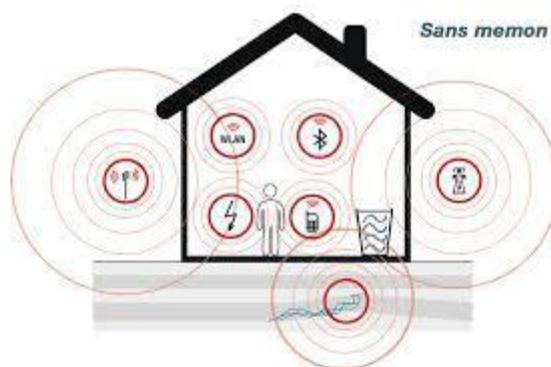
Le deuxième chapitre est consacré à la présentation des convertisseurs statiques DC/DC et du commutateur de type MOSFET.

Dans le troisième chapitre nous présentons les résultats de la simulation.

Enfin, nous terminons notre mémoire par une conclusion générale.

CHAPITRE I

Etat de l'art Compatibilité électromagnétique en électronique de puissance



I.1 Introduction

La Compatibilité Electromagnétique (CEM) est une branche de l'électronique qui permet l'étude des difficultés et les problèmes engendrés par la présence de plusieurs sources électromagnétiques émanant d'appareils ou systèmes électriques et/ou électroniques. Cette discipline permet l'analyse de l'effet des perturbations existant entre les différents systèmes électriques et/ou électroniques (perturbations rayonnées ou perturbations de conduites), et de proposer des dispositifs et des solutions pouvant diminuer ces perturbations et augmenter l'immunité des différents dispositifs aux parasites et aux bruits.

Avant, la réalisation d'un dispositif électrique ou électronique, les chercheurs en CEM interviennent pour réduire et prévenir au maximum les problèmes liés aux perturbations électromagnétiques (PE). Comme la résolution des problèmes de la CEM est très délicate, la prévention à l'étape de conception des dispositifs permet des gains économiques considérables, que ce soit au niveau du personnel et du temps de maintenance ou du matériel investit [1,2].

Le domaine d'application de la CEM est très varié ; il engendre :

- Les phénomènes tels que :
 - la foudre,
 - décharges électrostatiques,
 - rayonnements,
 - courants conduits,
- plusieurs domaines d'application tels que :
 - Equipements militaires,
 - Equipements de télécommunications et spatiales
 - Les dispositifs de commande
 - L'électronique de puissance et l'instrumentation

La CEM a une large gamme de fréquences elle s'étend de quelques Hz à quelques dizaines de GHz. On la retrouve ses problèmes dans notre quotidien, comme pour le moniteur d'un PC qui est perturbé par le champ électromagnétique d'un téléphone portable. La figure I.1 et I.2 illustrent des exemples d'un environnement électromagnétique qui engendre des perturbations par rayonnement (émission et par conduite).

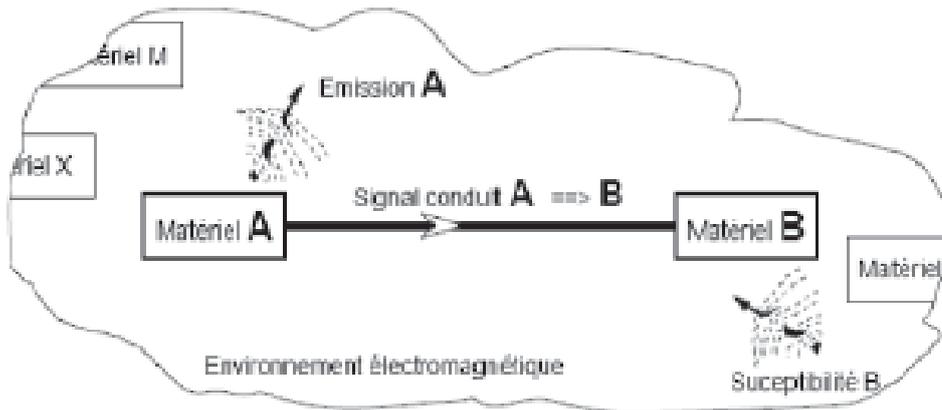


Figure I.1 : Exemple d'un environnement électromagnétique perturbé extrait du guide technique Schneider sur la CEM [1,2].

I.2 La compatibilité électromagnétique

On peut définir aussi la CEM comme étant la disposition d'un dispositif ou d'un système à fonctionner dans son environnement électromagnétique de manière adéquate et sans créer des perturbations électromagnétiques insoutenables pour les appareils ou dispositifs qui se voient dans son environnement. Ainsi, avoir une bonne CEM est semblable à un bon voisinage électromagnétique, elle se résume à :

- ne pas perturber son environnement,
- tolérer un niveau acceptable de perturbation EM.

I.3 Différents types de perturbations électromagnétiques

Par définition [3], la notion de PE est : « Ce sont des phénomènes électromagnétiques susceptibles de créer des troubles de fonctionnement d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système. Une perturbation électromagnétique peut être un bruit électromagnétique, un signal non désiré ou une modification du milieu de propagation lui-même».

I.3.1 Les différentes sources de perturbations

Les perturbations sont soit d'origines naturelles ou d'origines humaines. La figure I.3 illustre les différentes sources de perturbations [4]. Pour les sources humaines elles peuvent être intentionnelles comme pour les systèmes de communications qui sont dans la plupart des cas de type harmonique ou non intentionnelles comme les générateurs, les convertisseurs ...

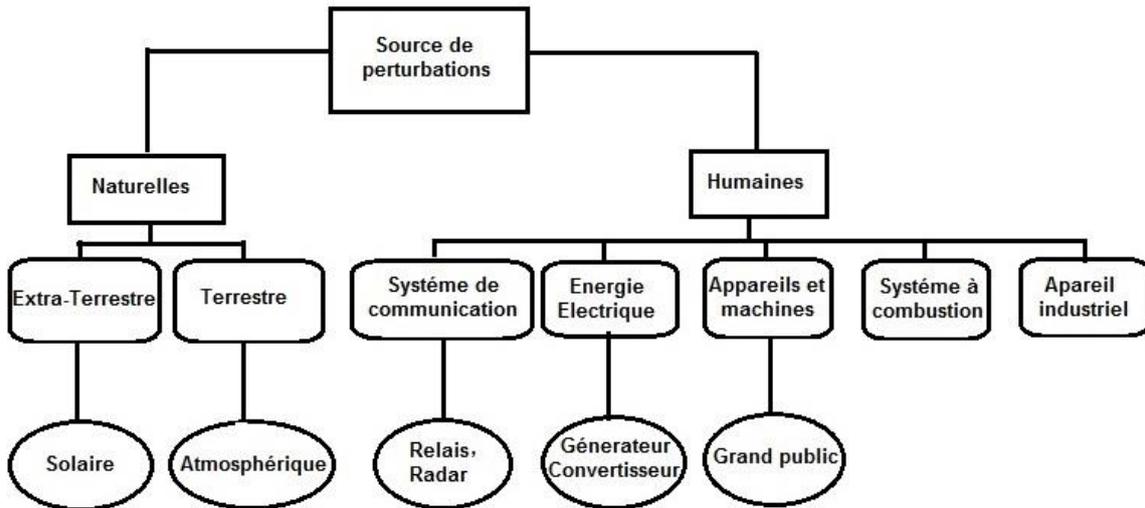


Figure I.2 : Origines des PE [4].

I.3.2 Sources permanentes et sources discontinues :

On distingue deux types de sources de perturbations, l'une est dite permanente et l'autre est dite discontinue ou intermittente [4].

- Source permanente : Elle émet des PE à l'instant de la mise sous tension de l'appareil et durent tant qu'il fonctionne.
- Source discontinue : l'apparition des perturbations est aléatoire ce qui rend extrêmement difficile leurs reconnaissances. .

I.4 L'effet de perturbation sur le circuit électronique

La figure I.3 illustre les trois niveaux d'environnement de la CEM atteint par les perturbations électromagnétiques, appliqués à un convertisseur dans le cas de l'électronique de puissance [5].

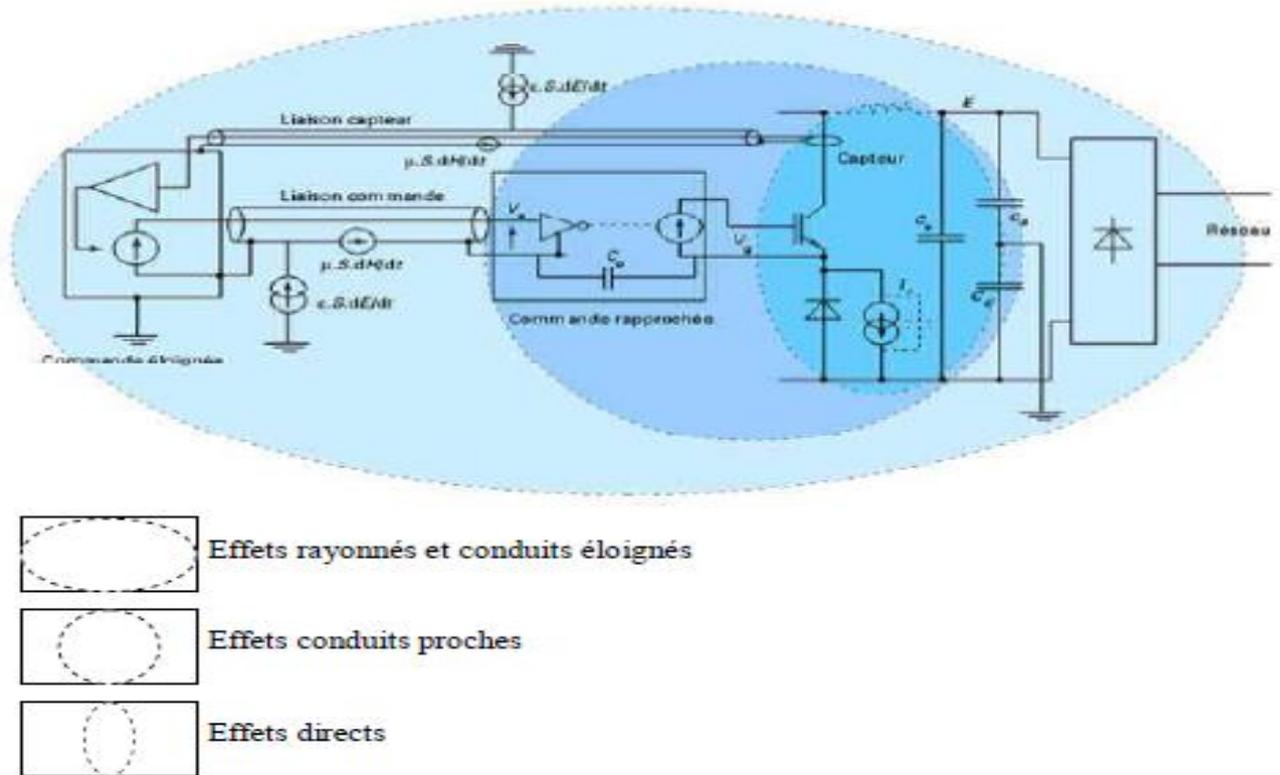


Figure I.3 : Différents niveaux de la CEM en électronique de puissance [5]

• **Premier niveau :**

- Ils sont en relation directe avec l'étage de puissance constitué des semi-conducteurs et les composants passifs.
- Au niveau des interrupteurs (transistors, MOSFET, ...) il existe des variations très rapides des courants (di/dt), associés à des effets inductifs indésirables résultant d'inductance parasite et d'inductance de fuite des transformateurs qui affectent sérieusement la cellule de commutation par l'apparition de surtensions .
- Les surtensions provoquées sont dans la plus part des cas destructifs suite aux phénomènes avalanches non contrôlés dans les semi-conducteurs.
- Les variations très rapides de la tension au niveau des semi-conducteurs (dv/dt) associées à des effets capacitifs comme ceux provoqués par les enroulements des transformateurs donnent naissance à des surintensités.
- Les surintensités peuvent être acceptées par les semi-conducteurs suite à leur temps d'apparition très réduits.

- **Le deuxième niveau**

Il est en relation direct avec l'environnement électrique voisin qui garantit la fonction de commande du convertisseur.

Les effets des PE sont principalement dus aux couplages proches, conduits ou induits données par les termes suivants :

$$V_p = \mu_0 S \frac{dH}{dt} \quad \text{I.1}$$

$$I_p = \epsilon_0 S \frac{dE}{dt} \quad \text{I.2}$$

Avec :

μ_0 : perméabilité du vide.

ϵ_0 : permittivité du vide.

S : densité de puissance

E : champ électrique

H : champ magnétique

Ces perturbations sont dues au courant de mode commun qui circule dans le circuit de commande et aux PE proches. Ce niveau est affecté par les perturbations les plus dures et affectent directement la sûreté et le bon fonctionnement du dispositif. La figure I.4 illustre la capacité parasite et la tension en mode commun.

Le courant de mode commun se propage sur tous les conducteurs dans le même sens et revient par la masse au travers des capacités parasites

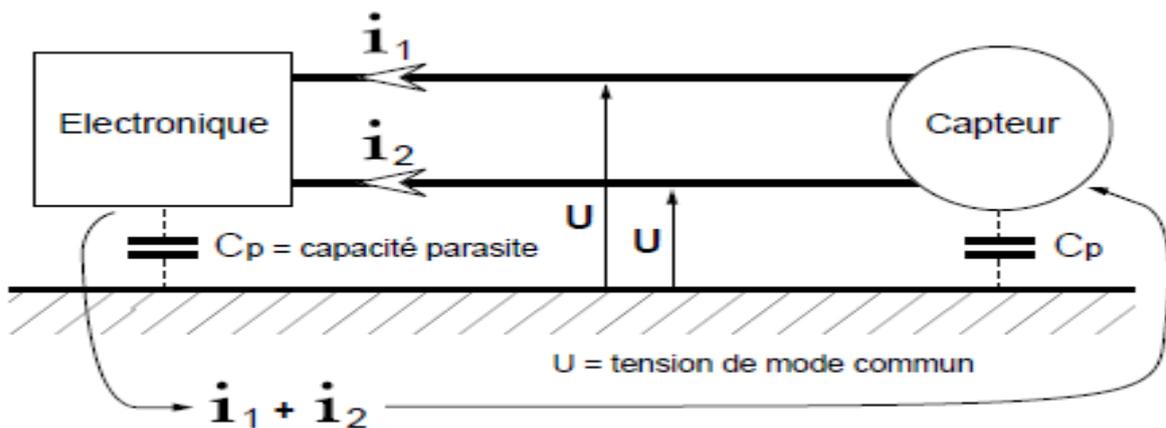


Figure I.4 : Modes de perturbation des commandes rapprochées [5]

Les perturbations de mode commun représentent le principal problème de la «CEM» car, leur chemin de propagation est difficile à identifier.

Il ne faut pas omettre que les capteurs utilisés dans les convertisseurs de puissance sont soumis aux mêmes perturbations.

- **Le troisième niveau**

- Il concerne l'environnement éloigné du convertisseur. Ainsi on a des effets de PE transférés par :
 - conduction : elles se propagent sur le réseau et le convertisseur ainsi que sur la charge de sortie.
 - rayonnement : issu du convertisseur ou issu des câbles du convertisseur qui sont généralement attaqués par des potentiels de courant variables.

Les effets des PE listées sur les dispositifs électroniques sont en relation direct avec le type de circuit, numérique ou analogique [5]

I.4.1 Circuits numériques

Il existe deux types d'erreurs pour les circuits numériques, l'un est de type statique et l'autre est de type dynamique. [6]

- Erreurs dynamiques : Ceux sont des PE dues aux délais de propagations dans les circuits logiques. Des retards ou des avances lors de l'apparition des fronts de déclenchement peut désynchroniser les systèmes synchrones et introduire des erreurs logiques. La prédiction de l'erreur de délais est d'autant plus difficile quand le nombre de portes logiques augmente (figure I.5.(a)). Ces erreurs apparaissent bien avant l'apparition des erreurs statiques. [6].
- Erreurs statiques : Ceux sont des PE dues à la variation rapide et brutale des niveaux logiques ne respectant pas les niveaux de sorties autorisés dans les circuits numériques et dépassant le seuil de commutation. Le dispositif considère cette variation comme un changement de l'état logique (figure I.5(b)).

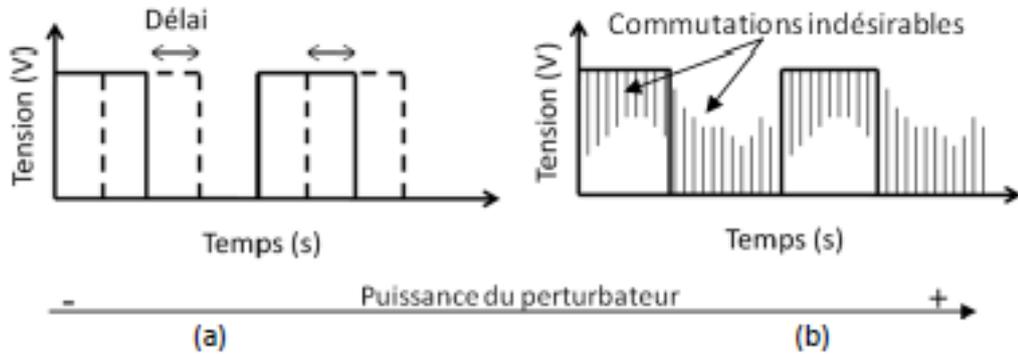


Figure I.5 : (a) Erreurs dynamiques, apparition de délais,
(b) Erreurs statiques, commutations indésirables [6].

Il existe d'autres types d'erreurs dues soit à la réduction du niveau logique qui engendre réduction de la marge de bruit du dispositif soit à un accroissement du courant consommé qui modifie les caractéristiques statiques du dispositif.

I.4.2 Circuits analogiques

Contrairement aux circuits numériques, les circuits analogiques présentent une très grande sensibilité aux ondes électromagnétiques bien. Avec une variation de quelques millivolts engendrée par une PE, et si elle se trouve dans la bande de fonctionnement du dispositif électronique analogique, ce dernier sera en mesure de mal fonctionner. Hors bande de fonctionnement du dispositif, une variation considérable de la tension due aux PE est nécessaire pour le disfonctionnement du circuit.

La quasi-totalité des circuits analogiques utilisent des circuits actifs comme des transistors ou des amplificateurs opérationnels et il est probable de trouver sur le signal de sortie un offset suite à la modification des points de fonctionnement de ces composants ce qui conduit à leur saturation et une diminution de la dynamique du dispositif électronique.

I.5 Contenu spectral des perturbations

En électronique de puissance, On trouve les signaux de commande sous la forme suivante :

a- Onde trapézoïdale

La représentation temporelle d'un signal trapézoïdale est donnée en figure I.6. Avec :

- A : Amplitude
- A : et de période,
- α : rapport cyclique
- T_m : temps de montée
- T_d : temps de descente

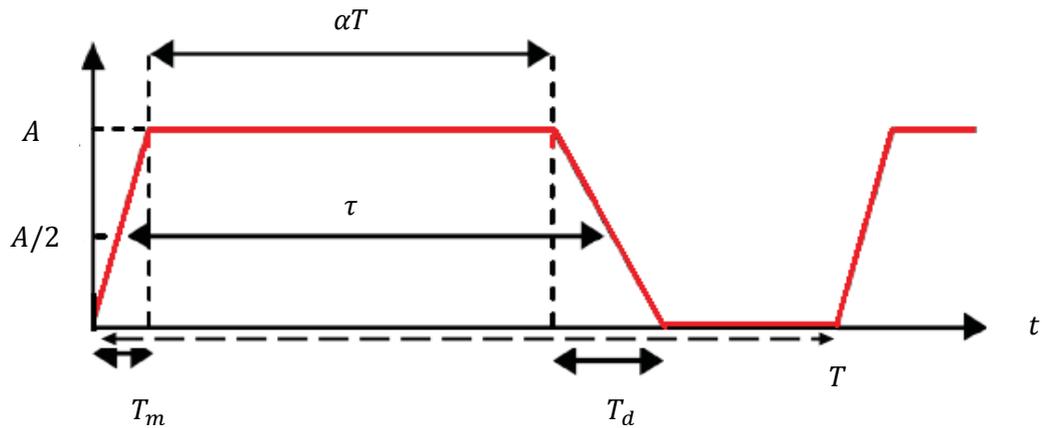


Figure I.6 : Représentation temporelle d'une forme d'onde trapézoïdale dissymétrique [7]

L'allure de la représentation spectrale (S(dB)) en fonction du rang des harmoniques (n) de cette onde est donnée en figure I.8. Le temps de montée, de descentes et le temps à mi-hauteur τ sont les intervenants principales sur les valeurs des fréquences de coupure (f_{c1} et f_{c2}). Aussi, plus les temps de commutations (T_m et T_d) sont petits plus la valeur des fréquences de coupures augmentent [7].

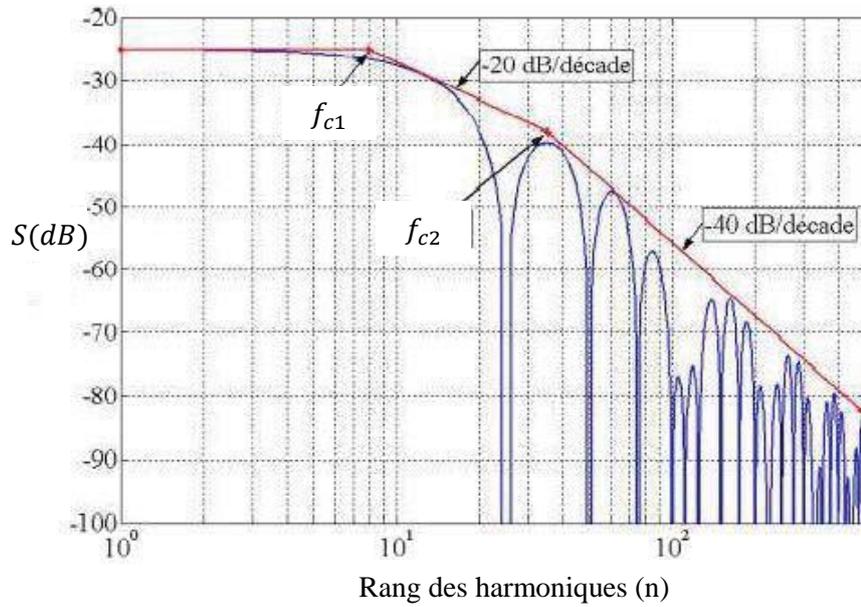


Figure I.7 : Spectre d'un signal trapézoïdal symétrique [8].

b- Impulsion rectangulaire

La figure I.8 illustre une impulsion rectangulaire (répétée) d'amplitude A et de période T et un rapport cyclique α . On trouve généralement ce type de signaux à la sortie d'un convertisseur DC/DC idéale, ou à la sortie des cartes numériques utilisées pour la commande et le contrôle des différents types de convertisseur [8].

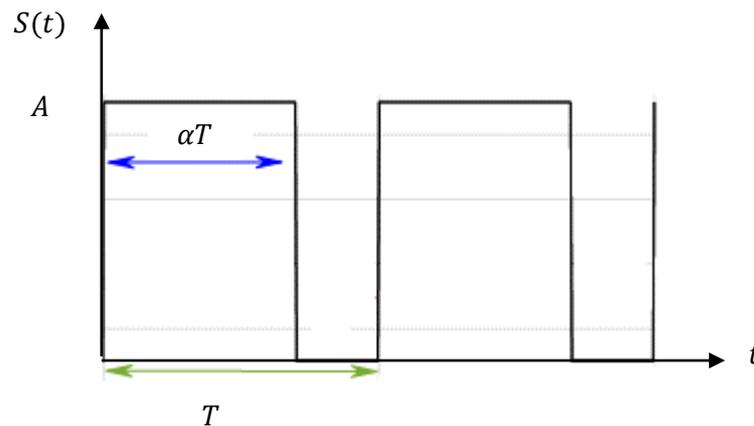


Figure I.8 : Impulsion rectangulaire.

L'allure de la représentation spectrale ($S(\text{dB})$) en fonction du rang des harmoniques (n) de cette onde est donnée en figure I.9.

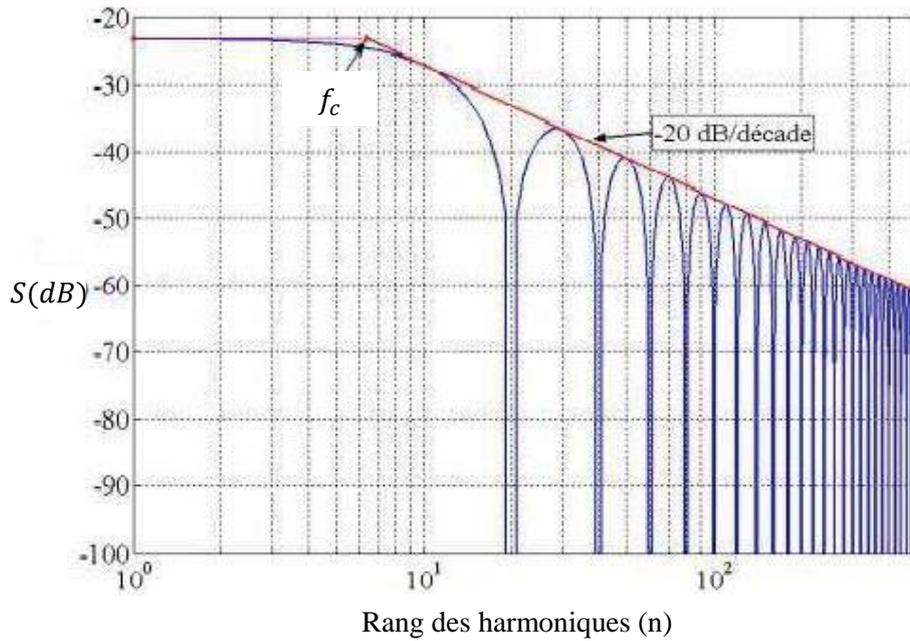


Figure I.9 : Spectre d'un signal carré [8].

I-6 Classification des émissions des convertisseurs selon les fréquences [9]

Soit la classification en tableau I.1, selon les fréquences et leurs limites de plages correspondant aux normes en émission [9].

Fréquences	0 Hz à 50 Hz	50 Hz à 2 KHz	9 Hz à 150 KHz	150 KHz à 30 MHz	150 KHz à 300 MHz	30 MHz à 1 GHz
Grandeurs les plus souvent observées	Sous harmoniques des courants	Harmoniques des courants et des tensions	Courants radio fréquences Tension perturbatrice Champs magnétiques	Courants radio fréquences Champ proche	Rayonnement des câbles Puissances perturbatrices	Rayonnement avec les champs généralement couplés
Appellation « d'usage »	Flicker	Conduit BF	Conduit limite BF-RF	Conduit RF (ou HF)	Champs conduits	Rayonné
Convertisseurs statiques et appareils Électriques prouvent être Concerné	Gradateur en trains d'ondes Cycloconvertisseur	Redresseur Gradateurs en angle de phase	Appareils Électriques d'éclairage et analogues	Micro-ordinateurs Alimentation à découpage	Outils électriques avec moteurs ou dispositifs thermiques Appareils Electro-domestiques	Micro-ordinateurs Alimentation à découpage Tout système numérique

Tableau I.2 : Classification des émissions des convertisseurs selon les fréquences [9]

I.7 Classification selon le mode propagation :

Dans la bibliographie, les chercheurs classe les PE engendrées par le convertisseur statiques en fonction du mode de propagation. Il en existe deux :

- perturbations conduites
- perturbations rayonnées.

I.7.1 Perturbations conduites

Les perturbations conduites les plus communes, sont les harmoniques de courant et de tension. Les générateurs d'harmoniques sont des charges non linéaires. Elles n'absorbent pas un courant sinusoïdal, bien qu'elles soient alimentées par une tension sinusoïdale (redresseurs à diode et à thyristors, lampes à décharges...). En plus des harmoniques de courant et de tension, les perturbations conduites comprennent les inter-harmoniques (causés essentiellement par les cyclo-convertisseurs) [10][11][12] et [13] . Pour les convertisseurs DC/DC et DC/AC, ces courants et tensions correspondent généralement au fondamental et aux harmoniques de bas ordres. Les tensions et courants harmoniques ont un nombre d'effets indésirables sur les appareils et équipements utilisés. Les principales conséquences des effets nocifs de la distorsion harmonique engendrées à court terme sont rappelées ci-dessous [12][13] :

- Echauffement les pertes par effet Joule.
- Dysfonctionnement de certains équipements.
- Excitation des résonances.
- Bruits acoustiques.
- Vibrations mécaniques et bruits acoustiques dans les générateurs et les moteurs.

De plus, ces effets nocifs instantanés (échauffement, surtension, surintensité,...), provoquent un vieillissement accéléré des appareils électriques [12][13] . La perturbation conduite est engendré par les gradients de tension dV/dt et de courant dI/dt dus essentiellement à la commutation rapide, généralement les convertisseurs statiques sont des sources majeures de ces perturbations.

Dans ce cas les perturbations interviennent soit en mode commun (MC) ou mode différentiel(MD).

I.7.2 Perturbations rayonnées

On parle d'un couplage ou perturbation en mode rayonné lorsque la perturbation

électromagnétique de la source vers la victime s'effectue sans aucune liaison physique qui les relie. Les perturbations EM rayonnées sont caractérisées par la « propagation » de champ électrique ou de champ magnétique ou de champ électromagnétique rayonné par un composant (source) qui va attaquer un autre composant (victime)[13][14]. On distingue deux types de couplages pour ce mode qui sont :

- Couplage en champ lointain ;
- Couplage en champ proche.

Ces types de couplages sont limités physiquement par des zones qui sont appelées : zone de champ proche et zone de champ lointain. La notion de la zone de champ proche et zone de champ lointain est toujours mise en évidence dans le domaine de la CEM. Cependant, nous proposons dans cette partie une définition sur la limite de ces 2 zones [13][14].

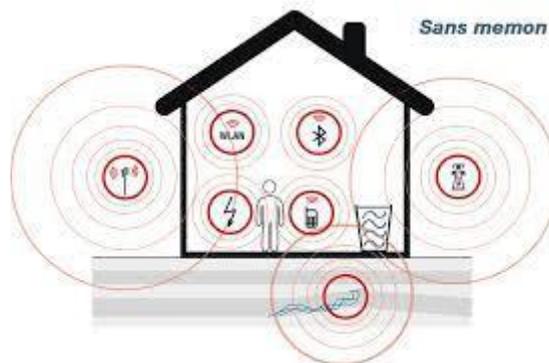
I.8 Conclusion

Les notions de base de l'a compatibilité électromagnétique et les sources de perturbations électromagnétique en électronique de puissance ont été illustré dans ce chapitre. Le classement de ces perturbation en fonction de la fréquence et du mode de propagation a été aussi mis en revu.

Dans le prochain chapitre, nous allons présenter les convertisseurs statiques.

CHAPITRE II

Convertisseurs Statiques DC/DC



II.1 Introduction

Le présent chapitre traite de la conversion DC/DC, qui a pour but d'assurer la fluence d'énergie entre une source de tension continue et une source de courant continu.

Pour ce type de convertisseur statique, la gamme de puissance que l'on peut « traiter » s'étend de quelques watts, à une trentaine de kilowatts environ. Cependant, l'apparition de composants de puissance sans cesse plus performants, tout comme la définition de nouvelles structures (multi niveau en particulier), permettent d'envisager le traitement de puissances plus élevées. Nous distinguons deux types de convertisseurs continus/continus :

- ✓ les convertisseurs appelés ((hacheurs)), qu'ils soient abaisseurs, élévateurs ou bien dévolteurs survolteurs, qui correspondent aux applications moyennes et fortes puissances,
- ✓ les alimentations à découpages, qui correspondent aux applications petites puissances de la conversion DC/DC [12].

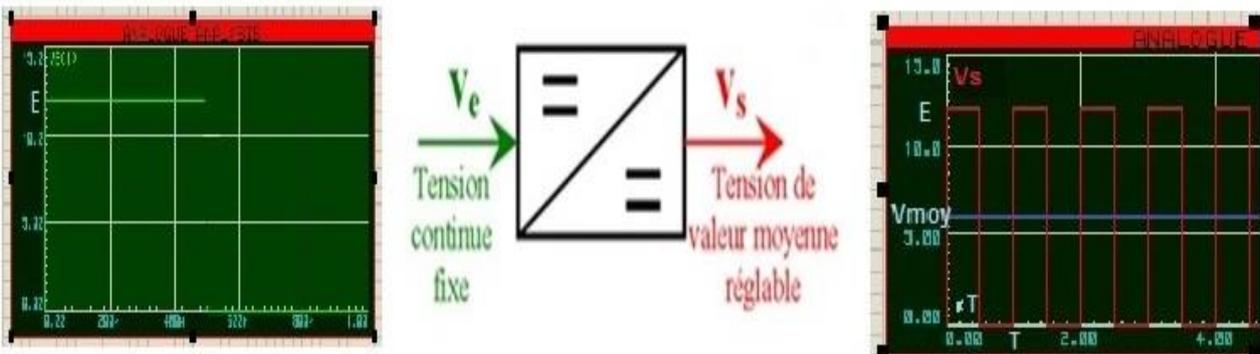


Figure II.1 : Principe de base d'un hacheur [15].

II.2 Les hacheurs :

Le convertisseur DC-DC permet d'alimenter une charge sous une tension continue réglable à partir d'une source continue fixe.

On obtient une tension de valeur moyenne variable en établissant et interrompant périodiquement l'alimentation de la charge par la source grâce à des interrupteurs.

II.3 Différents types d'hacheurs

Selon la position du commutateur et du hacheur, différents types de convertisseurs de tension peuvent être réalisés :

II.3.1 Elévateur de tension «Boost »

1- définition

Convertisseur Boost ou hacheur parallèle, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus forte valeur.

2- Principe de fonctionnement

Le fonctionnement d'un convertisseur Boost peut être divisé en deux phases distinctes selon l'état de l'interrupteur K (voir **Figure II.2**) :

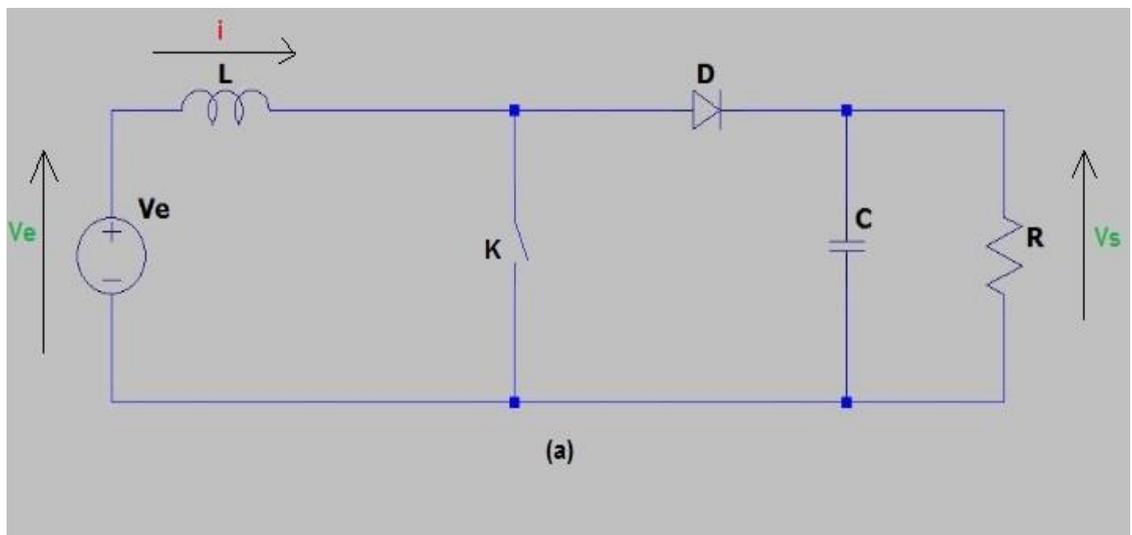


Figure II.2 : Principe de base d'un hacheur boost

- Une phase d'accumulation d'énergie : lorsque l'interrupteur K (voir **Figure II.2**) est fermé (état passant), cela entraîne l'augmentation du courant dans l'inductance donc le stockage d'une quantité d'énergie sous forme d'énergie magnétique. La diode D est alors bloquée et la charge est alors déconnectée de l'alimentation.
- Lorsque l'interrupteur est ouvert, l'inductance se trouve alors en série avec le générateur et sa f.é.m. s'additionne à celle du générateur (effet survolteur).
- Le courant traversant l'inductance traverse ensuite la diode D, le condensateur C et la charge R. Il en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans l'inductance vers la capacité.

3- Application :

- On utilise un convertisseur boost lorsqu'on désire augmenter la tension disponible d'une source continue.
- Les systèmes alimentés par batterie d'accumulateurs utilisent souvent plusieurs accumulateurs en série afin de disposer d'un niveau de tension suffisamment élevé.
- La place disponible étant souvent limitée, il n'est pas toujours possible de disposer d'un nombre suffisant d'éléments.
- Un convertisseur boost permet d'augmenter la tension fournie par les batteries et ainsi diminuer le nombre d'éléments nécessaires pour atteindre le niveau de tension désiré. Les véhicules hybrides ainsi que les systèmes d'éclairage sont deux exemples typiques d'utilisation des convertisseurs boost.
- Les convertisseurs boost sont utilisés dans des applications de faible puissance comme les systèmes d'éclairage portatifs. Une diode électroluminescente blanche nécessite une tension de 2,7 à 3,6 V environ pour fonctionner, un convertisseur boost permet d'augmenter la tension fournie par une pile de 1,5 V afin de réaliser une lampe torche faible consommation.
- Les convertisseurs boost peuvent aussi délivrer des tensions bien plus élevées afin d'alimenter les tubes à cathode froide présents dans le rétro-éclairage des écrans à cristaux liquides ou les flashes des appareils photo par exemple.

II.3.2 abaisseur de tension «Buck »

II.3.2.1 Définition

Un convertisseur Buck, ou hacheur série, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible valeur

II.3.2.2 Principe de fonctionnement

Le fonctionnement d'un convertisseur Buck peut être divisé en deux configurations suivant l'état de l'interrupteur K (voir **Figure II.3**) :

- Dans l'état passant, l'interrupteur K (voir **Figure II.3**) est fermé, la tension aux bornes

$$\text{de l'inductance vaut. } V_i = L \frac{dI_L}{dt} \quad \text{II.1}$$

V_i : la tension aux bornes de l'inductance

L : l'inductance (bobine L)

C augmente linéairement. La tension aux bornes de la diode étant négative, aucun courant ne la traverse.

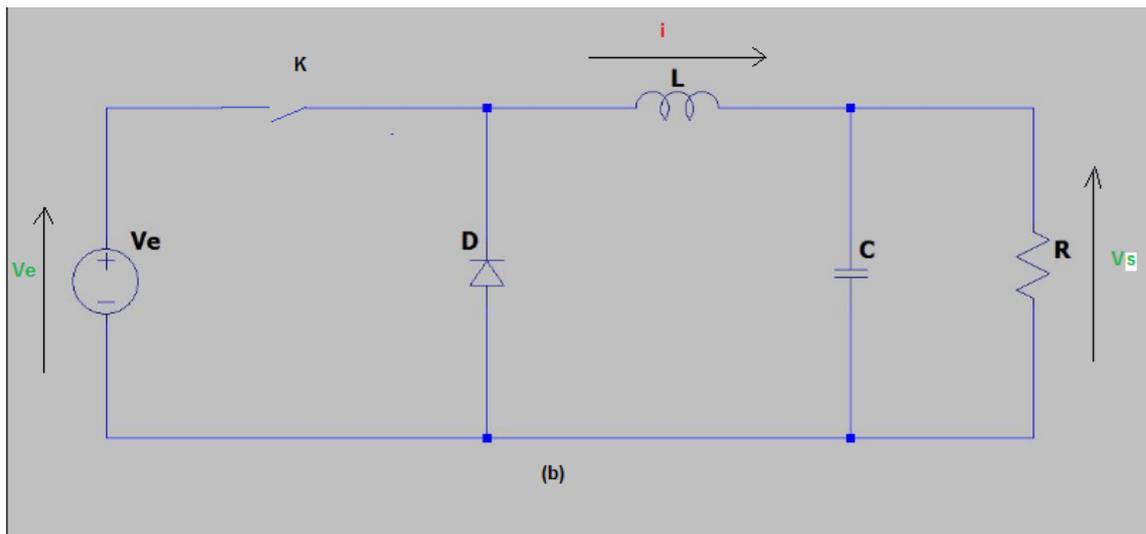


Figure II.3 : Principe de base d'un hacheur buck.

- Dans l'état bloqué,
L'interrupteur est ouvert. La diode devient passante afin d'assurer la Continuité du courant dans l'inductance. La tension aux bornes de l'inductance vaut :

$$V_i - V_0 = L \frac{di_L}{dt} \quad \text{II.2}$$

V_0 : La tension aux bornes de l'inductance

Le courant traversant l'inductance décroît.

II.3.3 abaisseur élévateur de tension « Buck-Boost »

II.3.3.1 Définition

Un convertisseur Buck-Boost est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible ou plus grande valeur mais de polarité inverse. Un inconvénient de ce convertisseur est que son interrupteur ne possède pas de borne reliée au zéro, compliquant ainsi sa commande

II.3.3.2 Principe de fonctionnement

Le fonctionnement d'un convertisseur Buck-Boost peut être divisé en deux configurations suivant l'état de l'interrupteur K (voir **Figure II.4**) :

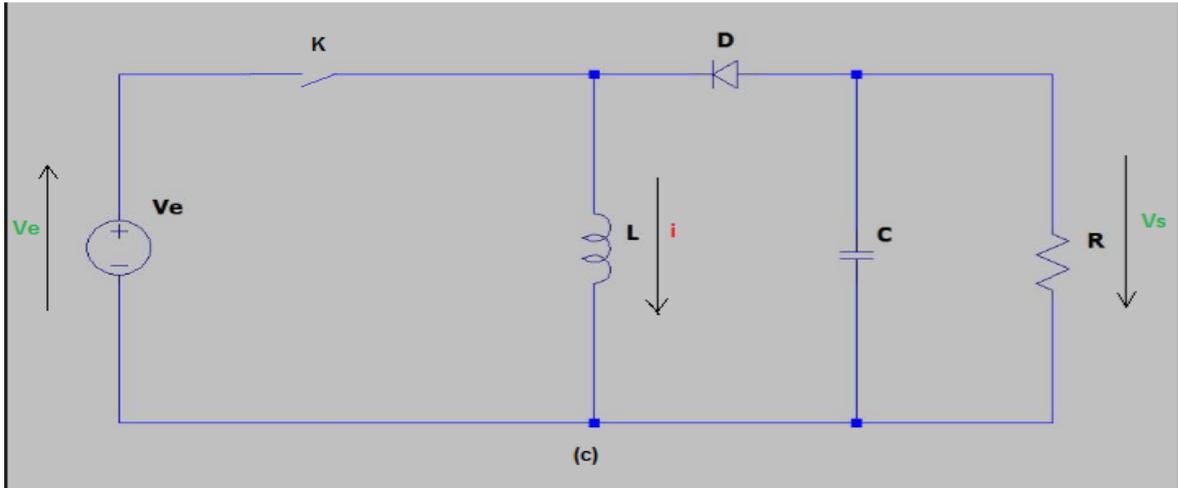


Figure II.4 : Principe de base d'un hacheur buck-boost.

- Dans l'état passant, l'interrupteur K (voir **Figure II.4**) est fermé, conduisant ainsi à une augmentation de l'énergie stockée dans l'inductance.
- Dans l'état bloqué, l'interrupteur K est ouvert. L'inductance est reliée à la charge et à la capacité. Il en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans l'inductance vers la capacité et la charge. Comparé aux convertisseurs Buck et Boost, les principales différences sont :
 - ✓ La tension de sortie est de polarité inverse de celle d'entrée
 - ✓ La tension de sortie peut varier de 0 à (pour un convertisseur idéal).

Dans ce mémoire, on étudiera en détail le hacheur de type Buck.

II.4 Le MOSFET

Le MOSFET (Métal Oxide Semi-conducteur Field Effect Transistor), en français Transistor à Effet de Champ (à grille) Métal-Oxyde. Un transistor MOSFET de puissance est formé d'un grand nombre de cellules élémentaires mises en parallèle. Sa structure verticale permet au courant de traverser la puce de silicium perpendiculairement et assure une assez grande tenue en tension. La figure II.5 (a) représente une vue en coupe de deux cellules voisines et la Figure II.5 (b) montre le symbole usuel du MOSFET de puissance avec les notations classiques [15,16].

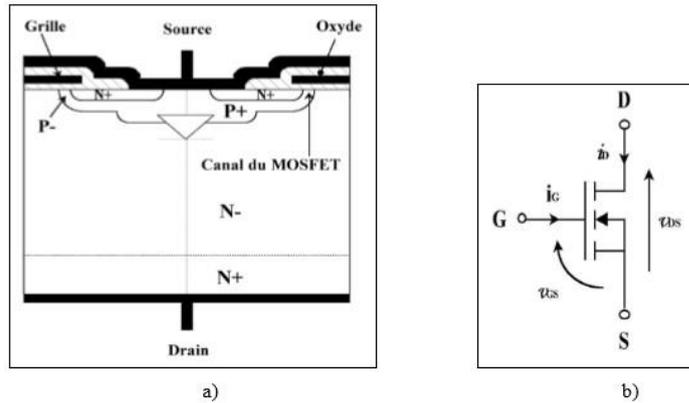


Figure I-5 : Structure (a) et symbole de MOSFET (b) [16]

Les grands avantages du MOS sont les suivants :

- Une grande rapidité de commutation, notamment en ce qui concerne le blocage par rapport au transistor bipolaire.
- Une simplicité dans la mise en œuvre de la commande : amorcer ou bloquer un MOS consiste en la simple charge ou décharge de la capacité grille-source. C'est une commande en tension [15].

II.4.1 Caractéristiques statiques

Les caractéristiques donnent le courant de drain I_D en fonction de la tension drain-source V_{DS} , pour diverses valeurs de la tension grille-source V_{GS} . La figure II.6 montre une allure de caractéristiques statiques obtenues de datasheet pour le MOSFET IRFP250N.

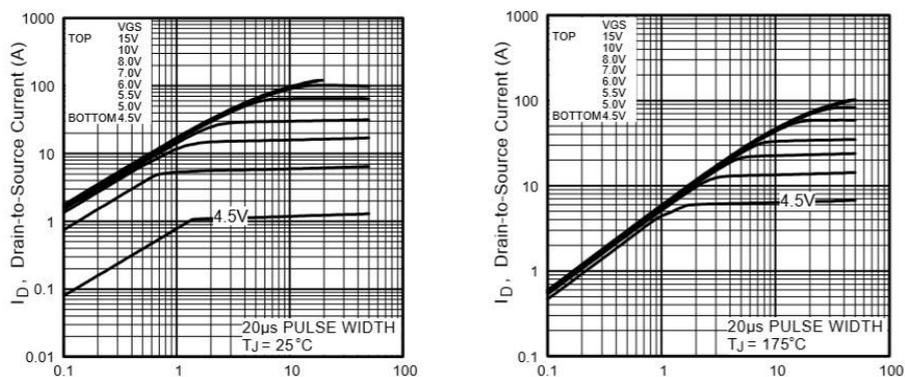


Figure II.6 : Caractéristiques de sortie typiques du MOSFET IRFP250N [19].

Lorsque la tension V_{GS} est inférieure à la tension de seuil V_T , le transistor est bloqué. Le courant I_D est pratiquement nul, du moins tant que V_{DS} n'atteint pas la tension

d'avalanche V_{RB} de la jonction PN^+N^+ qui supporte cette tension.

Lorsque la tension V_{GS} dépasse la tension de seuil, l'apparition d'un canal rend le transistor conducteur. A partir de la tension $V_{DS}=0$, le courant I_D croît d'abord proportionnellement à V_{DS} , ce qui correspond à une résistance $R_{DS_{on}}$ entre drain et source presque constante.

Lorsque la tension V_{DS} atteint une valeur appelée tension de pincement V_P (pinching voltage), le canal est interrompu par la zone de charge de la jonction PN^+ : le courant I_D devient presque indépendant de V_{DS} . Car les électrons passent en vitesse limite. Cela correspond au régime de saturation du MOSFET.

A l'aide de la figure II-7, la caractéristique de transfert, on peut extraire la valeur V_T , la tension de seuil. Cette caractéristique donne les variations du courant de drain I_D en fonction de la tension grille-source V_{GS} lorsque le MOSFET est en régime de saturation.

La tension V_{GS} doit rester inférieure à une valeur limite, sinon il y a risque de claquage de la couche d'oxyde grille [16].

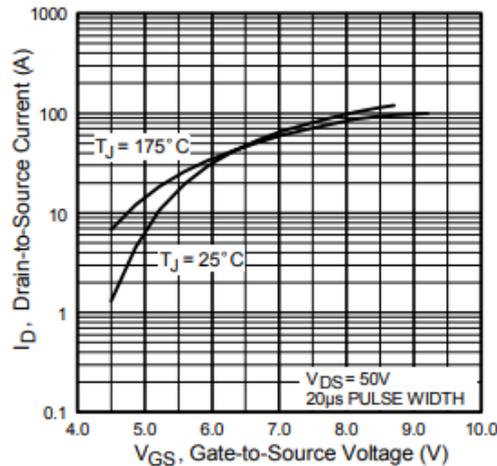


Figure II.7 : Caractéristique de transfert pour un MOSFET IRFP250N [19]

II.4.2 Comportements dynamiques

Le MOSFET est intrinsèquement plus rapide que les composants bipolaires, car il n'a pas de charge stockée. Ce sont les capacités structurelles qui limitent la rapidité des commutations. Ces capacités peuvent être modélisées comme le montre la figure II.8. On remarque qu'il y a trois principales capacités dans un transistor MOSFET : la capacité grille-source C_{GS} , la capacité grille-drain C_{GD} et la capacité drain-source C_{DS} . Parmi ces capacités, C_{GS} est la plus importante à cause de la couche d'oxyde isolant la grille de la métallisation de source et du substrat. La capacité C_{GD} correspond à la zone de déplétion qui apparaît dans la zone P sous la métallisation de grille. La capacité C_{DS} correspond à la capacité de la jonction P^+N aux bornes de laquelle se retrouve pratiquement toute la tension V_{DS} à l'état bloqué [16].

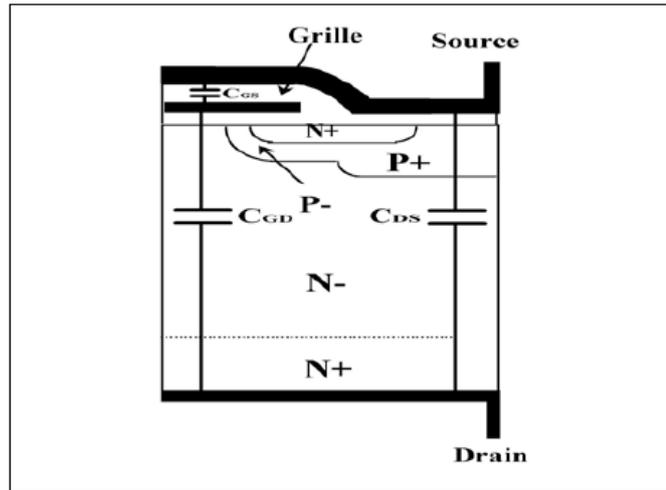


Figure I.8 :Trois capacités parasites dans le transistor MOSFET [16]

II.5 Le MOSFET en mode interrupteur

Le transistor MOSFET est un interrupteur unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant.

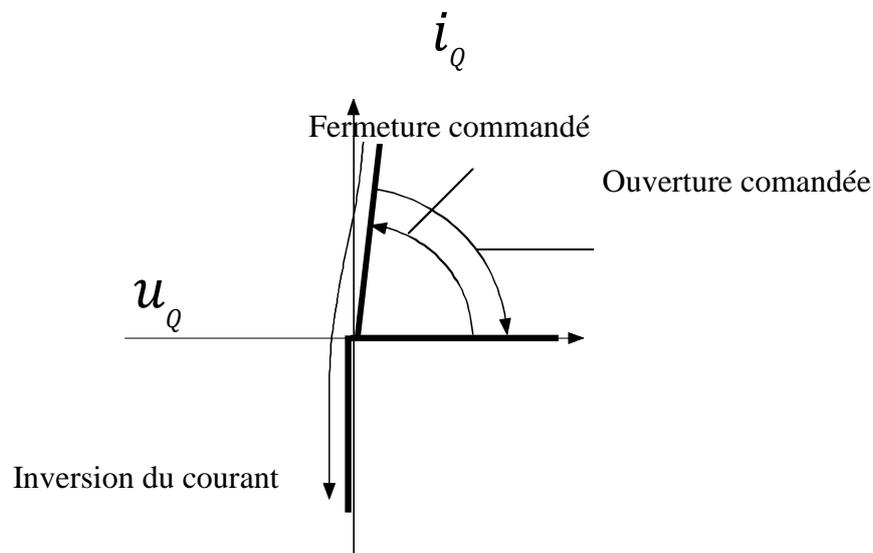


Figure II.9 : Représentation du MOSFET sur la forme d'un interrupteur [17].

II.5.1 Processus de formation du canal

En l'absence de polarisation positive de la grille, le transistor est bloqué. Si on applique une tension Drain-Source V_{DS} positive le courant de drain est théoriquement nul. Il correspond au très faible courant de fuite de la jonction PN^-N^+ polarisée en inverse.

Lorsque, V_{DS} étant positif, on polarise positivement la grille on peut rendre le transistor conducteur. Le champ électrique résultant qui apparaît dans la couche d'oxyde attire vers la surface du silicium les électrons minoritaires de la zone P et repousse les trous majoritaires.

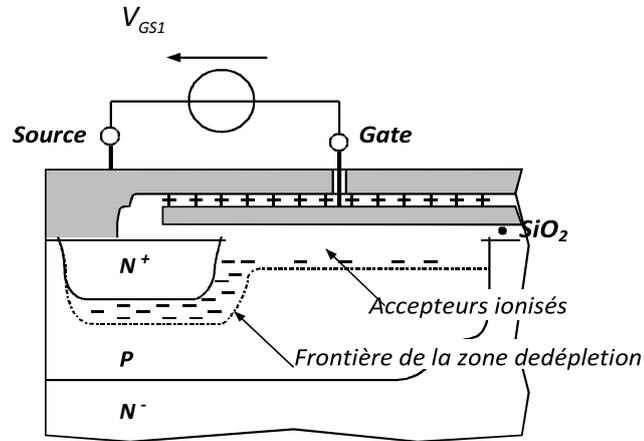


Figure II.10 : Formation du canal : Zone de déplétion [19].

Lorsque la tension Grille-Source V_{GS} devient supérieure à une valeur appelée tension de seuil $V_{GS}(Th)$ (threshold voltage) de l'ordre de quelques volts, les électrons deviennent localement assez nombreux pour que la conductivité passe du type P au type N sur une épaisseur de quelques microns en dessous de la couche d'oxyde : il apparaît des canaux de type N entre les îlots $N+$ et la zone $N0$. Les électrons peuvent se déplacer dans ces canaux et donner naissance au courant direct de drain. La longueur des canaux est très faible. Leur largeur totale est très élevée car elle est égale au produit du périmètre d'une cellule par le nombre total de cellules ; elle peut atteindre plusieurs mètres par cm^2 de silicium.

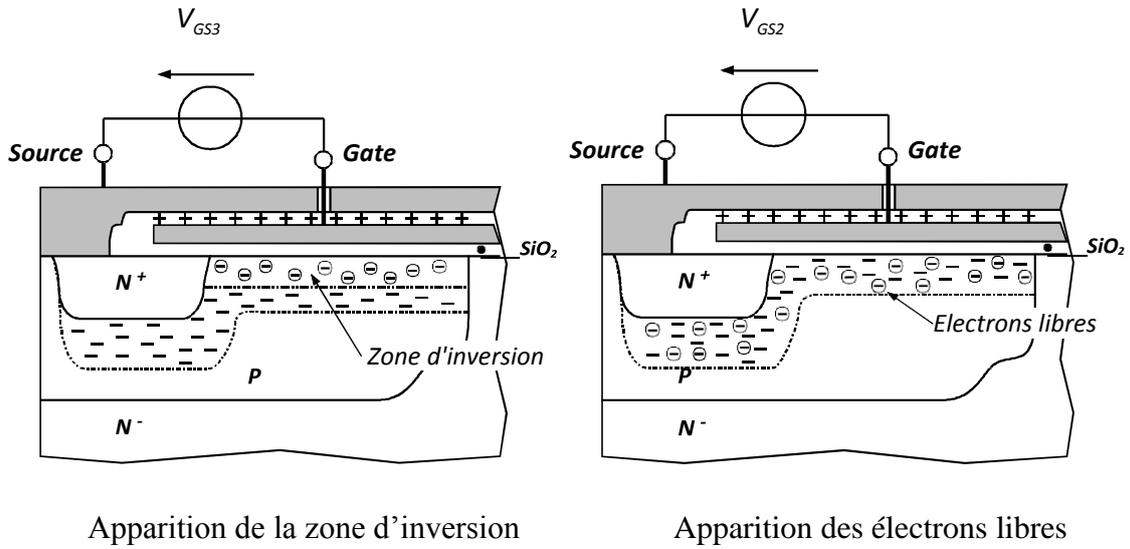


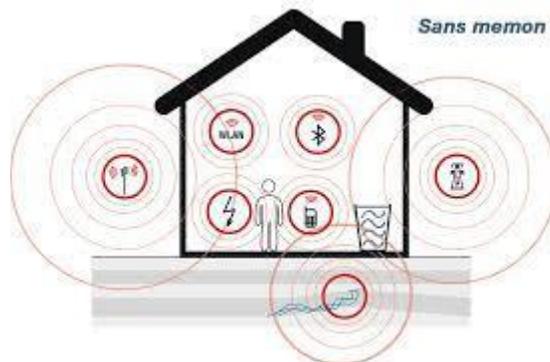
Figure II.11 : Formation du canal [19].

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un aperçu général sur les différents convertisseurs statiques DC/DC et le rôle des interrupteurs MOSFET et leur fonctionnement. Dans le chapitre qui suit, nous allons présenter la modélisation et la simulation du convertisseur buck ainsi qu'une analyse spectro-temporelle.

CHAPITRE III

Analyse temporelle et spectrale d'un hacheur Buck



III.1 Introduction

En électronique de puissance, la modélisation des convertisseurs statiques permet de prédire le niveau des PE émises dans le but d'évaluer l'impact de la compatibilité électromagnétique en phase de conception [9].

Dans ce mémoire la méthode de prédiction par la simulation temporelle est utilisée. Cette dernière est basée sur l'utilisation de logiciels pour la simulation du circuit quant à la représentation spectrale des perturbations, elle est obtenue soit par une Transformée de Fourier Rapide (FFT) ou une méthode spectro-temporelle que nous allons introduire. La simulation temporelle permet l'identification des principaux chemins de propagation et les différentes sources induites par les perturbations conduites [9].

Dans ce mémoire, nous étudierons les PE de la cellule de commutation induit par un Hacheur série.

III.2 Convertisseur Série

La figure III.1 illustre le convertisseur série utilisé pour nos simulations. Il est composé essentiellement [9] :

- d'un MOSFET IRFP250N,
- d'une diode MUR460,
- condensateur de filtrage avec ses éléments parasites,
- une charge RLC .

Le convertisseur série est connecté à un Réseau Stabilisé d'Impédance de Ligne (RSIL).

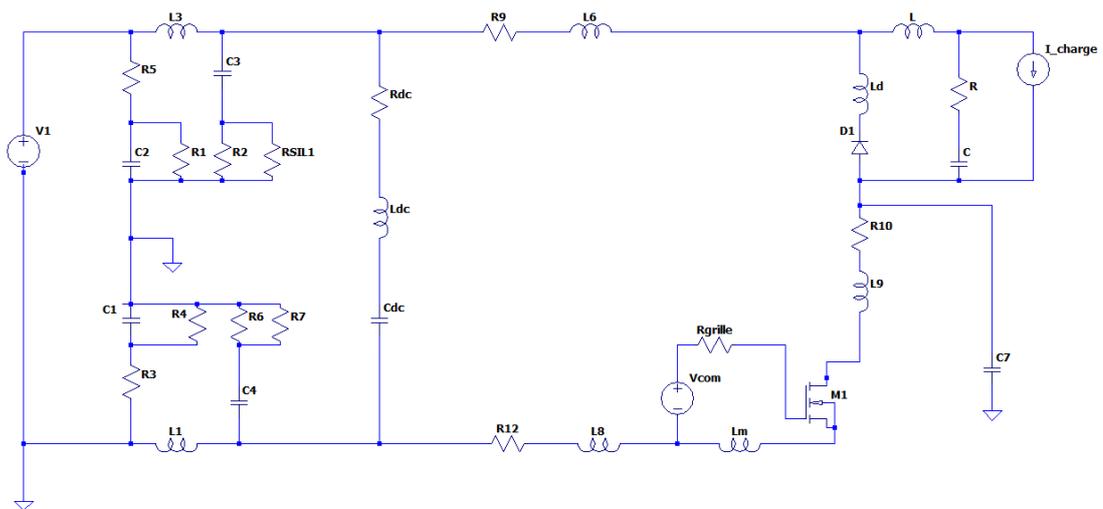


Figure III.1 : Convertisseur série utilisé

Les paramètres de simulation de la figure III.1 sont illustrés dans le tableau III.1 [9].

Paramètres	Valeurs	Paramètres	Valeurs	Paramètres	Valeurs
V_{DC} [V]	42	R_{10} [m Ω]	12	C_7 [pF]	95
I_{charge} [A]	3	L_d [nH]	0.4	C_{oss} [pF]	350
L_6 [nH]	67	α	0.5	L [uH]	1
R_9 [m Ω]	12	C_{dc} [mF]	1	C [pF]	5
L_8 [nH]	72	R_{dc} [m Ω]	30	R [Ω]	10
R_{12} [m Ω]	13	L_{dc} [nH]	2	$t_m = t_d$ [ns]	30
L_9 [nH]	60	L_m [nH]	0.4	f_{com} [kHz]	20
R_{grille} [Ω]	10				

Tableau III.1 : paramètres de simulations

- La tension de commutation V_{com} : c'est un signal rectangulaire de rapport cyclique α , elle alimente la grille du MOSFET à une fréquence f_{com} à travers une résistance de grille de 10 Ω .
- Le Temps de montée T_d et le temps de descente T_d sont fixé à 30 ns.
- R_9 et L_6 : éléments parasites résistifs et inductifs du bus DC positif,
- R_{12} et L_8 : éléments parasites résistifs et inductifs du bus DC négatif,
- C_7 : capacité parasite qui représente le chemin de propagation de mode commun.
- C_{oss} : capacité parasite de sortie du MOSFET mesurée entre le drain et la source, avec court-circuit entre Grille et la Source (mesure pratique) [19],
- C_{dc} , R_{dc} et L_{dc} : composants de découplage entre l'alimentation et le hacheur série,
- V_{DC} : tension d'alimentation continue.
- I : source de courant parfaite qui représente la charge du circuit à travers un circuit RLC.
- Le convertisseur est connecté au réseau stabilisateur d'impédance de ligne (RSIL).

Le RSIL (figure III.2) est assimilé à un filtre, il a les caractéristiques suivantes :

- une impédance idéale fixe de 50 Ω entre phase/neutre et terre, pour une fréquence allant de 150 kHz et 30 MHz.
- il permet aux courants DC ou AC 50/60 Hz de passer et d'alimenter le hacheur série (ou l'équipement sous tension).
- pour les basses fréquences :
 - les inductances sont considérées comme des court-circuits

- les condensateurs sont considérés comme des circuits ouverts.
- pour les hautes fréquences :
 - L'inverse est supposé.

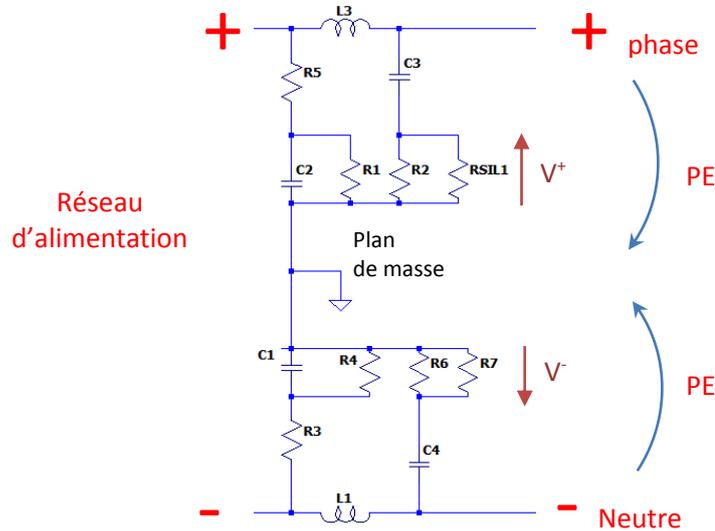


Figure III.2 : Réseau Stabilisé d'Impédance de Ligne

III.3 Résultats de simulation

Dans ce qui suit nous allons effectuer des simulations temporelles sur le circuit étudié. Nous utilisons le logiciel LTspice de simulation de circuit électronique analogique basé sur SPICE, produit par le fabricant de semi-conducteurs AnalogDevices pour la modélisation du circuit. Nous effectuerons des mesures temporelles au niveau de la sortie du MOSFET et nous représenterons aussi les tensions et les courants en mode commun et en mode différentielle. Une analyse spectrale par Transformée de Fourier Rapide et une analyse spectro-temporelle par la représentation du spectrogramme sont illustrées. Nous tenterons d'isoler les différentes sources de perturbation et représenterons leurs effets sur le signal désiré.

III.3.1 Conditions des simulations :

- a- Atteindre le régime permanent en ayant un nombre d'échantillons élevé.
- b- La fréquence d'échantillonnage f_e , doit respecter la condition suivante [19][21]:

$$f_e = \frac{2 E(F_{max} \cdot T_{étude})}{T_{étude}}$$

Avec :

- $E(x)$ est la partie entière de x

- $T_{\text{étude}} = N \cdot T_{\text{com}}$ (avec T_{com} = la période du signal et N = le nombre de périodes d'étude)
 - F_{max} : La fréquence maximale du spectre.
- c- On doit distinguer le mode commun (MC) du mode différentiel (MD) pour connaître les différents composants affectés par le bruit en MC et en MD. On effectue les mesures au niveau des résistances RSIL1 et RSIL2 du RSIL (figure III.2). On calcule le MC et le MD par les relations suivantes [20] :

$$V_{MD} = \frac{V^+ - V^-}{2}$$

$$V_{MC} = \frac{V^+ + V^-}{2}$$

Remarques :

- 1- On considère deux conducteurs reliés à un équipement électrique ou électronique. Une tension est de mode différentiel si la tension est appliquée entre les deux conducteurs. Les forts « di/dt » qui circulent dans le câblage sont la source de ces perturbations.

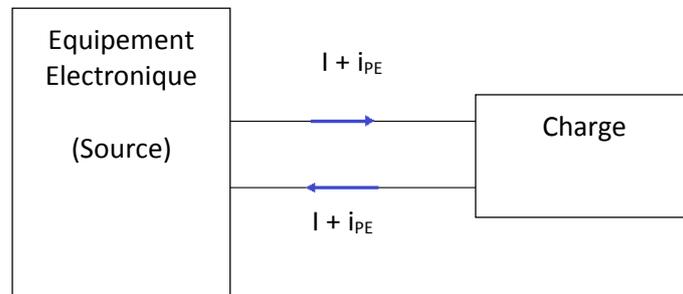


Figure III.3 : Courant se propageant en mode différentiel

- 2- Le courant se propage simultanément sur tous les conducteurs et se reboucle par les circuits de masse. Les forts dv/dt sont la source de ces perturbations. Les perturbations se propageant en mode commun représentent environ 90% des problèmes rencontrés en mode conduit. [22][21]

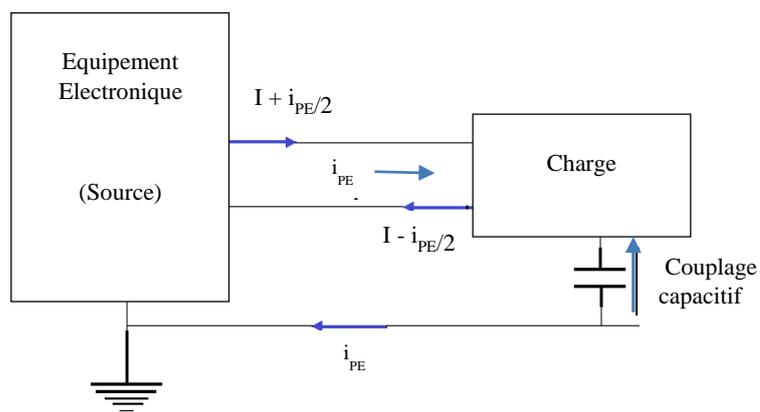


Figure III.4 : Courant se propageant en mode commun

- 3- Les ordres de grandeurs des gradients de commutation peuvent varier [22][21] :
- pour les di/dt : de 100 à 1000 A/ μ s
 - pour les dv/dt : de 5 à 50kV/ μ s.

III.3.2 Signal de commutation avec perturbations

La figure III.5 illustre le signal temporel à la sortie (Drain) du MOSFET avec perturbations pour un signal de commutation rectangulaire V_{com} d'amplitude maximale de 12 V de fréquence de commutation f_{com} de 20 KHz et d'un rapport cyclique de 50%.

La tension d'alimentation V_{DC} du circuit est égale à 42 volts.

On remarque clairement un signal carré composé de trois cycles avec l'apparition de perturbations au niveau des fronts de commutation. Des dépassements de la tension pour les fronts montants atteignent une valeur maximale de 72,21 V (normalement elle est de 42 V). Pour les fronts descendants la tension atteint une tension de -93.41 V (au lieu de 0 V).

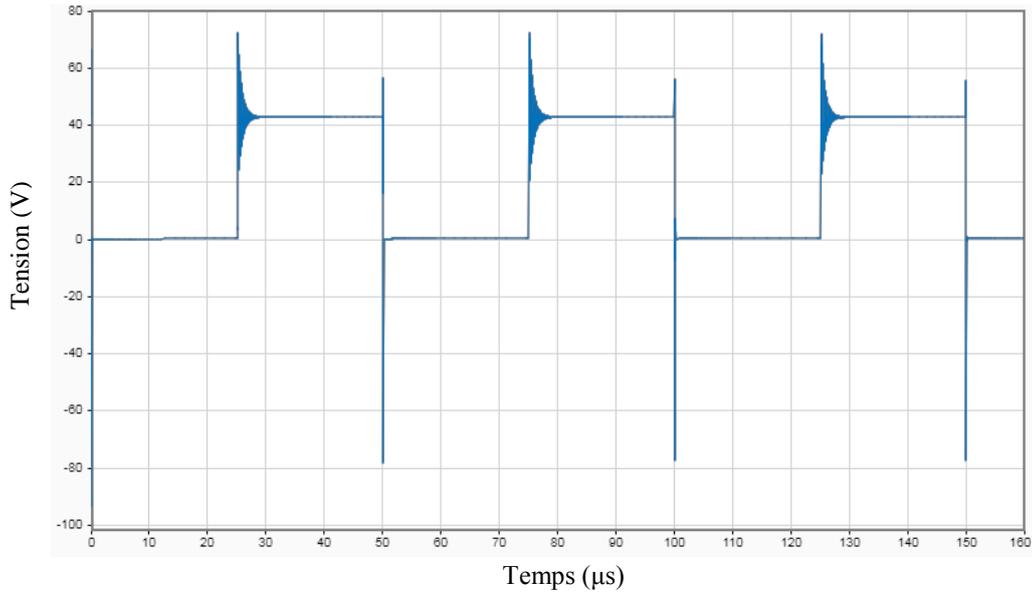


Figure III.5 : Variation de la tension au niveau de la sortie du commutateur

Son spectre en fréquence est donné en figure III.6. Il est obtenu par une Transformé de Fourier rapide programmée sous l'environnement Matlab.

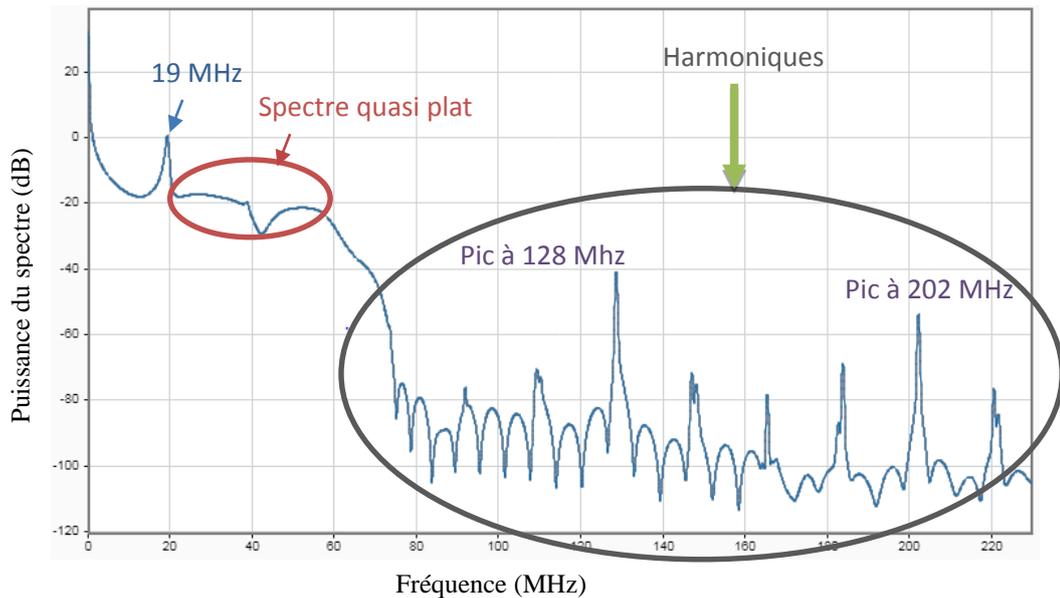


Figure III.6 : Variation de la Puissance du spectre au niveau du commutateur (MOSFET)

La puissance du spectre est donnée en décibel. Un premier lobe apparait clairement en basse fréquence. Il représente la valeur continue et la fréquence de commutation qui est de 20 KHz. Il ressort du spectre ce qui suit :

- Apparition d'un lobe au niveau de 19 MHz de valeur maximale égale à 0 dB.

- Le spectre est quasiment constant et égale à environ -20 dB dans la bande fréquence allant de 21 MHz à 58 MHz avec un puit à 42 MHz.
- L'apparition d'harmonique dans la bande de fréquence allant de 75MHz à 230 MHz (fréquence maximale du spectre)
- Dans cette dernière plage de fréquence on observe deux pics bien distincts à 128 MHz et 202 MHz.

L'analyse spectrale par FFT ne permet pas de localiser le temps d'apparition des fréquences. Nous introduisons un analyse spectro-temporelle qui permet d'obtenir une vision quant à l'instant d'apparition des fréquences.

Dans notre mémoire nous utilisons le spectrogramme. La figure III.7 illustre le spectrogramme du signal temporel de la figure III.5. La bande latérale du dessus représente la puissance en décibel.

On remarque sur la figure :

- des basses fréquences allant de 0 Hz à 20 KHz sont visibles pendant toute la durée du signal. Leur puissance sont élevées et dépassent les 0 dB.
- à partir des fronts montants (commutation) et pendant toute la durée on remarque l'apparition des fréquences allant de quelques KHz à environs 60 MHz. Dans cette plage de fréquence la puissance est plus faible que celle obtenue aux basses fréquences. On remarque aussi clairement l'apparition de la fréquence de 19 MHz pendant une durée de plus de 5 μ s et la fréquence de 38 MHz pendant une durée d'au moins 2 μ s mais avec une puissance plus faible.
- à partir des fronts descendants (commutation) et pendant toute la durée on remarque l'apparition des fréquences allant de quelques KHz à environs 60 MHz. Dans cette plage de fréquence la puissance est plus faible que celle obtenue aux basses fréquences et est stable pendant au moins 1 μ s.
- Pendant toutes la durée du signal la fréquence de 128 MH et de 202 MHz apparaissent mais avec des puissances très faible de l'ordre de -40 dB.

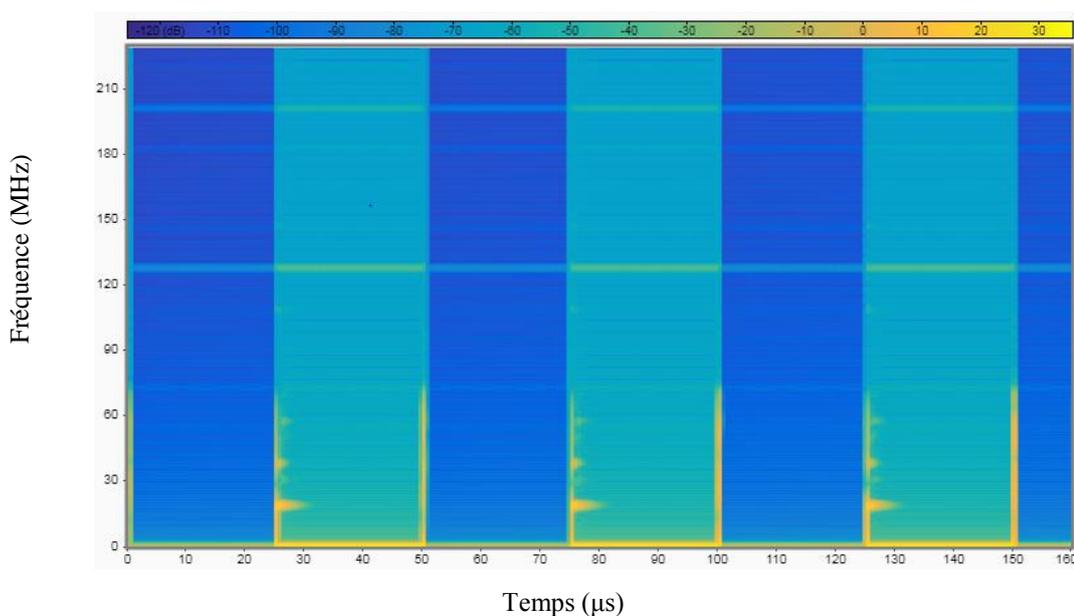


Figure III.7 : représentation spectro-temporelle au niveau du commutateur (MOSFET)

III.3.2.1 Front montant du commutateur

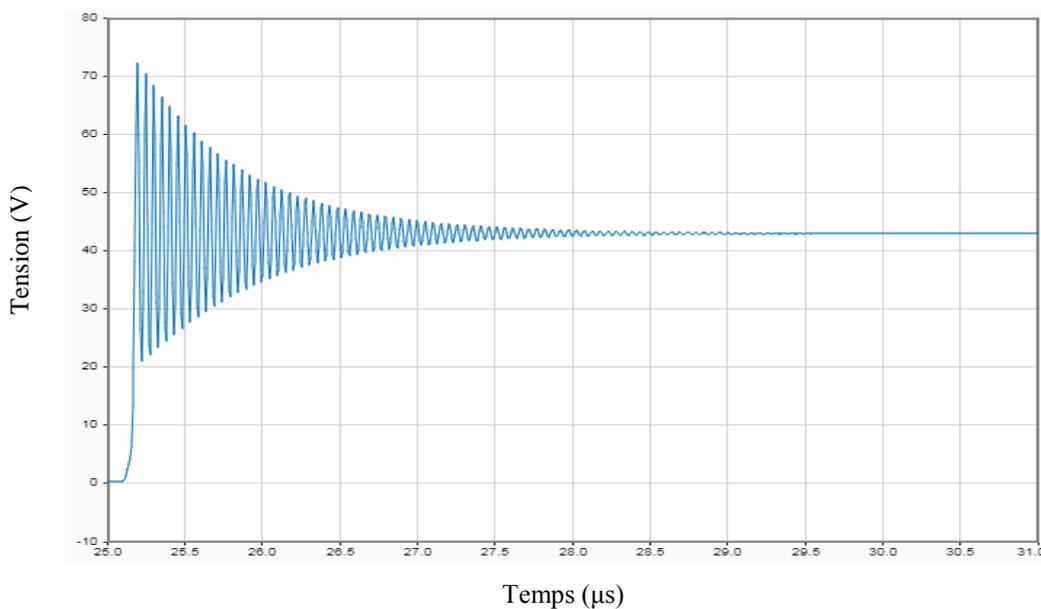


Figure III.8 : Variation de la Tension au niveau du front Montant de commutateur (MOSFET)

La figure III.8 représente 6μs du signal temporel au niveau du MOSFET, à partir de son front montant. En analysant ce signal nous constatons :

- Une montée du signal de 0V à 72.21V.

- Une sinusoïde de période de $0.526 \mu\text{s}$ (soit une fréquence de 19KHz) qui s'atténue exponentiellement pendant $5 \mu\text{s}$.
- Cette sinusoïde a une valeur moyenne de 42 V.

La figure III.9 représente la transformée de Fourier du signal de la figure III.8. En analysant ce signal nous constatons :

- Une composante continue de puissance égale à environ 32 dB. Elle représente le 42 V continue du signal temporel.
- Apparition d'un lobe au niveau de 19 MHz de valeur maximale égale à 5 dB.
- Les harmoniques de la fréquence de 19 MHz apparaissent clairement à la fréquence de 38 MHz et 57 MHz et 76 Mhz avec une puissance.
- Au-delà de 80 MHz on observe des pics de fréquence régulièrement espacés avec des niveaux de puissances quasi-égaux.

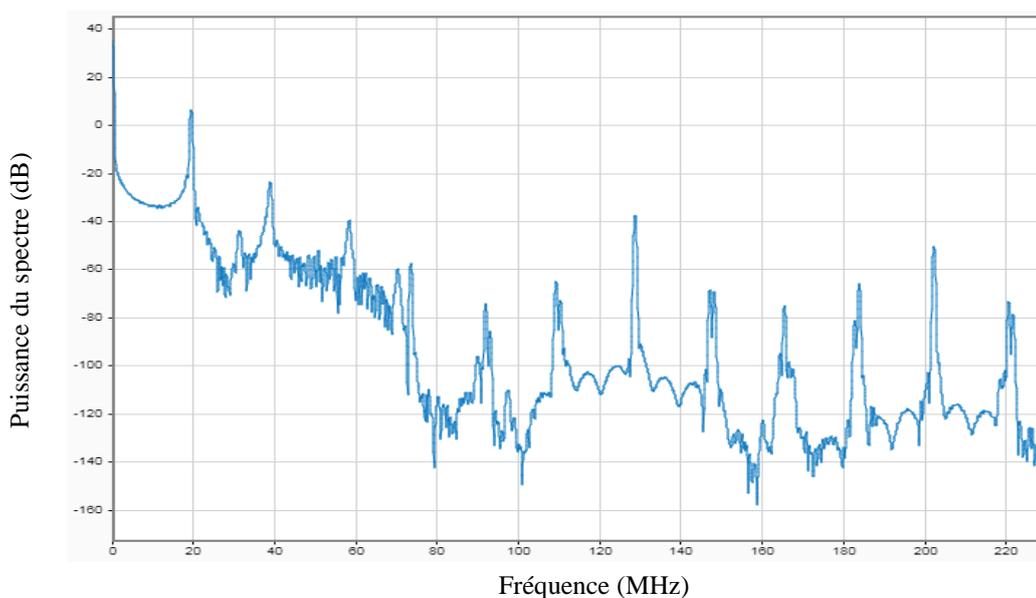


Figure III.9 : Variation de la Puissance du spectre au niveau du front montant du commutateur (MOSFET)

La figure III.10 représente le spectrogramme du signal de la figure III.8. En analysant ce signal nous constatons :

- Pendant toute la durée du signal, les fréquences basses, inférieures à 2 KHz apparaissent, avec une puissance qui dépasse les 0 dB.

- l'apparition de la fréquence de 19 MHz pendant toute la durée du signal. Cependant, sa puissance s'atténue sans s'annuler contrairement à ce que nous pouvons remarquer sur le signal temporel.
- des fréquences allant de quelques KHz à environ 60 MHz avec des puissances faibles apparaissent pendant une durée de 0.8 μ s.
- Les harmoniques de 38MHz et 57 MHz apparaissent pendant une durée de 3 μ s.
- Les fréquences de 128 MHz et de 202 MHz apparaissent avec des puissances faible de l'ordre de -40 dB et cela pendant toute la durée du signal.

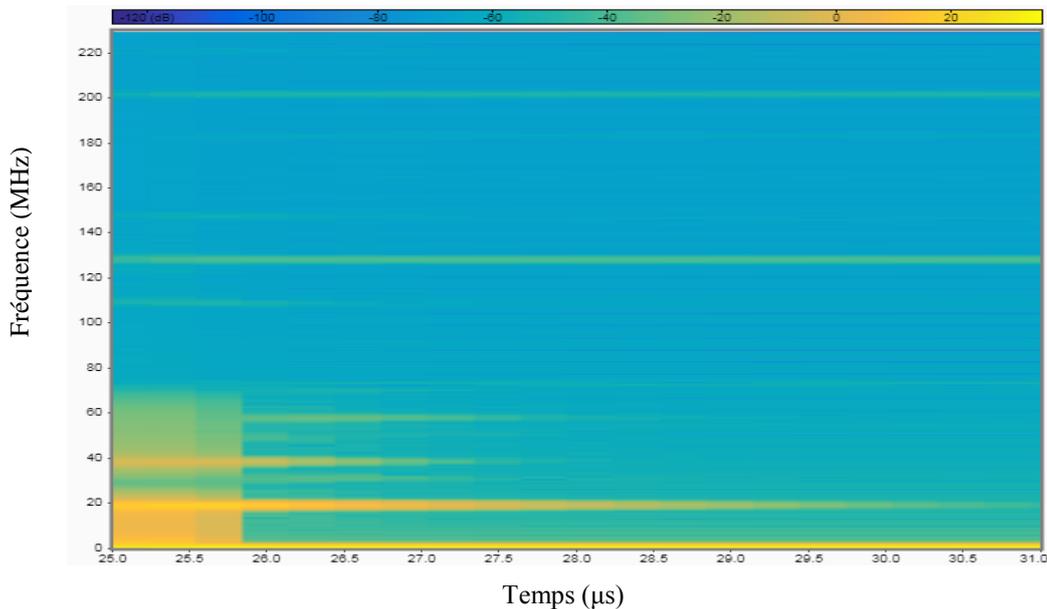


Figure III.10 : représentation spectro-temporelle au niveau du commutateur (MOSFET)

III.3.2.2 Front Descendant du commutateur

La figure III.11 représente 1 μ s du signal temporel au niveau du MOSFET, à partir de son front descendant. En analysant ce signal nous constatons :

- Une variation du signal de 58V à -78V.
- Contrairement au front montant, il n'existe pas de sinusoïde atténuée correcte, mais un signal aléatoire avec une allure quasi-périodique pendant une durée de 0,28 μ s.
- Le signal se stabilise à 0V à partir après la phase transitoire de 0,3 μ s.

- Cette sinusoïde a une valeur moyenne de 42 V.

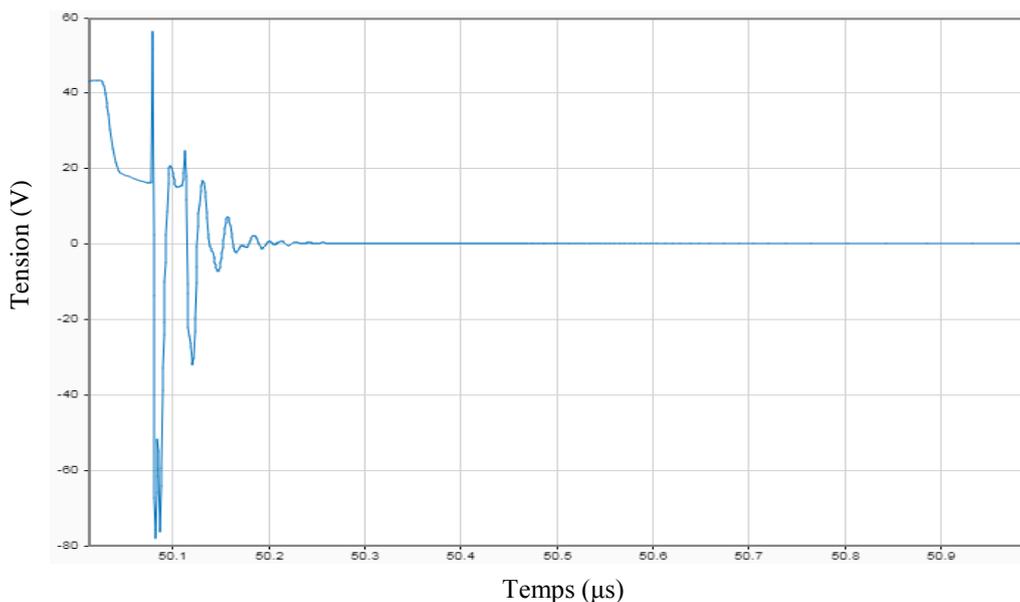


Figure III.11 : Variation de la Tension au niveau du front descendant de commutateur (MOSFET)

La figure III.12 représente la transformée de Fourier du signal de la figure III.11. En analysant ce signal nous constatons :

- Un lobe principal de 0Hz à 5KHz de puissance maximale égal à -8dB.
- La fréquence de 19Mhz n'apparait pas dans ce spectre, contrairement au harmonique de 38 et 57 MHz de puissance très faible de l'ordre de -45dB.
- Au-delà de 75 MHz, la puissance du spectre est inférieure à -80dB, mais il apparait toujours les pics de fréquence à 128MHz et 202 MHz.
- La puissance du front descendant est plus faible que celui du front montant. elle est donc noyée et n'apparait pas clairement lors d'une analyse fréquentielle complète du signal temporel.

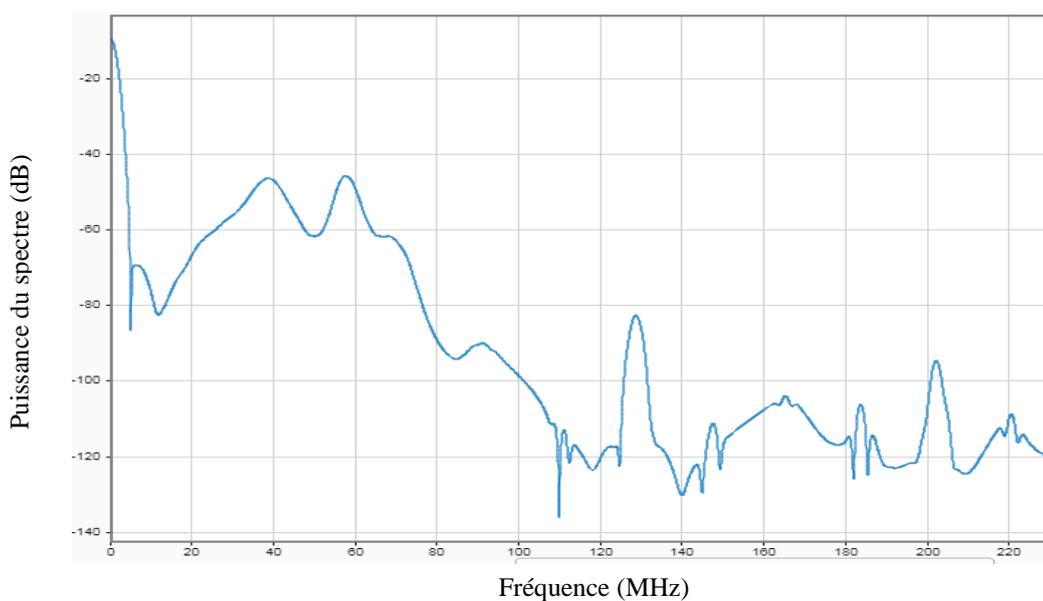


Figure III.12 : Variation de la Puissance du spectre au niveau du front descendant du commutateur (MOSFET)

La figure III.13 représente le spectrogramme du signal de la figure III.11. En analysant ce signal nous constatons :

- Les fréquences basses inférieures à 5 KHz apparaissent pendant seulement $0,75\mu s$.
- l'apparition de la fréquence de 19 MHz pendant toute la durée du signal. Cependant, sa puissance s'atténue sans s'annuler contrairement à ce que nous pouvons remarquer sur le signal temporel.
- des fréquences allant de quelques KHz à environ 60 MHz avec des puissances faibles apparaissent pendant une durée de $0.75 \mu s$.
- Les harmoniques de 38MHz et 57 MHz et 128 MHz apparaissent pendant toute la durée du signal mais à des niveaux de puissance très faibles.

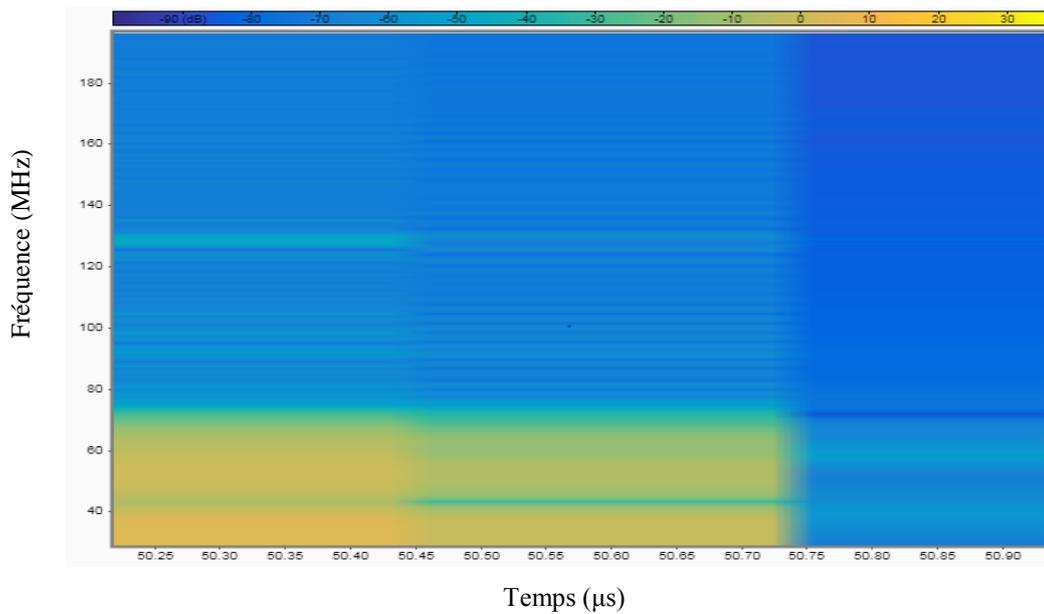


Figure III.13 : représentation spectro-temporelle au niveau du commutateur (MOSFET)

III.4 Conclusion

Nous avons abordé dans ce chapitre l'analyse temporelle, spectrale et spectro-temporelle d'un hacheur Buck. L'analyse spectro-temporelle a montré les limites de l'analyse temporelle et spectrale quant à la localisation des fréquences de perturbation. Ces perturbations sont dues essentiellement à l'ouverture et la fermeture de l'interrupteur électronique utilisé.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Nous nous sommes intéressés, dans ce mémoire de fin d'études, à une étude temporelle et spectro-temporelle d'un hacheur Buck. Ce circuit électronique de puissance a été modélisée sous le logiciel LTSPICE et l'analyse spectro-temporelle a été réalisée sous l'environnement Matlab.

L'étude a été réalisé sur un hacheur Buck relié à une source de tension via un RSIL et une ligne de transmission le tout connecté à une charge.

Nous avons ainsi analysé la tension au niveau du commutateur électronique représenté par le MOSFET IRFP250N. La transformée de Fourier rapide et le spectrogramme ont été employées pour faire apparaître les fréquences et leur moment d'apparitions. Nous avons constaté en plus de la fréquence de commutation, l'apparition de fréquences indésirables qui sont dues aux composants électroniques et à l'ouverture et la fermeture de l'interrupteur et d'autres que nous cherchons encore leurs origines. Cependant, il est connu que l'effet des capacités obtenu par le MOSFET, sont l'une des sources de ces fréquences.

Une analyse plus approfondie sur la fréquence de commutation et le rapport cyclique pourraient apporter plus de d'éclaircissement à ces phénomènes indésirables.

Références

Bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] S. Demarty, "Contribution à l'étude électromagnétique théorique et expérimentale des cartes de circuit imprimé", Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2006.
- [2] H. Slimani, " Estimation des Perturbations Conduites et Rayonnées dans les Câbles de Puissance ", Thèse de doctorat en Electrotechnique, Université de Sidi Bel-Abbès, 2016.
- [3] Abdelghafour Boutar, "*Contribution au développement de modèles circuits pour l'étude de couplages électromagnétiques à l'intérieur d'enceintes métalliques*", Thèse de doctorat de l'université de Limoges, France, 29 Octobre 2014.
- [4] Sofiane Atrous, "*Mise en Place d'une Méthodologie de Caractérisation en Immunité Champ Proche de Dispositifs Electroniques*", Thèse de Doctorat de l'Université de Rouen, France, 16 Janvier 2009.
- [5] Ala Ayed. "Développement de méthodologies pour l'extraction et la construction des macromodèles d'immunité électromagnétique appliqués aux circuits intégrés". Electronique. Université de Bordeaux, 2014. Français.
- [6] M. Melit, "Etude des perturbations dans les convertisseurs de l'électronique de puissance", Thèse de doctorat, Université Blaise Pascal, Clermont Ferrand II, France ,2008.
- [7] Tristan Dubois, "Étude de l'effet d'ondes électromagnétiques sur le fonctionnement de circuits électroniques – Mise en place d'une méthode de test des systèmes", Thèse de Doctorat de l'Université de Montpellier 2, France, 21 octobre 2009
- [8] Eliana Rondon-Pinilla, "*Conception de convertisseurs électroniques de puissance à faible impact électromagnétique intégrant de nouvelles technologies d'interrupteurs à semiconducteurs*", Thèse de doctorat de l'école centrale de Lyon, France, 18 juin 2014.
- [9] BENHADDA Nassireddine, "Analyse des Perturbations Electromagnétiques et Prédiction des Niveaux d'Emissions Conduites Générées par un Convertisseur Statique DC/DC", Thèse de doctorat, UNIVERSITE DJILALI LIABES DE SIDI BEL-ABBES, 2019
- [10] Zbigniew Hanzelka and Andrzej Bien, « Guide Power Quality, Section 3: Harmoniques », AGH University of Science and Technology. Leonardo Eenergy, Edition Août 2007.
- [11] Guide technique, «Les Perturbations Electromagnétiques basse et haute fréquence», Intersections, le magazine Schneider Electric de l'enseignement technologique et professionnel, Juin 2000.
- [12] Alain Charoy « Compatibilité Électromagnétique » 2ieme édition DUNOD, paris, 2005.
- [13] BENNI kamel et BOUKREDIMI Kamel, 'Analyse spectro-temporelle d'un convertisseur DC/DC de type BUCK', mémoire de master en électromécanique, Centre universitaire d'Aïn Témouchent, septembre 2020.
- [14] L. Jean Luc, « Cours de CEM : Les couplages électromagnétiques ». mai-2012.

- [15] Philippe Barrade, "Electronique de puissance : méthodologie et convertisseurs élémentaires", Presse polytechnique et universitaire romande, 2006.
- [16] Wei MI, "Extraction des paramètres et domaine de validité du modèle d'un composant de puissance", Thèse de doctorat.
- [17] Guy Séguier, Électronique de puissance, 7th edition, Dunod, Paris 1999
- [18] M. Correvon, Les semiconducteurs de puissance deuxième partie, le MOSFET, Electronique de puissance, Haute école spécialisée de Suisse Occidentale
- [19] Eliana Rondon-Pinilla, "Conception de convertisseurs électroniques de puissance à faible impact électromagnétique intégrant de nouvelles technologies d'interrupteurs à semi-conducteurs", Thèse de doctorat de l'école centrale de Lyon, France, 18 juin 2014.
- [20] F. Xu, T.J. Han, J. Dong, L.M. Tolbert, W. Fei, J. Nagashima, J.K. Sung, S. Kulkarni, F. Barlow, "Development of a SiC JFET-Based Six-Pack Power Module for a Fully Integrated Inverter," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.28, no.3, pp.1464,1478, March 2013
- [21] R-M. Popescu, "Vers de nouvelles méthodes de prédiction des performances CEM dans les convertisseurs d'Electronique de Puissance," Thèse de l'Université Joseph Fourier, Spécialité Génie Electrique," soutenue en 1999.
- [22] L. Fakhfakh, Contribution à l'Étude et à la Mesure des Perturbations Conduites dans Un Convertisseur de Puissance, Master recherche de L'École Nationale d'Ingénieurs de Sfax, 2010.

Résumé :

La compatibilité électromagnétique est l'étude de trois principaux points : les sources de perturbation, leur mode de couplage et de propagation, et à la susceptibilité électromagnétique. Dans ce mémoire de fin d'études, nous allons effectuer une analyse temporelle et fréquentielle d'un hacheur Buck et l'effet du MOSFET sur le contenu spectral du signal généré.

Mots clés : Compatibilité électromagnétique, MOSFET, analyse spectrale, hacheur

Abstract:

Electromagnetic compatibility is the study of three main points: sources of disturbance, their mode of coupling and propagation, and electromagnetic susceptibility. In this graduation thesis, we will perform a temporal and frequency analysis of a Buck converter and the effect of the MOSFET on the spectral content of the signal generated.

Keywords: Electromagnetic compatibility, MOSFET, spectral analysis, buck converter

ملخص:

التوافق الكهرومغناطيسي هو دراسة ثلاث نقاط رئيسية: مصادر الاضطراب ، وطريقة اقترانها وانتشارها ، وقابليتها الكهرومغناطيسية. في نهاية أطروحة الدراسات هذه ، سنقوم بإجراء تحليل زمني وتردد لمحول باك وتأثير MOSFET على المحتوى الطيفي للإشارة المتولدة.

كلمات مفتاحية:

التوافق كهرومغناطيسي ، MOSFET ، التحليل الطيفي ، محول باك