

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République algérienne démocratique et populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
جامعة بلحاج بوشعيب عين تموشنت
Université-Ain-Temouchent- Belhadj Bouchaib
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de génie électrique



Projet de fin d'études
Pour l'obtention du diplôme de Master en :
Domaine : SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
Filière : Electrotechnique
Spécialité : Commandes Electriques
Thème

**Etude du comportement CEM d'un convertisseur
statique DC/DC BOOST dans un circuit électrique à
base d'un filtre**

Présenté Par :

- 1) Mr: ZOUATINE NADIR MOHAMED
- 2) Mr: EL HEADJALI MOHAMED REDA

Devant le jury composé de :

Pr YOUNES Mohamed

Pr UAT.B.B (Ain Temouchent) Président

Mr AYACHE Zouaoui

MAAUAT.B.B (Ain Temouchent) Examineur

Dr BENAZZA Baghdadi

M C B

UAT.B.B (Ain Temouchent) Encadrant

Année universitaire 2020/2021

REMERCIEMENTS

Tout d'abord nous remercions le bon dieu tout puissant qui nous a guidé dans nos pas, qui nous a donné le courage, la volonté, et la patience pour surmonter les épreuves que nous avons rencontré tout au long de nos vie.

Nous tenant à exprimer nos sincère gratitude et reconnaissance à notre encadrant : **Mr BENAZZA Baghdadi** pour son aide, sa disponibilité et ses conseils. Nos remerciements s'adressent également à tous nos professeurs pour leurs générosités et la grande patience dont ils ont su faire preuve malgré leurs charges académiques et professionnelles.

Enfin nous remercions toute personne ayant contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

DEDICACES

*Je dédie ce modeste travail à mes très chers parents, ma source
d'encouragement et de réussite, pour leur aide ainsi que leur
soutien, merci ;*

A tout ma petite famille

Ames meilleur sa mis et à tous ceux qui mes ont chère.

A toute la promotion 2020/2021.

Mohamed Réda / Mohamed Nadir

Sommaire

Sommaire	I
Liste des figures	IV
Nomenclature.....	VI
Introduction Générale	1
CHAPITRE I GENERALITES SUR COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE ENELECTRONIQUE DE PUISSANCE	
1. Introduction.....	3
1.1 Un objectif fondamental:.....	3
1.2 L'instauration d'une réglementation:.....	3
1.3 La définition de normes européennes:.....	3
2. 2. Définition de le CEM.....	4
3. Activités liées à la CEM	5
4. La CEM dans les convertisseurs de puissance	6
4.1 Origine des perturbations électromagnétiques dans les convertisseurs de puissance	6
4.2 Mode commun et mode différentiel :	6
4.2.1 Mode différentiel ou symétrique (MD):	7
4.2.2 Mode commun ou asymétrique (MC) :	7
5. Réglementation en CEM	7
6. Causes des perturbations en électronique de puissance	8
6.1 Classifications des perturbations électromagnétiques Perturbations conduites:	9
6.1.1 Perturbations rayonnées:	9
7. Les harmoniques	10
7.1 Description du phénomène:	10
7.2 Sources harmoniques:	10
7.3 Effet des harmoniques:	11
8. Quelques techniques de réduction des perturbations en électronique de puissance ...	11
8.1 Technique de blindage:	11
8.2 Technique du filtrage:	11
8.2.1 Filtrage passif:	11
8.2.2 Filtrage actif :	12
8.2.3 Filtrage hybride:	12
9. Conclusion.....	12

CHAPITRE IILES PERTES ELECTROMAGNETIQUES DANS LES CONVERTISSEURS STATIQUE DC/DC "BOOST"

1. Introduction	14
2.Généralité sur les hacheurs	15
2.1. Domaine d'utilisation des hacheurs	16
2.2. Types des hacheurs	16
2.3.Les hacheurs réversibles.....	16
2.4. Les hacheurs non réversibles	17
3.Modélisationdu hacheur élévateur de type BOOST	19
3.1 Présentation.....	19
3.2 Modélisation du Hacheur "Boost"	19
3.3. Chronogramme du courant et de la tension	21
4. Les pertes dans les convertisseursDC/DC.....	22
5. Présentation de la problématique liée aux pertes.....	24
5.1 Pertes par conduction	25
6.2. Pertes à l'état bloqué	26
6.3 Pertes par commutation.....	26
7. Les Pertes électromagnétiques dans le convertisseur	27
« BOOST ».....	27
7.1. Simulation de tension et courant du circuit "Boost"	28
8. Conclusion.....	32

CHAPITRE IIIETUDE ET ANALYSE DES PERTES ELECTROMAGNETIQUE DANS UN CONVERTISSEUR STATIQUE DC/DC

1.Introduction	34
2. Généralités sur LTspice	34
2.1. Définition	34
2.2. Les avantages de LTSPICE	34
2.3. Fonctionnement de LTSPICE	35
2.4. Module schématique	35
3. Réseaux Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL).....	36
3.1. Définition.....	36
3.2. Principe de fonctionnement	36
3.3. Rôle du RSIL dans le cadre de mesures normalisées	37
3.4. Problématiques liées au RSIL	38

3.4.1. Origine de la forme de l'impédance du réseau	38
4. Résultats de simulation et Interprétations	40
4. 1. Circuit à base d'un Boost sans filtre	40
4.1.1. Résultats et interprétations	40
4.2. Circuit à base d'un Boost avec filtre.....	46
4.2.1. Résultats et interprétations	47
Conclusion Général	60
Bibliographique.....	61

Liste des figures

Figure 1 Schéma de la problématique de la CEM.[4]	5
Figure 2 ropagation de courants parasites en mode différentiel[6]	7
Figure 3 Propagation de courant parasite en mode commun[6]	7
Figure 4 Forme d'onde trapézoïdale associée à la commutation	9
Figure 5 représentation temporelle des harmoniques.....	10
Figure 6. Principe de fonctionnement du filtre actif parallèle	12
Figure 7 schéma de principe du hacheur. [17].....	15
Figure 8 Schéma de principe d'un hacheur réversible en tension[17]	16
Figure 9 Schéma de principe d'un hacheur réversible en courant[17].....	17
Figure 10: Schéma de principe d'un hacheur réversible en courant et en tension[17]	17
Figure 11: Schéma de principe d'un hacheur Buck[17]- Le hacheur parallèle (survolteur ou Boost).....	17
Figure 12: Schéma de principe d'un hacheur Boost[17]	18
Figure 13:Schéma de principe d'un hacheur Buck-Boost[17]- Le hacheur à stockage capacitif (Çuk).(Figure14).....	18
Figure 14: Schéma de principe d'un hacheur Çuk[17]	18
Figure 15: Représentation générale des hacheurs non réversibles[17]	18
Figure 16: Schéma complet du hacheur élévateur de type BOOST[19]	19
Figure 17: Convertisseur Boost (élévateur de tension).[19].....	19
Figure 18:Convertisseur Boost durant l'état on.[19]	20
Figure 19: Convertisseur Boost durant l'état off[19].....	20
Figure 20:Forme d'ondes des principales grandeurs d'un Hacheur parallèle (Conduction continue)[31].	22
Figure 21:Spectre de la tension de perturbation deMD[26].	23
Figure 22:Spectre de la tension de perturbation de MC[26].....	24
Figure 23: Structure simplifiée d'un IGBT avec son symbole[27]	25
Figure 24: Caractéristique $I_c = f(v_{ce})$ pour différentes valeurs de VGE.....	26
Figure 25: Pertes de conduction et pertes de commutation[30]	27
Figure 26:convertisseur Boost[44.45.46]	28
Figure 27: Réponse temporelle de la tension à la sortie du MOSFET	28
Figure 28: Réponse fréquentielle de la tension à la sortie du MOSFET	29
Figure 29: Réponse temporelle du courant à la sortie du Mosfet.....	29
Figure 30: Réponse fréquentielle du courant à la sortie du Mosfet.....	30
Figure 31: Réponse temporelle de la tension à la sortie de la diode	30
Figure 32: Réponse fréquentielle de la tension à la sortie de la diode	31
Figure 33: Réponse temporelle du Courant à la sortie de la diode	31
Figure 34: Réponse fréquentielle du Courant à la sortie de la diode	32
Figure 35: schéma de fonctionnement LTspice [35].....	35
Figure 36: Photo explicative du déroulement du process de simulation.....	35

Figure 37: Photo explicative de la simulation	36
Figure 38: réseaux stabilisateur d'impédance de ligne [1]	37
Figure 39: RSIL monophasé [37]	37
Figure 40: Principe de mesure des perturbations conduites avec le RSIL[37]	38
Figure 41 Impédances mesurées par comparées au standard. [39]	39
Figure 42: Impédances mesurées par comparées au standard CISPR. [40]	39
Figure 43: Impédances mesurées par comparées aux standards CISPR et VDE 0877. [42]	39
Figure 44: Circuit à base du Boost sans connectique [44.45.46]	40
Figure 45: Réponse temporelle de la tension (+) au niveau RSIL : V_{RSIL+}	41
Figure 46: Réponse fréquentielle de la tension (+) au niveau du RSIL : V_{RSIL+}	41
Figure 47: Réponse temporelle de la tension (-) au niveau du RSIL : V_{RSIL-}	42
Figure 48: Réponse fréquentielle de la tension (-) au niveau du RSIL : V_{RSIL-}	42
Figure 49: Réponse temporelle de la tension à la sortie du MOSFET	43
Figure 50: Réponse fréquentielle de la tension à la sortie du MOSFET	43
Figure 51: Réponse temporelle de la tension à la charge	44
Figure 52: Réponse fréquentielle de la tension à la charge	44
Figure 53: Réponse temporelle du courant à la sortie du MOSFET	45
Figure 54: Réponse fréquentielle du courant à la sortie du MOSFET	45
Figure 55: Réponse temporelle du courant à la charge	46
Figure 56: réponse fréquentielle du courant à la charge	46
Figure 57 : circuit à base de boost avec un connectique filtre [44.45.46]	47
Figure 58: Réponse temporelle de la tension (+) au niveau du RSIL : V_{RSIL+}	47
Figure 59: Réponse fréquentielle de la tension(+) au niveau RSIL : V_{RSIL+}	48
Figure 60: Réponse temporelle de la tension (-) au niveau du RSIL : V_{RSIL-}	48
Figure 61: Réponse fréquentielle de la tension (-) au niveau du RSIL : V_{RSIL-}	49
Figure 62: Réponse temporelle de la tension à la sortie du MOSFET	49
Figure 63: Réponse fréquentielle de la tension à la sortie du MOSFET	50
Figure 64: Réponse temporelle de la tension à la charge	50
Figure 65: Réponse fréquentielle de la tension à la charge	51
Figure 66: Réponse temporelle du courant à la sortie du MOSFET	51
Figure 67: Réponse fréquentielle du courant à la sortie du MOSFET	52
Figure 68: Réponse temporelle du courant à la charge	52
Figure 69: Réponse fréquentielle du courant à la charge	53

Nomenclature

CEM : Compatibilité Electromagnetique

MD : Mode différentiel

MC : Mode commun

HF: Haut fréquence

BF: base fréquence

EMC: electromagnétique compatibility

CE: communauté européen

CEE: communauté économique européen

TC: comité technique

CEMELEC: Comité Européen de Normalisation en Électrotechnique

CISPR: Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques

FC: fréquence de Commutation

FS: switching frequency

MCC: moteur courant continu

RSIL: réseaux stabilisateur d'impédance de ligne

Introduction General

Les systèmes électriques et/ou électroniques ne sont pas isolés de leur environnement. De l'énergie électromagnétique peut donc franchir non intentionnellement leurs frontières soit pour y pénétrer, soit pour s'en échapper. Cette énergie parasite est appelée perturbation électromagnétique.[49]

Tous les appareils électroniques sont susceptibles d'émettre des champs électromagnétiques et d'y être sensibles. Avec la prolifération des appareils électroniques, le risque de perturbations électromagnétiques et d'interférences entre les appareils est extrêmement important. Aucun produit ou installation électrique ne peut être considéré comme convenablement conçu et complètement opérationnel si tous les aspects relatifs à la CEM ne sont pas pris en compte dès sa conception.[50]

Un appareil électrique peut générer des perturbations électromagnétiques par rayonnement dans l'air ou par conduction via son câble d'alimentation ou d'autres liaisons électriques dont il est équipé. A l'inverse, le fonctionnement de cet appareil peut être perturbé par des ondes électromagnétiques rayonnées dans l'air ou transmises via sa ligne d'alimentation ou autres câblages électriques nécessaires à son utilisation.[50]

Les convertisseurs d'électronique de puissance sont installés dans le but de contrôler et de piloter la vitesse des actionneurs rotatifs. Le principe de fonctionnement des convertisseurs génère des perturbations électromagnétiques à large étendue spectrale et de grande amplitude. Le câble de puissance représente sans aucun doute le vecteur privilégié pour la circulation des perturbations conduites ; il constitue par conséquent la principale source de rayonnement de ces perturbations. [51]

De ce fait, dans le chapitre 1 nous dresserons un état de l'art sur la CEM ainsi que les différentes techniques de modélisation et de simulation des perturbations conduites développées au cours de ces dernières années.

Dans le Chapitre 2 une modélisation fine qui présentera l'origine et les chemins de propagation des perturbations électromagnétiques conduites dans une structure de convertisseurs statiques D/DC Boost. Il est illustré par des résultats de simulation sous le logiciel LTSPICE, par lesquelles on peut voir des perturbations conduites illustrées par les convertisseurs de puissance " Boost " en présence des câbles de connexions.

dans le Chapitre 3, nous nous intéresserons à la L'impact CEM dans un circuit électrique à base de convertisseur statique DC/DC tout en ajoutant un RSIL et les câbles de connexion pour minimiser les perturbations électromagnétiques.

Enfin, nous terminerons notre travail par une conclusion générale et des perspectives possibles donnant suite à ces travaux.

CHAPITRE I

GENERALITES SUR COMPATIBILITE

ELECTROMAGNETIQUE ENELECTRONIQUE DE

PUISSANCE

1. Introduction

La CEM, ou compatibilité électromagnétique, concerne tous les secteurs de l'électronique et de l'électricité. La fréquence examinées vont du continu au GHz.

La difficulté pour assimiler tous les aspects de la CEM est liée à la spécialisation nécessaire des scientifiques et des professionnels, dont la compétence s'est généralement affirmée, soit en HF (télécommunications principalement), soit en BF (électrotechnique et électronique de puissance), soit encore en «numérique» (traitement et transmission de signaux, informatique industrielle). [1]

Comme tout système physique en activité, les appareils électriques et électroniques interagissent avec leur environnement. Ils présentent une certaine sensibilité aux phénomènes qui le concernent, et le perturbent à leur tour. [2]

L'utilisation croissante des appareils électriques et électroniques, et l'usage de plus en plus répandu de systèmes de traitement d'information utilisant des signaux de faible énergie, et de ce fait sensibles aux perturbations, a rendu nécessaire une approche nouvelle de cette problématique. Celle-ci est fondée sur les bases suivantes : [2]

1.1 Un objectif fondamental:

Les ressources technologiques nécessaires aux différentes activités humaines (activités économiques au sens large) doivent pouvoir fonctionner simultanément, dans de bonnes conditions de sécurité et de confort. [2]

1.2 L'instauration d'une réglementation:

L'objectif fondamental ne peut être atteint sans que des dispositifs techniques ne soient mis en œuvre, tant pour limiter la gêne que provoque l'usage d'un appareil ou d'une installation, que pour protéger chaque appareil des effets néfastes des autres. Ces dispositifs présentent un coût supplémentaire pour les produits, et donc une pénalité sur le plan commercial. Il était donc nécessaire d'instaurer un régime équitable en adoptant des mesures contraignantes qui s'appliquent à tous. [2]

1.3 La définition des normes européennes:

Une réglementation devait avoir une portée nécessaire à la couverture de l'espace marchand, notamment sur le plan européen. Elle devait reposer avec discernement :

- sur l'état de la technique dans les différents domaines identifiables :
télécommunication, appareils domestiques, matériel de soudage...

- sur les critères objectifs de comportement des appareils. (Comment caractériser et mesurer l'effet des perturbations?)
- sur les usages antérieurs dans les différents pays (synthèse et révision des réglementations en usage)
- sur les consensus ou les compromis entre les partenaires industriels et économiques, quant à la définition – toujours en voie d'évolution – des niveaux acceptables et des dispositifs réglementaires.

Avec les normes, un vocabulaire spécialisé est apparu. Il fallait bien adopter des termes adéquats pour désigner des notions auxquelles elles font référence. Précisons au passage quelques termes et leurs abréviations :

CEM: Compatibilité Electromagnétique.

EMC : Electromagnétique Compatibility, l'équivalent anglais

CE : Communauté Européenne (et non " Compatibilité Electromagnétique" !) [2]

2. 2. Définition de le CEM

La compatibilité électromagnétique (CEM) est la discipline concernant « l'aptitude d'un appareil ou d'un système électrique ou électronique à fonctionner dans son environnement électromagnétique de façon satisfaisante et sans émettre de perturbations non supportables pour tout ce qui se trouve dans son environnement » Les perturbations électromagnétiques sont dues à des énergies électriques parasites franchissant non intentionnellement les frontières d'un système électrique ou électronique considéré et son environnement. [3]

Cette énergie peut perturber des systèmes environnants définis comme "victimes" et parfois le système lui-même.

La compatibilité électromagnétique doit s'occuper de trois points ci-après, les émissions ou perturbations électromagnétiques indiquent le pouvoir perturbateur.

- D'un équipement électrique qui peut perturber le fonctionnement d'autres équipements et aussi la santé des êtres vivants.
- La susceptibilité électromagnétique : indique la capacité de ce même dispositif à supporter les perturbations venues de l'extérieur.
- Le couplage : c'est le phénomène de propagation des perturbations qui se produit entre la source et la victime.

Finalement la problématique en CEM est limitée à trois principaux centres d'étude (figure 1):

- Les sources de perturbations
- Leur mode de couplage et de propagation
- Les effets des perturbations sur les "victimes", qui correspondent au concept des usceptibilité électromagnétique ou d'immunité. [4]



Figure 1 Schéma de la problématique de la CEM.[4]

La problématique de la CEM dans la conception de convertisseurs d'électronique de puissance désigne la cellule de commutation comme la « source » de perturbations. Ces dernières sont propagées vers la charge et le réseau d'alimentation (ou la source) désignées comme les « victimes », la propagation des perturbations est liée à leurs environnements respectifs.[4]

3. Activités liées à la CEM

La réglementation CEM, dont le signe lisible pour le consommateur est le marquage CE, est donc loin d'être une seule discipline technologique. C'est le concours d'un certain nombre de secteurs d'activité à un dispositif international complexe, toujours en mouvance. On peut en donner succinctement la liste:

- Activités de recherche et développement menées en milieu universitaire et industriel et qui portent en particulier sur :
 - la proposition de modèles théoriques;
 - le développement de techniques moins « polluantes »;
 - le perfectionnement des méthodes d'évaluation et des systèmes de métrologie.
- Activités liées à l'évaluation du comportement des appareils:
 - mesures de CEM en phase de développement des produits, il s'agit surtout d'unités spécialisées au sein des fabricants de matériels et qui effectuent l'essentiel des tests pour les besoins de leurs services de recherche et développement;
 - mesures de CEM en phase de qualification : ce sont en particulier les laboratoires spécialisés qui agissent pour le compte des entreprises préparant la mise sur le marché de leurs produits.
- Activités de réglementation et de surveillance, activités juridiques.

En relation avec de nombreux partenaires issus des instances publiques, des milieux professionnels (par exemple des groupements interprofessionnels de constructeurs), des experts... il s'agit :

- d'ériger et de maintenir les structures de concertation a dhoc,
- de proposer de nouvelles dispositions aux organismes de normalisation,

-de faciliter l'adaptation et l'harmonisation au plan européen des textes réglementaires.

A cela s'ajoutent toutes les activités juridiques inhérentes à l'application de la réglementation et au traitement des situations particulières des assujettis vis à vis de la réglementation.

- Activités liées à la formation et à l'enseignement.[2]

4. La CEM dans les convertisseurs de puissance

4.1 Origine des perturbations électromagnétiques dans les convertisseurs de puissance

Le convertisseur statique, par son fonctionnement en découpage, produit des variations brusques de tension et de courant. Ces variations sont à l'origine de parasites, appelés perturbations électromagnétiques, qui se propagent de manière involontaire au sein du circuit et/ ou vers son extérieur. Ces perturbations s'ajoutent aux signaux utiles et nuisent au fonctionnement normal du circuit et celui des appareils du voisinage. Ainsi, chaque système peut être vu comme émetteur ou récepteur des perturbations, on parle d'émission et de susceptibilité.[5]

Deux types de perturbations peuvent être distingués suivant la nature de leurs propagations. Les perturbations conduites se propagent par conduction électrique (plan de masse, câblages,...) et les perturbations rayonnées se propagent par champ électromagnétique. Dans notre étude nous nous limiterons à l'étude des perturbations conduites. [5]

4.2 Mode commun et mode différentiel

Les perturbations conduites peuvent se propager suivant deux modes différents, le mode commun et le mode différentiel. Lorsque les courants parasites circulent en parcourant les liaisons dans le même sens, en se refermant par équipotentielle, on parle de mode commun. Dans le cas où les courants circulent en sens inverse on parle de mode différentiel.

Une définition classique, très souvent utilisée, des tensions et courants de mode commun (V_{mc} , i_{mc}) et de mode différentiel (V_{md} , i_{md}) est exprimée par les équations (I.1 et I.2), (I.3 et I.4)

$$V_{md} = V_1 - V_2 \quad (I.1)$$

$$i_{md} = i_1 - i_2 \quad (I.2)$$

$$V_{mc} = \frac{V_1 + V_2}{2} \quad (I.3)$$

$$i_{mc} = (i_1 + i_2)/2 \quad (I.4)$$

4.2.1 Mode différentiel ou symétrique (MD)

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.[4]

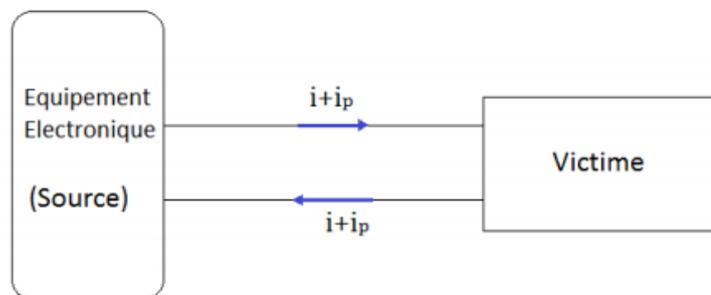


Figure 2 Propagation de courants parasites en mode différentiel [6]

4.2.2 Mode commun ou asymétrique (MC)

Le courant se propage simultanément sur tous les conducteurs et se reboucle par les circuits de masse (figure 3). Le couplage est de nature essentiellement capacitif (ce couplage est involontaire), 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[7].

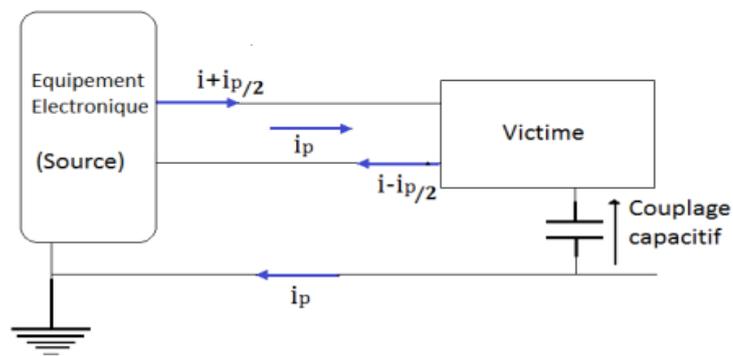


Figure 3 Propagation de courant parasite en mode commun[6]

5. Réglementation en CEM

Dans l'étude de la CEM les exigences sur les limites des perturbations provoquées par un équipement électrique sont représentées par des normes bien définies. Au niveau des pays de la Communauté Economique Européenne (CEE), la réglementation en CEM est élaborée par les différents Comités Techniques (TC) du Comité Européen de Normalisation en Électrotechnique (CENELEC). Cette directive

stipule que tous les appareils électriques susceptibles de créer des perturbations électromagnétiques, ou dont le fonctionnement est susceptible d'être affecté par ces perturbations, ne peuvent être commercialisés dans les pays de la CEE que s'ils sont conformes à ces spécifications.[8]

Ces normes sont, au plan international, formulées par le Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques (CISPR). Il promeut les accords internationaux relatifs aux perturbations électromagnétiques et facilite le commerce international. Les normes sont divisées en deux catégories: la première définit les niveaux tolérés d'émission conduite ou rayonnée, et la deuxième définit la susceptibilité électromagnétique d'un équipement. La définition de ces normes dépend aussi de l'endroit où les systèmes vont travailler, pour cette raison les normes prévoient trois classes d'appareils:

- Classe A : Pour les appareils destinés à être utilisés en milieu industriel, commercial ou d'affaires.
- Classe B : Pour les appareils destinés à être utilisés dans les locaux d'habitation et d'industrie légère.
- Classe C : Pour les instruments de test. [4]

6. Causes des perturbations en électronique de puissance

L'usage de dispositifs en électronique de puissance a augmenté de manière significative ces dernières années. Ces dispositifs sont de plus en plus utilisés dans le transport terrestre et aérien, dans les applications domestiques et grand public et dans les énergies renouvelables. Ils sont basés sur un fonctionnement en commutation des semi-conducteurs [9].

Le fonctionnement d'un convertisseur statique est polluant, car les temps de commutation sont très courts et les amplitudes très élevées. Les commutations rapides permettent de réduire les pertes lors des commutations (présence simultanée de la tension et du courant dans les interrupteurs). Les ordres de grandeurs des gradients de commutation peuvent varier entre 100 à 1000 A/ μ s pour les di/dt et de 5 à 50kV/ μ s pour les dv/dt . Un autre facteur qui augmente la pollution électromagnétique est la fréquence de découpage très élevée (qui peut être de 100Hz à 1MHz).[9]

Il existe différents facteurs propres à la cellule de commutation qui peuvent affecter fortement la signature spectrale du convertisseur tels que les non-linéarités des composants semi-conducteurs ainsi que les éléments parasites des composants passifs.

•Le temps de commutation τ : le temps de commutation est un facteur important dans le mécanisme de génération de perturbations car il contrôle les « dv/dt » et les « di/dt » (figure 4).

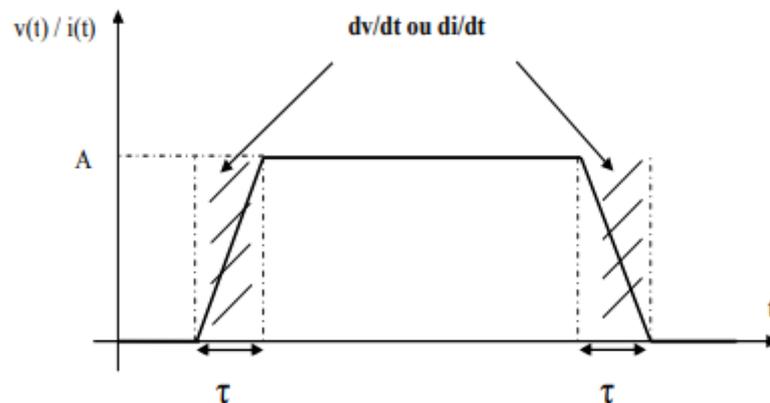


Figure 4 Forme d'onde trapézoïdale associée à la commutation [9]

- La fréquence de Commutation FC : l'augmentation de la fréquence de commutation se traduit par une translation du spectre à hautes fréquences. Pour avoir une réduction des perturbations conduites il est préférable de choisir la valeur la plus faible pour cette fréquence. [9]

- Composants parasites de la cellule de commutation : dans la cellule de commutation, il existe des éléments parasites comme les inductances de câblage, les capacités propres de semi-conducteurs et les capacités entre pistes et plan de référence, qui modifient le fonctionnement électrique du convertisseur créant des répercussions sur le spectre [9]

6.1 Classifications des perturbations électromagnétiques

6.1.1 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) [8] [9]

6.1.2 Perturbations rayonnées

Les appareils perturbateurs sont surtout les alimentations à découpage utilisées dans de nombreux appareils électroniques.

Le découpage (commutation) se fait à fréquence élevée (plusieurs dizaines ou centaines de kHz), ces commutations rapides sont à l'origine des différentiels de tension dv/dt (et de courant) di/dt élevés. Ces derniers entraînent des émissions dans la bande de 10 kHz à 1GHz et elles se propagent par conduction et par rayonnement. [8]

La commutation des éléments semi-conducteurs entraîne des perturbations conduites avec le mode différentiel à travers le processus de la conversion de l'énergie et

des perturbations conduites avec le mode commun à travers un couplage capacitif ou inductif, notons que dans cette bande de fréquences le mode commun est prépondérant. La partie haute fréquence ($>30\text{MHz}$) du spectre EMI se propage par rayonnement[8]

7. Les harmoniques

7.1 Description du phénomène

Les harmoniques sont les tensions ou les courants sinusoïdaux dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence du réseau (50 Hz dans notre cas).

Les perturbations harmoniques sont généralement créées par des appareils munis de dispositifs à caractéristique courant/tension non linéaire. Ces appareils peuvent être considérés comme des sources de courant harmoniques.

Les courants harmoniques produits par les différentes sources provoquent des chutes de tension harmonique sur les impédances du réseau.

Par suite du raccordement de charges capacitatives (par exemple de condensateurs de correction de facteur de puissance) et de l'effet capacitif des câbles, des résonances série ou parallèle peuvent se produire sur le réseau et provoquer des amplifications de la tension harmonique même en des points éloignés de la charge perturbatrice. [10](figure 5)

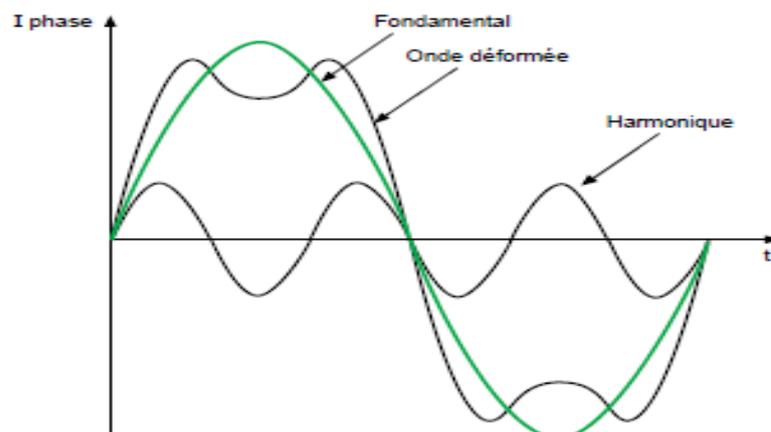


Figure 5 *représentation temporelle des harmoniques* [10]

7.2 Sources harmoniques

Les courants harmoniques sont produits dans de faibles proportions et avec de faibles niveaux de distorsion par les appareils de production, de transport et de distribution d'électricité. Ces sont les charges domestiques et industrielles qui provoquent la plus grande proportion de courants harmoniques avec des niveaux de distorsion relativement élevés.[11]

7.3 Effet des harmoniques

Les principaux effets préjudiciables liés aux harmoniques sont :

- Le fonctionnement défectueux de dispositifs de régulation;
- Le mauvais fonctionnement de dispositifs de télécommande et d'autres systèmes de transmission de signaux sur le réseau ,de relais de protection...
- Des pertes supplémentaires dans les condensateurs de compensation, les machines tournantes, les transformateurs et des câbles;
- Des perturbations téléphoniques.

Les effets nuisibles peuvent être classés soit en effets instantanés soit en effets à long terme.[11]

8.Quelques techniques de réduction des perturbations en électronique de puissance

Dans la pratique, il existe différentes techniques pour la réduction des perturbations électromagnétiques, chaque technique peut être avantageuse en quelques cas et non avantageuse en d'autre cas, quelques techniques sont données dans ce qui suit.[12]

8.1 Technique de blindage

Le blindage est constitué d'une enveloppe conductrice que l'on met en place autour de composants électriques pour constituer une barrière vis à vis des influences électrostatiques, magnétiques, ou électromagnétiques. On distingue : [12].

- le blindage magnétique
- le blindage amagnétique

8.2 Technique du filtrage

Généralement, les perturbations conduites peuvent être atténuées à l'aide de filtres bien conçus qui permettent de réduire les niveaux de puissance des différentes composantes fréquentielles dans une bande spécifiée. Il est nécessaire d'équiper l'installation polluée par des dispositifs de filtrage. Il existe trois types de filtrage :[12]

- Le filtrage passif
- Le filtrage actif
- Le filtrage hybride

8.2.1 Filtrage passif

Il est constitué d'une résistance, d'une inductance et d'un condensateur. Il est généralement conçu pour atténuer fortement le 5ieme et/ou 7ieme harmoniques. On

distingue deux types de filtres passifs permettant de réduire les harmoniques 5 et 7 : le shunt résonnant et le filtre amorti. [12]

8.2.2 Filtrage actif

Les inconvénients inséparables aux filtres passifs (non adaptabilité aux changements de charge et de réseau, phénomène de résonance,...), ainsi l'apparition des nouveaux composants semi-conducteurs, comme par exemple les thyristors GTO et les transistors IGBT ont conduit à concevoir une nouvelle technique de compensation des perturbations du réseau électrique, cette technique est appelée filtre actif. [12]

Le filtre actif est un convertisseur statique qui permet d'injecter dans le réseau des harmoniques en opposition de phase et de même amplitude, telle que l'onde résultante soit sinusoïdale. Pour cela, il génère un courant composé seulement par des harmoniques existants (même amplitude et en opposition de phase) (Figure 6). Le filtre actif est connecté au réseau soit en parallèle soit en série, suivant qu'il est conçu pour compenser les courants ou les tensions harmoniques. [12]

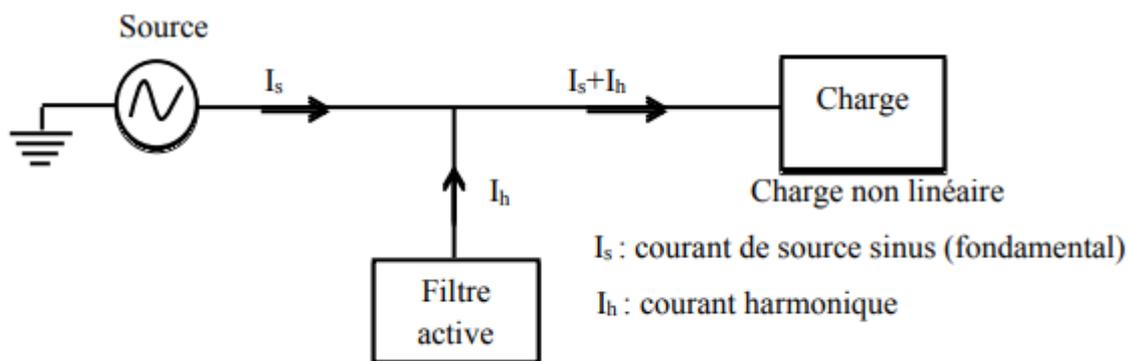


Figure 6. Principe de fonctionnement du filtre actif parallèle [12]

8.2.3 Filtrage hybride

Il y a également l'association d'un filtre actif avec un filtre passif que l'on appelle filtre hybride. Le rôle du filtre actif est de maintenir et d'améliorer les performances de filtrage en fonction de l'évolution de la charge et du réseau, tandis que le filtre passif s'occupe de la compensation d'une bonne partie des harmoniques. Le filtre hybride peut être installé soit en série soit en parallèle. [12]

9. Conclusion

Ce chapitre nous a permis de généraliser et revu quelques notions de base relative à la compatibilité électromagnétique en électronique de puissance. Le chapitre suivant sera consacré aux pertes électromagnétiques dans les convertisseurs statiques DC/DC Boost.

CHAPITRE II

LES PERTES ELECTROMAGNETIQUES DANS LES CONVERTISSEURS STATIQUE DC/DC "BOOST"

1. Introduction

Les hacheurs sont les convertisseurs statiques qui permettent le transfert de l'énergie électrique d'une source continue vers une autre source continue. (Ils sont l'équivalents des transformateurs en alternatif).

Lorsque l'entrée et la sortie sont de natures dynamiques différentes, on peut les relier directement (on parle alors de hacheur à liaison directe). Lorsqu'elles sont de même nature dynamique, il faut faire appel à un élément de stockage momentané (on parle dans ce cas de hacheur à accumulation). Enfin dans le cas où l'isolation galvanique de la sortie avec l'entrée est une nécessité, on réalise des hacheurs dits « isolés ».

Suivant le degré de réversibilité que l'on désire, la structure du montage diffère. Enfin, suivant la puissance nominale du système, la technologie des composants ne sera pas la même.[13]

Les régulateurs de commutation appelés convertisseurs DC/DC utilisent des interrupteurs électroniques, à base de semi-conducteurs tels que : le thyristor, transistor de puissance ou l'IGBT...etc, parce qu'ils engendrent une faible perte de puissance lors de basculement d'un état à un autre [14].

Ces convertisseurs assurent des rendements élevés de conversion d'énergie et ils peuvent fonctionner à des fréquences élevées. Les caractéristiques dynamiques des convertisseurs DC/DC s'améliorent avec l'augmentation des fréquences de fonctionnement. Les fréquences de fonctionnement élevées permettent donc de parvenir à une réponse dynamique plus rapide aux changements rapides dans le courant de charge ou de la tension d'entrée [15].

Les convertisseurs continu-continu ont pour fonction de fournir une tension continue à partir d'une autre continue. La tension continue de départ peut être un réseau alternatif redressé et filtré, une batterie d'accumulateurs, une alimentation stabilisée,...etc. On distingue deux types de convertisseurs continu-continu.

Ceux qui sont non isolés, que l'on appellera simplement « les hacheurs », qu'ils soient abaisseurs ou élévateurs (dévolteurs ou survolteurs), qui correspondent aux applications moyennes et fortes puissances, et ceux qui contiennent un transformateur assurant l'isolation galvanique, que l'on appelle « alimentations à découpage », qui correspondent aux applications petites puissances de la conversion DC/DC (cas des alimentations du PC...). [16]

2. Généralité sur les hacheurs

Un hacheur ou "chopper" est un convertisseur statique qui permet de transformer une tension continue de valeur fixe en une autre continue réglable. C'est l'équivalent du transformateur en alternatif. La figure 7 montre le schéma de principe du hacheur : [17]

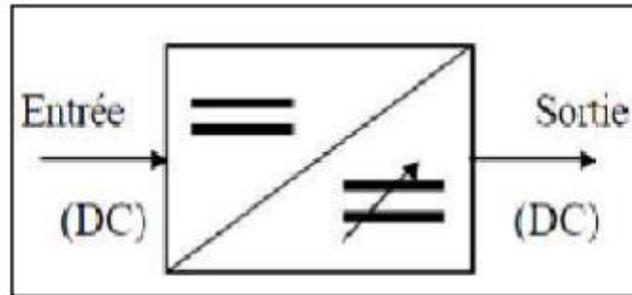


Figure 7 schéma de principe du hacheur. [17]

Le hacheur permet la modulation de l'énergie entre une source et une charge continues. Cette source et cette charge peuvent être soit de nature capacitive (source de tension), soit de nature inductive (source de courant). Il est constitué d'un interrupteur commandable qui peut être un transistor (pour des faibles puissances) ou un thyristor (pour grande puissance). [17]

Le rapport entre la durée ton de fermeture de l'interrupteur et la période de commutation T s'appelle le rapport cyclique « Duty Cycle ».

$$d = \frac{t_{on}}{T} \quad (II.1)$$

ou bien :

$$t_{on} = d.T \quad (II.2)$$

d'ou:

$$t_{off} = (1 - d).T \quad (II.3)$$

Pour des raisons expérimentales, on donne toujours la fréquence de commutation F_s « switching frequency » au lieu de la période de commutation. Un hacheur est un abaisseur (dévolteur ou Buck) lorsque la tension de sortie est inférieure à celle d'entrée. L'inverse est un hacheur élévateur (survolteur ou Boost).

Selon le procédé de hachage (découpage), on peut faire varier la valeur moyenne de la tension de sortie de 3 manières: [17]

- Hacheur à fréquence fixe et à largeur d'impulsion variable PWM.
- Hacheur à fréquence variable et à largeur d'impulsion fixe PFM.
- Hacheur à fréquence et à largeur d'impulsion variable.

2.1. Domaine d'utilisation des hacheurs

Un des gros domaines d'utilisation des hacheurs est la variation de vitesse du moteur à courant continu (MCC), Ils équipent par exemple la majorité des engins de moyenne traction, tels que ceux utilisés pour le métro. La première génération de TGV (TGV Sud Est) est équipée d'ensembles hacheurs-moteurs à courant continu.[16]

On trouve aussi des hacheurs dans tous les équipements destinés à l'utilisation de l'énergie éolienne ou solaire. Ils permettent de rendre constante une tension d'entrée très versatile. Les hacheurs sont également utilisés dans l'alimentation des moteurs pas à pas.

2.2. Types des hacheurs

Du point de vue réversibilité des grandeurs de sortie, on distingue deux catégories des hacheurs : Réversibles et irréversibles. La réversibilité permet d'apporter certains avantages aux hacheurs. On cite par exemple, l'inversion du sens de rotation des moteurs électriques, le freinage par récupération, rechargement des batteries par récupération,...etc. [17]

2.3. Les hacheurs réversibles

Les hacheurs réversibles permettent l'inversion du courant ou de la tension. Ce type de comportement se rencontre usuellement dans les systèmes d'entraînements électriques. Ainsi, un moteur en sortie d'un hacheur représente une charge.

Pendant, si on veut réaliser un freinage, le moteur va devenir une génératrice, ce qui va entraîner un renvoi d'énergie à la source (mieux qu'un simple freinage mécanique). Dans cette catégorie, on distingue trois types :

✓ hacheur réversible en tension (deux quadrants). C'est uniquement la tension appliquée à la charge qui peut prendre des valeurs positives ou négatives.(Figure8).

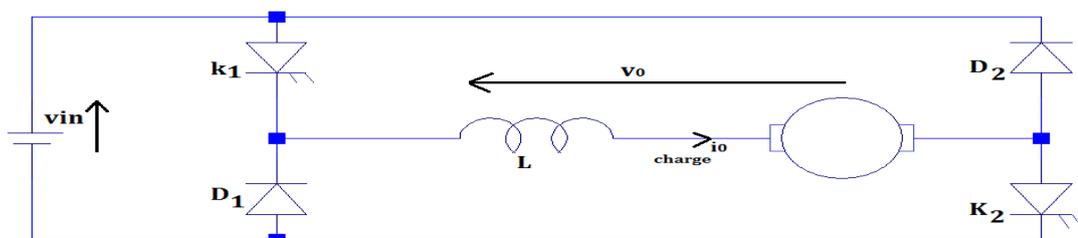


Figure 8 Schéma de principe d'un hacheur réversible en tension[17]

✓ hacheur réversible en courant (deux quadrants). C'est uniquement le courant de charge qui peut prendre des valeurs positives ou négatives (Figure9).

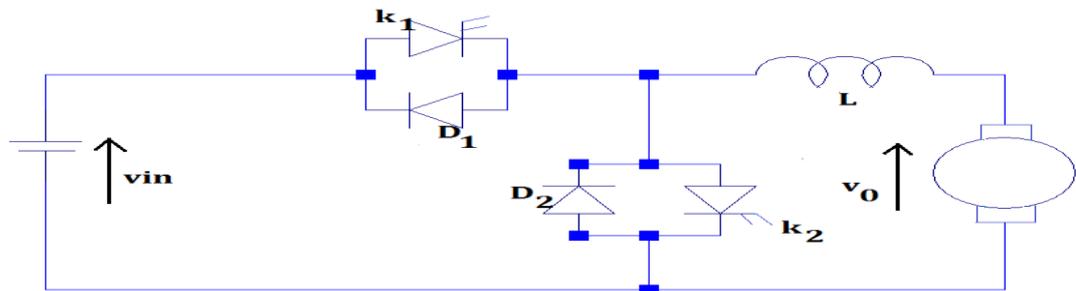


Figure 9 Schéma de principe d'un hacheur réversible en courant[17]

✓ hacheur réversible en courant et en tension (quatre quadrants). Grâce à la structure quatre quadrants, la tension et le courant de charge peuvent les deux avoir des allures positives ou négatives (Figure 10).

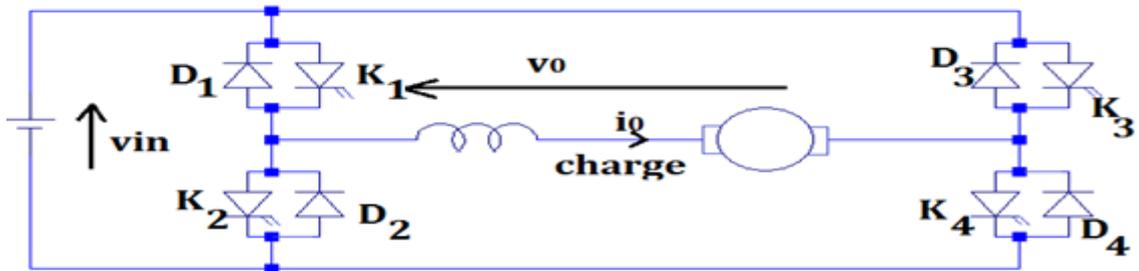


Figure 10 Schéma de principe d'un hacheur réversible en courant et en tension[17]

2.4. Les 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[18].

✓ Les hacheurs à liaison directe qui associent deux sources de nature différentes :

- Le hacheur série (dévolteur ou Buck) (Figure11)

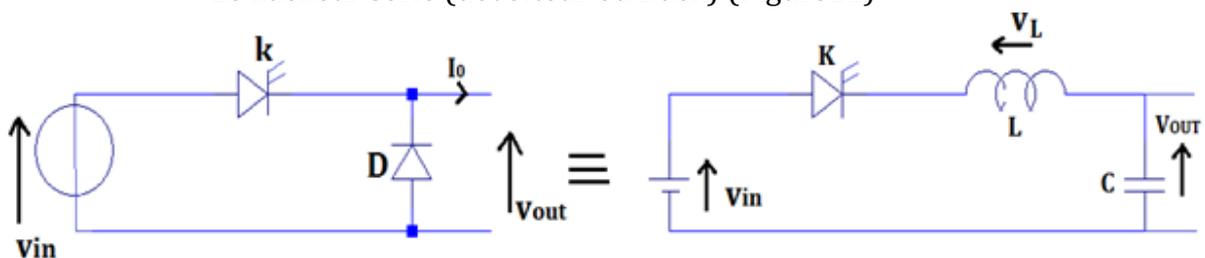


Figure 11 Schéma de principe d'un hacheur Buck[17]

- Le hacheur parallèle (survolteur ou Boost (Figure 12)

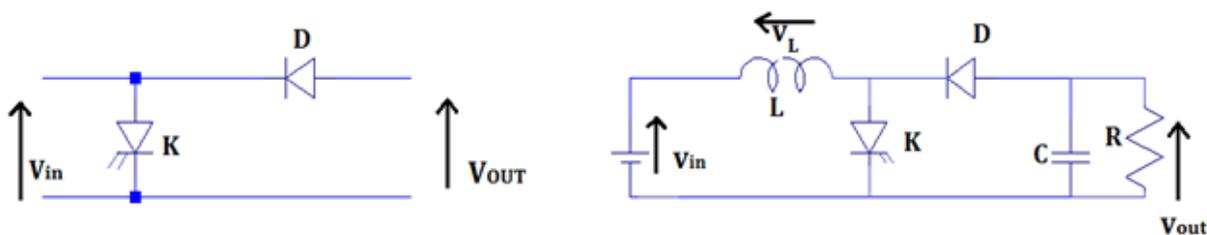


Figure 12 Schéma de principe d'un hacheur Boost [17]

✓ 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).(Figure 13)

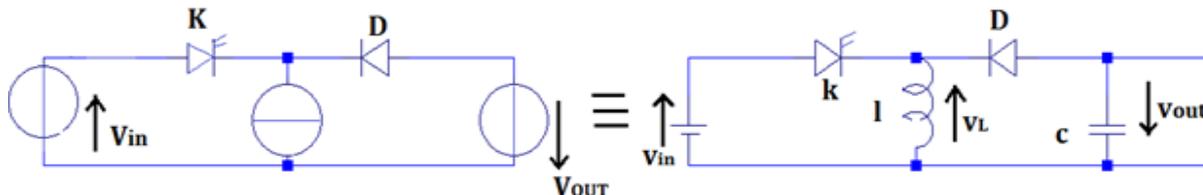


Figure 13 Schéma de principe d'un hacheur Buck-Boost[17]

- Le hacheur à stockage capacitif (Çuk).(Figure14)

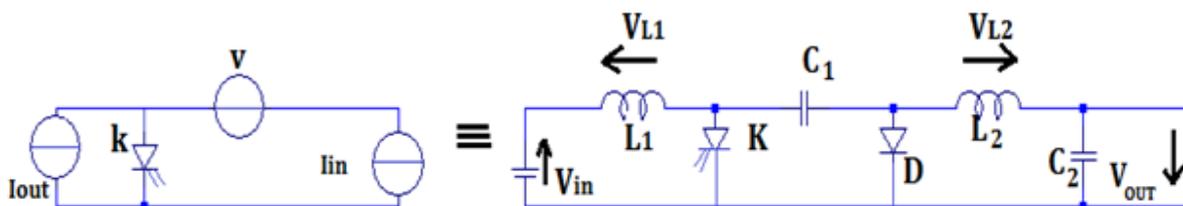


Figure 14 Schéma de principe d'un hacheur Çuk[17]

Le schéma synoptique qui résume les liaisons entre une source entrée (alimentation) et une source de sortie (charge) que ce soient des sources de courant ou de tension est représenté dans la figure ci-dessous(Figure 15).

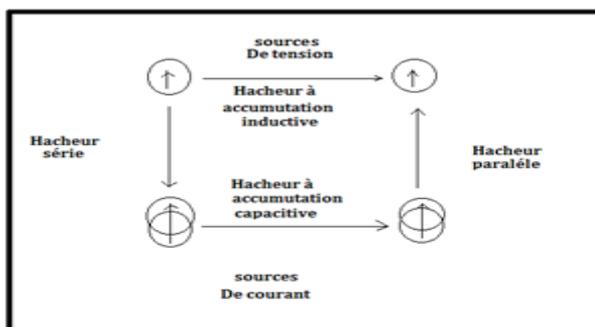


Figure 15 Représentation générale des hacheurs non réversibles[17]

3. Modélisation du hacheur élévateur de type BOOST

3.1 Présentation

La figure 16 suivante montre une présentation schématique d'un convertisseur DC/DC « Boost » simplifié sur le logiciel LTspice.

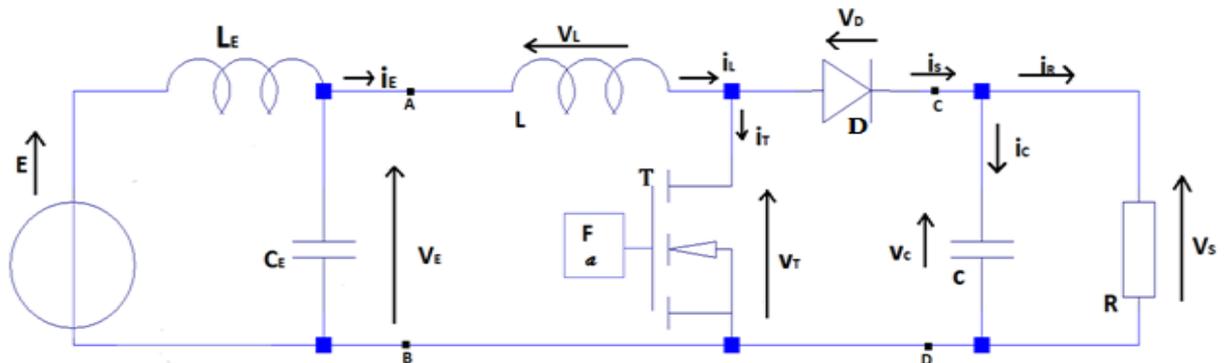


Figure 16 Schéma complet du hacheur élévateur de type BOOST[19]

Une inductance L est placée en série entre la tension continue d'entrée V_E .et un transistor T fonctionnant en commutation. Lorsque T est passant, le courant I_E augmente linéairement et une énergie E est stockée dans L. La diode D est bloquée. Puis, au blocage du transistor, l'inductance se décharge linéairement dans le condensateur et la charge R (supposée résistive) à travers la diode. Cette décharge n'est possible que si $V_s > V_E$. Le réseau D, C, R fonctionnant comme une "détection crête", la tension de sortie V_s est quasiment continue. Sa valeur dépend de V_E et du rapport cyclique:[20]

$$\alpha = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} \tag{II.4}$$

3.2 Modélisation du Hacheur "Boost"

Un convertisseur Boost, ou hacheur parallèle, est une alimentation à découpage (la figure 17) qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus forte valeur.

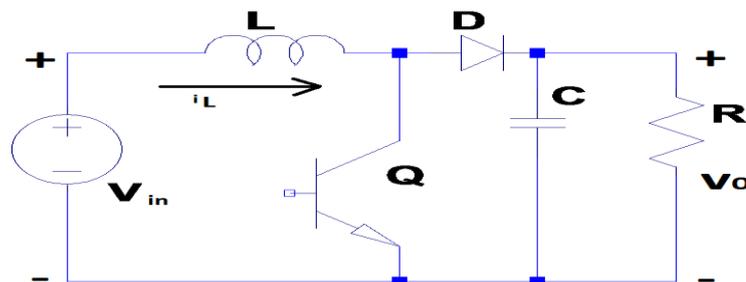


Figure 17 Convertisseur Boost (élevateur de tension).[19]

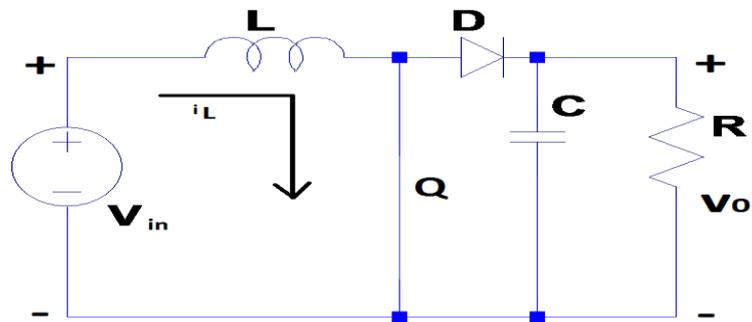


Figure 18 Convertisseur Boost durant l'état on.[19]

Si le commutateur Q est ouvert à t_0 et si la chute de tension aux bornes de la diode est négligée, alors V_o est égale à V_{in} .

Lorsque le commutateur est fermé (figure 18), la tension de la charge chute immédiatement à zéro si le condensateur C est omis. Le courant i_L circule à travers l'inductance L et augmente,

✓ les équations d'état sont:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (V_{in}) \\ \frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{C} (-V_o) \end{cases}, 0 < t < dT, Q: \text{on} \quad (II.5)$$

Lorsque Q est désactivé (figure. 19), l'inductance se trouve en série avec le générateur et sa f.é.m. s'additionne à celle du générateur (effet survolteur). Le courant i_L traversant l'inductance traverse ensuite la diode D , le condensateur C et la charge. Il en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans l'inductance vers le condensateur. Le courant décroît ensuite progressivement, car $V_o > V_{in}$:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (V_{in} - V_o) \\ \frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{C} (i_L - \frac{V_o}{R}) \end{cases} dT < t < T, Q: \text{off} \quad (II.6)$$

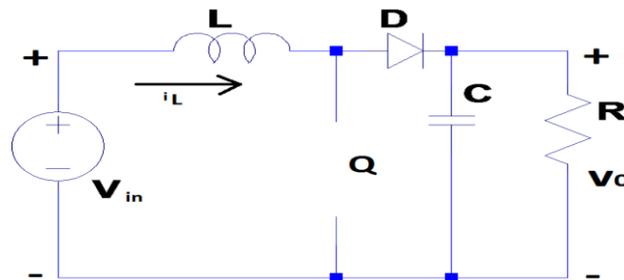


Figure 19 Convertisseur Boost durant l'état off [19]

La diode D permet d'éviter la décharge du condensateur C , lorsque le commutateur est activé. Le condensateur est supposé assez grand pour pouvoir Avec lisser la tension de la charge. La tension de la charge est donnée par :

$$V_0 = \frac{1}{1-D} V_{in} \quad (II.7)$$

Avec D : est le rapport cyclique ($0 < D < 1$)

$$D = \frac{T_{on}}{T_{off}} \quad (II.8)$$

3.3. Chronogramme du courant et de la tension

Condition pour visualiser les saigneux du chronogramme sont :

- ✓ **C** une valeur croissante
- ✓ on néglige le résistance de **L**
- ✓ des intercepteurs supposés par filtre

Les figures 20 et 21 montrent les courbes des Tensions et des courants dans un Boost à la sortie et l'entrée en fonction du rapport cyclique α :

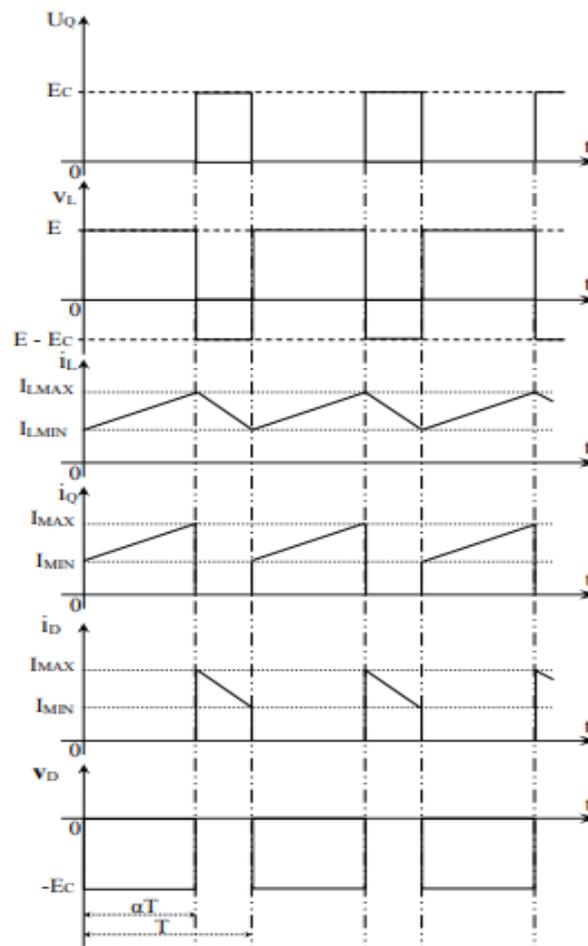


Figure 20: Forme d'ondes des principales grandeurs d'un Hacheur parallèle (Conduction continue)[31].

4. Les pertes dans les convertisseurs DC/DC

Les pertes dans les composants d'un convertisseur ont toujours été l'une des préoccupations majeures des concepteurs lors de la phase de dimensionnement, puisqu'elles affectent directement le rendement du système. Ces pertes n'affectent pas seulement le rendement, mais aussi les dimensions ; puisque une augmentation de celles-ci se traduit par la mise en place d'un système de refroidissement plus important et donc par une augmentation du volume et du poids[21].

Les pertes dans le convertisseur que nous allons calculer se divisent en trois parties : les pertes dans les inductances, les pertes dans les composants semi-conducteurs et les pertes dans les capacités [22].

Le choix entre les trois structures peut conduire à un changement de technologie des semi-conducteurs permettant ainsi de réduire les pertes dans le convertisseur, en diminuant les pertes dans les semi-conducteurs. Dans notre type d'application les interrupteurs les plus souvent utilisés sont les MOSFET et l'IGBT, grâce à leur rapidité et leur commande simple [22].

Le choix entre les MOSFET et l'IGBT est effectué selon le type d'application, les transistors MOSFET sont utilisés pour des applications basse tension (inférieur à 200V) à cause de leur faible chute de tension à l'état passant [22]. Par contre l'IGBT est utilisé pour les applications haute tension (supérieur à 300V). Sans oublier que le choix du transistor est basé toujours sur les caractéristiques donnant une faible résistance RDS (on) , un faible temps de commutation et un coût minime ainsi qu'un bon boîtier. [23]

Pour les diodes, celles « Schottky » ou « celles recouvrements libre » de puissance sont bien adaptées à notre application. Les diodes Schottky sont utilisées pour les applications ayant une tension inférieure à 200 V et un calibre en courant supérieur à 100 A. [24]

Pour les diodes à recouvrements libre, et vu la faible chute de tension à leurs bornes à l'état passant et aux pertes de commutation quasi nulles, elles sont utilisées lorsque la contrainte en tension maximale est supérieur à 200V [24].

Généralement les inductances sont dimensionnées avec des circuits magnétiques de type ferrite ou fer-silicium [25].

Les figures 21 et 22 donnent les spectres des perturbations conduites en MD et MC en fréquentielle.

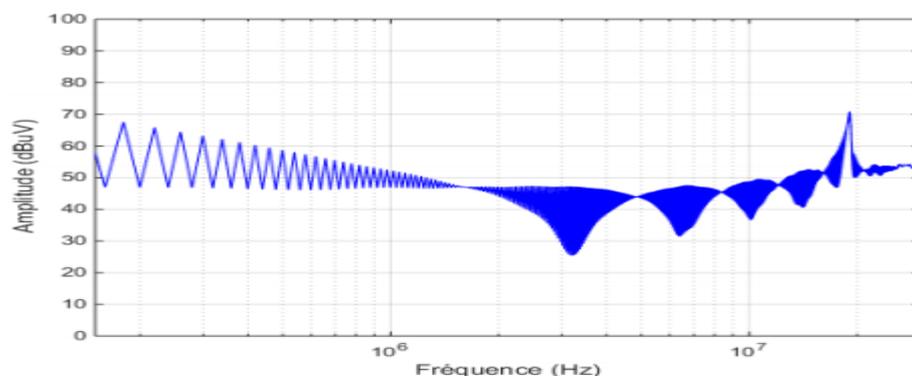


Figure 21 Spectre de la tension de perturbation de MD [26].

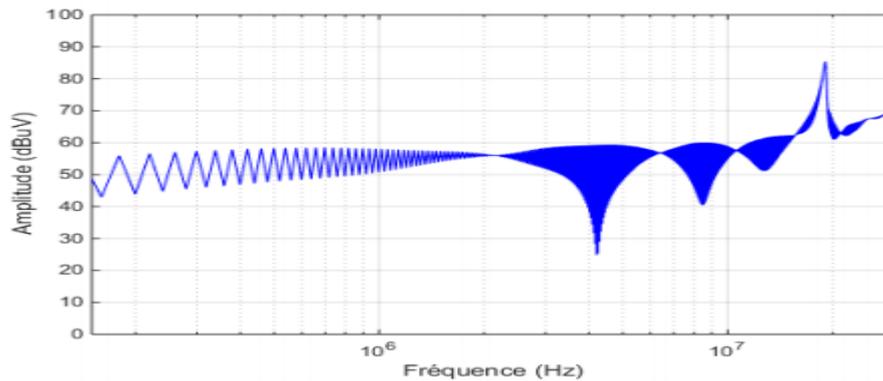


Figure 22 Spectre de la tension de perturbation de MC[26].

5. Présentation de la problématique liée aux pertes

L'électronique de conversion d'énergie est basée sur l'utilisation de composants semi-conducteurs jouant le rôle d'interrupteurs. Ces derniers, lors de leur utilisation, présentent des pertes thermiques correspondant aux diverses phases de leur fonctionnement. On distingue trois types de pertes, chacune correspondant à un état de l'interrupteur :

Les pertes par conduction, associées à l'état passant du composant.

Les pertes par fuites, liées à l'état bloqué de l'interrupteur.

Les pertes dynamiques, ou pertes en commutation, associées aux changements d'état de l'interrupteur, c'est-à-dire lors du passage de l'état passant à l'état bloqué et vice versa.

La figure 23 représente la structure simplifiée d'un interrupteur de puissance de type IGBT, associée à sa représentation symbolique. I_C est le courant de collecteur traversant l'interrupteur et V_{CE} la tension aux bornes du composant prise entre le collecteur et l'émetteur.[27]

Pour cette dernière, on fera la distinction entre la tension V_{CE} correspondant à la tension tenue par le composant, donnée pour une tension de commande V_{GE} nulle (à l'état bloqué), et la tension V_{CE-sat} " voltage de saturation entre émetteur et collecteur " correspondant à la chute de tension directe à l'état passant, obtenue avec une tension de commande de 15 V. Le paramètre V_{CE-sat} dépend de la température.[27]

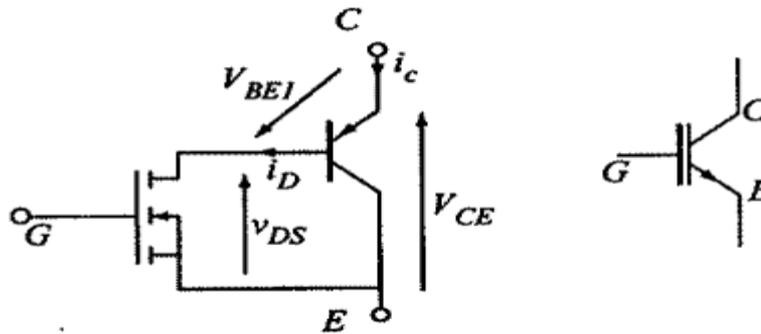


Figure 23 Structure simplifiée d'un IGBT avec son symbole[27]

5.1 Pertes par conduction

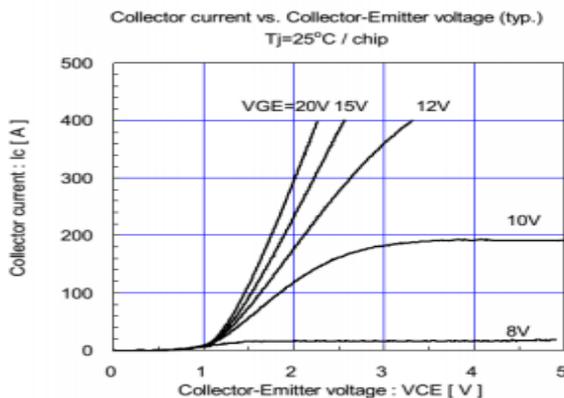
Durant la phase de conduction, c'est-à-dire pour une tension de commande V_{GE} de l'IGBT supérieure à sa tension de seuil V_{GE-th} "Gate-emitter voltage at a specified collector current and collector-emitter voltage", le courant i_c est fixé par la structure de puissance dans laquelle se trouve l'IGBT. La tension V_{ce-sat} , est la caractéristique directe du composant à l'état passant, est fortement dépendante du courant i_c , comme le montre la figure 24, mais également de la température. [27]

Cette courbe permet de définir deux paramètres, le premier est la tension de seuil, notée V_{ce0} le second un paramètre ohmique, noté R_{ce} , représentatif de la résistance du dispositif à l'état passant tel que représenté par la relation (II.9)[27].

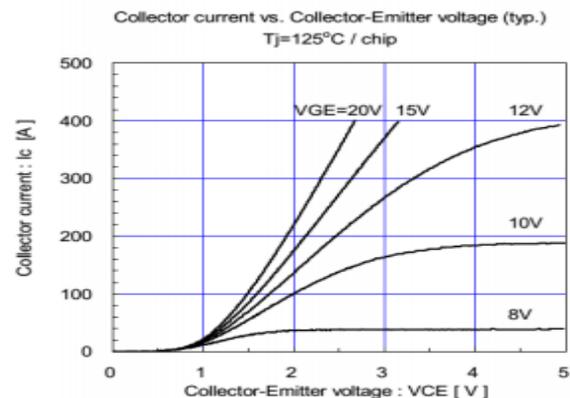
$$V_{ce-sat}(V_{GE}, T_j) = V_{ce0}(V_{GE}, T_j) R_{ce}(V_{GE}, T_j) i_c \tag{II.9}$$

L'énergie dissipée à l'état passant, notée E_{cond} , intégrée sur le temps de conduction t_{cond} , est définie pour une température de jonction réelle T_j par :

$$E_{cond}(V_{GE}, T_j) = \int_0^{t_{cond}} V_{ce-sat}(V_{GE}, T_j) i_c dt \tag{II.10}$$



(a)



(b)

Figure 24 Caractéristique $I_c = f(v_{ce})$ pour différentes valeurs de V_{GE} (a): Pour une température $T_j=25^\circ$, (b): Pour une température $T_j=125^\circ$

6.2. Pertes à l'état bloqué

Le trait commun à tous les composants semi-conducteurs de puissance est que dans leur état bloqué (de haute impédance) la tension de commande V_{GE} de l'IGBT est strictement inférieure à sa tension de seuil V_{ge-th} , l'interrupteur est bloqué et supporte à ses bornes toute la tension d'alimentation du circuit, notée V_{ces} tension maximum collecteur-émetteur avec Gate-emitter en court-circuit" [27].

Toute fois, il est traversé par un courant de fuite collecteur i_{ces} qui augmente progressivement avec la tension appliquée à la jonction bloquante. En pratique, ce courant de fuite est souvent négligeable à la température ambiante (27°C ou 300 K) et le produit tension-courant qui détermine la densité de puissance dissipée en régime

bloqué reste négligeable par rapport à la densité de la puissance dissipée à l'état passant [27].

Il ne faut cependant pas toujours sous-estimer l'augmentation possible de la puissance dissipée par le composant en régime bloqué sous l'effet d'un accroissement de la température de la jonction bloquante. Cela génère donc des pertes E_{bloc} durant le temps de blocage t_{bloc} , données par la relation (II.11). [27]

$$E_{bloc}(t_j) \int_0^{t_{bloc}} V_{ces} i_{ces}(t_j) dt \quad (II.11)$$

6.3 Pertes par commutation

Pour les pertes par commutation, les phases de transition correspondant à l'ouverture et à la fermeture du composant ne peuvent être abordées de la même façon.

En effet, l'utilisation de différentes combinaisons de modèles d'approximation de calcul de pertes, et des approximations dans l'identification des paramètres, nous conduisent à de grandes erreurs dans la prédiction des pertes de puissance. Cela peut avoir un impact important sur le choix des composants constituant le convertisseur et sur l'approche des objectifs de conception concernant le rendement énergétique et la fiabilité [28] [29].

Les semi-conducteurs sont responsables de la majorité des pertes dans un convertisseur. Les mécanismes de calcul des pertes pour ces dispositifs ne sont pas faciles à mettre en œuvre car, aussi simple que soit leur topologie, ils sont insérés dans un environnement fortement non linéaire, ainsi ces pertes dépendent de plusieurs paramètres (internes et externes au convertisseur) tels que : [28] [29]

- La topologie du convertisseur

- Le mode de commande (hard switching, softswitch,...)
- Les impédances d'entrée et sortie
- La famille du semi-conducteur (unipolaire, bipolaire, ou mixte)
- La technologie des semi-conducteurs utilisés
- Les circuits de pilotage (driver)
- La méthode de modulation utilisée
- Les contraintes CEM (compatibilités électromagnétiques)
- Les couplages thermoélectriques
- Les contraintes mécaniques.

Les pertes par commutation (Figure 25) sont dues à la phase d'amorçage et de blocage, du fait que le courant ainsi que la tension doivent varier sur une grande plage, pour atteindre les grandeurs imposées par les sources entre lesquelles le convertisseur est inséré. Elles s'écrivent de manière générale.

$$E_{on}(I_L, T_j, V_{DC}, R_g \dots) = \int_0^{t_{on}} V_{ceon} i_{con} dt \tag{II.12}$$

$$E_{off}(I_L, T_j, V_{DC}, R_g \dots) = \int_0^{t_{off}} V_{ceoff} i_{coff} dt \tag{II.13}$$

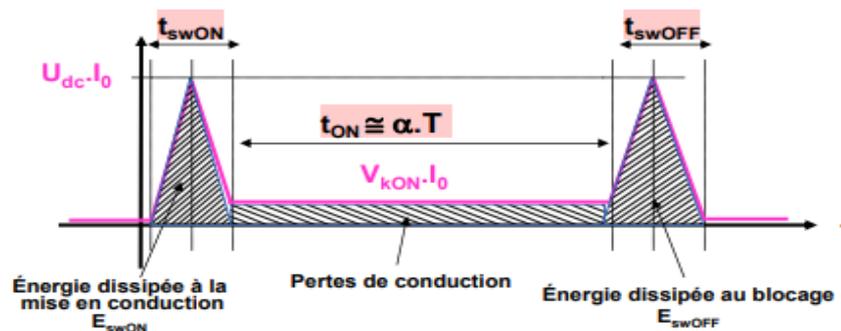


Figure 25 Pertes de conduction et pertes de commutation[30]

7. Les Pertes électromagnétiques dans le convertisseur

« BOOST »

le schéma suivant (figure 26) présente un convertisseur DC/DC « Boost », dans lequel on va présenter en cas générale les pertes électromagnétiques provoquées par le circuit électrique à base d'un convertisseur statique DC/DC Boost.

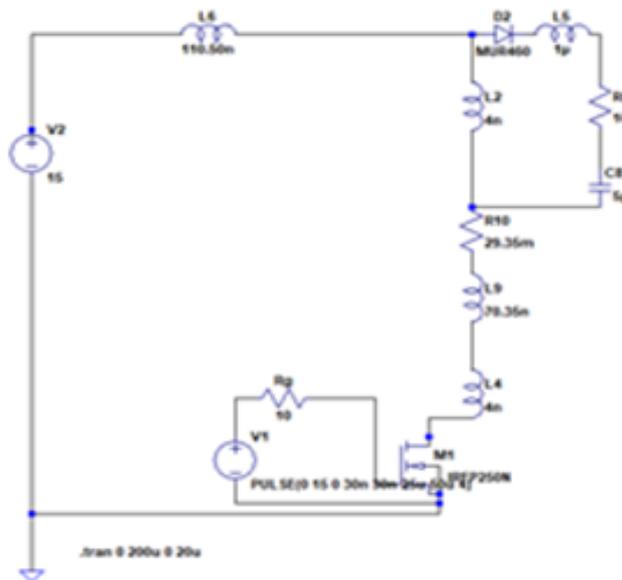


Figure 26 convertisseur Boost[44.45.46]

7.1. Simulation de tension et courant du circuit "Boost"

Le résultat des perturbations dans le domaine temporel (Figure. 27) montre que la tension hachée à la sortie du MOSFET présente des perturbations qui déforment le signal à une amplitude qui tend vers 15 V à cause des commutations du MOSFET.

La figure 28 présente le spectre dans le domaine fréquentiel pour les niveaux des perturbations importants d'amplitude de 10 dB à -90 dB aux environs de 100 kHz. A partir de cette fréquence et jusqu'à 100 MHz, notre spectre présente une diminution d'amplitude du -20 dB à -150 dB en présence des pics de résonances de fréquences.

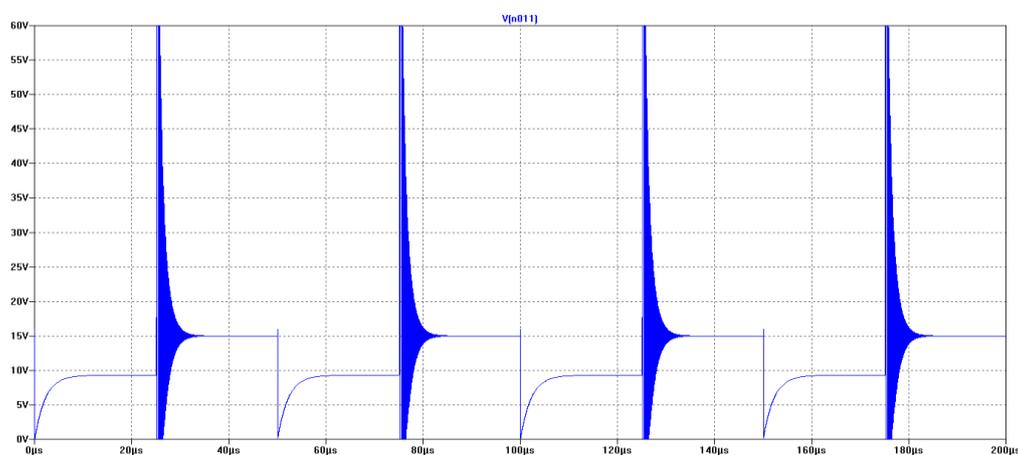


Figure 27 Réponse temporelle de la tension à la sortie du MOSFET

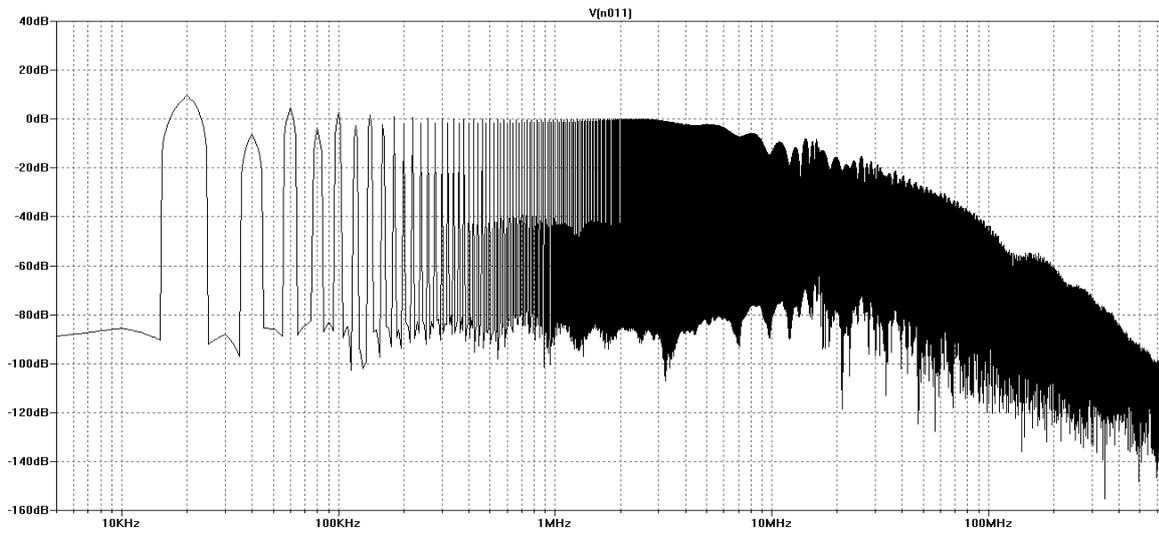


Figure 28 Réponse fréquentielle de la tension à la sortie du MOSFET

La figure 29 représente le spectre du courant dans le domaine temporel à la sortie du MOSFET. Comme pour la tension des perturbations de hautes fréquences apparaissent nettement au niveau des fronts descendants du signal de sortie du MOSFET.

La figure 30 illustre la représentation spectrale du courant dans le domaine fréquentiel issu de la sortie du MOSFET. Les différentes harmoniques du signal se manifestent avec une augmentation d'amplitude du 30dB à -80dB qui est sûrement due aux perturbations hautes fréquences générées au niveau des fronts montant et descendant du signal.

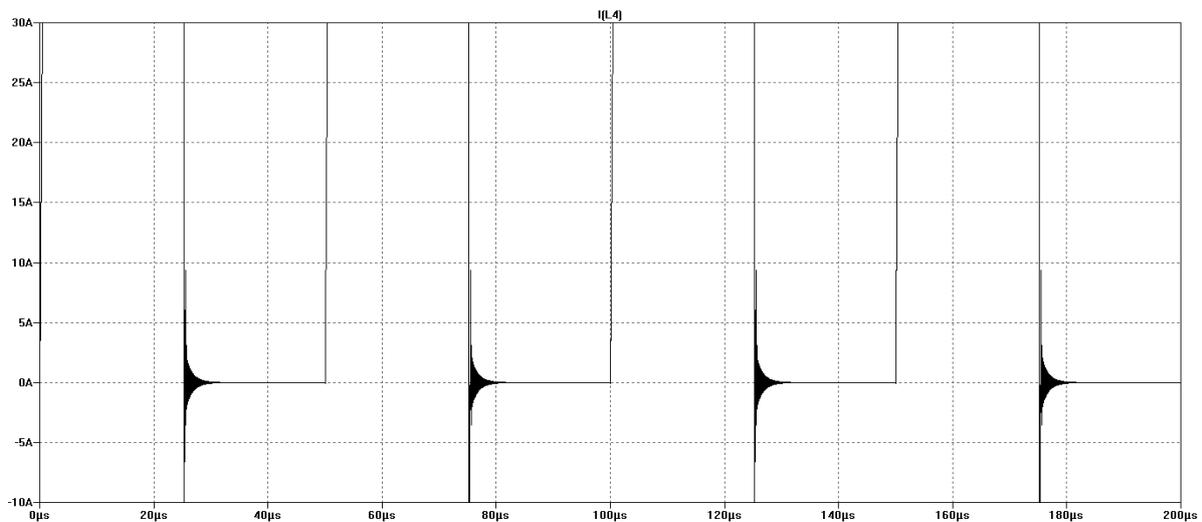


Figure 29 Réponse temporelle du courant à la sortie du Mosfet

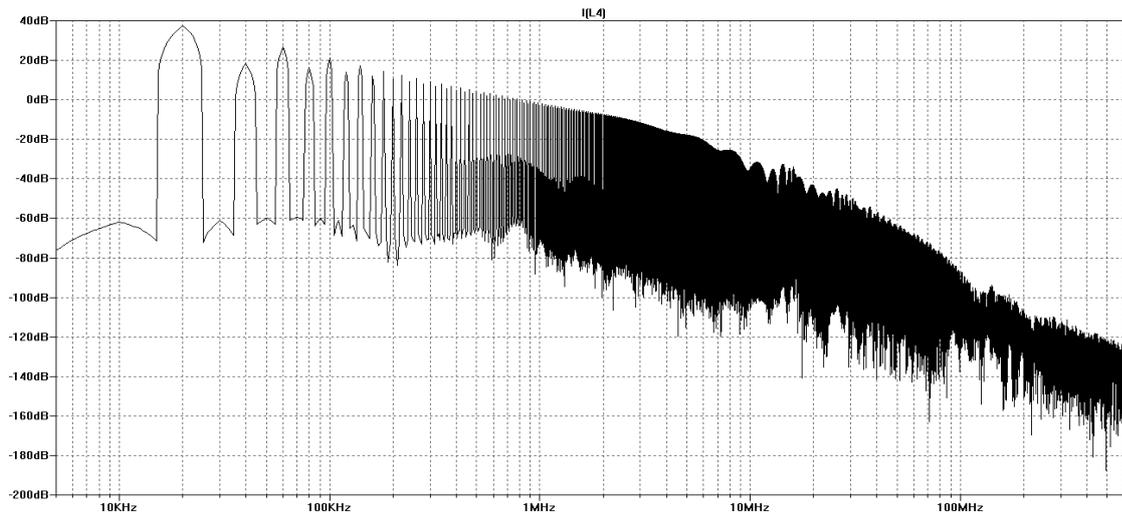


Figure 30 Réponse fréquentielle du courant à la sortie du Mosfet

Dans le domaine temporel, la figure 31 représente les harmoniques du signal à la sortie du Diode, pendant toute la durée du spectre. Au niveau des fronts montant et des fronts descendant du signal les pics très élevés.

Dans le domaine fréquentiel, la figure 32 montre que l'amplitude du spectre présente un gain important de 0 dB à -60 dB dans une plage de fréquence aux environs de 500 kHz et une légère perturbation de -140 dB d'amplitude aux environs de 100 MHz.

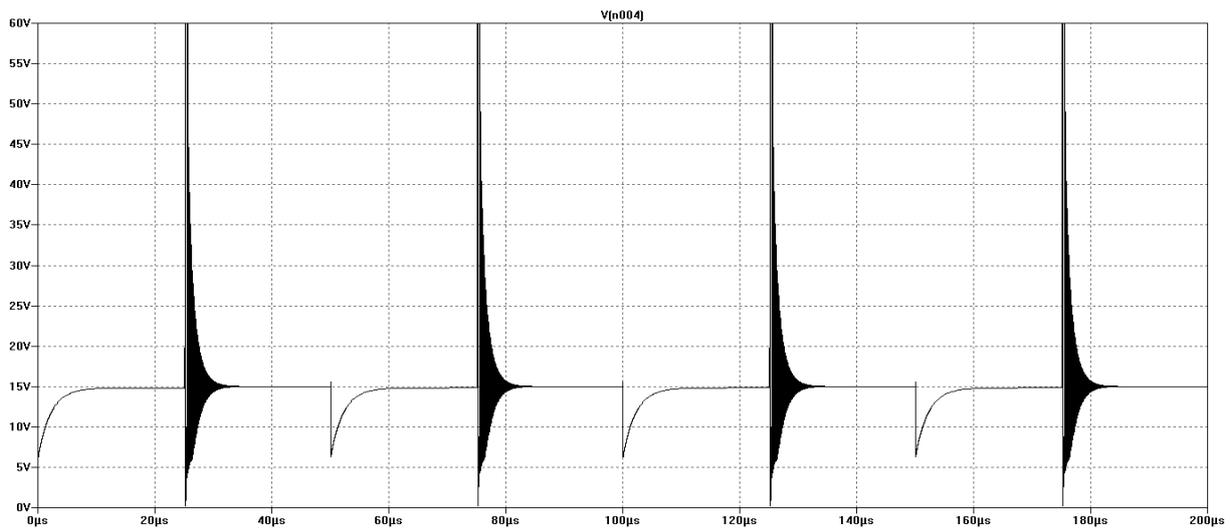


Figure 31 Réponse temporelle de la tension à la sortie de la diode

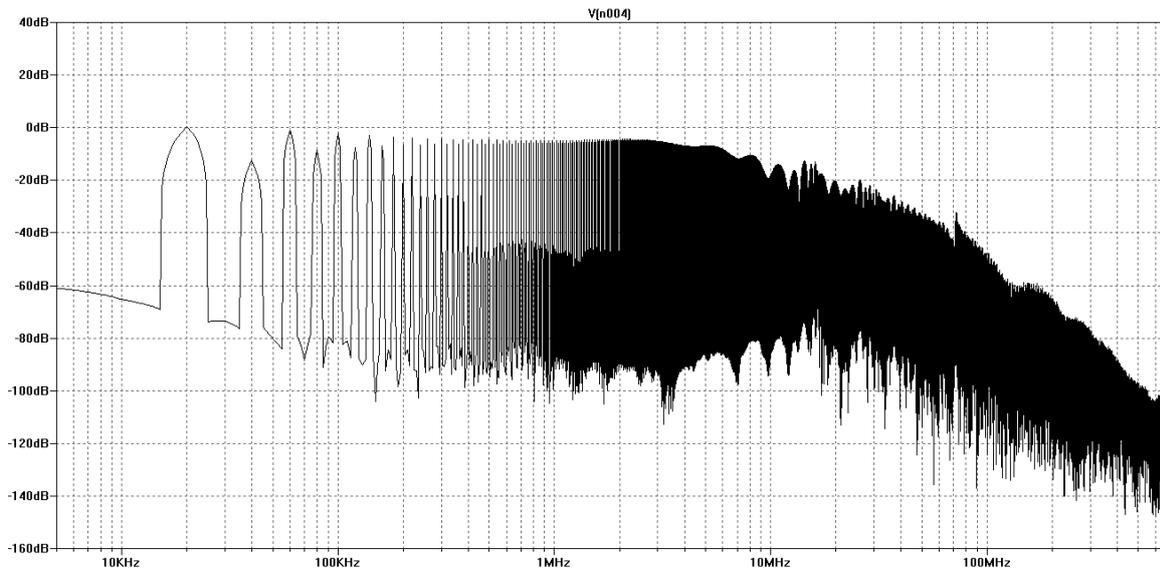


Figure 32 Réponse fréquentielle de la tension à la sortie de la diode

La figure 33 représente le spectre du courant en mode temporel à la sortie du Diode. Le signal montre les perturbations sous forme des pics élevé.

La figure 34 illustre la représentation spectrale du courant du Diode en mode fréquentiel. On constate que le signal présente un gain d'amplitude léger mais a partir du 1MHz notre spectre commence à se déformer d'une forte d'amplitude du -110dB à -180dB. On constate qu'à partir du 100MHz notre spectre présente un pic de résonance et une forte diminution d'amplitude. Et tout ça est dus à la forte commutation du MOSFET et les pertes générées par les composants existants.

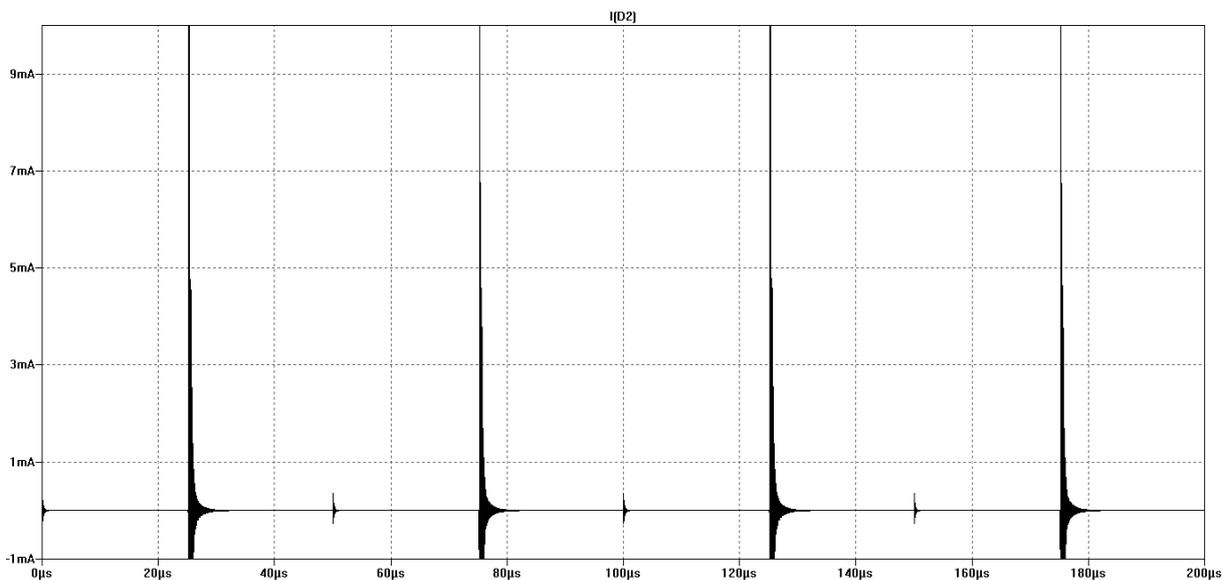


Figure 33 Réponse temporelle du Courant à la sortie de la diode

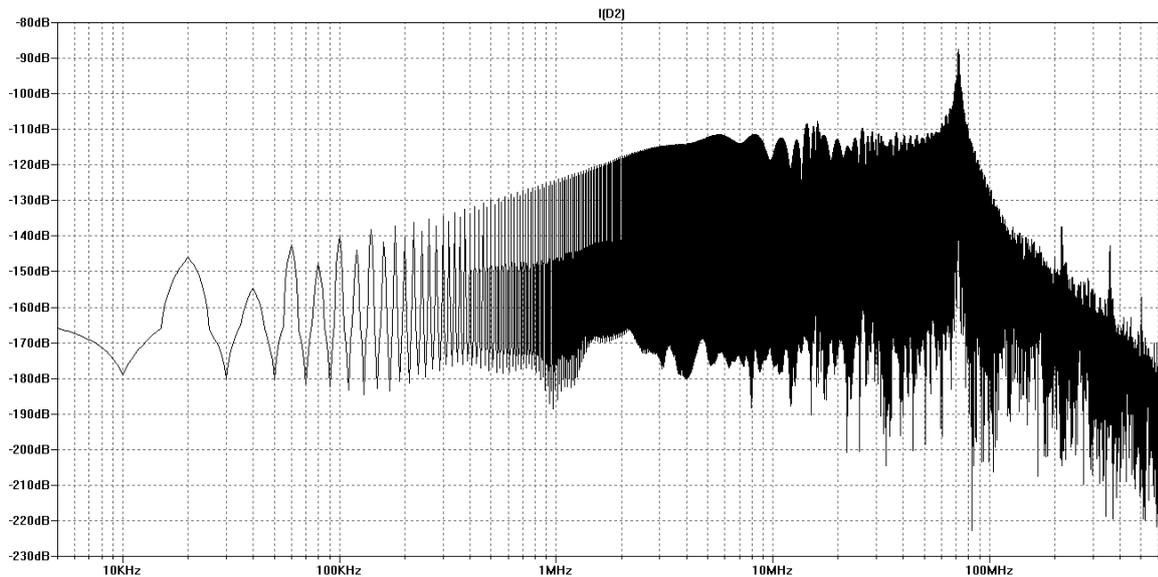


Figure 34 Réponse fréquentielle du Courant à la sortie de la diode

8. Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter en cas générale le principe de fonctionnement du convertisseur statique DC/DC " BOOST et les perturbations électromagnétique générées par ce dernier. Afin de valider l'étude que nous avons expliquée, le prochain chapitre sera le siège d'explication d'une méthode pour minimisée les perturbations électromagnétiques générées par le BOOST dans un circuit électrique.

CHAPITRE III

ETUDE ET ANALYSE DES PERTES ELECTROMAGNETIQUE DANS UN CONVERTISSEUR STATIQUE DC/DC "BOOST "

1. Introduction

L'**électronique embarquée** est un système électronique et informatique autonome, intégré à un autre objet pour y réaliser des tâches précises, souvent en temps réel. Le **système embarqué** possède une taille très réduite et utilise une faible consommation énergétique à l'aide de microprocesseurs à basse consommation d'énergie ou des microcontrôleurs. La conception d'un **système embarqué** requiert des compétences en électronique (les convertisseurs statiques DC/DC) , en informatique industrielle et automatique. [32]

Dans ce chapitre, notre étude se place donc dans une démarche d'analyse des perturbations émises par des convertisseurs DC/DC (hacheurs "Boost") positionnés, par des câbles de connexion entre un RSIL et la charge. Cette étude entre dans le cadre des réseaux d'énergie électrique embarqués complexes dans une conversion d'énergie [33].

L'utilisation de convertisseurs statiques DC/DC fonctionnant sur la base de la commutation engendre beaucoup de perturbations Electromagnétiques. Celles-ci doivent être bien maîtrisées par la CEM et pour notre cas on va minimiser les perturbations en insérant un RSIL et les câbles de connexion de puissance.

2.Généralités sur LTspice

2.1.Définition

LTspice est un logiciel de simulation SPICE haute performance, une capture de schémas et un visualiseur de formes d'onde avec des améliorations et des modèles pour faciliter la simulation de circuits analogiques [34]. ce logiciel est basé sur un software standard créé pour simuler des circuits électroniques appelé SPICE (Simulated program with Integrated Circuit Emphasis).[35]

Spice fut conçu dans les années 70 à l'université de Californie (Berkeley) puis a été amélioré au fil des années.LTspice IV est un simulateur gratuit haute performance basé sur SPICE III, qui possède un module Schématique, pour éditer des schémas électroniques ainsi qu'un module de visualisation des résultats, et il contient plus de 100 modèles d'amplificateurs opérationnels, des modèles de transistors, des portes logiques etc... Il est très utile pour réaliser une première ébauche d'un circuit électronique et pour comprendre son fonctionnement.[35]

2.2. Les avantages de LTSPICE

- Un nombre illimité de nœuds
- Un éditeur Schematics pour dessiner des circuits
- Un éditeur de visualisation des résultats
- Une importante librairie de composants
- Gratuit[35]

2.3. Fonctionnement de LTSPICE

LTspice produit un fichier d'entrée qui contient la description du circuit ainsi que les commandes du type d'analyse souhaitée. Le fichier d'entrée peut être de deux forms (Figure 35):

- Soit on utilise l'éditeur de schémas électriques Schematics de LTspice qui va créer automatiquement un fichier d'entrée .asc
- Soit on décrit directement le circuit à l'aide de lignes de code dans un fichier texte appelé Netlist, d'extension .net [35]

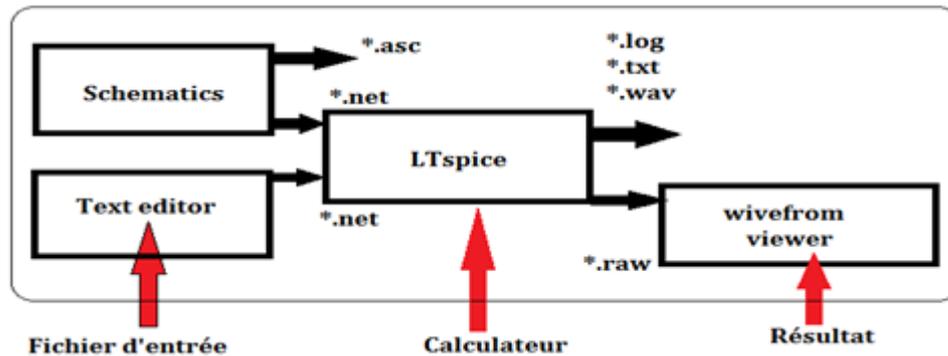


Figure 35 schéma de fonctionnement LTspice [35]

2.4. Module schématique

- ✓ Cliquez gauche sur le symbole désiré de la barre d'édition Schematic
- ✓ Ctrl-R and Ctrl-M pour le faire tourner ou pour obtenir son symétrique (miroir)
- ✓ Bougez la souris à l'endroit où vous souhaitez positionner l'élément
- ✓ Cliquez gauche pour « fixer » l'élément
- ✓ Cliquez gauche sur le symbole Component de la barre d'édition Schematic
- ✓ Sélectionnez Voltage
- ✓ Cliquez gauche sur OK

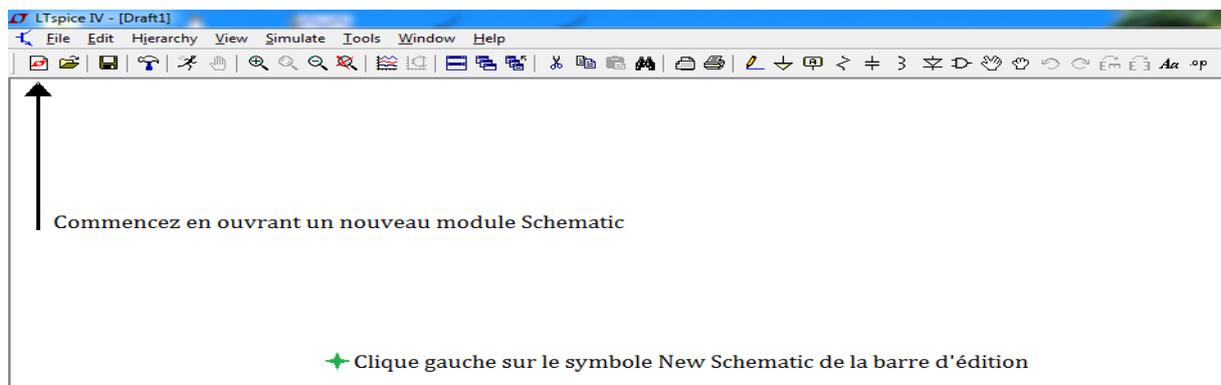


Figure 36: Photo explicative du déroulement du process de simulation

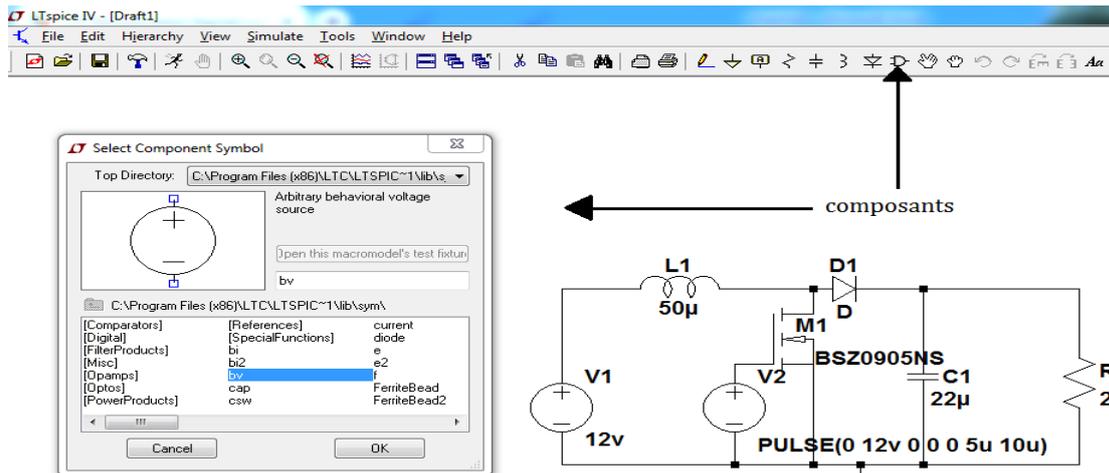


Figure 37 Photo explicative de la simulation

3. Réseaux Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL)

3.1. Définition

- ✓ Cet appareil s'intercale généralement entre l'appareil à tester et l'alimentation électrique. Il joue un rôle double
- ✓ Il sert de filtre, puisqu'il isole l'appareil des perturbations pouvant déjà exister sur le réseau d'alimentation.
- ✓ Il sert de capteur car il mesure les perturbations conduites générées. [48]

3.2. Principe de fonctionnement

Pour la mesure des perturbations conduites, c'est-à-dire des harmoniques des courants renvoyés au secteur par les appareils, il convient d'effectuer la mesure en respectant les points suivants: [1]

- ✓ le courant a la fréquence du secteur transite sans atténuation.
- ✓ les courants HF issus du secteur ne traversent pas le RSIL.
- ✓ les courants HF de la charge ne remontent pas vers le secteur mais traversent par contre une impédance normalisée (50Ω) aux bornes de laquelle on affectera la mesure.[1]

dans ces conditions, on s'affranchit des chutes harmoniques de tension en ligne dues à la circulation des courants HF dans les impédances de ligne, d'où l'appellation <réseau stabilisateur d'impédance de ligne>.[1]

La structure correspondante est, dans sa version de principe, un filtre en π (figure38). Le lecteur intéressé pourra trouver l'étude détaillée dans un autre ouvrage de l'auteur [1]

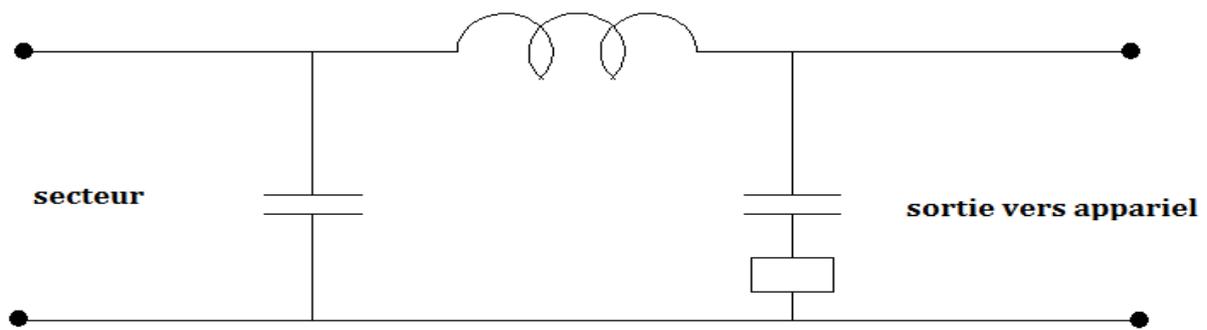


Figure 38 réseaux stabilisateur d'impédance de ligne [1]

Bien entendu, les schémas réels sont plus complexes, ils intègrent en général un filtre d'ordre plus élevé et leur environnement doit inclure un blindage pour éviter le rayonnement des radiofréquences internes[1]

3.3. Rôle du RSIL dans le cadre de mesures normalisées

La mesure des perturbations conduites doit être effectuée en connectant l'équipement sous test à un RSIL (Réseau de Stabilisation d'Impédance de Ligne). Le RSIL s'apparente à un filtre qui est inséré entre le dispositif sous test et le réseau fournissant l'énergie. Son rôle est double.

Il doit isoler le réseau, sur lequel peuvent exister des perturbations de mode commun et de mode différentiel, de l'équipement sous test. Cependant, il doit présenter à la fréquence du réseau une chute de tension sortie/entrée inférieure à 5% de la tension nominale lorsqu'il est parcouru par le courant nominal. Enfin, il doit présenter une impédance de fermeture constante vis-à-vis des perturbations émises par le dispositif sous test, tant en mode commun que différentiel, et ceci indépendamment de l'impédance présentée par le réseau d'énergie. Cette impédance est normalisée par le CISPR [36].

Le schéma monophasé du RSIL est donné (Figure 39).

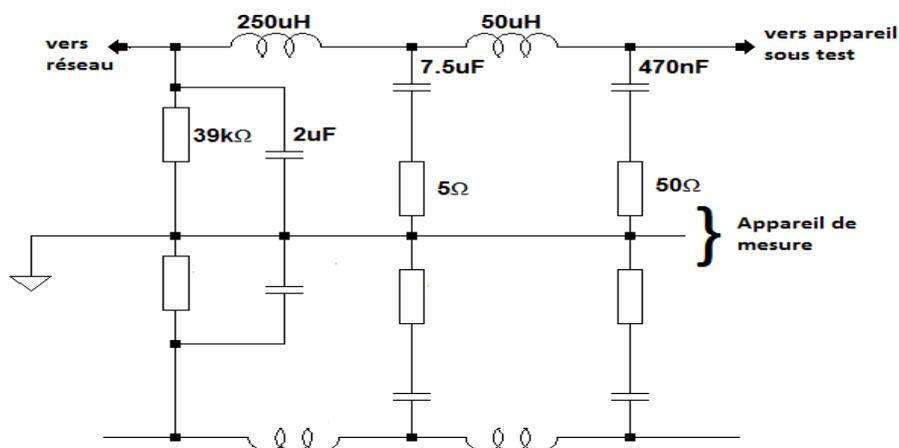


Figure 39 RSIL monophasé [37]

Le RSIL permet d'effectuer une mesure combinée des perturbations de mode commun et de mode différentiel. Pour bien comprendre le principe de fonctionnement du RSIL, on peut s'intéresser au schéma simplifié de la (Figure 41) valable pour des fréquences de signaux perturbateurs supérieures à 1MHz.

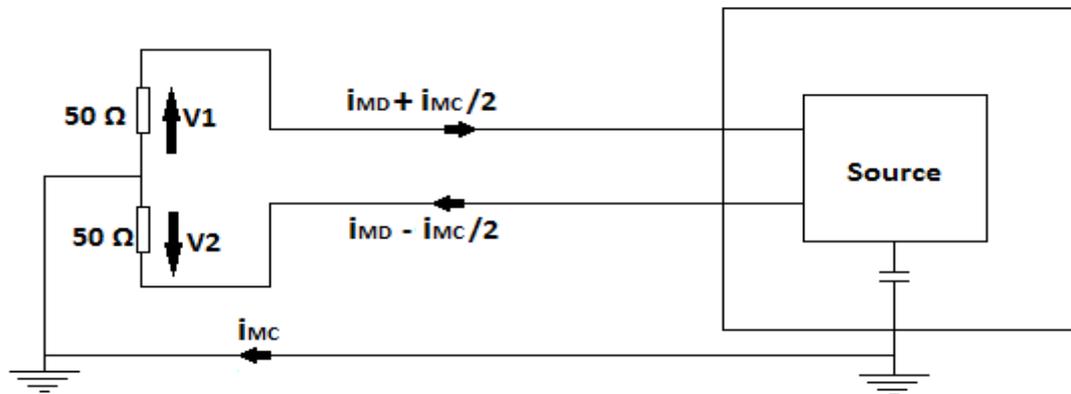


Figure 40 Principe de mesure des perturbations conduites avec le RSIL[37]

3.4. Problématiques liées au RSIL

Comme il a été dit précédemment, l'un des objectifs du RSIL est de fixer l'impédance sur laquelle on caractérisera le convertisseur. C'est donc l'impédance de référence qui doit être la plus représentative possible de celle du réseau sur lequel le convertisseur sera inséré. Cette remarque justifie encore l'existence de différentes normes en fonction du type d'application. [38]

De nombreuses questions se posent sur l'origine et l'influence du RSIL et des normes établies dont celles de savoir comment a été choisie cette impédance et si elle représente bien les réseaux d'énergie actuels. Cette partie a pour but de répondre à ces questionnements. [38]

3.4.1. Origine de la forme de l'impédance du réseau

En cherchant dans la littérature, on trouve peu d'éléments de réponse sur l'origine de la forme d'impédance choisie pour représenter l'impédance du réseau. La forme choisie pour le RSIL (5Ω - 50Ω) semble venir de mesures réalisées sur différents réseaux industriels [39] [40]. Les figures suivantes représentent des exemples de mesures ainsi que la valeur d'impédance définie dans les normes.

Le fait que l'impédance caractéristique dépende du réseau n'est pas un fait nouveau, [41] mentionne par exemple la différence qu'il existe entre le réseau d'une ville et celui d'un village. Le même type de différences existe si on compare l'impédance d'un réseau industriel, de distribution ou embarqué. Si on observe la Figure 42, on remarque que, même en 1973, il existait aussi une différence d'impédance en fonction du pays considéré.

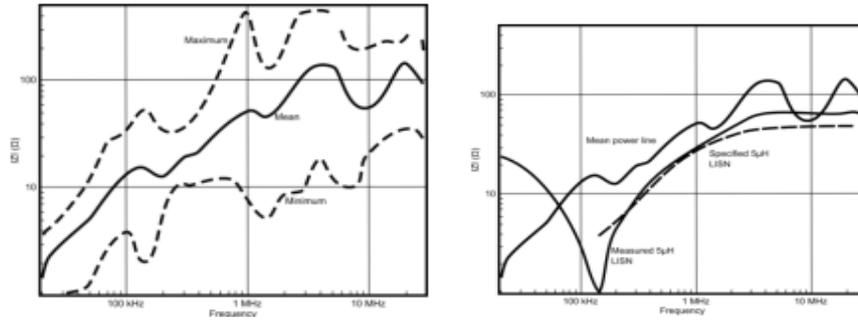


Figure 41 Impédances mesurées par comparées au standard. [39]

(a) Impédances de la ligne de puissance.

(b) Impédances de la puissance et du RSIL.

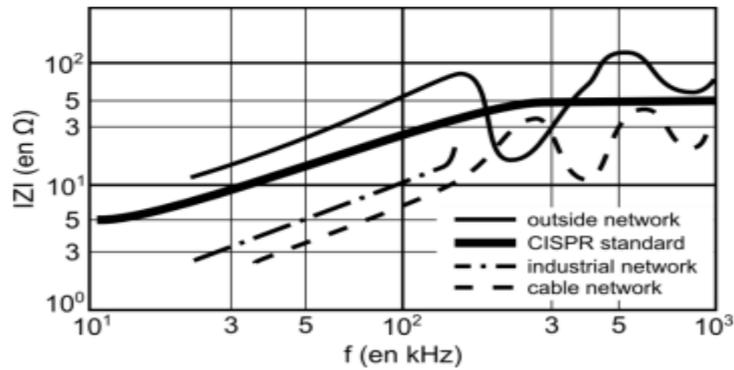


Figure 42 Impédances mesurées par comparées au standard CISPR.[40]

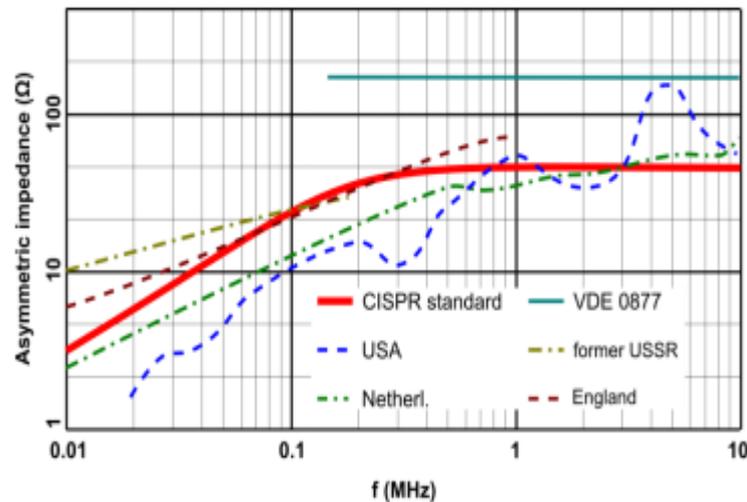


Figure 43 Impédances mesurées par comparées aux standards CISPR et VDE 0877. [42]

La forme de la caractéristique choisie est explicable par différents facteurs [43]. Dans un premier temps, l'impédance du réseau vue par un convertisseur croît du fait de la présence inéluctable d'inductances de ligne sur les différents réseaux. A partir d'une

certaine fréquence (aux environs de 1MHz), la valeur de l'impédance se stabilise au niveau de la valeur de l'impédance caractéristique du câble d'alimentation.

Toujours en se référant à la Figure 41 et la Figure 42, on peut conclure que le réseau standard a été choisi pour être au mieux parmi les points de différentes valeurs de réseau. En 1973, [39] présente la même justification comme on peut le voir aux travers de la Figure 43.

4. Résultats de simulation et Interprétations

Afin de continuer notre travail pour analyser et étudier les types des perturbations électromagnétiques générées par notre convertisseur statique DC/DC "BOOST", nous allons présenter notre étude en deux parties:

- ✓ première partie : circuit à base d'un BOOST sans filtre
- ✓ deuxième partie : circuit à base d'un BOOST avec filtre

4. 1. Circuit à base d'un Boost sans filtre

Notre circuit d'étude à base du convertisseur statistique DC/DC « Boost » et un RSIL est présenté dans la figure 44.

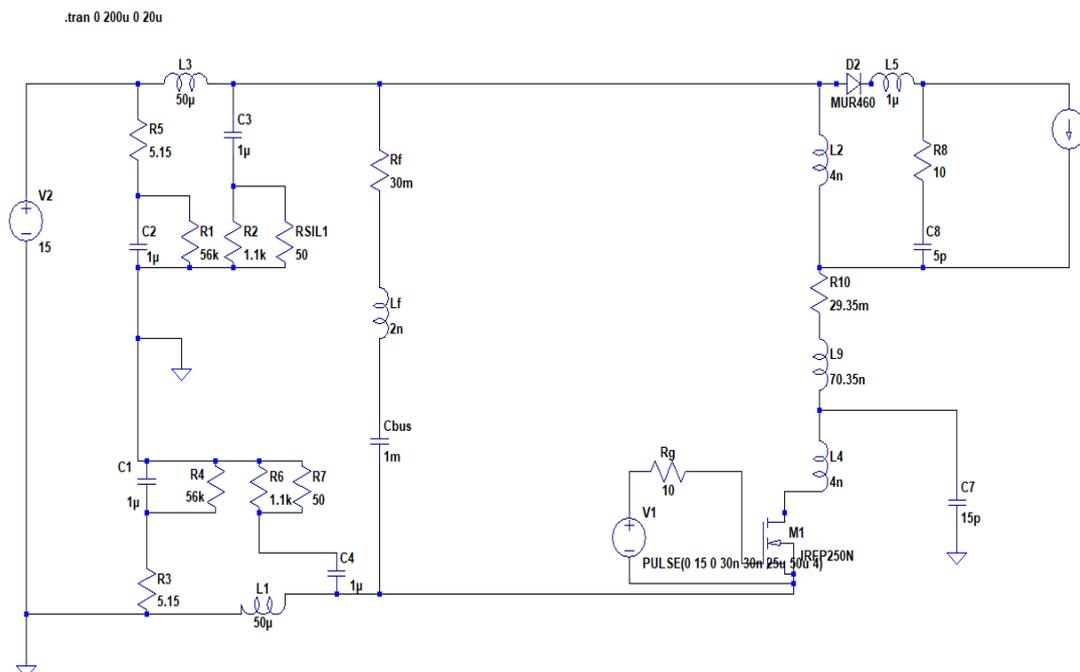


Figure 44 Circuit à base du Boost sans connectique [44.45.46]

4.1.1. Résultats et interprétations

Dans le domaine temporel (figure 45), on remarque que la tension au niveau de RSIL (+) est bien hachée et elle tendre vers le 30V.

Le spectre en mode fréquentiel de la figure46 présente un gain de -10 dB à -40 dB au environ de 150 kHz. Au delas au environ de 1 Mhz jusqu'au 100MHz, il ya une

Chapitre III Etude et Analyse des Pertes Electromagnétique dans un convertisseur statique DC/DC "BOOST "

présence d'une légère déformation du spectre du -40 dB a-120 dB qui est due aux forts dv/dt et di/dt présence plusieurs pic de fréquence qui sont dus à la résonance.

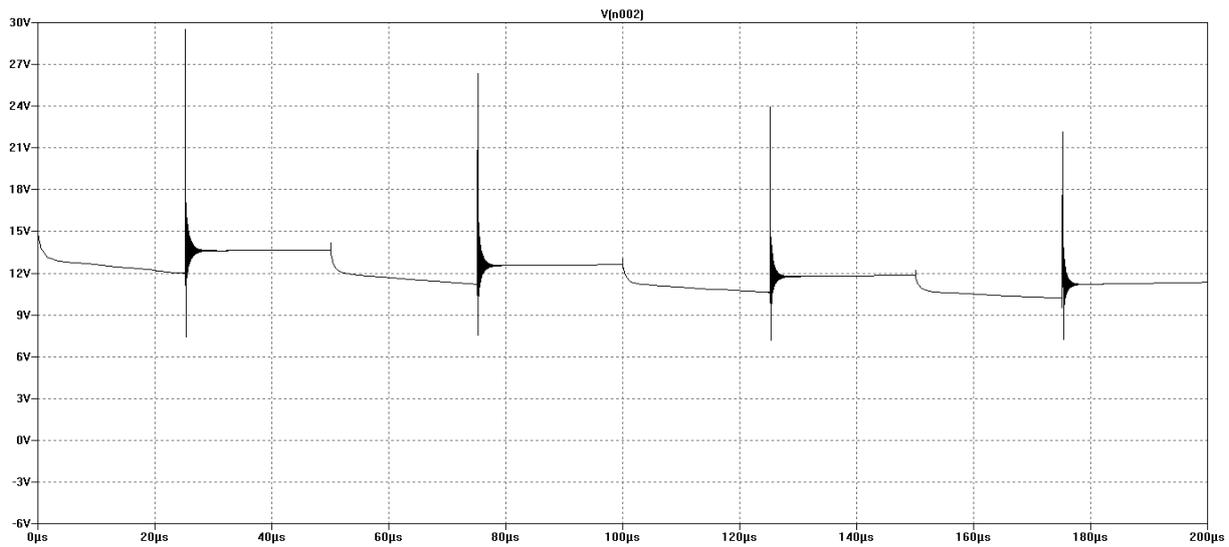


Figure 45 Réponse temporelle de la tension (+) au niveau RSIL : V_{RSIL+}

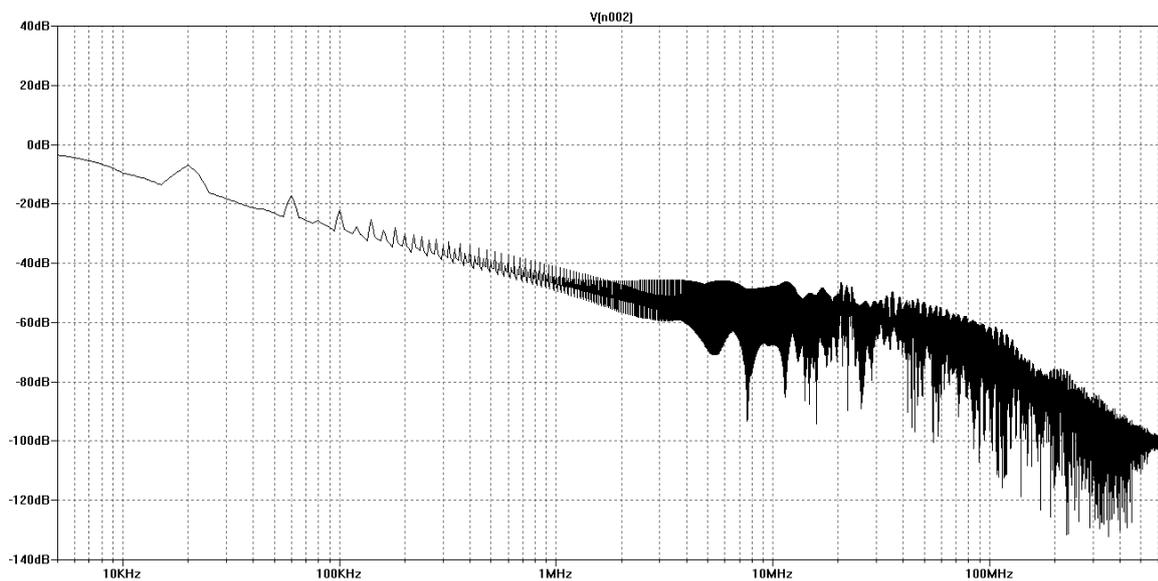


Figure 46 Réponse fréquentielle de la tension (+) au niveau du RSIL : V_{RSIL+}

Le résultat des perturbations dans le domaine temporel (Figure 47) montre que la tension hachée au niveau de RSIL (-) présente des perturbations qui déforment le signal à une amplitude qui tend vers 15 V.

Le signal en mode fréquentiel de la figure 48 présente un gain de -10 dB à -40 dB au environ de 150 kHz. Mais, au Delas au environ de 1 MHz, il ya une présence d'une légère déformation du spectre d'amplitude du -40 dB à -120 dB qui est due aux forts dv/dt et di/dt . Par contre, il y a moins de pic de résonance par rapport à la figure 47.

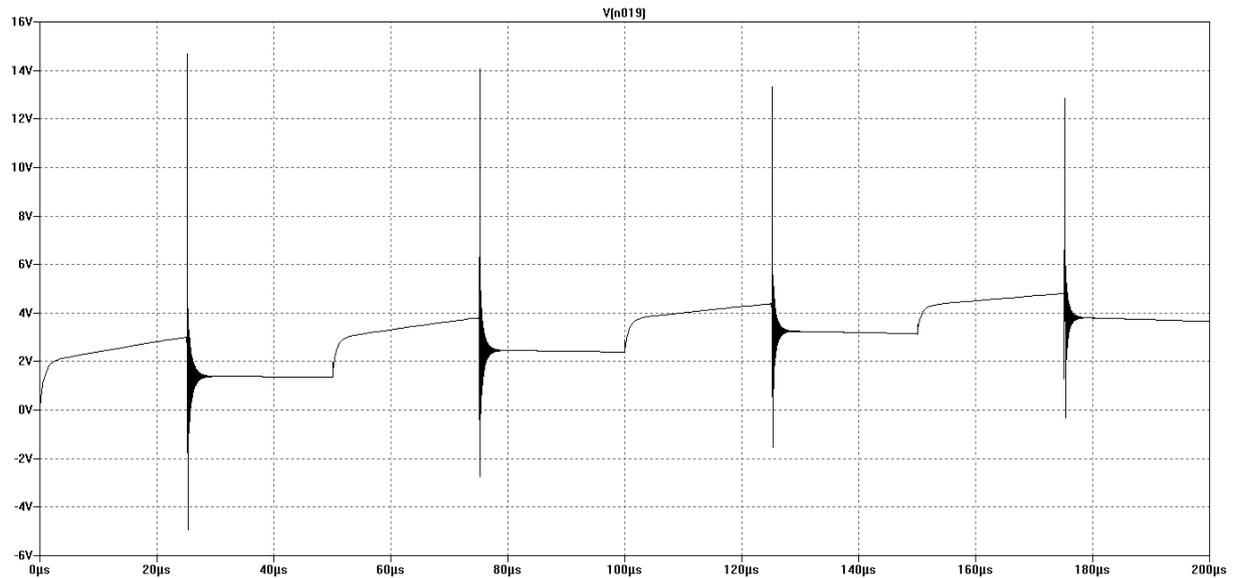


Figure 47 Réponse temporelle de la tension (-) au niveau du RSIL : V_{RSIL-} .

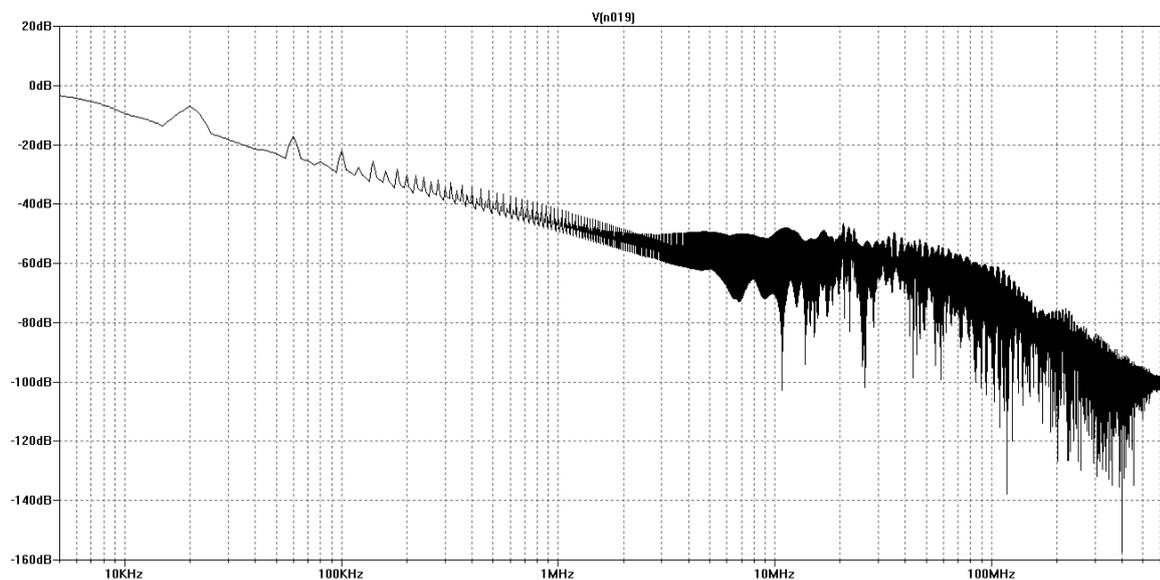
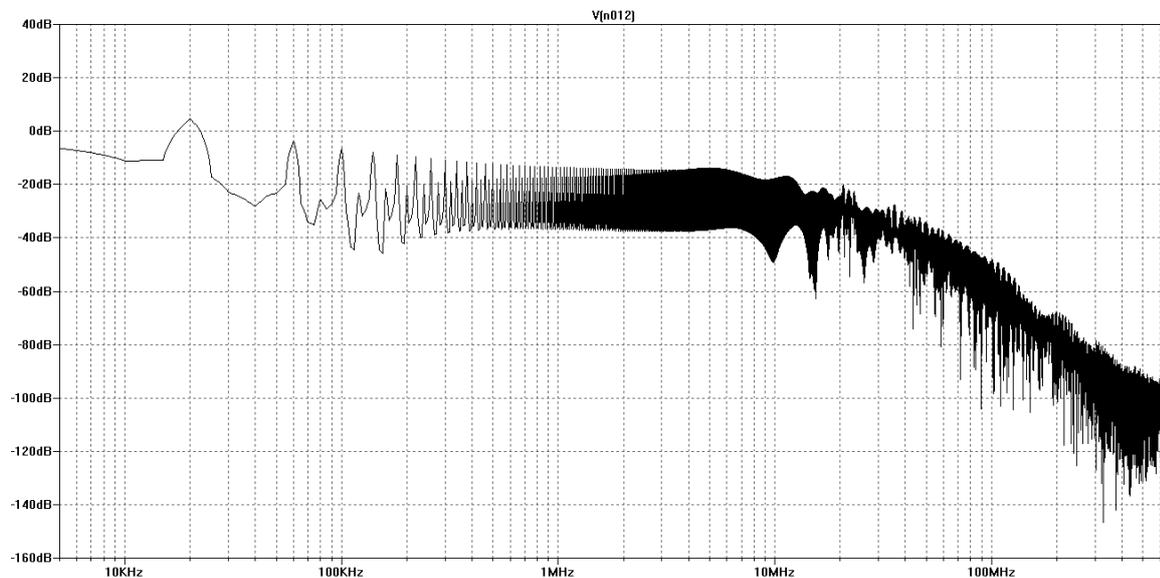
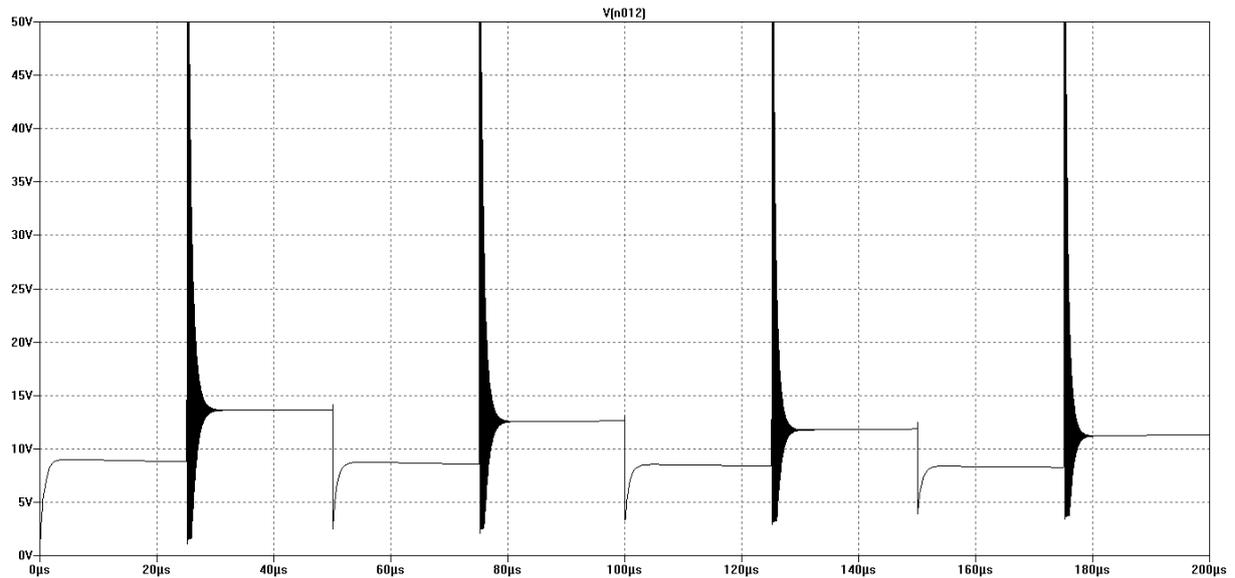


Figure 48 Réponse fréquentielle de la tension (-) au niveau du RSIL : V_{RSIL-} .

La figure 49 représente le spectre de la tension dans le domaine temporel à la sortie du MOSFET. Pendant toute la durée du spectre, on voit qu'il y a présence des pics très élevé au niveau des fronts montant et des fronts descendant du signal.

La figure 50 illustre la représentation spectrale en mode fréquentiel de la tension à la sortie du MOSFET. On constate que le signal présente un gain d'amplitude de 5dB à -40dB jusqu'au 10MHz. Mais au delà jusqu'au 100MHz et plus, on remarque qu'il a une présence d'une légère déformation du spectre avec un gain d'amplitude -120dB et en présence des pics de résonnances.



Le résultat des perturbations dans le domaine temporel (Figure. 51) montre que la tension hachée à la tension de la charge présente des perturbations qui déforment le signal à une amplitude qui tend vers 25 V.

Le spectre de la réponse fréquentiel du spectre de la tension à la charge de la figure 53 montre qu'il y'a présence des perturbations de gain d'amplitude de -5dB à -50dB au environ de 100KHz et on constate qu'il y'a une diminution d'amplitude qui tend vers les -120 dB sans oublier la présence d'un pic de résonance à la fréquence 90MHz(figure 52) qui est dus à la forte commutation du MOSFET.

Chapitre III Etude et Analyse des Pertes Electromagnétique dans un convertisseur statique DC/DC "BOOST "



Figure 51 Réponse temporelle de la tension à la charge

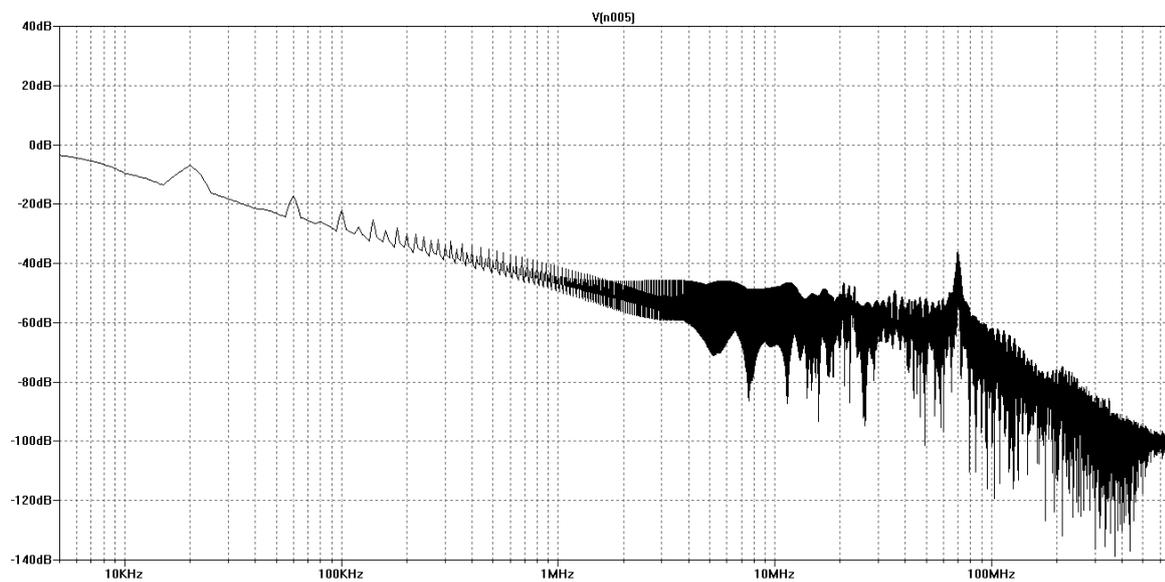


Figure 52 Réponse fréquentielle de la tension à la charge

La figure 53 représente le spectre en mode temporel du courant à la sortie du MOSFET. Le signal montre les perturbations sous forme des pics qui tendre vers 15A.

La figure 54 illustre un signal en mode fréquentiel de courant à la sortie du MOSFET, dont il présente des perturbations d'un gain d'amplitude de 30dB à -20dB au environ de 100khz et au dela il y'a une déformation légère du spectre du -20dB à -160dB.

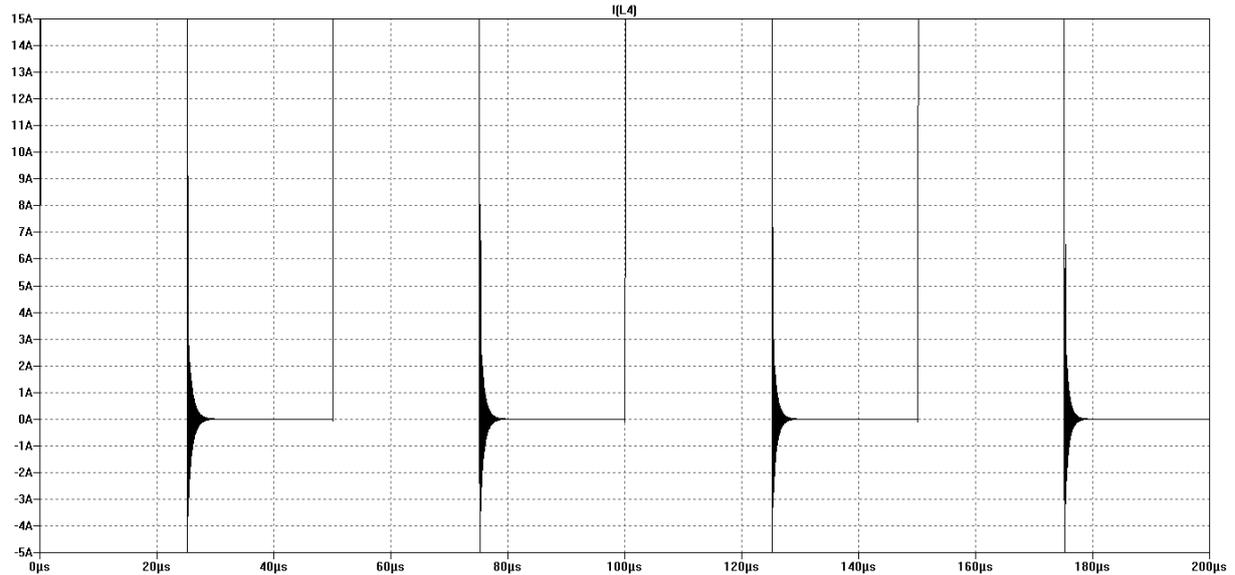


Figure 53 Réponse temporelle du courant à la sortie du MOSFET

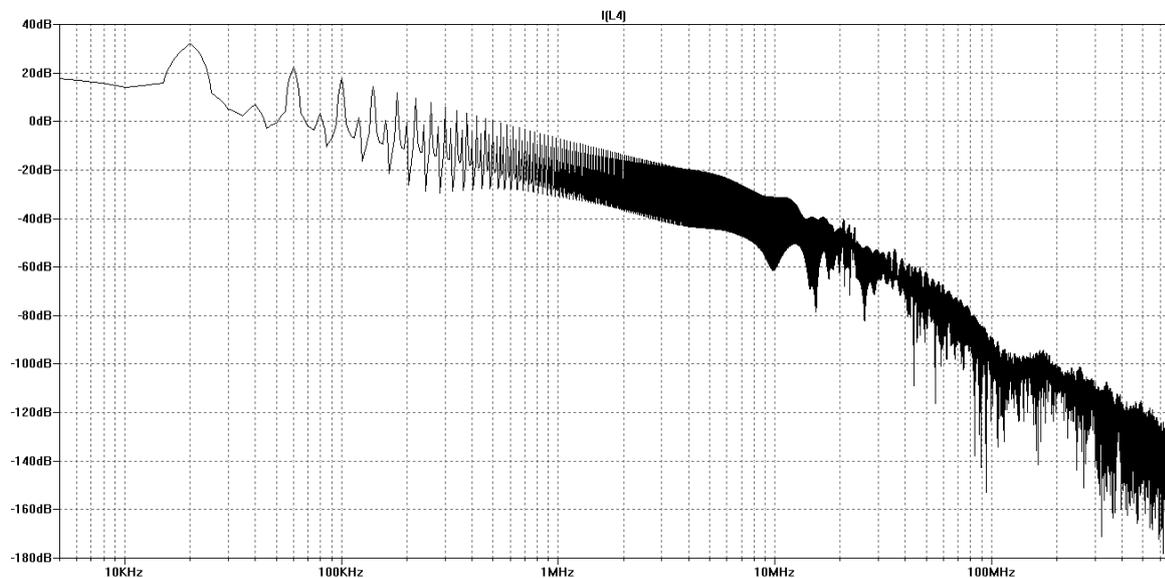


Figure 54 Réponse fréquentielle du courant à la sortie du MOSFET

le spectre de la figure 55 dans le domaine temporelle représente un courant à la charge qui contient des fronts montants et descendants avec des perturbations électromagnétiques.

le spectre de la réponse fréquentielle du courant de la charge (figure 56) illustre un signal d'amplitude de -140dB à -160dB au environ de 100KHz et on remarque qu'il y'a un pic de résonance d'un gain de -90dB qui est du à la capacité parasite du câble et à son inductance.

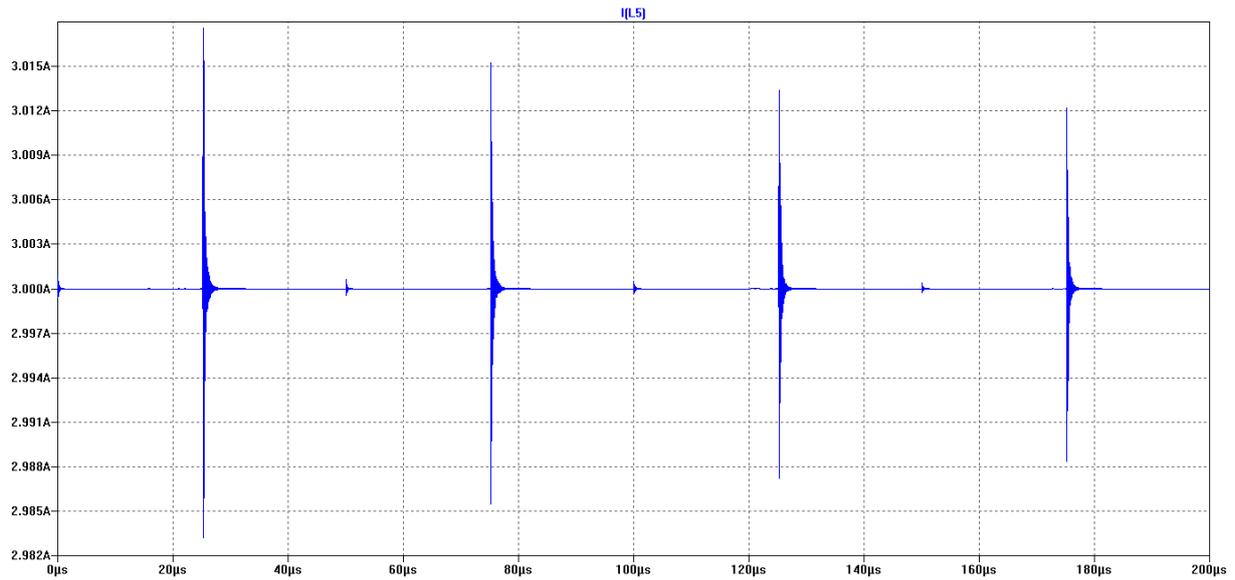


Figure 55 Réponse temporelle du courant à la charge

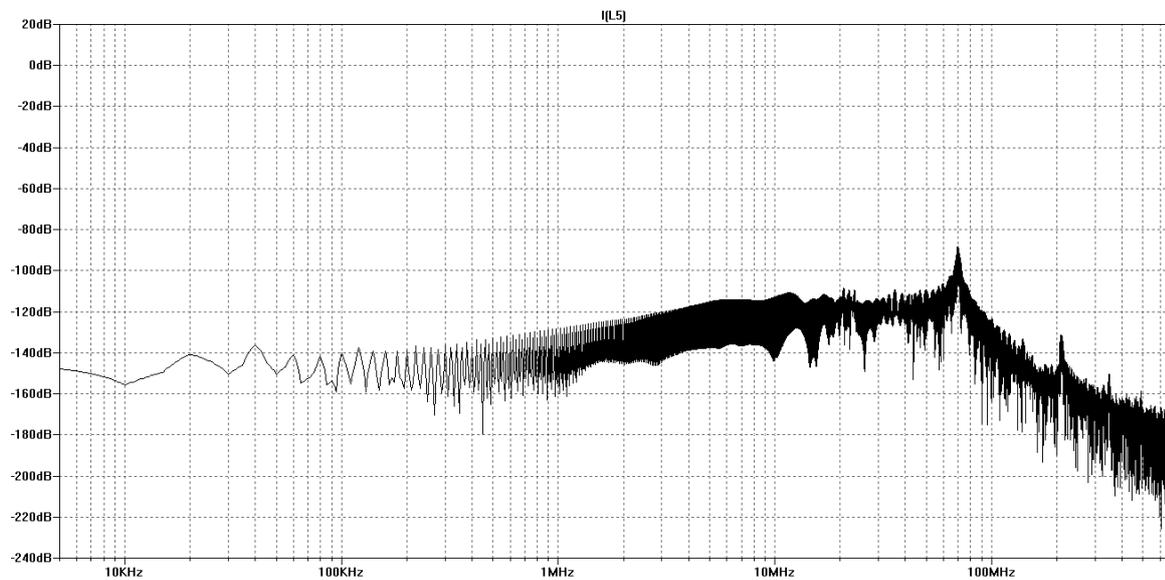


Figure 56 réponse fréquentielle du courant à la charge

4.2. Circuit à base d'un Boost avec filtre

Notre circuit d'étude à base du convertisseur statique DC/DC « Boost » et un RSIL est présenté dans la figure 57.

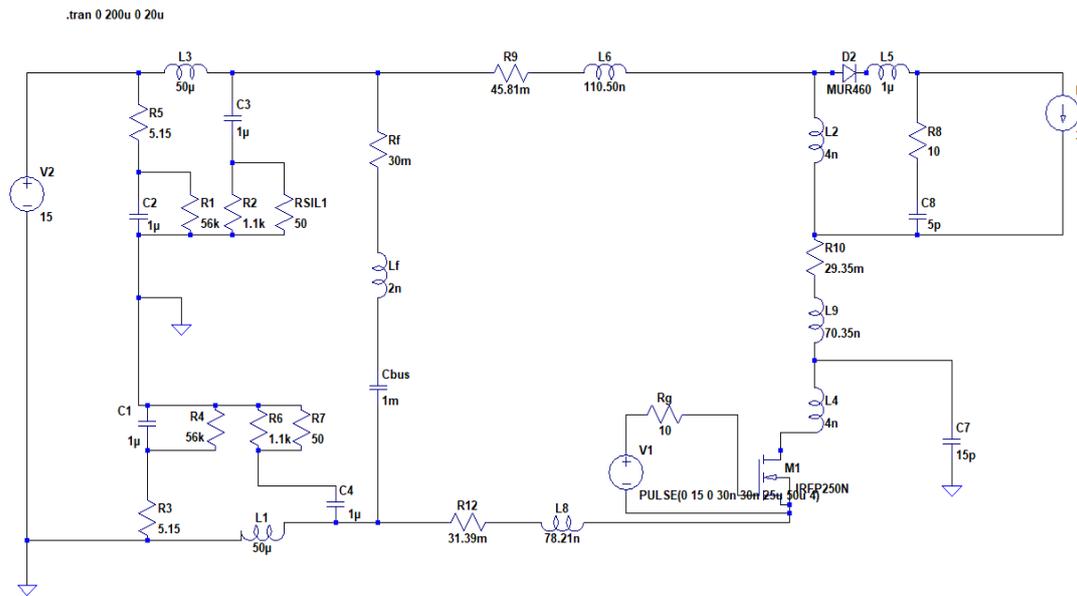


Figure57 circuit à base de boost avec un connectique filtre [44.45.46]

4.2.1. Résultats et interprétations

La figure 58, dans le domaine temporel, montre que la tension au niveau de RSIL (+) hachée présente des perturbations qui déforme le signal à une amplitude qui tend vers 24V.

La figure 59, dans le domaine fréquentiel, montre que la tension au niveau de RSIL(+) présente des niveaux des perturbations d'amplitude de -5dB à -50dB au environ de 100KHz, au Delas au environ de 10 Mhz, le spectre présente des perturbations plus élevée .

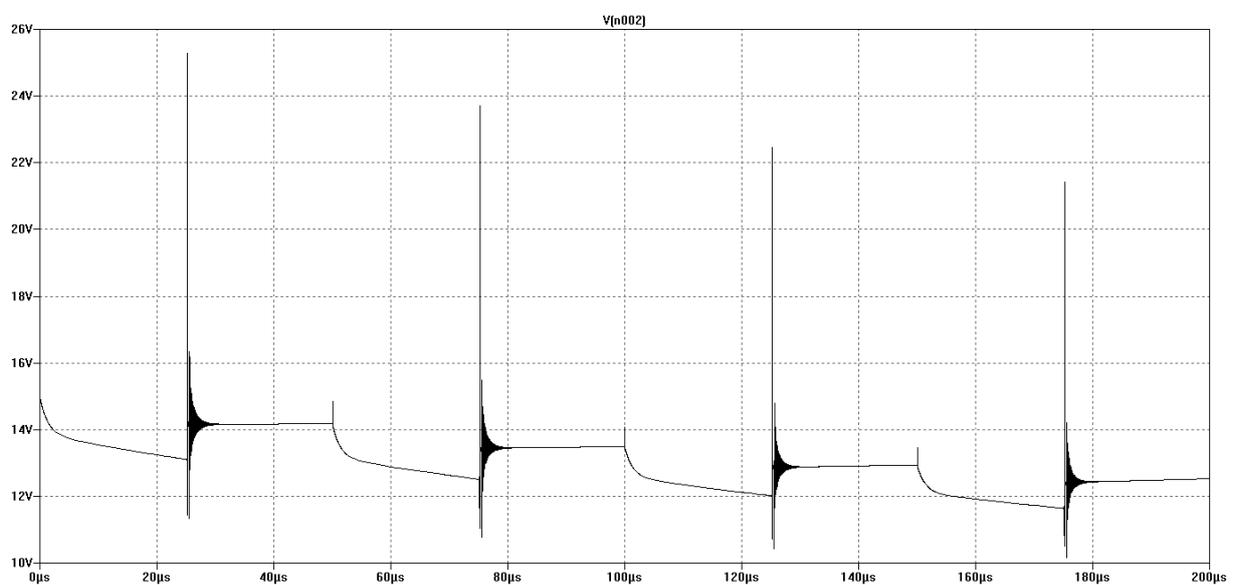


Figure58 Réponse temporelle de la tension (+)au niveau du RSIL : V_{RSIL+}

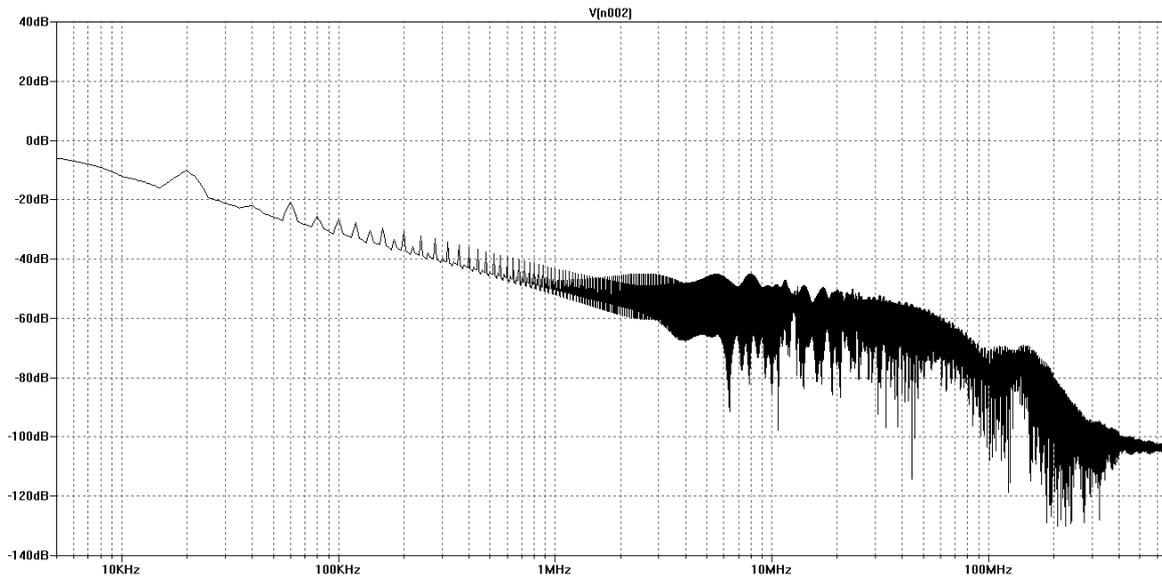


Figure 59 Réponse fréquentielle de la tension(+) au niveau RSIL : V_{RSIL+}

La figure 60 ,dans le domaine temporel, montre que la tension au niveau de RSIL (-) hachée présente des perturbations qui déforme le signal à une amplitude qui tend vers 12V.

Le spectre dans le domaine fréquentiel de la figure 61, présente des niveaux de perturbations d'amplitude de -10 dB à -50 dB au environ de 100 kHz et au dela au environ de 10MHz, on remarque des perturbations légères.

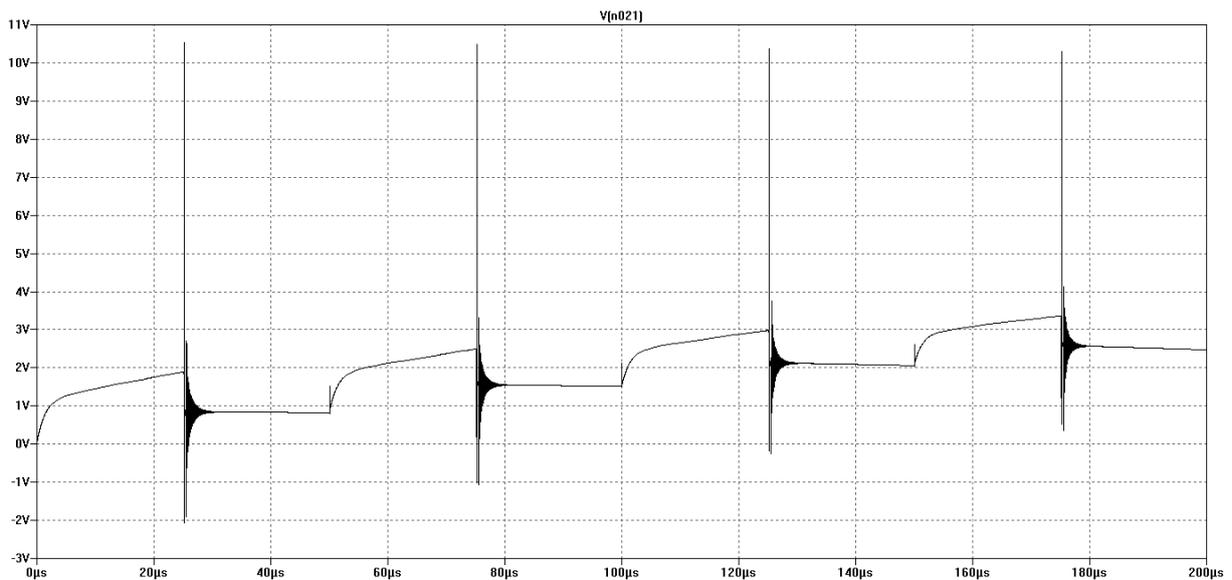


Figure60: Réponse temporelle de la tension (-) au niveau du RSIL : V_{RSIL-}

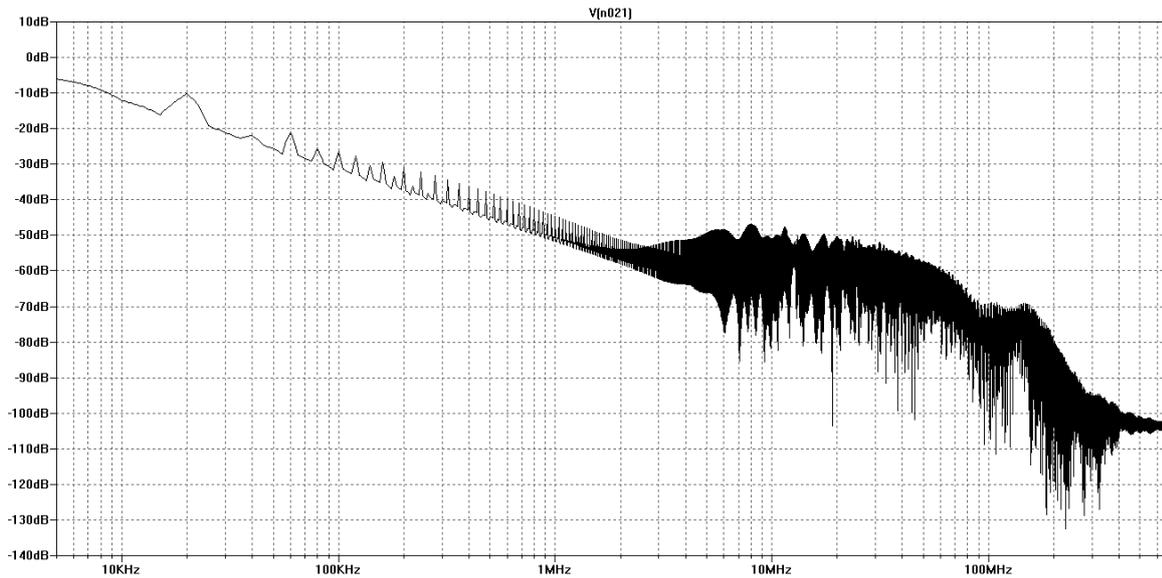


Figure 61 Réponse fréquentielle de la tension (-) au niveau du RSIL : V_{RSIL-} .

Pour la figure 62 qui représente une réponse temporelle de la tension à la sortie du MOSFET haché présente des perturbations qui déforme le signal à une amplitude qui tend vers 50V.

Le spectre de la figure 63 qui illustre la représentation du courant dans le domaine fréquentiel à la sortie du MOSFET, représente des niveaux de perturbations d'amplitude de 10dB à -40dB environ de 100KHz. Au delà jusqu'au 10 MHz, le spectre est réduit d'amplitude à cause de l'inductance du câble à un gain environ de - 140dB.

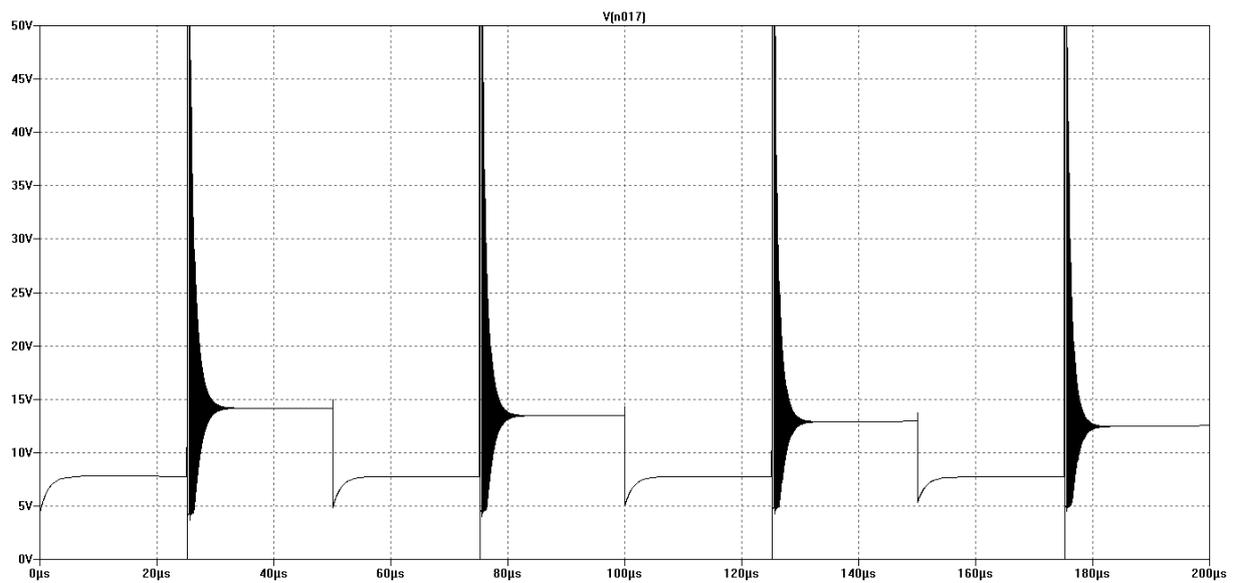


Figure 62 Réponse temporelle de la tension à la sortie du MOSFET

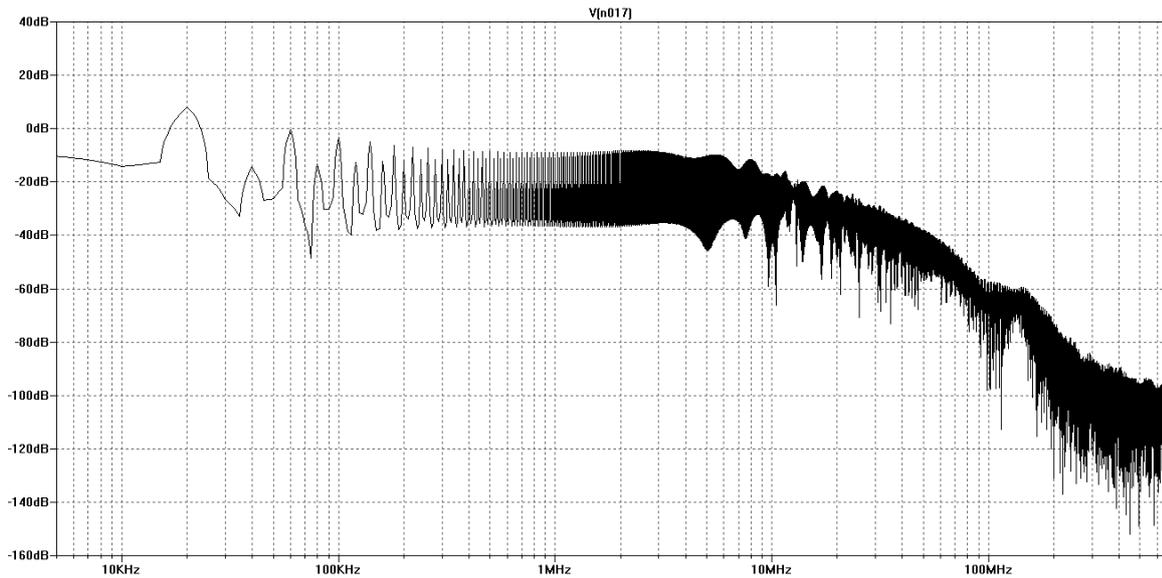


Figure 63 Réponse fréquentielle de la tension à la sortie du MOSFET

La figure 64 qui représente une réponse temporelle de la tension à la charge haché, présente des perturbations qui déforment le signal à une amplitude qui tend vers 30V. Le spectre de la figure 65 qui illustre la représentation de la tension à la charge dans le domaine fréquentiel, représente des niveaux de perturbations d'amplitude de 0dB à -40dB environ de 100KHz. Au delà jusqu'au 100 MHz et plus, le spectre est réduit d'amplitude à cause de l'impact CEM de la capacité en MC à un gain environ de -120dB.

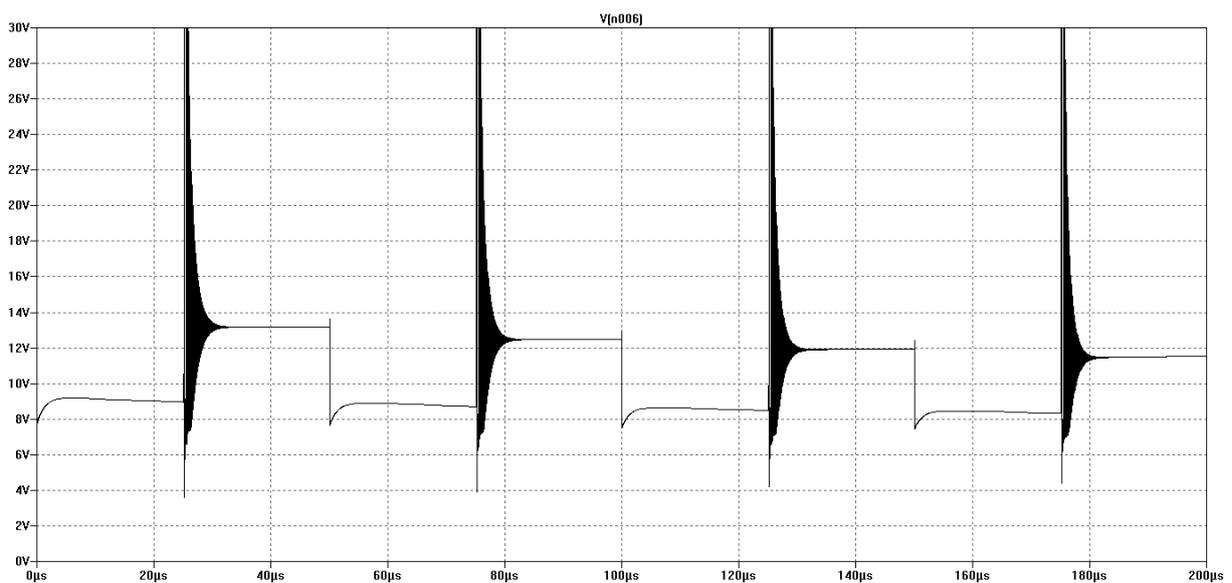


Figure 64 Réponse temporelle de la tension à la charge

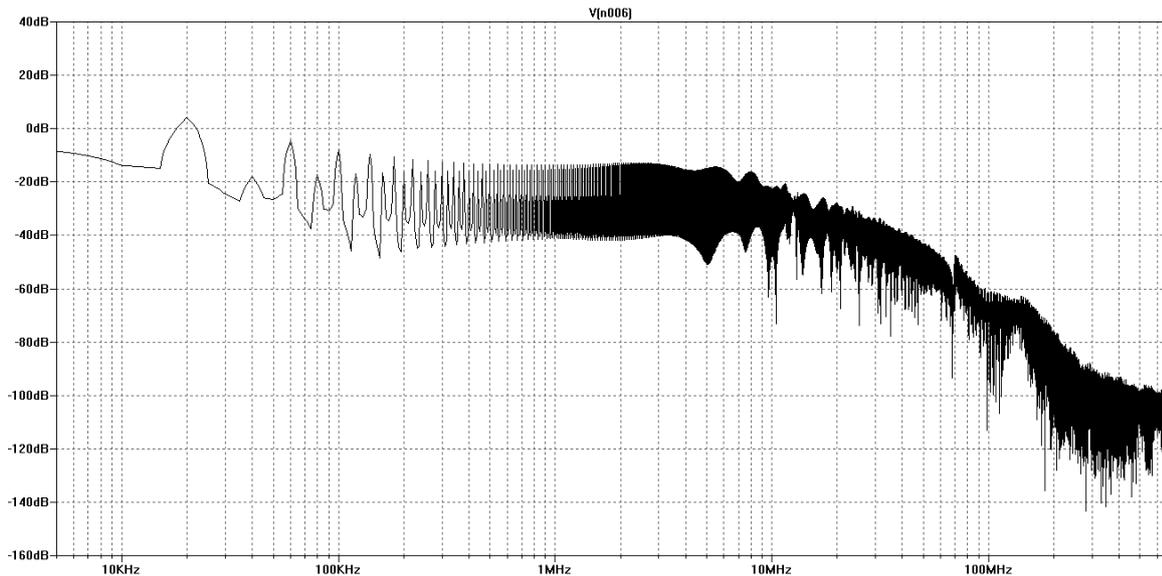


Figure 65 Réponse fréquentielle de la tension à la charge

Dans le domaine temporel de la figure 66, le spectre du courant à la sortie du MOSFET haché présente des perturbations qui tend vers 15A à cause des commutations. Dans le domaine fréquentiel (Figure 67), l'amplitude du spectre présente de 30 dB à -40 dB un gain important dans une plage de fréquence de 10kHz à 1MHz et une légère perturbation à -160 dB d'amplitude à cause de l'impact de la capacité parasite du câble sans oublier la présence des pics à cause de l'inductance du câble.

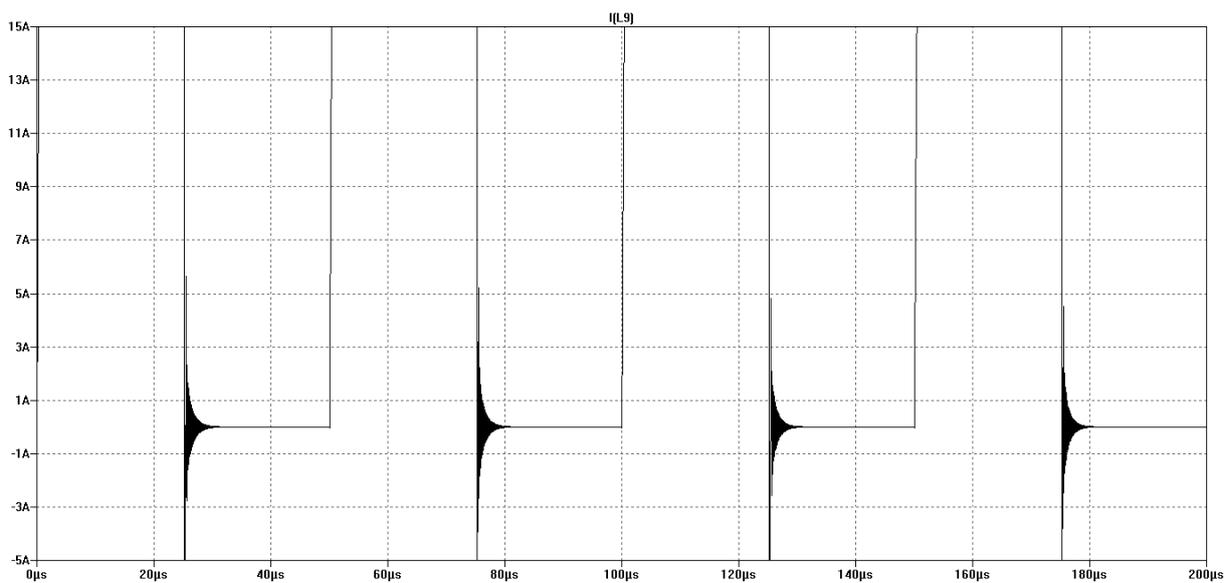


Figure 66 Réponse temporelle du courant à la sortie du MOSFET

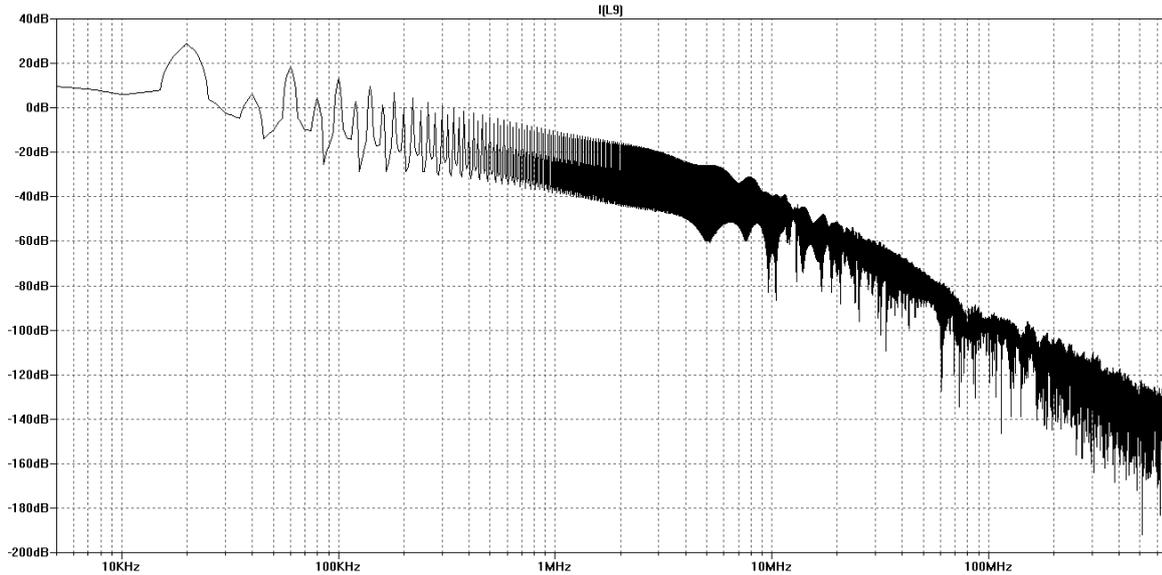


Figure 67 Réponse fréquentielle du courant à la sortie du MOSFET

La figure 68 présente dans la réponse temporelle le signal de sortie à la charge haché, avec des perturbations qui tend vers 3A.

Le spectre en mode fréquentiel de la figure 69 présente un gain d'amplitude de -140dB à -160dB au environ de 100 KHz. Au dela jusqu'au 10MHz, le spectre a un gain de -120dB à -150dB. A la fréquence de 100MHz, on constate un pic de fréquence .En revanche, on voit que le spectre est globalement réduit à cause de l'inductance des câbles et les capacités parasites en MC du Boost .

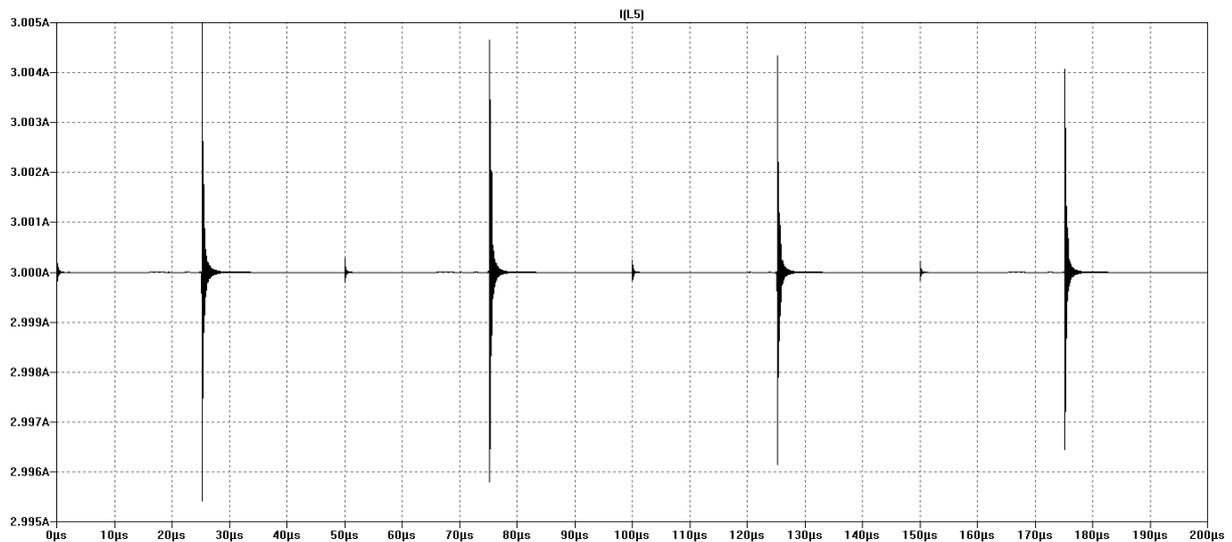


Figure 68 Réponse temporelle du courant à la charge

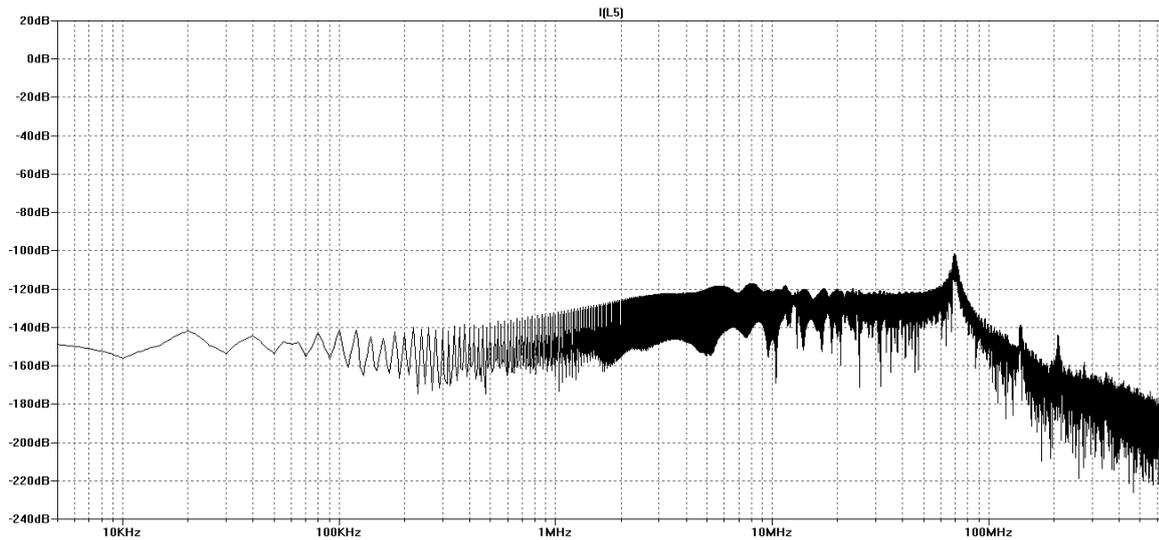


Figure 69 Réponse fréquentielle du courant à la charge

5. Conclusion

Les résultats de simulation sous LTSPICE obtenus permettent de confirmer la réalité de la pollution électromagnétique du convertisseur statique DC/DC " Boost " avec et sans connectiques.

L'analyse effectuée a montré que les perturbations électromagnétiques dépendent de la commutation du MOSFET du hacheur BOOST et les autres composants de circuit.

On distingue parfaitement l'influence de la connectique par rapport aux perturbations électromagnétiques, d'où le circuit avec un connectique comme filtre à donner des résultats satisfaisantes et moins des perturbations électromagnétiques par rapport au circuit sans connectique.

Conclusion Général

Conclusion Général

L'objectif de ce mémoire est l'élaboration d'une méthodologie d'analyse des perturbations électromagnétiques conduites et la prédiction des niveaux d'émissions générées par les convertisseurs statiques.

La maîtrise de la compatibilité électromagnétique des convertisseurs statiques DC/DC est devenue un enjeu important, ces dispositifs existent dans la majeure partie des systèmes électriques, et sont largement utilisés dans le domaine domestique, industriel, militaire, des communications ou des transports. Ils peuvent provoquer sur son environnement des perturbations de nature électromagnétique, qui rend l'étude la compatibilité électromagnétique essentielle pour assurer la sécurité des équipements et des personnes.[26]

L'électronique de puissance utilise les semi-conducteurs de puissance en mode interrupteur. Ce fonctionnement confère au convertisseur un rendement très élevé ; par contre ,il donne lieu à de nombreuses perturbations électromagnétiques dues essentiellement aux commutations rapides des semi-conducteurs. Les perturbations se propagent vers la source d'alimentation du convertisseur et vers la charge qu'il alimente et une partie de cette énergie est rayonnée.[47]

L'étude a été réalisé sur un hacheur élévateur BOOST relia à une source de tension via un Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne et une ligne de transmission le tout connecté à une charge, Ce circuit électronique a été modélisée sous le logiciel LTSPICE.

Dans le chapitre 1, nous avons présenté la compatibilité électromagnétique en général et en particulier, les perturbations et les modes de transmission.

Par la suite, le chapitre 2 nous a permis de voir de près quelques convertisseurs statiques DC/DC et en particulier le BOOST ainsi leurs modélisations.

Dans le troisième chapitre, on a présenté une simulation des perturbations électromagnétiques en utilisant logiciel LTSPICE dans le domaine temporel et fréquentiel. Le convertisseur utilisé pour cette étude est un hacheur élévateur de type BOOST connecté à un RSIL, La simulation sous LTSPICE permet d'obtenir rapidement une réalité sur la pollution électromagnétique causé par le convertisseur d'un coté et de l'autre cote comment l'effet du filtre ajouté au circuit à base de connectique a pu diminuer cette pollution électromagnétique.

Nous avons ainsi analysé la tension et le courant à différents points tests du convertisseur statique en mode fréquentiel et temporel avec et sans filtre à base d'un connectique. On a montré que les signaux sont perturbés à cause de l'ouverture et fermeture du MOSFET (commutation), ensuite on a illustré une certaine amélioration dans le spectre car nous avons ajouté un filtre pour diminuer et protéger la source de tension du circuit des perturbations électromagnétiques.

Les résultats obtenus sont encourageants et cette étude a été réalisée dans la perspective d'utiliser ces dernières pour un dimensionnement précis du filtre CEM.

Bibliograp_{HIQUE}

- [1] JEAN-LOUIS .C , « C.E.M ET ELECTRONIQUE DE PUISSANCE », PARIS 1999.
- [2] JACQUES .C , « COURS DE C E M », I UT DE NANTES, FRANCE, 1999
- [3] CERGE, "COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE," ACADEMIE DE PARIS, CRETEIL, VERSAILLES, [HTTP://SITELEC.ORG/COURS/CEM2.PDF](http://SITELEC.ORG/COURS/CEM2.PDF).
- [4] E.R-PINILLA" CONCEPTION DE CONVERTISSEURS ELECTRONIQUES DE PUISSANCE A FAIBLE IMPACT ELECTROMAGNETIQUE INTEGRANT DE NOUVELLES TECHNOLOGIES D'INTERRUPTEURS A SEMI-CONDUCTEURS" THESE DE DOCTORAT L'UNIVERSITE DE LYON 18 JUIN 2014
- [5] H. HELALI, "METHODOLOGIE DE PRE-DIMENSIONNEMENT DE CONVERTISSEURS DE PUISSANCE : UTILISATION DES TECHNIQUES D'OPTIMISATION MULTI-OBJECTIF ET PRISE EN COMPTE DE CONTRAINTES CEM", THESE DE DOCTORAT, INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUEES, LYON, 2006.
- [6] H. SLIMANI, " ESTIMATION DES PERTURBATIONS CONDUITES ET RAYONNEES DANS LES CABLES DE PUISSANCE ", THESE DE DOCTORAT EN ELECTROTECHNIQUE, UNIVERSITE DE SIDI BEL-ABBES, 2016.
- [7] L. FAKHFAKH, CONTRIBUTION A L'ÉTUDE ET A LA MESURE DES PERTURBATIONS CONDUITES DANS UN CONVERTISSEUR DE PUISSANCE, MASTER RECHERCHE DE L'ÉCOLE NATIONALE D'INGENIEURS DE SFAX, 2010
- [8] F. CHAUVET, "COMPATIBILIT E ELECTROMAGNETIQUE. INTRODUCTION. D 1900 E3 750," TECHNIQUESDE L'INGENIEUR, TRAITE ENIE ELECTRONIQUE, 1993
- [9] F. COSTA AND C. VOLLAIRE, « CARACTERISTIQUES ET EVOLUTION DU BRUIT ELECTROMAGNETIQUE DANS LES DISPOSITIFS D'ALIMENTATION EMBARQUES SUR AERONEF, » CONGRES CEM 08, P.8, 2008
- [10] Z. HANZELKA AND ANDRZEJ .B, « GUIDE POWER QUALITY, SECTION 3: HARMONIQUES », LEONARDO EENERGY, EDITION AOÛT 2007, AGH UNIVERSITY OF SCIENCE AND TECHNOLOGY.
- [11] E.LABOURE ,F. COSTA, LIONEL PICHON , « COURS DE LA CEM »
- [12] J. CUVILLIER, « COURS DE CEM », IUT DE NANTES, 2003.
- [13] J.P .FERRIEUX ET F .FOREST MASSON ,COLLECTION TECHNOLOGIES, « ALIMENTATIONS A DECOUPAGE CONVERTISSEURS A RESONANCE »
- [14] MAZOUZ. N, MIDOUN. A. "ELECTRICAL POWER AND ENERGY SYSTEMS CONTROL OF A DC / DC CONVERTER BY FUZZY CONTROLLER FOR A SOLAR PUMPING SYSTEM". INT J ELECTR POWER ENERGY SYST 2011;33:1623– 30. [HTTPS://DOI.ORG/10.1016/J.IJEPES.2011.06.016](https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2011.06.016).

- [15] RASHID .MH. "POWER ELECTRONICS".ACADEMIC PRESS SERIES IN ENGINEERING; 2001.
- [16] GUY .S, "ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE", 7TH EDITION, DUNOD, PARIS 1999,
- [17]HANOUN BRAHIM, « ETUDE ET REALISATION D'UN HACHEUR BOOST », MEMOIRE PFE, JUIN 2016, UNIVERSITE LARBI BEN M'HIDI DE OUM EL BOUAGHI FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES APPLIQUEES DEPERTEMENT DU GENIE ELECTRIQUE
- [18] HANSRUE. D,"CONVERTISSEURS STATIQUES", PRESSES POLYTECHNIQUES ET UNIVERSITAIRES ROMANDES,
- [19]THIERRY .L, « CALCUL DES CONVERTISSEURS EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE » UNIVERSITE FRANCOIS RABELAIS DE TOURS –FRANCE , 14/04/2002
- [20] PH .DONDON "ALIMENTATION A DECOUPAGE BOOST ELEVATEUR" DOCUMENTATION 2000
- [21] D. B. VIET, Y. LEMBEYE, J. P. FERRIEUX, J. BARBAROUX, AND Y. AVENAS, "NEW HIGH POWER-HIGH RATIO NON ISOLATED DC-DC BOOST CONVERTER FOR FUEL CELL APPLICATIONS," IN *POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 2006. PESC'06.37TH IEEE*, PP. 1-7,2006.
- [22] J. W. KIMBALL, T. L. FLOWERS, AND P. L. CHAPMAN, "LOW-INPUT-VOLTAGE, LOW-POWER BOOST CONVERTER DESIGN ISSUES," *POWER ELECTRONICS LETTERS, IEEE*, VOL. 2, PP. 96-99, 2004.
- [23]G. LEFEVRE, "CONCEPTION DE CONVERTISSEURS STATIQUES POUR L'UTILISATION DE LA PILE A COMBUSTIBLE," UNIVERSITE JOSEPH-FOURIER-GRENOBLE I,2004.
- [24]R. BÜRKEL AND T. SCHNEIDER, "FAST RECOVERY EPITAXIAL DIODES (FRED)-CHARACTERISTICS," ED.
- [25]M.-Y. AYAD, "MISE EN OEUVRE DES SUPER CONDENSATEURS DANS LES SOURCES HYBRIDES CONTINUES," VANDOEUVRE-LES-NANCY, INPL, 2004.
- [26]BENHADDA .N, TITRE "ANALYSE DES PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES ET PREDICTION DES NIVEAUX D'EMISSIONS CONDUITES GENEREES PAR UN CONVERTISSEUR STATIQUE DC/DC" , THESE DE DOCTORAT , DECEMBRE 2019, UNIVERSITE DJILALI LIABES DE SIDI BEL-ABBES FACULTE DE GENIE ÉLECTRIQUE DEPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE.
- [27]KACHENOURA RAHMA , « ETUDE DES PERTES DANS LES CONVERTISSEURS STATIQUES », 16/06/2015, UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI, TIZI-OUZOU
- [28] S.RAMSI "CONVERTISSEUR BASS TENSION (42V.540V): APPLICATION SOURCE UTILISANT HYBRIDE UTILISANT UNE PILE A COMBUSTIBLE" THESE DE DOCTORAT UNIVERTSITER MOHAMED KHIDER _ BISKRA 2015

- [29] K. RAHMA THESE DE DOCTORAT " ETUDE DES PERTES DANS LES CONVERTISSEURS STATIQUES" UNIVERSITE MOULOU MAMMERI, TIZI-OUZOU 16/06/2015
- [30] B. MULTON " ELECTRONIQUE DE PUISSANCE" DEPARTEMENT DE MECATRONIQUE - ECOLE NORMALE SUPERIEURE DE RENNES 2015/2016
- [31] H. IMED , MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE DIRECTION GENERALE DES ETUDES TECHNOLOGIQUES INSTITUT SUPERIEUR DES ETUDES TECHNOLOGIQUES DE NABEUL DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE
- [32] J. DOUMEIZEL ARTICLE THEMATIQUE " LES DOMAINES D'APPLICATION DE L'ÉLECTRONIQUE EMBARQUÉE" JAN 22, 2018
- [33] B. BENAZZA, A. BENDAOU, J. L. SCHANEN, " IMPACT DES LONGUEURS DE CABLE SUR LES EMISSIONS CEM CONDUITES D'UN CONVERTISSEUR DC/DC", 19EME COLLOQUE INTERNATIONAL ET EXPOSITION SUR LA COMPATIBILITE ÉLECTROMAGNETIQUE, (CEM 2018), 9- 11 JUILLET 2018, PARIS.
- [34] [HTTPS://WWW.ANALOG.COM/EN/DESIGN-CENTER/DESIGN-TOOLS-AND-CALCULATORS/LTSPICE-SIMULATOR.HTML](https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html)
- [35] UNIVERSITE DE LIEGE ELEN0075: ÉLECTRONIQUE ANALOGIQUE FEVRIER 2010
- [36] COMITE INTERNATIONAL SPECIAL DES PERTURBATIONS RADIOELECTRIQUES CISPR 16, « SPECIFICATIONS POUR LES APPAREILS ET LES METHODES DE MESURE DES PERTURBATIONS RADIOELECTRIQUES » 1987.
- [37] M. MOREAU ECOLE CENTRALE DE LILLE THESE PRESENTEE EN VUE D'OBTENIR LE GRADE DE DOCTEUR EN GENIE ELECTRIQUE DOCTORAT DELIVRE PAR L'ECOLE CENTRALE DE LILLE
- [38] G. FRANTZ "APPROCHE SYSTEME POUR L'ETUDE DE LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE DES RESEAUX EMBARQUES", 21 OCT 2015, UNIVERSITE GRENOBLE ALPES
- [39] J. R. NICHOLSON ET J. A. MALACK, « RF IMPEDANCE OF POWER LINES AND LINE IMPEDANCE STABILIZATION NETWORKS IN CONDUCTED INTERFERENCE MEASUREMENTS », ELECTROMAGN. COMPAT. IEEE TRANS. ON, NO 2, P. 84–86, 1973.
- [40] J. DRINOVSKY ET M. MOTI, « SPECIFIC CONDITIONS FOR EMI FILTERS MEASURING », 2004, P. 139-141.
- [41] M. STECHER, « IMPROVED REPRODUCIBILITY OF CONDUCTED EMISSION MEASUREMENTS », IN ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, 2006. EMC-ZURICH 2006. 17TH INTERNATIONAL ZURICH SYMPOSIUM ON, 2006, P. 509–512.
- [42] K. RASMUSSEN, « EMC PRECOMPLIANCE SOLUTIONS », DANNEMARK, MARS-2011.

[43] M. MARDIGUIAN, "MANUEL PRATIQUE DE COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE", HERMES., VOL. 2EME EDITION REVUE ET AUGMENTE., 2003

[44] V. TARATEERASETH, I.A. MAIO, F.G. CANAVERO, "ASSESSMENT OF EQUIVALENT NOISE SOURCE APPROACH FOR EMI SIMULATIONS OF BOOST CONVERTER", PROCEEDINGS, 20TH INT. ZURICH SYMPOSIUM ON EMC, ZURICH 2009.

[45] W. TEULINGS, "PRISE EN COMPTE DU CABLAGE DANS LA CONCEPTION ET LA SIMULATION DES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE PERFORMANCES CEM", THESE DE DOCTORAT DE L'INPG, FRANCE, AVRIL 1997.

[46] X. HUANG, "FREQUENCY DOMAIN CONDUCTIVE ELECTROMAGNETIC INTERFERENCE MODELING AND PREDICTION WITH PARASITICS EXTRACTION FOR INVERTERS", DOCTORAL THESIS, BLACKSBURG, VIRGINIA, 2004.

[47] M. MELIT "ETUDE DES PERTURBATIONS DANS LES CONVERTISSEURS DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE", UNIVERSITE BLAISE PASCAL - CLERMONT-FERRAND II; UNIVERSITE DE JIJEL, 2008.

[48] DOMINIQUE .R, « COURS SUR LA CEM : RSIL, UNIVERSITE DE MARNE-LA-VALLEE, FRANCE

[49] [HTTPS://EDUSCOL.EDUCATION.FR/STI/SITES/EDUSCOL.EDUCATION.FR/STI/FILES/RESSOURCES/TECHNIQUES/775/775-COURS-CEM.PDF](https://eduscol.education.fr/sti/sites/eduscol.education.fr/sti/files/ressources/techniques/775/775-cours-chem.pdf)

[50] [HTTPS://WWW.ACTUTEM.COM/QUEST-CE-QUE-LE-TEST-CEM/](https://www.actutem.com/quest-ce-que-le-test-chem/)

[51] B. BAGHDADI "ETUDE DES PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES CONDUITES DANS UN RESEAU CONSTITUE DE CONVERTISSEURS STATIQUES DC/DC " THESE DE DOCTORAT 21 OCTOBRE 2020 UNIVERSITE DJILALI LIABES DE SIDI BEL-ABBES

Titre : "Etude du comportement CEM d'un convertisseur statique DC/DC BOOST dans un circuit électrique à base d'un filtre"

Résumé: Les convertisseurs statiques sont aujourd'hui très largement utilisés dans diverses applications. cependant, l'avenacée des procédés technologique dans la conception des nouveaux composants tels que les MOSFET et les IGBT augmentent les niveaux d'émission conduites et rayonnées. La présentation de la CEM en électronique de puissance est présentée au début du mémoire. Dans ce travaille l'étude est basé sur la modélisation fréquentielle et temporelle pour l'illustration des pertes électromagnétiques générés par un hacheur élévateur BOOST. Cette méthode est ensuite utilisée pour déterminer les perturbations électromagnétiques conduites par la commutation du MOSFET et en joutant des filtres à base des connectiques ,finalement nous validons les résultats des spectres par des simulations en utilisant le logiciel LTSPICE.

Mots clés : CEM, Pertes électromagnétiques, Boost, Filtres, MOSFET, LTSPICE

Title: "Study of the EMC behavior of a static DC / DC BOOST converter in an electrical circuit based on a filter"

Abstract :Static converters are now widely used in various applications. However, advances in technological processes in the design of new components such as MOSFETs and IGBTs increase the levels of conducted and radiated emissions. The presentation of the EMC in power electronics is presented at the beginning of the memory. In this work, the study is based on frequency and temporally to illustrate the electromagnetic losses generated by a BOOST step-up chopper, This method is then used to determine the electromagnetic disturbances conducted by the switching of the MOSFET and by adding filters based on the connectors, finally we validate the results of the spectra by simulations using the LTSPICE software.

Keywords: EMC, Electromagnetic losses, Boost, Filters, MOSFET, LTSPICE

العنوان: دراسة سلوك التوافق الكهرومغناطيسي لمحول DC/DC BOOST الثابت في دائرة كهربائية تعتمد على مرشح

الملخص: تستخدم المحولات الثابتة الآن على نطاق واسع في العديد من التطبيقات. ومع ذلك ، فإن ظهور العمليات التكنولوجية في تصميم مكونات جديدة مثل MOSFETs ومستويات IGBTs على حد سواء الصادرة والانبعاثات المشعة. يتم تقديم عرض EMC في إلكترونيات الطاقة في بداية الأطروحة. في هذا العمل ، تستند الدراسة إلى نمذجة التردد والوقت لتوضيح الخسائر الكهرومغناطيسية الناتجة عن قاطع تصعيد BOOST. ثم يتم استخدام هذه الطريقة لتحديد الاضطرابات الكهرومغناطيسية الناتجة عن تبديل MOSFET وعن طريق إضافة المرشحات القائمة على الموصلات ، أخيرًا نتحقق من صحة نتائج الأطياف عن طريق المحاكاة باستخدام برنامج LTSPICE.

الكلمات المفتاحية : EMC ، خسائر كهرومغناطيسية ، Boost ، مرشح ، MOSFET ، LTSPICE