

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République algérienne démocratique et populaire  
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique  
المركز الجامعي لعين تموشنت  
Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent  
Institut de Technologie  
Département de Génie Electrique



Projet de fin d'études  
Pour l'obtention du diplôme de Master en :  
Domaine : SCIENCES ET TECHNOLOGIES  
Filière : ELECTROTECHNIQUE  
Spécialité : COMMANDES ELECTRIQUES

Thème

*Etude sur l'impact des perturbations électromagnétiques d'un réseau DC/DC à base des hacheurs BOOST dans un environnement électrique*

Présenté Par :

- 1) BOUAZZA Fatima Zohra
- 2) BOUMAZA Khadidja

Devant les jurys composés de :

FLITTI Mohamed	DR	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Président
BENAZZA Baghdad	MAA	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Encadrant
AYACHE Zouaoui	Mr	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Examineur

*Année universitaire 2019/2020*



## **Remerciements**

*Nous tenons tout d'abord à remercier Dieu le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce modeste travail.*

*En second lieu, Nous voudrions présenter nos remerciements à notre encadreur Mr **BENAZZA BAGHDADI**, nous voudrions également lui témoigner notre gratitude pour sa patience et son soutien qui nous a été précieux afin de mener notre travail à bon port.*

*Nos remerciements vont aussi à Dr **FLITTI MOHAMED** pour l'honneur de présider le jury et à Mr **AYACHE ZOUAOU** comme examinateur.*

*A nos familles et nos amis qui par leurs prières et leurs encouragements, on a pu surmonter tous les obstacles.*

*Nous tenons à remercier toute personne qui a participé de près ou de loin à l'exécution de ce modeste travail.*

*Merci.*

## *Dédicace*

*J'adresse mes infinis et sincères remerciements*

*A l'éternel Dieu tout puissant, de ma voir donné le courage et la volonté pour réaliser ce modeste travail.*

*De tout mon être et du fond du cœur je remercie ma famille, Mon cher père, dont les judicieux conseils ont éclairés mon chemin et mon cursus scolaire.*

*Ma très chère mère pour ses encouragements, son soutien et ses conseils ainsi que son amour.*

*Mes très chères sœurs Sabiha, Malika, Kawtar et surtout ma grand sœur Iman pour son soutien moral et financier et mon cher frère Abderrahim.*

*A mes chères grand-mères Zahra et Yamina, que Dieu ait pitié d'eux, j'espère qu'elles sont fières de moi.*

*A ma chère tante Nadjia.*

*A mon encadrant Mr BENAZZA Baghdadi, qui a bien voulu dirigé mes recherches. Merci pour votre disponibilité et vos orientations et votre patience qui ont guidés mes travaux.*

*A mon binôme/meilleure amie BOUMAZZA Khadidja.*

*Merci enfin à toute la famille BOUAZZZA et NEGGAZ, et à tous ceux qui m'aiment.*

*BOUAZZA FATIMA ZOHERA*

## *Dédicace*

*Avant tout, je remercie **le Dieu** le tout puissant de m'avoir donné le courage et la volonté pour réaliser ce modeste travail que je dédie.*

*A ma Mère « **R.SOUAD** », qui a œuvré pour ma réussite, de par son amour, son soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils, pour toute son assistance et sa présence dans ma vie, reçois a travers ce travail aussi modeste soit -il, l'expérience de mes sentiments et de mon éternelle gratitude*

*A mon Père « **B.SOFIANE** ». Qui a sacrifié sa vie afin de me voir grandir et réussir dans le parcours de l'enseignement. Celui qui a toujours resté à mes côtés dans les moments rudes de ma vie.*

*A mes grands-mères, que Dieu les protègent et les gardent en bonne santé.*

*A mon oncle et mes tantes « **BENAMEUR, AMEL, AMINA, NASSIMA** » et surtout mon cher oncle **RACHID** que Dieu repose son âme.*

*A ma sœur **AMIRA** et son marie **ATHMANE** et mon petit neveu **WAEL***

*Et a ma petite chère sœur **WAFAA***

*A toute mes **cousines** et **cousins** et surtout ma chère **SONIA** et **RACHID, SISI, LAMIA, SIDAHMED, TITO.***

*A mes meilleurs **FATIMA, BOUCHRA, FATAH***

*A mon encadreur **MR BENAZZA BAGHDADI** qui est conseillé et encouragé durant l'évolution de ce travail.*

*A tous ceux qui ont contribué de loin ou de près à la réalisation de ce mémoire.*

*Enfin, à tous ceux qui m'aiment.*

**b.khadidja**

# *Sommaire*

Introduction Générale .....	1
-----------------------------	---

## **Chapitre I : Introduction a la compatibilité électromagnétique «CEM» :**

I.1 INTRODUCTION .....	3
I.2 DEFINITION .....	3
I.3 ASPECTS FONDAMENTAUX DE LA CEM .....	4
I.4 VOCABULAIRE DE LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE.....	4
I.5 SOURCES DE PERTURBATION ELECTROMAGNETIQUE .....	5
I.5.1 Les principaux acteurs de perturbation .....	5
I.6 DIFFERENTS TYPES DES PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES .....	6
I.6.1 Les harmoniques .....	6
I.6.2 Les champs magnétiques et électromagnétiques .....	6
I.6.3 Fluctuations de tension.....	6
I.6.4 Creux de tension et coupure brèves.....	6
I.6.5 Surtensions et coup de foudre.....	7
I.6.6 Décharges électrostatiques .....	8
I.6.7 Variation de fréquence.....	8
I.6.8 Signaux transmis sur le réseau .....	8
I.6.9 Déséquilibre de phases .....	8
I.7 CLASSIFICATION DES PERTURBATIONS.....	9
I.7.1 Classification par mode de propagation.....	9
I.7.1.1 Mode différentiel (mode symétrique).....	9
I.7.1.2 Mode commun(ou asymétrie).....	9
I.7.2 Classification par type de couplage .....	10
I.7.2.1 Couplage par impédance commune .....	10
I.7.2.2 Couplage conducteur/plan de masse .....	11
I.7.2.3 Couplage champ à fil .....	11
I.7.2.4 Couplage champ à boucle.....	12
I.7.2.5 Couplage par diaphonie inductive .....	12
I.7.2.5.a Diaphonie inductive de mode différentiel.....	13
I.7.2.5.b Diaphonie inductive de mode commun.....	13
I.7.2.6 Couplage par diaphonie capacitive.....	14
I.7.2.6.a Couplage capacitif de mode différentiel.....	15
I.7.2.6.b Couplage capacitif de mode commun .....	15

I.7.3 classification par fréquence .....	15
I.7.3.1 Les perturbations à basse fréquence.....	15
I.7.3.2 Les perturbations à haute fréquence.....	15
I.7.4 classification par durée.....	16
I.7.4.1 Perturbations permanente .....	16
I.7.4.2 Les perturbations transitoires .....	16
I.7.5 classification par conduction et rayonnement.....	16
I.8 LES MOYENS D'ESSAI .....	17
I.8.1 Les chambres anéchoïques.....	17
I.8.2 les cages de faraday.....	17
I.8.3 chambres reverberantes a brassage de modes (CRBM) .....	18
I.8.4 L'analyseur de spectre.....	18
I.8.5 Les sondes isotropiques .....	19
I.8.6 Les RSIL (Réseaux Stabilisateurs d'Impédance de ligne) .....	19
I.9 LE COUPLAGE PAR RAYONNEMENT (PAR CHAMP).....	20
I.9.1 couplage par champs proches.....	20
I.9.2 Le couplage par Champs lointains.....	20
I.10 REGLEMENTATION EN CEM.....	20
I.10.1 Présentation générale.....	20
I.11 SOLUTIONS .....	21
I.11.1 La conception des circuits imprimés .....	21
I.11.2 Le choix des composants électroniques .....	22
I.11.3 Le câblage .....	23
I.12 LA CEM EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE.....	23
I.12.1 causes des perturbations en électronique de puissance.....	23
I.12.2 Etendue spectrale du bruit dans les convertisseurs statiques .....	23
I.12.3 Sources de bruit : la cellule de commutation et sa commande.....	24
I.12.4 Origine des perturbations conduites et rayonnées dans les convertisseurs statiques.....	25
I.13 CONCLUSION .....	28

## **Chapitre II : Généralité et modélisation des convertisseurs DC/DC <BOOST>:**

II.1 INTRODUCTION .....	1
II.2 DEFINITION DES CONVERTISSEURS STATIQUES .....	29
II.3 CONVERTISSEURS CONTINU-CONTINU (HACHEURS).....	29



II.3.1 Définition .....	29
II.3.2 Structures de base des convertisseurs DC-DC.....	30
II.3.3 Principe de fonctionnement d'un hacheur.....	30
II.3.4 Domaine d'utilisation des hacheurs .....	31
II.4 LES DIFFERENTS TYPES D'HACHEURS .....	31
II.4.1 Hacheur série (Buck).....	32
II.4.2 Hacheur parallèle (Boost) .....	32
II.4.3 Hacheur abaisseur-élevateur (Buck-Boost) .....	33
II.5 MODELISATION DES CONVERTISSEUR DC/DC.....	34
II.5.1 Présentation du circuit.....	34
II.5.2 Conduction continue .....	36
II.5.3 Conduction discontinue .....	39
II.6 CONCLUSION .....	41

**Chapitre III : Etude des perturbations conduites émises par un hacheur Boost et un réseau DC/DC :**

III.1 INTRODUCTION.....	42
III.2 DESCRIPTION DU LOGICIEL LTSPICE.....	42
III.2.1 Prise en main du logiciel : Saisie de schéma.....	43
III.2.2 Simulation .....	46
III.2.2.1 Paramétrage de la simulation.....	46
III.2.2.2 Simulation temporelle .....	46
III.2.2.3 Simulation fréquentielle.....	47
III.3 MODELE DU BOOST SEUL DANS UN CIRCUIT ELECTRIQUE CONNECTE SUR UN RSIL.....	48
III.3.1 Principe .....	48
III.4 RESULTATS ET INTERPRETATIONS .....	49
III.4.1 Tension RSIL .....	49
III.4.2 Courant RSIL .....	50
III.4.3 Tension de sortie du hacheur .....	52
III.4.4 Courant de sortie du hacheur .....	53
III.5 MODELE DE 2 CONVERTISSEURS IDENTIQUES CONNECTES AU MEME RESEAU FICTIF DC/DC (DEUX BOOST EN PARALLELE) SUR RSIL.....	54
III.5.1 Principe .....	54
III.6 RESULTATS ET INTERPRETATIONS .....	55
III.6.1 Tension RSIL .....	55

III.6.2 Courant RSIL .....	56
III.6.3 Tension de sortie du hacheur .....	58
III.6.4 Courant de sortie du hacheur .....	59
III.7 COMPARAISON DES RESULTATS.....	60
III.8 CONCLUSION.....	61
Conclusion générale .....	62
Bibliographie.....	64

# *Liste des figures*

**Chapitre I : Introduction a la compatibilité électromagnétique «CEM» :**

Figure I. 1 : transmission des perturbations. [5] ..... 4

Figure I. 2 : Fluctuation de tension et Flicker. [8] ..... 6

Figure I. 3 : Fluctuation de tension et Flicker. [8] ..... 7

Figure I. 4 : Surtensions et coup de foudre. [8] ..... 7

Figure I. 5 : Electrostatique avec une impulsion de 1n. [8] ..... 8

Figure I. 6 : propagation de courants parasites en mode différentiel. [3] ..... 9

Figure I. 7: Propagation de courants parasites en mode commun. [3] ..... 10

Figure I. 8 : Couplage par impédance commune. [9] ..... 10

Figure I. 9 : Couplage conducteur à plan de masse [3] ..... 11

Figure I. 10 : Couplage « champ à fil ». [11] ..... 12

Figure I. 11: Exemple de couplage « champ à boucle » [12] ..... 12

Figure I. 12 : Principe du couplage par diaphonie inductive. [13] ..... 13

Figure I. 13: Couplage par diaphonie inductive en mode commun [14] ..... 14

Figure I. 14: Modèle électrique d'un couplage par diaphonie capacitive [10] ..... 14

Figure I. 15 : Chambre anéchoïque. [10] ..... 17

Figure I. 16 : Cage de Faraday [10] ..... 18

Figure I. 17 : CRBM et zone d'utilisation en fréquence. [10] ..... 18

Figure I. 18 : analyseur de spectre [18] ..... 18

Figure I. 19: Impédance de mode commun du RSIL. [10] ..... 19

Figure I. 20 : Schéma de principe d'un RSIL monophasé. [10] ..... 19

Figure I. 21 : le tracé des circuits peut réduire la susceptibilité d'une carte : soit par minimisation des impédances (tracé à l'anglaise), soit par réduction des couplages dus au champ électromagnétique (tracé avec plan de masse) ..... 22

Figure I. 22 : Exemple d'une chaine de conversion d'électronique de puissance, inspiré de [21] ..... 24

Figure I. 23 : Etendue spectrale des phénomènes perturbateurs dans un convertisseur statique [21] ..... 24

Figure I. 24 : Cellule de commutation et formes d'ondes associées [21] ..... 25

Figure I. 25 : Origine et mode de couplage des perturbations électromagnétiques d'un convertisseur statique [21]. ..... 26

Figure I. 26 : Forme d'une onde carrée (a), spectre (b) [23] ..... 27

Figure I. 27 : Forme d'une onde trapézoïdale dissymétrique (a), spectre (b) [23] ..... 27

Figure I. 28 : Forme d'une onde qui prend en compte les transitoires de commutation(a), spectre (b) [23] ..... 27

**Chapitre II : Généralité et modélisation des convertisseurs DC/DC <BOOST> :**

Figure II. 1 : Principe de base d'un hacheur [29]. ..... 30

Figure II. 2 : Principe de fonctionnement du hacheur [31]. ..... 30

Figure II. 3 : Les différents types d'un hacheur [34].	31
Figure II. 4 : Tension $V_s(t)$ idéale du commutateur [31].	32
Figure II. 5 : Hacheur série (abaisseur) [36].	32
Figure II. 6 : Hacheur parallèle (élevateur) [36].	33
Figure II. 7 : Hacheur abaisseur-élevateur [36].	33
Figure II. 8 : Schéma de principe d'un hacheur Boost [38].	34
Figure II. 9 : Signal de commande de l'interrupteur K [38].	35
Figure II. 10 : Chemin actuel avec MOSFET ON [38].	36
Figure II. 11 : Les formes d'ondes des VL et IS dans la premier Séquence [38].	37
Figure II. 12 : Chemin actuel avec MOSFET désactivé [38].	37
Figure II. 13 : Les formes d'ondes des VL et IS dans la deuxième Séquence [38].	38
Figure II. 14 : Formes d'ondes obtenues en conduction continue. [38].	39
Figure II. 15 : Allure du courant traversant l'inductance en conduction discontinue [36].	40

**Chapitre III : Etude des perturbations conduites émises par un hacheur Boost et un réseau DC/DC :**

Figure III. 1 : schéma électrique de hacheur boost connecté à un RSIL [44].	49
Figure III. 2 : réponse temporelle de tension du RSIL.	49
Figure III. 3 : réponse fréquentielle de tension du RSIL.	50
Figure III. 4 : réponse temporelle de courant du RSIL.	51
Figure III. 5 : réponse fréquentielle de courant du RSIL.	51
Figure III. 6 : temporelle de tension de sortie du hacheur.	52
Figure III. 7 : réponse fréquentielle de tension de sortie du hacheur.	52
Figure III. 8 : réponse temporelle de courant de sortie du hacheur.	53
Figure III. 9 : réponse fréquentielle de courant de sortie du hacheur.	54
Figure III. 10 : schéma électrique de la simulation des 2 convertisseurs connectés au RSIL [44].	55
Figure III. 11 : réponse temporelle de tension du RSIL.	55
Figure III. 12 : réponse fréquentielle de tension du RSIL.	56
Figure III. 13 : réponse temporelle de courant du RSIL.	57
Figure III. 14 : réponse fréquentielle de courant du RSIL.	57
Figure III. 15 : réponse temporelle de tension de sortie du hacheur.	58
Figure III. 16 : réponse fréquentielle de tension de de sortie du hacheur.	58
Figure III. 17 : réponse temporelle de courant de sortie du hacheur.	59
Figure III. 18 : réponse fréquentielle de courant de sortie du hacheur.	59

# *Liste des tableaux*

tableau I. 1 : normes Européennes en matière de CEM. [3] .....	21
tableau I. 2 : liste de composants de protection. [20].....	22

# *Introduction Générale*



## Introduction Générale

La diffusion rapide et diversifiée des équipements de l'électronique de puissance tant dans le domaine professionnel et militaire (équipement embarqués, variation de vitesse, chauffage, contrôle de l'énergie...) que grand public (domestique, automobile, ordinateurs,...) multiplie les sources de perturbations électromagnétiques. Ces perturbations, parfois très contraignantes, ont conduit les ingénieurs de recherches vers un vaste domaine communément appelé « Compatibilité Électromagnétique » [1].

Les travaux sur la CEM en électronique de puissance ont débuté au milieu des années 1980. Les mondes industriels et universitaires se montraient préoccupés par le problème des perturbations, car les performances de commutations des composants s'étaient considérablement accrues [émergences de l'IGBT (Insulated Gate Effect Transistor)], de même pour les fréquences de commutation et les niveaux de pollution électromagnétique [1].

Le fonctionnement d'un convertisseur statique est intrinsèquement polluant, les grandeurs électriques étant fortement variables à cause de leurs commutations rapides, sur des durées très courtes ( $1\mu\text{s}$  à  $10\text{ ns}$ ), avec des fortes amplitudes (de l'ordre du kilo Volt et du kilo Ampère) et des fréquences pouvant être élevées ( $100\text{ Hz}$  à  $1\text{ MHz}$ ). Plus que leurs amplitude, ce sont surtout les dérivées de ces grandeurs qui sont à l'origine des perturbations électromagnétiques. En effet, tous les phénomènes de couplage s'opèrent proportionnellement à la dérivée d'une grandeur électrique [1].

L'analyse de la tension de sortie des convertisseurs suppose généralement les composants semi-conducteurs de puissance de parfaits interrupteurs. En réalité ces interrupteurs nécessitent un certain temps de commutation. Si en basses fréquences cette supposition est acceptable, en hautes fréquences, la commutation provoque certains effets dont il faut tenir compte. Parmi ces effets on peut citer : le rayonnement des convertisseurs et les courants du mode commun à travers les capacités parasites [1].

D'un point de vue un peu plus technique, les convertisseurs de puissance sont organisés en grandes familles fondées sur des principes de conversion : continu-continu, continu-alternatif (onduleurs), alternatif-continu (redresseurs) et alternatif-alternatif. Dans ces travaux, nous nous intéressons à la famille des convertisseurs continu-continu car elle représente en quelque sorte la base des topologies connues en électronique de puissance (abaisseur, élévateur, inverseur, flyback, forward, etc.) et des phénomènes physiques essentiels à la compréhension de tous les autres convertisseurs (notion de base de cellule de commutation)[2].

Les convertisseurs continu-continu ou commercialement appelés DC-DC constituent une partie essentielle des alimentations de puissance. En effet, on trouve ces convertisseurs dans de nombreuses applications à différents niveaux de puissance. Par exemple, à des faibles puissances (quelques watts) dans des chargeurs et alimentations de téléphones portables, à des puissances moyennes (quelques centaines de watts) dans

des alimentations industrielles, et aussi à des fortes puissances (quelques kW) pour des applications de soudage électrique par exemple [2].

Les convertisseurs DC-DC ont donc un rôle très important dans les systèmes de conversion d'énergie. Pour ce type de fonction, plusieurs topologies de circuits sont proposées. Nous pouvons les classier généralement par les topologies simples, qui sont les convertisseurs DC-DC de second ordre du point de vue de la modélisation mathématique, et les topologies complexes, qui sont ceux d'ordre plus élevé. Pour les topologies simples nous citons les convertisseurs de second ordre de type Buck (abaisseur), Boost (élevateur) et Buck-Boost (inverseur) [2].

Dans le premier chapitre, nous allons voir une entrée à la compatibilité électromagnétique et citer les différents modes de propagations des perturbations électromagnétiques, en outre on mettra en évidence les effets de la PEM et les solutions pour en minimiser.

Dans le deuxième chapitre, nous intéresserons au hacheur et tout ce qu'il le concerne, ses types, son principes de fonctionnement, en plus on fera une modélisation d'un seul type de hacheur, le Buck, on va étudier et modéliser les équations de courant et de tension dans ses deux modes « Mode Courant Continu » et « Mode Courant Discontinu ».

Dans le troisième et le dernier chapitre, on va comparer entre les réponses obtenues des simulations des deux modèles sur le « LTspice », l'un est avec un seul BOOST, l'autre est un réseau de deux BOOST en parallèles. Par suite, on va identifier lequel des deux modèles est le plus polluant avec les éléments parasites constituants en plus on va voir l'impact de ces derniers sur le circuit.

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

*Chapitre I :*  
*Introduction à la*  
*compatibilité*  
*électromagnétique*  
*« CEM »*

## I.1 INTRODUCTION

Tous les systèmes électriques et électroniques sont soumis à des perturbations qui proviennent de l'énergie parasite qui franchit d'une manière non intentionnelle leurs frontières. Cette énergie parasite est appelée **perturbation électromagnétique**.

En s'intéressant à l'environnement électromagnétique d'un dispositif électronique, nous allons voir qu'il existe différentes sources de perturbations d'origines différentes. Les perturbations d'origines naturelles et la source de perturbations due à l'activité humaine. [3]

La **Compatibilité électromagnétique** est une discipline qui a pour objectif d'étudier les problèmes de **cohabitation** électromagnétique.

Elle a pour vocation de :

- Etudier les transferts **d'énergie** non intentionnels entre systèmes électriques et/ou électroniques.
- Mettre au point des procédés permettant de **limiter** les **perturbations électromagnétiques** émises et de ce fait satisfaire à la réglementation en vigueur.
- Mettre au point des procédés permettant d'accroître **l'immunité** des systèmes aux **parasites**. [3]

## I.2 DEFINITION

La Compatibilité Electromagnétique (CEM) est le fait, pour des équipements de supporter mutuellement leurs effets électromagnétiques. On peut dire que la CEM est : la capacité d'un dispositif équipement ou système, à fonctionner de manière satisfaisante dans son environnement électromagnétique sans introduire lui-même de perturbations électromagnétiques de nature à créer des troubles susceptibles de nuire au bon fonctionnement des appareils ou des systèmes situés dans son environnement. [4]

Ces dernières années, plusieurs facteurs se sont conjugués pour augmenter l'importance de la CEM :

- Perturbations de plus en plus importantes liées à l'augmentation de la tension et de l'intensité
- circuits à niveau d'énergie de plus en plus faible, donc de plus en plus sensibles
- distances entre les circuits sensibles (souvent électroniques) et les circuits perturbateurs (souvent de puissance) qui se réduisent.
- explosion du nombre des matériels de télécommunication.

Si les problèmes liés à la CEM sont aujourd'hui un élément bien étudié et intégré par les constructeurs de matériels, ils restent mal connus par les installateurs et les exploitants. Tous les règlements sont donc élaborés pour assurer la coexistence entre éléments susceptibles d'émettre des perturbations électromagnétiques et/ou d'y être sensibles. [4]

### I.3 ASPECTS FONDAMENTAUX DE LA CEM

Comme nous l'avons évoqué plus haut, la CEM concerne la génération, la transmission et la source et le récepteur de perturbation par le synoptique de la

Figure I.1. Une source produit une émission et un canal de transfert ou de couplage communique l'énergie au récepteur. Ce processus est désirable et concerne le fonctionnement normal ou au contraire indésirable et alors l'étude de cette transmission de cette perturbation indésirable constitue la CEM.

La figure I.1 ci-dessous présente la transmission des perturbations.

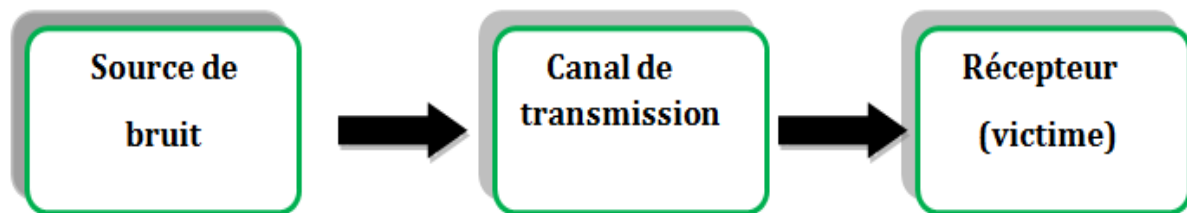


Figure I. 1: transmission des perturbations. [5]

### I.4 VOCABULAIRE DE LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE

C'est dans cette logique de trilogie qu'un vocabulaire spécifique à la compatibilité électromagnétique est utilisé pour définir les différents niveaux.

-Niveau de perturbation (d'émission) :

Valeur d'une perturbation électromagnétique de forme donnée, mesurée dans des conditions spécifiées.

-Limite de perturbation :

Niveau maximal, admissible des perturbations électromagnétique mesuré dans des conditions spécifiées.

-Niveau d'immunité :

Niveau maximal d'une perturbation électromagnétique de forme donnée agissant sur un dispositif, appareil ou système particulier, pour lequel celui-ci demeure capable de fonctionner avec la qualité voulue.

-Susceptibilité électromagnétique :

Beaucoup de systèmes doivent opérer dans un environnement où il existe des champs électromagnétique produits par d'autres éléments. Ces champs peuvent, lorsqu'ils créent des courants ou tensions parasites, causer des dysfonctionnements ou détruire les composants.

Dans ce cas, le concepteur se doit de protéger ses équipements contre les champs extérieurs. Ainsi, selon qu'un système est plus ou moins sensible à ces champs électromagnétiques, il sera dès lors caractérisé par une susceptibilité électromagnétique plus ou moins grande.

Donc la susceptibilité est l'inaptitude d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système à fonctionner sans dégradation de sa qualité en présence d'une perturbation électromagnétique. [6]

## I.5 SOURCES DE PERTURBATION ELECTROMAGNETIQUE

Tout appareil est soumis à diverses perturbations électromagnétiques, et tout appareil électrique en génère. Ces perturbations sont générées de multiples manières. A la base, leurs faits générateurs sont principalement des variations brusques de grandeurs électriques, tension ou courant.

Ces dernières années, plusieurs facteurs se sont conjugués pour augmenter l'importance de la CEM:

- les tensions et courants de plus en plus forts,
- les circuits électroniques sont de plus en plus sensibles,
- les distances entre les circuits sensibles (électroniques) et les circuits perturbateurs (de puissance), se réduisent dans les installations,
- Côté à côté courants faibles et courants forts dans les appareils modernes (miniaturisation). [7]

Les sources des émissions électromagnétiques peuvent être d'origine :

- **Naturelle** : atmosphériques, galactiques, solaires, bruit thermique terrestre, ...
- **Artificielle**. Parmi ces sources, certaines sont :
  - **Intentionnelles** : émetteurs radioélectriques, téléphone portable, fours micro-ondes, fours à induction, four à arc, soudure à arc, lampes à décharge, ...
  - **Non intentionnelles** : systèmes d'allumage des moteurs à explosion, tous les systèmes d'enclenchement et de coupure d'un signal électrique, lampes à décharge, Electronique de contrôle-commande et électronique de puissance, électronique de protection, appareillage de puissance, Moteur puissant à collecteur, démarrage de tout type de moteur électrique puissant [7].

### I.5.1 Les principaux acteurs de perturbation

- 1- Champs magnétiques et Electriques,
- 2- Harmoniques,
- 3- Fluctuations de tension,
- 4- Creux de tension,
- 5- Coupure brèves,
- 6- Surtensions, [7]
- 7- Chocs de foudre et décharges électrostatiques,
- 8- Signaux transmis sur le réseau,
- 9- Variation de fréquence,
- 10- Composante continue sur le réseau, déséquilibre de phases,...

Une perturbation électromagnétique se traduit par l'apparition d'un signal électrique indésirable venant s'ajouter au signal utile. [7]

## I.6 DIFFERENTS TYPES DES PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES

Les principaux phénomènes perturbateurs à prendre en compte vis à vis de la CEM sont développés ci-après :

### I.6.1 Les harmoniques

Les harmoniques étant une source de perturbation qui peut être permanente.

- Onduleur,
- Coupure de courant, fluctuation de tension
- Démarrage du moteur [7]

### I.6.2 Les champs magnétiques et électromagnétiques

- Tout conducteur traversé par un courant électrique rayonne un champ magnétique H. Si un conducteur électrique formant une boucle S est traversé par le champ magnétique H, toute variation de H va induire une f.e.m. dans la boucle entraînant la circulation d'un courant de perturbation dans le circuit si cette boucle est fermée

- La perturbation est proportionnelle à la surface de la boucle et à sa variation. Elle devient importante pour des phénomènes transitoires rapides ainsi que lorsque la surface de boucle est importante. [7]

### I.6.3 Fluctuations de tension

- Il s'agit de variations qui restent dans la limite de  $\pm 10\%$ .
- Elles sont provoquées essentiellement par toutes les machines à fort courant.
- Les conséquences de ces variations restent faibles.

La tension ne variant que dans la limite des  $\pm 10\%$ .

Cependant sur certains récepteurs, comme l'éclairage, cela peut provoquer du flicker (scintillement ou clignotement). (Voir Figure I.2) [7]

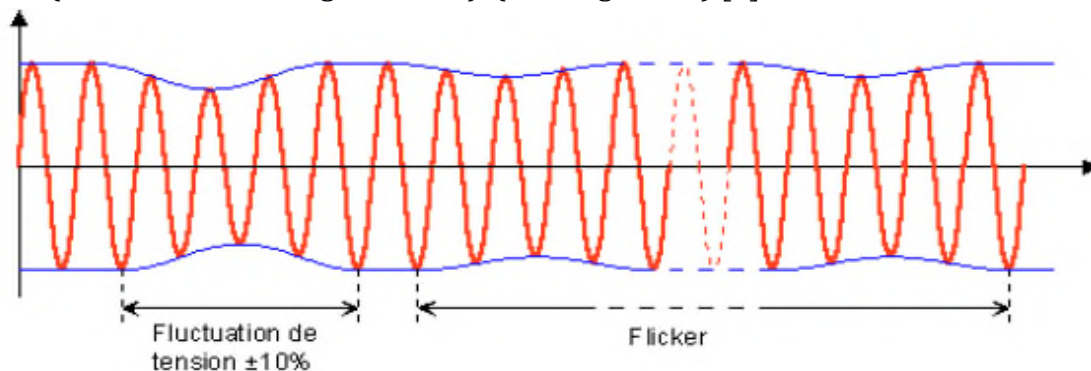


Figure I. 2 : Fluctuation de tension et Flicker. [8]

### I.6.4 Creux de tension et coupure brèves

- Il s'agit d'une diminution de la tension comprise entre  $10\%$  et  $100\%$ , pendant une durée allant de  $10\text{ ms}$  (une demi période) à  $1\text{ mn}$ .

- Elles sont provoquées par la mise sous tension de gros récepteurs(20 In), de condensateurs, par la proximité d'un court-circuit sur un circuit voisin, par la coupure associée au réenclenchement automatique d'un dispositif de protection.

- Les conséquences vont du décrochage des moteurs asynchrones, à l'initialisation des systèmes automatiques voir la perte de l'alimentation. (Voir la figure I.3). [7]

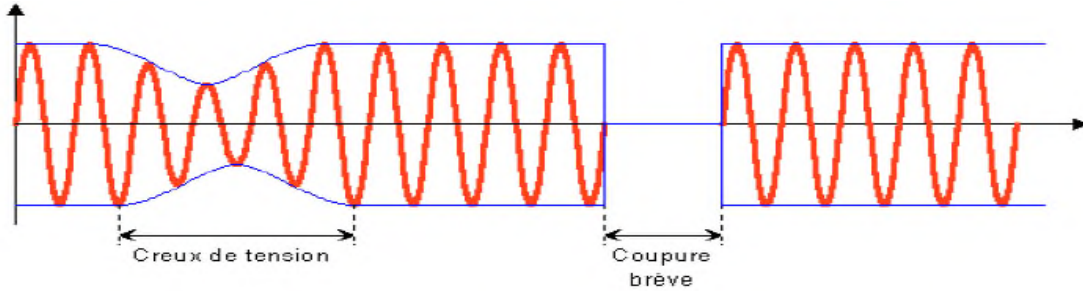


Figure I. 3 : Fluctuation de tension et Flicker. [8]

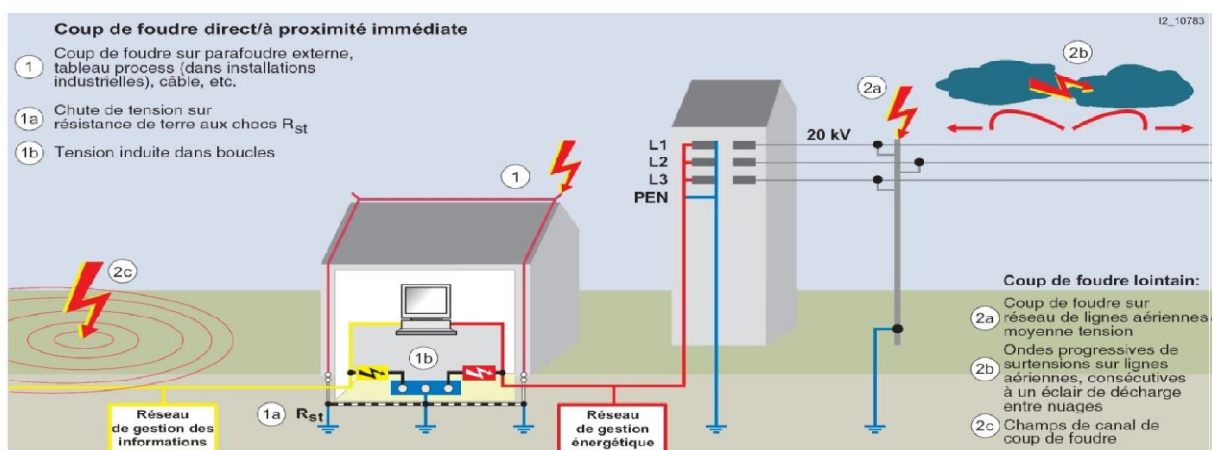
### I.6.5 Surtensions et coup de foudre

- Ce sont des perturbations impulsionnelles de forte amplitude.
- Leur origine peut être naturelle dans le cas du choc de foudre, ou industrielle lors de la coupure de circuits inductifs ou de la manœuvre d'appareillage de connexion en HT.

- Dans le cas des surtensions de manœuvre, les conséquences sont peu nombreuses pour le matériel électrotechnique, mais elles peuvent entraîner la destruction du matériel électronique si celui-ci n'est pas protégé.

- Les chocs de foudre sont des perturbations brusques et très importantes. [7]

La figure ci-dessous présente les surtensions et coup de foudre (figure I.4).



Causes de surtensions générées par les chocs de foudre

Figure I. 4 : Surtensions et coup de foudre. [8]



### I.6.6 Décharges électrostatiques

- Elles sont caractérisées par un très faible temps de montée de l'impulsion (1ns) mais avec une décharge de 60ns, une tension très élevée (2 à 15kV) et un très large spectre (jusqu'à 1GHz).
- Elles surviennent lorsqu'un élément a emmagasiné une charge électrostatique et se décharge brusquement en entrant en contact avec un autre élément relié à la masse ou présentant une différence de potentiel.
- Les conséquences des décharges électrostatiques sont le plus souvent liées au claquage diélectrique de composants. Ce type de perturbation est une préoccupation importante des fabricants de matériel car le problème du claquage d'un composant ne se révèle que lors de la mise en service du matériel. [7]

La figure ci-dessous présente Décharge Electrostatique avec une impulsion de 1n (Figure I.5).

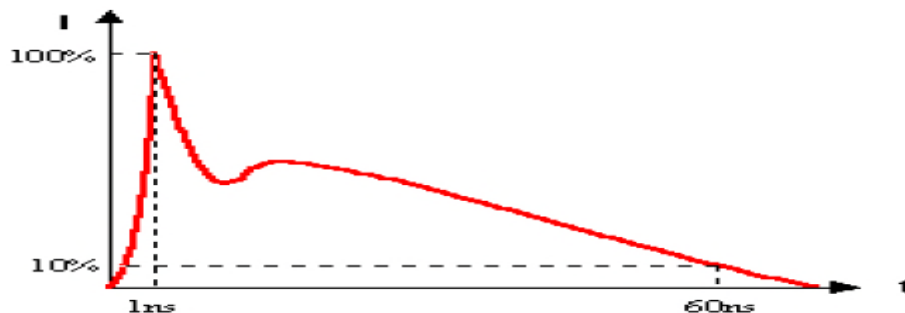


Figure I. 5 : Electrostatique avec une impulsion de 1n. [8]

### I.6.7 Variation de fréquence

Ce type de perturbation est extrêmement rare. Il peut s'observer lorsque la puissance de court-circuit est faible.

### I.6.8 Signaux transmis sur le réseau

- C'est essentiellement la transmission de courants porteurs utilisés par :
- Les distributeurs d'énergie pour véhiculer les ordres tarifaires,
  - Les composants de commande à distance (CAD),
  - Les systèmes de communication interne de type inter - phone sur 12 le réseau,
  - Tous ces signaux peuvent perturber certains composants très sensibles notamment aux harmoniques. [7]

### I.6.9 Déséquilibre de phases

Si la puissance des charges monophasées est mal répartie, il y a un risque de déséquilibre de tension entre les phases. Ce déséquilibre engendre des composantes inverses de courant qui provoquent des couples de freinage et des échauffements dans les moteurs à courant alternatif. [7]

## I.7 CLASSIFICATION DES PERTURBATIONS

### I.7.1 Classification par mode de propagation

Nous allons définir la terminologie employée pour caractériser les perturbations.

On peut définir un modèle électrique de liaison entre deux "boîtes". Ces deux boîtes symbolisent deux équipements électriques reliés par deux fils permettant le transfert d'information ou d'énergie. Ce modèle comporte également une liaison équipotentielle (plan de masse, châssis de l'appareil, terre, etc.). Dans ce modèle dit des "deux boîtes" on différencie deux modes de circulation des courants :

- Le mode différentiel ou symétrique
- Le mode commun ou asymétrique [3].

#### I.7.1.1 Mode différentiel (mode symétrique)

C'est le mode de fonctionnement de tous les signaux électroniques et des alimentations. La propagation s'effectue en mode différentiel lorsque la perturbation est transmise à un seul des conducteurs actifs.

Le courant de mode différentiel se propage sur l'un des conducteurs, passe à travers l'équipement et revient par un autre conducteur c'est le mode de fonctionnement de tous les signaux électroniques et des alimentations La propagation s'effectue en mode différentiel lorsque la perturbation st transmise à un seul des conducteurs actifs.

Le courant de mode différentiel se propage sur l'un des conducteurs, passe à travers l'équipement et revient par un autre conducteur. (Voir la figure I.6) [3]

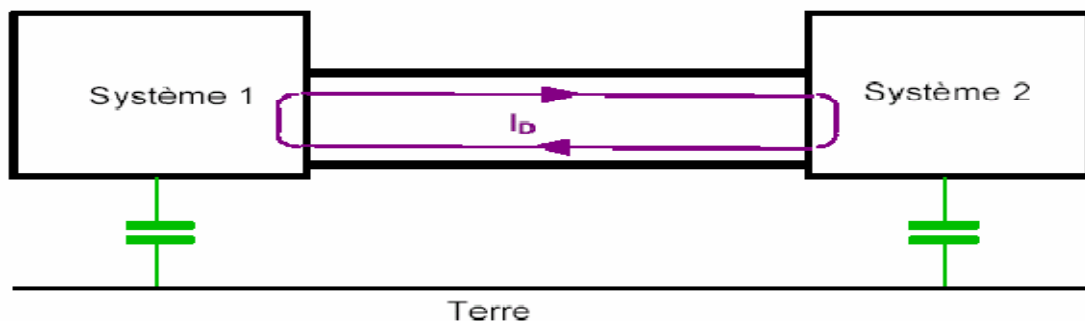


Figure I. 6 : propagation de courants parasites en mode différentiel. [3]

#### I.7.1.2 Mode commun(ou asymétrie)

La propagation s'effectue en mode commun lorsque la perturbation est transmise à l'ensemble des conducteurs actifs. Le courant de mode commun se propage sur tous les conducteurs dans le même sens et revient par la masse à travers les capacités parasites.

Ils peuvent être induits par un champ externe dans la boucle formée par le câble, le plan de terre et les impédances de connexion des équipements et la terre. [3](Voir la figure I.7).

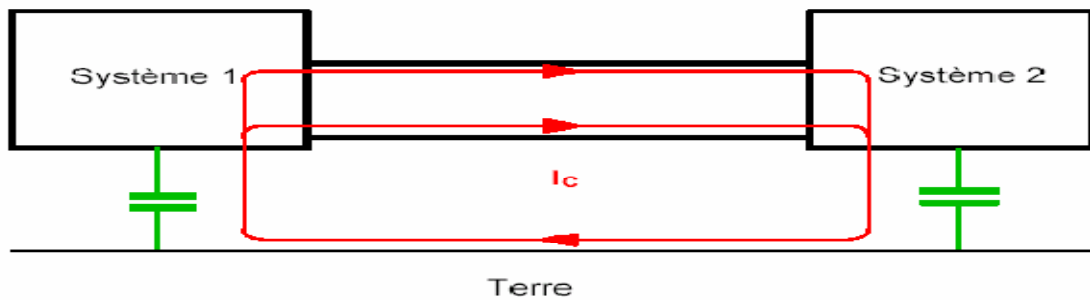


Figure I. 7: Propagation de courants parasites en mode commun. [3]

### I.7.2 Classification par type de couplage

La transformation des signaux issus des sources en signaux parasites pour les systèmes électroniques est réalisée selon 6 modes de couplage :

- Couplage par impédance commune
- Couplage conducteur / plan de masse
- Couplage du champ électrique sur un conducteur
- Couplage du champ magnétique sur une boucle
- Diaphonie inductive
- Diaphonie capacitive

Ce découpage selon ces 6 modes permet de comprendre les mécanismes mis en jeu ainsi que les actions à entreprendre pour améliorer la CEM en fonction de la prédominance d'un mode sur les autres. Cependant le couplage des perturbations fait toujours intervenir plusieurs modes simultanés. [9]

#### I.7.2.1 Couplage par impédance commune

Ce mode de transmission des perturbations est bien plus difficile à identifier que celui présenté précédemment. Les éléments "source" et "victime" ne sont pas liés entre eux pour des raisons fonctionnelles, c'est à dire qu'ils n'échangent théoriquement pas d'information ou d'énergie. La connexion qui les lie est une liaison indirecte.

La figure ci-dessous présente le Couplage par impédance commune (figure I.8)

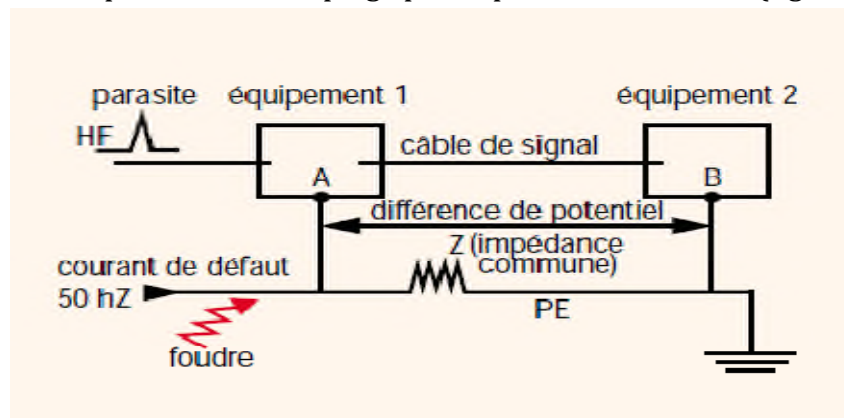


Figure I. 8 : Couplage par impédance commune. [9]

### 1.7.2.2 Couplage conducteur/plan de masse

La capacité entre deux conducteurs voisins n'est jamais nulle. Sous l'action d'une perturbation extérieure, une différence de potentiel peut être engendrée entre ces deux conducteurs, donnant naissance à un courant de mode commun entre les deux systèmes. Ce phénomène est appelé couplage conducteur à plan de masse (Figure I.9).

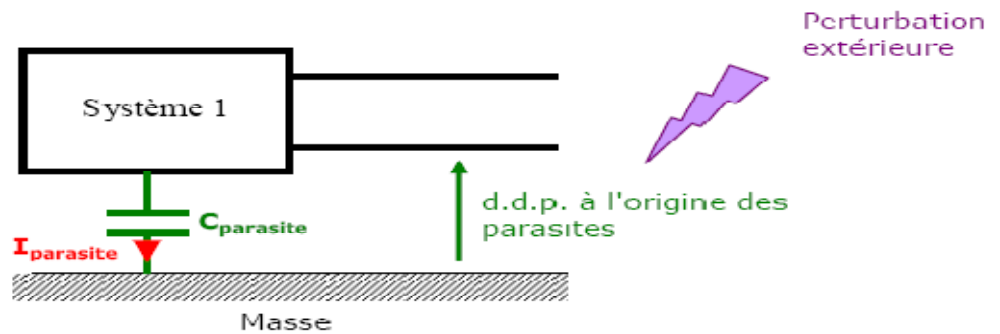


Figure I. 9 : Couplage conducteur à plan de masse [3]

### 1.7.2.3 Couplage champ à fil

Un champ électrique  $E$ , en se réfléchissant sur un conducteur de longueur  $L$ , crée un courant  $I$  en surface de ce conducteur. Le condensateur parasite entre les extrémités du conducteur permet la circulation du courant. Ce phénomène s'appelle aussi « couplage champ à fil (figure.I.10) » et est très faible aux fréquences basses. Le courant collecté en fonction du champ électrique peut s'exprimer de deux manières selon la valeur de  $l$  :

$$\text{si } l < \frac{c}{4f} \rightarrow i = \frac{e l^2 f}{2400 \ln\left(\frac{l}{2d}\right)} \quad (\text{I-1})$$

$$\text{si } l > 2f \rightarrow i = \frac{1.25e}{f} \quad (\text{I-2})$$

Avec:

$l$  : Longueur du fil en  $m$ .

$e$  : Champ électrique en  $V/m$ .

$f$  : Fréquence du champ  $E$ .

$c$  : Célérité de la lumière  $3.10^8 m/s$

$i$ : Courant parasite en A.

$d$  : Distance source-fil en mètres ( $m$ ). [10]

Pour le réduire on peut diminuer l'effet d'antenne en rapprochant le câble de la masse, en blindant ou en éloignant le champ électrique perturbateur.

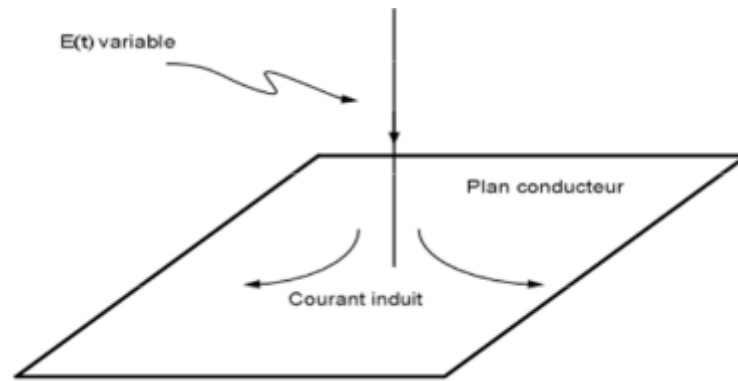


Figure I. 10 : Couplage « champ à fil ». [11]

#### I.7.2.4 Couplage champ à boucle

Un champ magnétique traversant une boucle y crée un flux magnétique.

Toute variation de flux induit une « force contre-électromotrice » (une tension électrique).

Ce phénomène est appelé **couplage champ à boucle**. (Figure I.11)

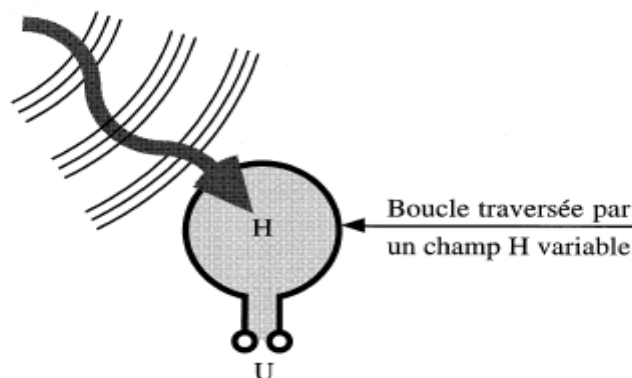


Figure I. 11: Exemple de couplage « champ à boucle » [12]

Réduire le couplage champ à boucle peut être obtenu de deux façons : réduire la surface de la boucle victime ou atténuer le champ magnétique coupable.

La question de la compatibilité électromagnétique d'un système électronique semble donc a priori bien simple puisque, au pire, seuls six phénomènes sont à maîtriser. En fait, les choses sont un peu plus délicates qu'il n'y paraît. [12]

#### I.7.2.5 Couplage par diaphonie inductive

Le courant dans un fil ou une piste de circuit imprimé génère autour du conducteur un champ magnétique. Ce champ, s'il est variable, induit une force contre-électromotrice (une tension parasite) dans les boucles voisines.

Ce phénomène est appelé **couplage par diaphonie inductive**. (Figure I.12)

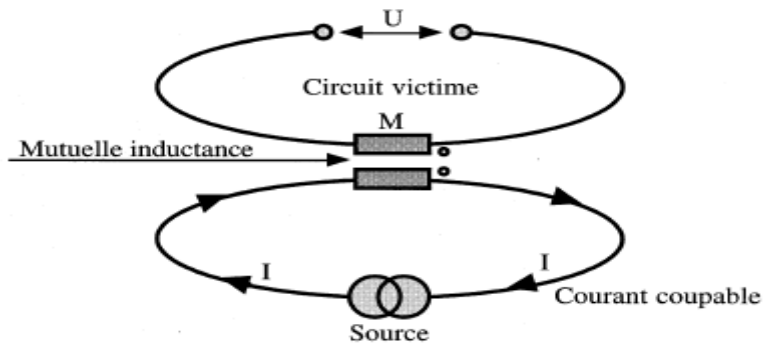


Figure I. 12 : Principe du couplage par diaphonie inductive. [13]

Réduire le couplage par diaphonie inductive peut être obtenu de deux façons : diminuer la mutuelle inductance entre les deux circuits (en les éloignant par exemple) ou limiter les variations rapides de courant ( $i/t$ ) dans le circuit coupable. [13]

#### I.7.2.5.a Diaphonie inductive de mode différentiel

En mode différentiel, la tension parasite est induite entre le fil allé et le fil retour du circuit victime. La distance entre les conducteurs allés et retour étant faible, la tension induite l'est aussi. Pour chiffrer ce couplage, il suffit de connaître la géométrie du circuit coupable par rapport au circuit victime. [6]

#### I.7.2.5.b Diaphonie inductive de mode commun

La diaphonie inductive en mode commun est générée par le courant de mode commun sur un câble coupable. L'effet est une tension induite entre un câble victime et le conducteur de masse le plus proche. Si le câble victime est plaqué contre une structure de masse, la tension induite sera faible. Ici encore l'essentiel est de connaître la géométrie du circuit source par rapport à celle du circuit victime. [14]

La pire configuration géométrique est le cheminement de deux câbles voisins avec des conducteurs de masses (retour du courant) éloignés. La diaphonie de mode commun peut dans un tel cas atteindre 80%. N'oublions pas que les courants parasites qui se propagent en mode commun sont très supérieurs aux signaux utiles transmis en mode différentiel. (Voir la figure I.13).

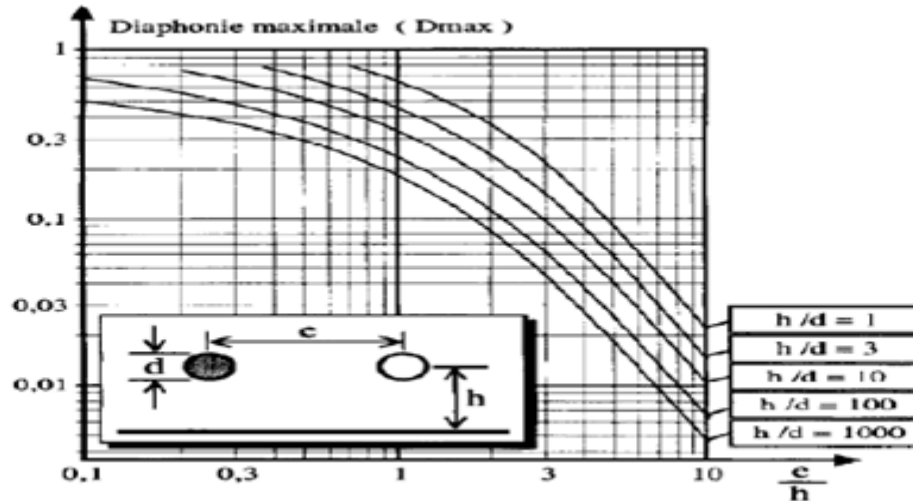


Figure I. 13: Couplage par diaphonie inductive en mode commun [14]

### I.7.2.6 Couplage par diaphonie capacitive

Les variations de tension entre un conducteur et son environnement génèrent un champ électrique variable. Celui-ci injecte à son tour un courant, proportionnel aux lignes de champ coupées, dans les conducteurs proches. La diaphonie capacitive est un couplage par champ électrique. La notion de capacité de couplage parasite nous évite de calculer les champs électriques. Cette capacité de couplage nous permet de calculer le courant collecté par un conducteur victime. [10]

$$i = c \frac{dv}{dt} \tag{I.3}$$

Ou en régime harmonique :

$$i = 2\pi f c v \tag{I.4}$$

$i$  : Courant collecté par la piste victime en A.

$f$  : Fréquence du signal source en Hz.

$c$  : Capacité de couplage en f

$v$  : Tension de source coupable.

$dv/dt$  : vitesse de variation de la tension coupable.

La figure ci-dessous présente le Modèle électrique d'un couplage par diaphonie capacitive (figure I.14)

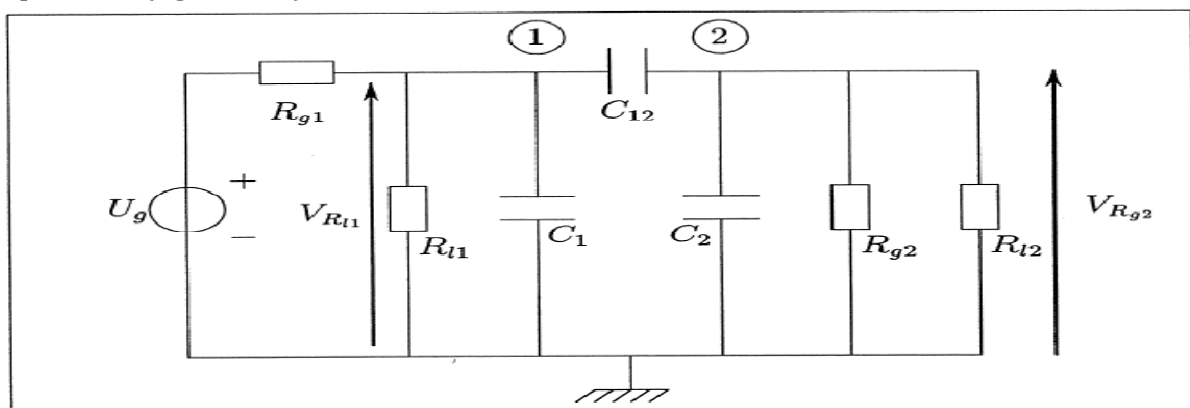


Figure I. 14: Modèle électrique d'un couplage par diaphonie capacitive [10]

La diaphonie capacitive est faible aux basses fréquences et nulle en continu. Elle se décompose en deux : Mode Différentiel et Mode Commun. Comme pour la diaphonie inductive de Mode Commun, la diaphonie capacitive de Mode Commun est la plus gênante. Aux fréquences élevées, les diaphonies inductives et capacitives sont équivalentes en énergie. [10]

#### **I.7.2.6.a Couplage capacitif de mode différentiel**

Dans ce cas Le courant parasite est collecté entre le conducteur allé et le conducteur retour du circuit victime.

#### **I.7.2.6.b Couplage capacitif de mode commun**

Le champ électrique est généré par la tension de mode commun entre un câble et la masse. Le courant parasite est collecté par un câble victime parallèle au câble coupable. [15]

### **I.7.3 classification par fréquence**

#### **I.7.3.1 Les perturbations à basse fréquence**

Par perturbations à basse fréquences, nous entendons l'ensemble des parasites dont la gamme des fréquences significatives reste inférieure à 1 MHz environ. La fréquence de 1MHz n'a rien d'absolu et n'est qu'une limite conventionnelle. Au-dessus du mégahertz, les phénomènes électriques se comportent de façon assez intuitive

#### **I.7.3.2 Les perturbations à haute fréquence**

En électronique de puissance, les perturbations hautes fréquence sont créées par les commutations des interrupteurs de puissance à semi-conducteur qui sont commandés à intervalles réguliers. Ces interrupteurs sont à l'origine de perturbations conduites en mode différentiel à travers les conducteurs du circuit de puissance, et de perturbations conduites en mode commun par couplage capacitif ou inductif. Les perturbations hautes fréquences se propagent également par rayonnement, et dépendent en grande partie de la forme d'onde du courant dans les conducteurs reliés au nœud dont le potentiel est flottant dans les cellules de commutation.

A l'heure actuelle, les problèmes de C.E.M. sont résolus la plupart du temps en agissant sur les modes de couplage et les moyens de propagation : en diminuant les perturbations conduites par l'insertion d'un filtre en amont du circuit, et les perturbations rayonnées par un blindage. Une façon moins classique d'aborder ce problème est d'analyser l'origine des perturbations, pour tenter de les réduire en agissant au plus près de leur source.



## I.7.4 classification par durée

### I.7.4.1 Perturbations permanente

Ce sont les perturbations provenant essentiellement :

- d'émetteur radio (par rayonnement direct, ou par induction sur les câbles)
- du champ magnétique généré par les lignes d'alimentation
- de la déformation de la tension de l'alimentation (harmoniques, ondulation DC...)

En général, dans la réglementation, l'immunité de l'appareil doit être suffisante pour éviter une dégradation de fonction au-delà de la spécification pendant l'exposition à ce type de perturbations. [16]

### I.7.4.2 Les perturbations transitoires

Ce sont des perturbations provenant essentiellement :

- de décharges électrostatiques
- d'ondes de foudre
- de commutations électriques dans le réseau d'énergie
- de creux de tension

Dans la réglementation, il est globalement admis que la susceptibilité de l'appareil permette une dégradation temporaire de fonction, mais avec auto-récupération de cette fonction une fois la perturbation terminée (sans intervention de l'utilisateur). [16]

## I.7.5 classification par conduction et rayonnement

On classe les couplages en deux catégories :

- couplage par rayonnement : champ électrique, champ magnétique, champ électromagnétique ;
- couplage par conduction : transmission du signal par un conducteur (n'importe quel conducteur, et pas nécessairement un morceau de fil destiné à conduire le courant électrique : un tuyau de climatisation fait parfaitement l'affaire).

La frontière entre les deux comporte une part d'arbitraire, certaines normes classant certains couplages par champ électrique ou magnétique (mais pas tous...) dans la case « conduction ».

Par ailleurs, pour les couplages par rayonnement, les normes font aussi la distinction entre champs proches et champs lointains: Une source de perturbations électromagnétiques crée au départ souvent soit un champ électrique, soit un champ magnétique. Mais à une certaine distance de cette source, l'onde observée sera une onde électromagnétique

« Plane » (dite aussi « lointaine »), combinaison d'un champ H et d'un champ E, avec le rapport  $E/H = 120 \pi (\approx 377)$ . Cette distance est de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde. Ainsi, pour les fréquences élevées, on aura toujours une onde plane dès que l'on s'éloigne un peu de la source.

La norme pourra exiger un test de susceptibilité au champ E, au champ H ou encore à l'onde plane (ou champ lointain). Les normes exigeront des tests à l'onde plane

aux fréquences les plus élevées, puisque dans le cas des fréquences élevées, on aura toujours en pratique une onde « plane ». [17]

## I.8 LES MOYENS D'ESSAI

Ceux-ci ont pour but de tester un matériel en immunité et en émission dans les modes conduits et rayonnés. Dans ce contexte un certain nombre d'instruments ou moyens s'avèrent nécessaires parmi lesquels on peut citer :

1 - les dispositifs d'environnement (champ libre, cage de Faraday, chambre anéchoïque, chambre à brassage de modes, plateaux tournants, ...)

2 - le matériel de mesure (analyseur de spectre, wattmètre HF, RSIL, antennes et mesureurs de champ...) - les générateurs de perturbations (pistolet à DES, pince capacitive, amplificateur de puissance HF, ...). [10]

### I.8.1 Les chambres anéchoïques

Une chambre anéchoïque est une salle d'expérimentation dont les murs et le plafond sont totalement absorbants aux ondes électromagnétiques et donc ne provoquent aucun écho venant perturber les mesures. On utilise de telles chambres pour mesurer des ondes électromagnétiques dans des conditions de champ direct, c'est-à-dire en l'absence de composantes ayant subi une réverbération sur les parois. Une telle chambre sert notamment à mesurer les perturbations électromagnétiques par rayonnement, d'appareils électroniques. Le revêtement de ces chambres est constitué de mousses chargées en carbone. (Voir la figure I.15). [10]

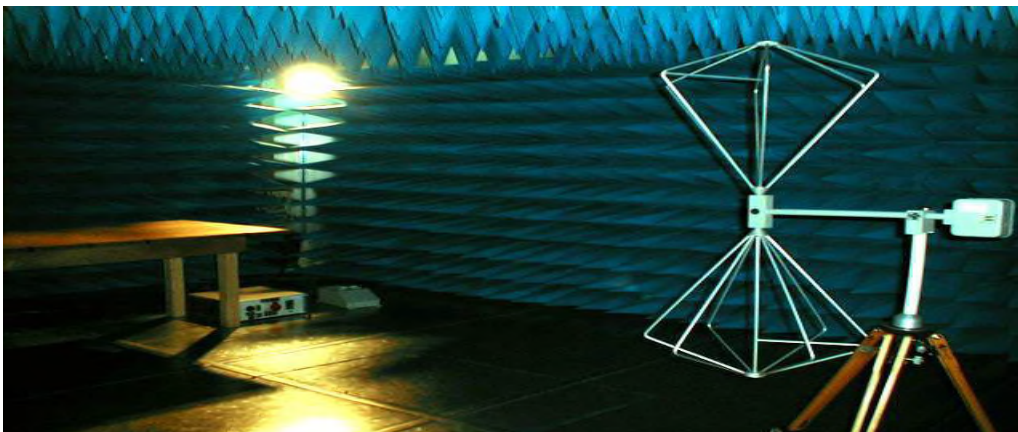


Figure I. 15 : Chambre anéchoïque. [10]

### I.8.2 les cages de faraday

Ce sont des enceintes blindées utilisées pour protéger des nuisances électriques et électromagnétiques extérieures ou inversement empêcher un appareillage de polluer son environnement. Une cage de Faraday est souvent utilisée pour effectuer des mesures précises en électromagnétisme. (Voir la figure I.16)

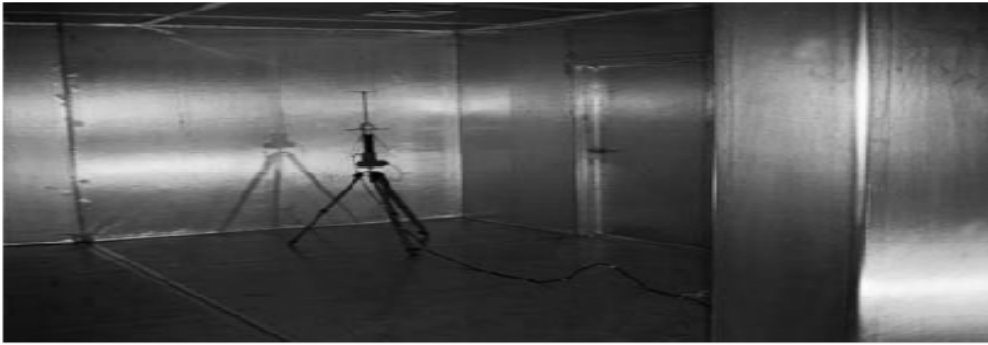


Figure I. 16 : Cage de Faraday [10]

### I.8.3 Chambres reverberantes a brassage de modes (CRBM)

Les chambres réverbérantes à brassage de mode sont constituées d'une enceinte blindée dans laquelle se trouve un brasseur (pales en mouvement). Un des intérêts de ce dispositif est de pouvoir générer des champs élevés en injectant des puissances relativement faibles (exploitation des résonances de l'enceinte blindée) et de disposer d'un milieu statistiquement isotrope exempt d'ondes stationnaires (effet du brasseur) (voir la figure I.17).

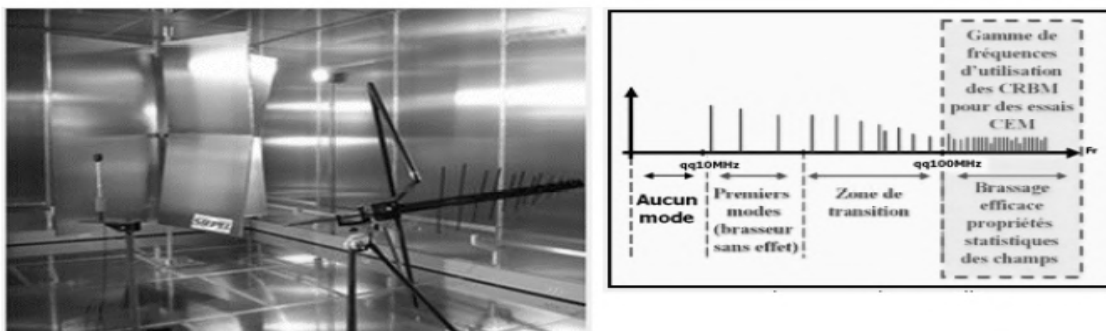


Figure I. 17 : CRBM et zone d'utilisation en fréquence. [10]

### I.8.4 L'analyseur de spectre

Un analyseur de spectre mesure la répartition en fréquence de l'énergie d'un signal en analysant chacune des fréquences séparément dans un intervalle prédéfini. La plupart des analyseurs de spectre utilisés en CEM sont dits « à balayage ». voir la figure (I.18).



Figure I. 18 : analyseur de spectre [18]

### I.8.5 Les sondes isotropiques

Elles sont dédiées à la mesure du champ électromagnétique. La sonde effectue la mesure isotropique du champ électrique, c'est-à-dire indépendamment de la direction du rayonnement (sa sensibilité est identique dans toutes les directions). Elles sont caractérisées par leur gamme de fréquence et de mesure (sensibilité).

### I.8.6 Les RSIL (Réseaux Stabilisateurs d'Impédance de ligne)

Le RSIL (figure I.19) permet de maintenir l'impédance caractéristique d'un circuit de mesure stable (typiquement  $50 \Omega$ ) sur toute la plage de fréquences normative ( $150 \text{ kHz}$ - $30 \text{ MHz}$ ). Il permet ainsi une reproductibilité des mesures. La valeur de  $50 \Omega$  permet l'adaptation d'impédance des appareils de mesure tels que l'analyseur de spectre ou le wattmètre. [8] La figure ci-dessous présente l'Impédance de mode commun du RSIL (figure I.20)

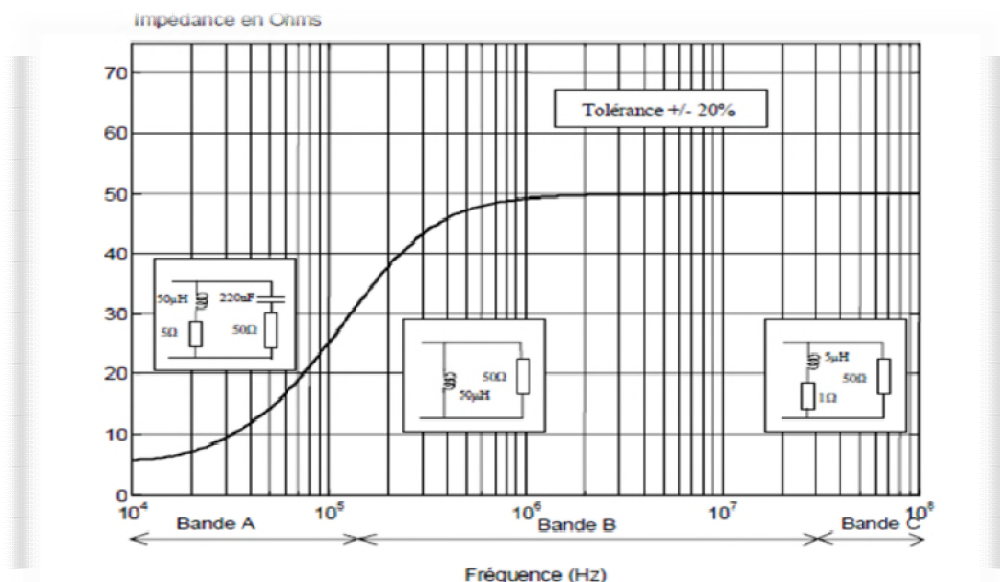


Figure I. 19: Impédance de mode commun du RSIL. [10]

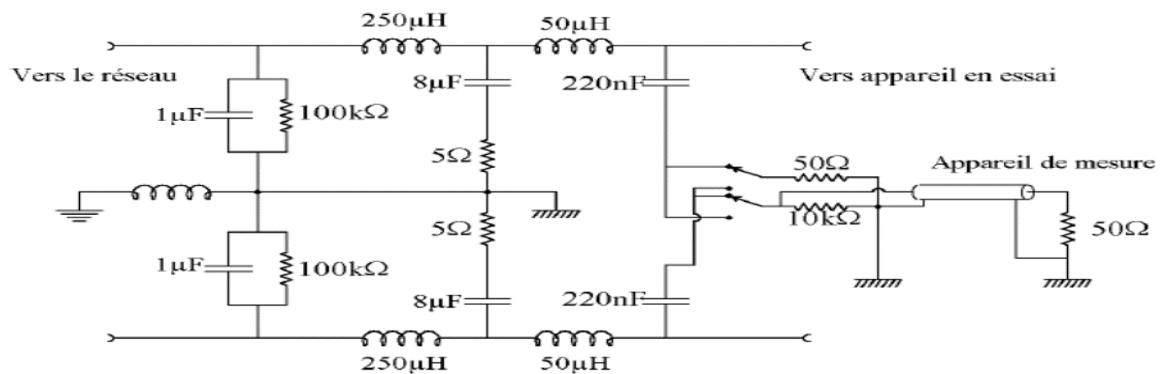


Figure I. 20 : Schéma de principe d'un RSIL monophasé. [10]

## I.9 LE COUPLAGE PAR RAYONNEMENT (PAR CHAMP)

Pour des distances à la source inférieures à  $\lambda/2\pi$  nous considérerons que nous sommes en champs proches.

Pour des distances à la source supérieures à  $\lambda/2\pi$  nous considérerons que nous sommes en champs lointains. [19]

### I.9.1 couplage par champs proches

Un signal électrique traversant un conducteur génère autour de celui-ci un champ électrique et un champ magnétique. Les conducteurs voisins baignent dans ces champs et sont à leur tour traversés par un signal électrique induit par le premier. Ces influences sont appelés **couplage par diaphonie inductive (influence du champ magnétique) et capacitive (influence du champ électrique)**.

Il est intéressant de séparer l'étude des deux diaphonies pour la compréhension des phénomènes. Cela sous entend que les deux lignes sont courtes devant les longueurs d'onde des signaux qui les traversent.

Lorsque cette condition n'est plus valable, les lignes sont considérées comme des lignes de transmission et le calcul de la diaphonie globale devient plus complexe. [10]

### I.9.2 Le couplage par Champs lointains

Dans ce cas nous supposerons que les courants et tensions induits dans la "victime" ne provoquent pas de modification dans les caractéristiques d'émission de l'élément perturbateur. Ceci est vérifié si le couplage entre les deux éléments est faible. Ce couplage n'a donc, dans la majorité des cas une importance significative que si les longueurs et surfaces mises en jeu sont grandes. C'est pourquoi ils interviennent de façon significative dans les connexions. [19]

## I.10 REGLEMENTATION EN CEM

### I.10.1 Présentation générale

Au niveau de la Communauté Economique Européenne (CEE), la réglementation est élaborée par les différents Comités Techniques (TC) du Comité Européen de Normalisation en Electrotechnique (CENELEC). La Directive européenne N°CEE/336/89 Stipule que dans tous les états membres de la CEE, les appareils susceptibles de générer des perturbations électromagnétiques ou dont le fonctionnement peut être affecté par ces perturbations ne peuvent être commercialisés dans les pays de la CEE que s'ils sont conformes aux spécifications en matière de CEM. Cette directive est rentrée en application le 28 octobre 1992. Toutefois, une période de transition de quatre ans a été prévue pour permettre aux fabricants de s'adapter et au CENELEC d'élaborer tous les documents. Nous donnons ci-dessous un échantillon des normes Européennes. [3]

Vous trouverez dans le tableau ci-dessous les références et domaines d'applications des principales normes Européennes :

	Standards Européens	Titre	Equivalent international
Emission	EN 55011	Exigences sur l'émission des équipements Industriels, Scientifiques et médicaux	CISPR 11
	EN 55013	Exigences sur les récepteurs de radiodiffusion	CISPR 13
	EN55014	Exigences sur l'émission des équipements électroménagers et des outils portatifs	CISPR 14
	EN55015	Exigences sur l'émission des lampes fluorescentes et les luminaires	CISPR 15
	EN55022	Exigences sur l'émission des équipements de traitement de l'information	CISPR 22
	EN60555-1	Définitions des harmoniques, sous-harmoniques et du scintillement	IEC 555-1
	EN60555-2	Perturbations harmoniques provoquées par les équipements électroménagers et similaires.	IEC 555-2
	EN60555-3	Variations de tension provoquées par les équipements électroménagers et similaires.	IEC 555-3

Tableau I. 1 : normes Européennes en matière de CEM. [3]

## I.11 SOLUTIONS

De nombreuses dispositions constructives permettent d'avoir à coûts réduits des matériels présentant une bonne tenue aux perturbations électromagnétiques.

Ces précautions concernent

1. La conception des circuits imprimés (leur découpage fonctionnel, leur tracé, leur connectique),
2. Le choix des composants électroniques,
3. La réalisation des enveloppes,
4. L'interconnexion des masses,
5. Le câblage.

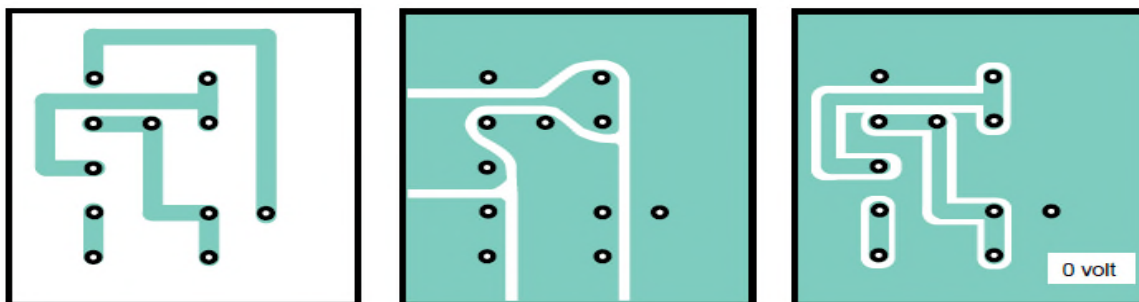
Ces choix concernent de nombreux intervenants, ils doivent donc être faits au stade de l'étude pour éviter des surcoûts toujours importants en cas de modifications en fin de conception, voire après la mise sur le marché. La mise en œuvre de toutes ces précautions demande un savoir-faire qui dépasse les actions de filtrage et de blindage, souvent préconisées pour durcir un matériel après coup même si leur efficacité n'est nullement remise en cause. [20]

### I.11.1 La conception des circuits imprimés

Lors du dessin des cartes, un certain nombre de règles sont à respecter.

Ces règles concernent le découpage fonctionnel des cartes et le tracé des pistes.

Tout d’abord à l’implantation, il est déjà possible de réduire les couplages entre composants dus à leur proximité ; par exemple le regroupement des circuits par type : numérique - analogique - puissance, en fonction de leur susceptibilité réduit leurs interférences. D’autre part le tracé des pistes (routage) sur un circuit imprimé a une incidence importante sur la susceptibilité d’une carte : le même schéma électrique, implanté de différentes manières aura une immunité aux perturbations pouvant varier d’un facteur un à plusieurs dizaines. Par exemple un tracé des circuits à l’anglaise (figure I.21) en retirant le minimum de cuivre réduit leur rayonnement et leur sensibilité. [20]



Tracé circuits fins

Tracé à l'anglaise

Tracé avec plan de masse

Figure I. 21 : le tracé des circuits peut réduire la susceptibilité d'une carte : soit par minimisation des impédances (tracé à l'anglaise), soit par réduction des couplages dus au champ électromagnétique (tracé avec plan de masse).

### I.11.2 Le choix des composants électroniques

Ceux-ci sont utilisés à la périphérie des cartes électroniques, au niveau des entrées-sorties et des alimentations en énergie. Le tableau ci-dessous donne un aperçu de quelques exemples de composants passifs et de leur domaine d’utilisation.

Types	Exemples	Applications
Parasurtenseur (suppression des surtensions)	Eclateur, parafoudre, limiteur, Varistance, diode Zener, transorb, transil, varistor,	Installation, alimentation, contrôle-commande, Circuits électroniques
Composants pour filtrage (atténuation de composantes spectrales en mode conduit)	Transformateur, inductance, condensateur, filtre	Alimentation, contrôle-commande
Composants pour blindage (atténuation de composantes spectrales en mode rayonné)	Grillage, plan de masse, câble blindé, joint hyperfréquence, doigt de contact	Transmission d'information, (armoire en site perturbé)

Tableau I. 2 : liste de composants de protection. [20]

### I.11.3 Le câblage

De même, le blindage des câbles, parfois appelé écran, est une extension de l'enveloppe conductrice réalisée autour de l'équipement sensible. Il est donc relié à celle-ci au plus court, et si possible sur toute sa circonférence pour une protection contre des perturbations de fréquences élevées.[20]

La prise en compte de toutes ces règles de conception et de réalisation permet au produit ou au système d'avoir une immunité aux perturbations électromagnétiques suffisante compte tenu du milieu dans lequel il est placé. Cependant, cette immunité ne peut être validée qu'expérimentalement par des mesures qui permettent alors de quantifier l'efficacité des différentes solutions.

## I.12 LA CEM EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

### I.12.1 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 [21].

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  $A/\mu s$  pour les  $di/dt$  et de 5 à 50  $kV/\mu s$  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).

### I.12.2 Etendue spectrale du bruit dans les convertisseurs statiques

Une chaîne de conversion d'électronique de puissance comprend généralement plusieurs étages de conversion, ces étages sont souvent constitués d'un redresseur suivi d'une étape de commutation comme pour un variateur de vitesse (figure I.22), une alimentation à découpage, un onduleur pour système chauffage par induction, etc.

L'étude de la compatibilité électromagnétique peut se faire à plusieurs niveaux tels que les lignes d'alimentation, le redresseur, le convertisseur et sa commande, le filtrage, la charge, etc.



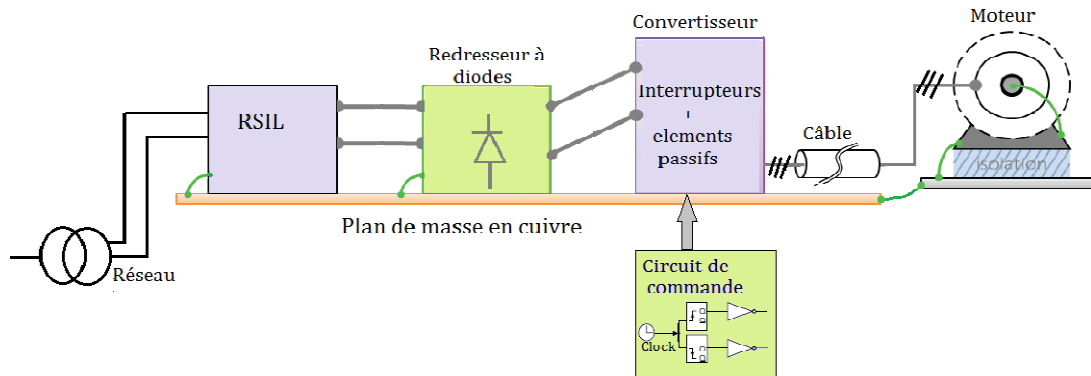


Figure 1. 22 : Exemple d’une chaîne de conversion d’électronique de puissance, inspiré de [21]

L’ensemble des dispositifs de conversion statique émettent une pollution électromagnétique sur une plage très large de fréquences décrite dans la figure I.23. Les différents étages de puissance impactent sur des plages de fréquences qui couvrent 7 décades.

Les étages de commande contribuent aussi à l’émission de perturbations conduites et rayonnées dépendantes de la structure de conversion, de la nature de la technologie des interrupteurs utilisés et de son mode de commutation.

En effet, chaque étage de conversion va contribuer à créer des perturbations dans une certaine plage de fréquences. On note que le redresseur influe jusqu’à quelques  $10\text{ kHz}$ , l’étage de commutation jusqu’à quelques mégahertz et enfin les phénomènes liés aux transitions de commutation (résonances, excitation des modes propres) jusqu’à quelques dizaines de mégahertz. Il est évident que ces dispositifs de conversion d’énergie électrique contribuent fortement à la pollution électromagnétique d’origine humaine.

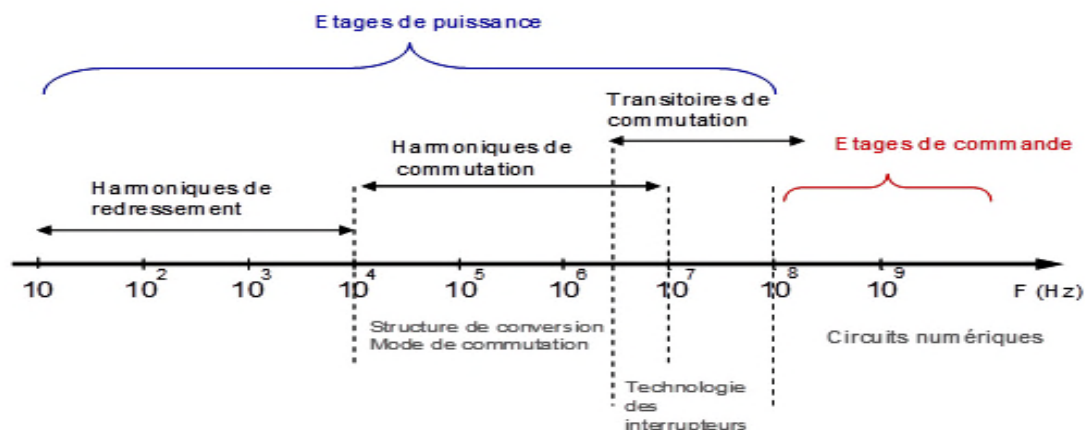


Figure 1. 23 : Etendue spectrale des phénomènes perturbateurs dans un convertisseur statique [21]

### I.12.3 Sources de bruit : la cellule de commutation et sa commande

La conversion d’énergie en électronique de puissance est basée sur deux phases complémentaires, le découpage et le stockage d’énergie.

Le découpage est fait par des interrupteurs de puissance avec des composants semi-conducteurs. Il existe des interrupteurs à commutation commandée (MOSFET,

IGBT, JFET) qui nécessitent une commande et d'autres à commutation naturelle (diode PiN, Schottky). [22]

Le stockage d'énergie s'effectue dans des composants passifs comme les condensateurs et les inductances. L'intégration de ces deux phases est le principe de la cellule de commutation.

La figure I.25 représente une cellule de commutation élémentaire filtrée par un condensateur et les formes d'ondes associées à cette structure. L'interrupteur principal est commandé par une fonction de modulation ( $Fm(t)$  périodique de période  $T_d$  à valeur binaire et rapport cyclique  $\alpha = ton/T_d$  variable). Le rapport cyclique module le transfert en puissance.

Pour une étude simplifiée, les valeurs externes de la cellule de commutation ( $E, I_0$ ) sont constantes alors que les valeurs internes ( $i_e, v_k$ ) sont variables, modulées par la fonction  $fm(t)$ . [22]

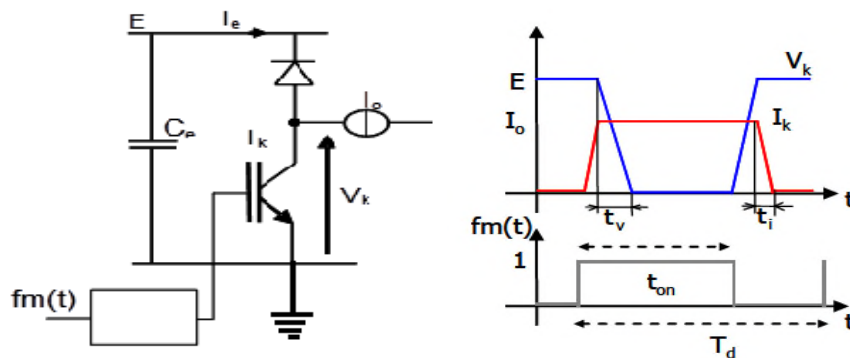


Figure I. 24 : Cellule de commutation et formes d'ondes associées [21]

#### I.12.4 Origine des perturbations conduites et rayonnées dans les convertisseurs statiques

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 et la connectique.

La figure I.25 montre les différents phénomènes dans un hacheur relié à un RSIL :

- Le courant  $I_e$  dans la zone hachurée est soumis à des variations très rapides à haute fréquence. La boucle associée à la zone hachurée crée un dipôle de rayonnement magnétique.

- Les conducteurs qui relient les deux interrupteurs avec la charge sont soumis à de fortes variations de la tension  $V_k$ . Ils constituent un dipôle de rayonnement électrique et peuvent transmettre à la terre des courants impulsionnels  $I_{mc}$  à travers la capacité parasite  $C_p$  entre le dispositif et la terre.

- Le condensateur de découplage  $C_e$  ne suffit pas à empêcher la propagation de perturbations sur le réseau d'alimentation d'un courant parasite impulsionnel  $I_p$ . En effet, ce condensateur est limité par ses imperfections (résistance et inductance interne  $l_p$ ). [22]

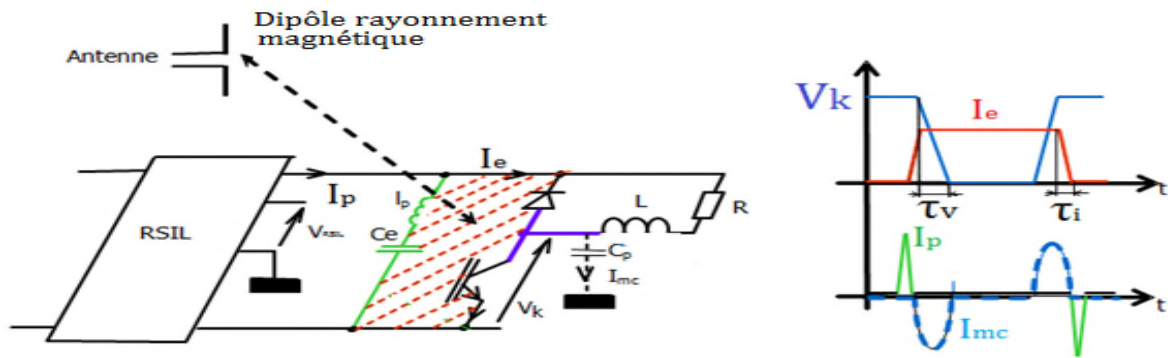


Figure 1. 25 : Origine et mode de couplage des perturbations électromagnétiques d'un convertisseur statique [21].

Un problème de perturbation électromagnétique est plus simple à analyser dans le domaine fréquentiel que dans le domaine temporel. Dans le domaine fréquentiel on peut observer plus facilement quelles bandes de fréquences sont polluées par la source de perturbation électromagnétique et déterminer une solution pour réduire les perturbations. Par ailleurs l'analyse fréquentielle est aussi utilisée au niveau normatif.

L'analyse du comportement spectral des différentes formes d'ondes qui représentent les allures de tension  $V_k$  ou le courant  $I_e$  dans les convertisseurs est représentée dans les figures 26-28. Ces allures sont liées à celles mesurées aux niveaux du RSIL par les « fonctions de couplage » définies par les impédances des composants, des filtres, des pistes, des effets parasites... [22]

La figure I.26 a représenté la forme d'onde carrée de période  $T$  et d'amplitude  $A$  pour un interrupteur idéal, le contenu spectral montre que le spectre décroît de  $-20\text{dB}$  par décade.

La figure I.27 montre une forme d'onde trapézoïdale d'amplitude  $A$  et de période  $T$ , avec des temps de montée  $tr$  et des temps de descente  $tf$ , (*avec*  $tr \neq tf$ ). Son évolution en fréquence montre que les fréquences de coupure sont liées au temps de montée et de descente et à la durée d'impulsion  $\tau$ . Plus les commutations sont rapides (*tr* et *tf* petits), plus ces fréquences de coupure se décalent vers les hautes fréquences. Cet étalement du spectre est indésirable car les couplages parasites entre la source et l'environnement extérieur deviennent importants, mais cela conduit à une réduction des pertes de commutation. Il faut trouver un compromis entre les contraintes CEM et les pertes de commutation.

La forme d'onde de la figure I.28 a prend en compte les différentes oscillations liées aux éléments parasites du convertisseur, ces oscillations apparaissent comme des pics résonants dans le spectre à haute fréquence (figure 28b), il faut donc les éviter ou les réduire au maximum.

- Interrupteurs idéaux (commutation instantanée).

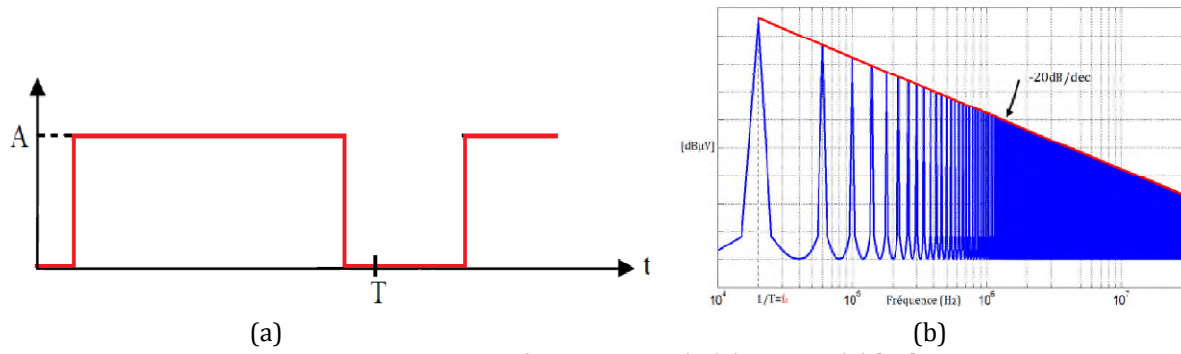


Figure 1.26 : Forme d'une onde carrée (a), spectre (b) [23]

❖ Prise en compte des temps de montée et des temps de descente

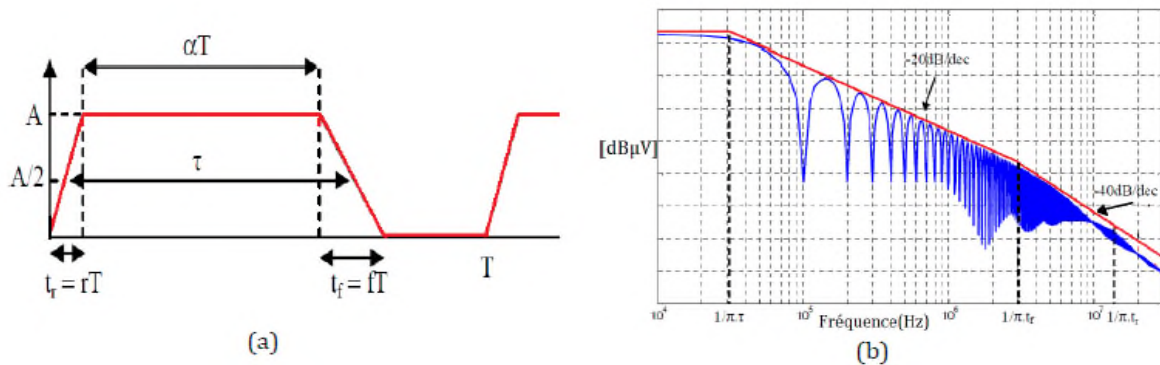


Figure 1.27 : Forme d'une onde trapézoïdale dissymétrique (a), spectre (b) [23]

❖ Prise en compte de transitoires de commutation

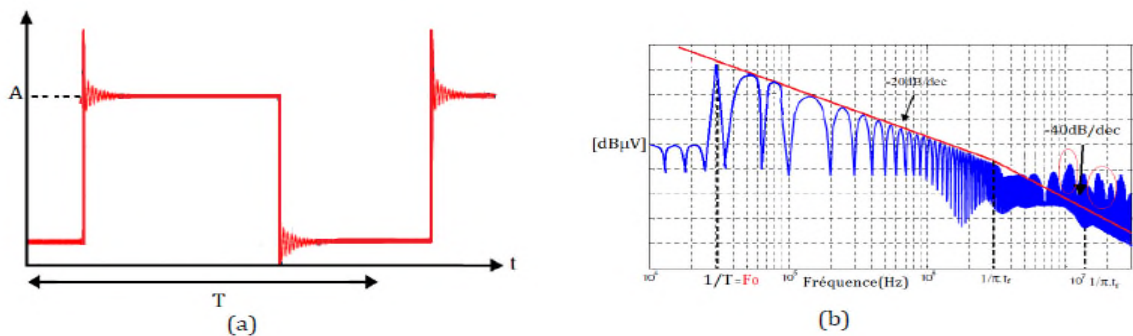


Figure 1.28 : Forme d'une onde qui prend en compte les transitoires de commutation(a), spectre (b) [23]

Quelques travaux précédemment réalisés modélisent les sources de perturbations et montrent une influence des facteurs suivants dans les cellules de commutation :

**1-Le temps de commutation  $T$**  : le temps de commutation est un facteur important dans le mécanisme de génération de perturbations car il contrôle les «  $dv/dt$  » et les «  $di/dt$  ». La diminution de la vitesse de commutation diminue les perturbations conduites mais crée des pertes de commutation supplémentaires.

**2-La fréquence de commutation  $f_0$**  : 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.

**3-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.

### I.13 CONCLUSION

Nous avons donc vu, dans ce chapitre, que le problème de la compatibilité électromagnétique (CEM) est une notion de paix, elle s'agit à la coexistence entre les systèmes ou les équipements donc la CEM est un objectif fonctionnel, et même parfois très gênant dans certains cas (un phénomène très courant).

Les perturbations électromagnétiques sont de nature très variée et leur définition fait intervenir de nombreux critères. Ces perturbations seront classées selon leurs fréquences, le support de transmission et leur durée; donc elles peuvent être conduites ou rayonnées.

Aux courant de ce chapitre nous avons vu que pour une compréhension claire des phénomènes de la CEM, Le couplage électromagnétique porte une grande importance car en définitive, une des meilleures façons de résoudre les problèmes de CEM consiste justement à réduire au maximum ces couplages.

En conclusion, le tout petit aperçu que nous venons de donner sur la *CEM* montre que les lois physiques utiles sont simples; cependant l'élimination complète des perturbations électromagnétiques créées ou subies par un montage demande une grande maîtrise de ces phénomènes ainsi qu'une bonne compréhension des problèmes concrets.

Le couplage électromagnétique est la relation entre une cause et son effet, ses modes peuvent être classifiés selon le type de perturbation et son support de propagation soit par conduction soit par rayonnement.[8]

Le chapitre suivant sera consacré à l'analyse et la modélisation des convertisseurs Statiques (hacheur Boost).

Nous allons présenter une étude théorique d'un convertisseur statique DC/DC Boost tout en ajoutant leurs modes de fonctionnements Continu et discontinu et leurs modèles mathématiques.

*Chapitre II :*  
*Généralité et*  
*modélisation des*  
*convertisseurs DC/DC*  
*<BOOST>*

## II.1 INTRODUCTION

Avec une tension alternative, un simple transformateur permet de changer la tension d'un niveau à un autre niveau. Mais dans le cas d'une tension continue, on doit avoir recours à une approche bien différente, en utilisant un convertisseur DC-DC [24].

Les convertisseurs de type DC-DC convertissent un niveau de tension, à un autre niveau par action de commutation. Ils sont populaires en raison de leur petite taille et leur efficacité par rapport aux régulateurs linéaires. Les convertisseurs DC-DC ont un très grand domaine d'application. Ils sont largement utilisés dans les ordinateurs personnels, des périphériques informatiques et adaptateurs d'appareils électroniques pour fournir des tensions continues [25].

La grande variété de topologie de circuit de convertisseurs varie entre une configuration à un transistor unique ; abaisseur (Buck), élévateur (Boost) et abaisseur élévateur (Buck-Boost) et des configurations complexes comportant deux ou plus d'interrupteurs et qui emploient la commutation douce ou les techniques de résonance pour contrôler les pertes de commutation [26].

Les convertisseurs DC-DC de type Buck et Boost, sont utilisés fréquemment dans les systèmes photovoltaïques pour générer les tensions et les courants souhaités. Ce type de convertisseurs n'est constitué que par des éléments réactifs (selfs, capacités) qui, dans le cas idéal, ne consomment aucune énergie. C'est pour cette raison qu'ils sont caractérisés par un grand rendement [27].

Dans ce présent chapitre nous commencerons par une définition sur les convertisseurs DC-DC et leurs principes de fonctionnement dans les deux modes de conduction (continu et discontinu).

## II.2 DEFINITION DES CONVERTISSEURS STATIQUES

Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné en la convertissant. Les premiers convertisseurs de puissance électrique ont été réalisés avec des machines électriques couplées mécaniquement. [28]

Avec l'apparition des semi-conducteurs et de l'électronique de puissance, avec les diodes, les transistors, thyristors etc. Les systèmes de conversion deviennent de plus en plus élaborés et ne nécessitent plus de machines tournantes. C'est l'ère des convertisseurs statiques. [28]

## II.3 CONVERTISSEURS CONTINU-CONTINU (HACHEURS)

### II.3.1 Définition

Un hacheur, également appelé convertisseur continu/continu permet d'alimenter une charge sous une tension continue réglable à partir d'une source continue fixe voir figure (II.1) ci-dessous.

On obtient une tension de valeur moyenne variable en établissant et interrompant périodiquement l'alimentation de la charge par la source grâce à des interrupteurs. [29]

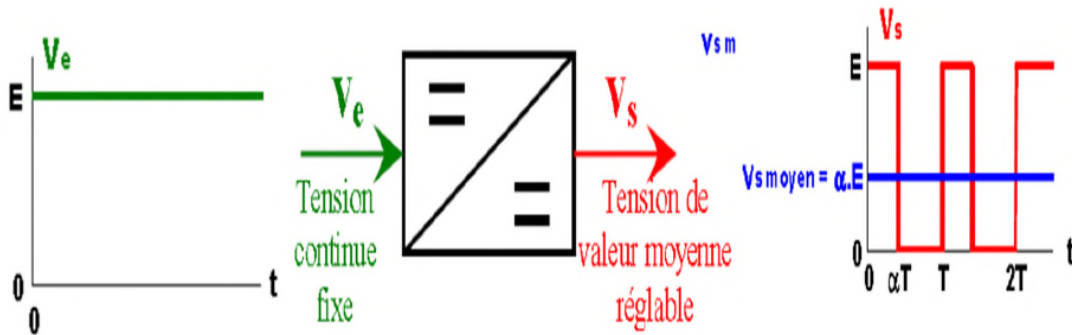


Figure II. 1: Principe de base d'un hacheur [29].

### II.3.2 Structures de base des convertisseurs DC-DC

On considère dans la représentation des montages des hacheurs que :

- La source à l'entrée du convertisseur est une source de tension continue  $V_e$ .
- La sortie est également considérée comme une source de tension continue  $V_s$ .
- La charge est assimilable à une résistance  $R$ .
- Les circuits des hacheurs se composent de condensateurs, d'inductances et des semi-conducteurs.

Dans le cas idéal, tous ces dispositifs ne consomment aucune puissance active, c'est la raison pour laquelle on a de bons rendements.

- Les semi-conducteurs sont :
- Les diodes.
- Les Interrupteurs commandables, habituellement un transistor MOSFET ou un IGBT. [30]

### II.3.3 Principe de fonctionnement d'un hacheur

Le principe de fonctionnement d'un convertisseur continu-continu consiste à interrompre périodiquement l'alimentation de la charge par la source. Ce principe est illustré par la figure (II.2) ci-dessous. [31]

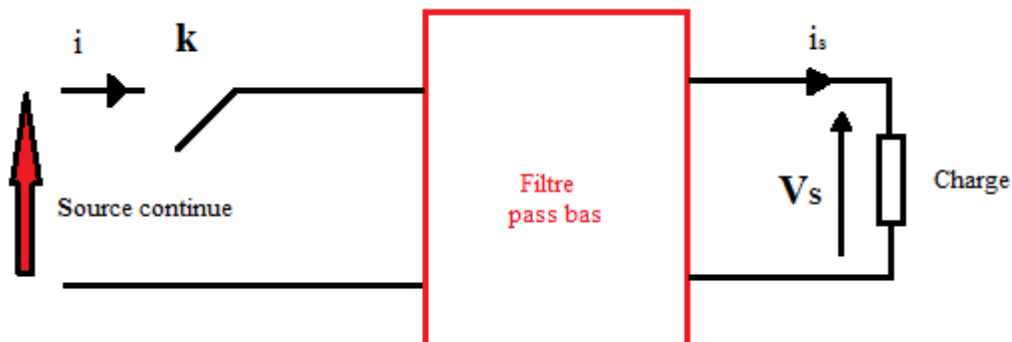


Figure II. 2: Principe de fonctionnement du hacheur [31].



L'interrupteur commandé  $k$  hache la tension d'alimentation, Après le filtrage, on obtient une tension de sortie  $V_S$  constante, Pour définir les instants de commande de l'interrupteur du convertisseur de telle sorte à régler le niveau de la tension de sortie désirée, on utilise la commande MLI (modulation de largeur d'impulsions). [31]

### II.3.4 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 [32].

On trouve aussi des hacheurs dans tous les équipements destinés à l'utilisation de l'énergie éolienne ou solaire.

### II.4 LES DIFFERENTS TYPES D'HACHEURS

Selon la position du commutateur et du hacheur, différents types de convertisseurs de tension peuvent être réalisés comme le montre la figure (II.3) ci-dessous [33] :

- Élévateur de tension <BOOST> ou notamment appelé hacheur survolteur.
- Abaisseur de tension <Buck> ou hacheur dévolteur.
- Abaisseur/Élévateur de tension <BUCK-BOOST>.

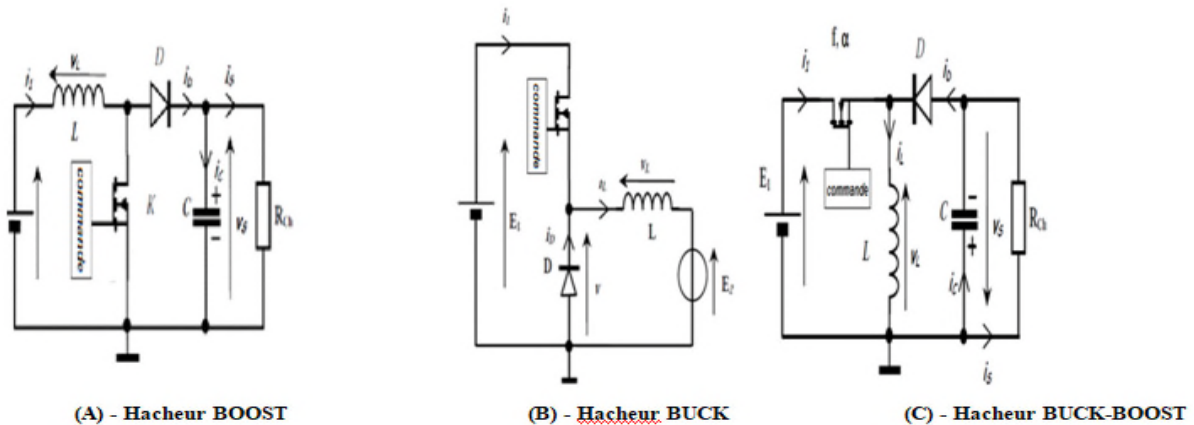


Figure II. 3: Les différents types d'un hacheur [34].

Généralement le commutateur est un transistor MOSFET, qui est un dispositif semi-conducteur utilisé en mode de commutation bloqué ou saturé. Comme le montre la figure (II.4), lors du fonctionnement du hacheur, le transistor sera commuté à une fréquence  $f_S$  constante avec un temps de fermeture égale a  $u \cdot T_S$  et un temps d'ouverture égale a  $(1 - u) \cdot T_S$  où : [31]

$T_S$  : est la période de commutation qui est égale a  $1/f_S$ .

$u \in [0,1]$  : est le rapport cyclique du commutateur.

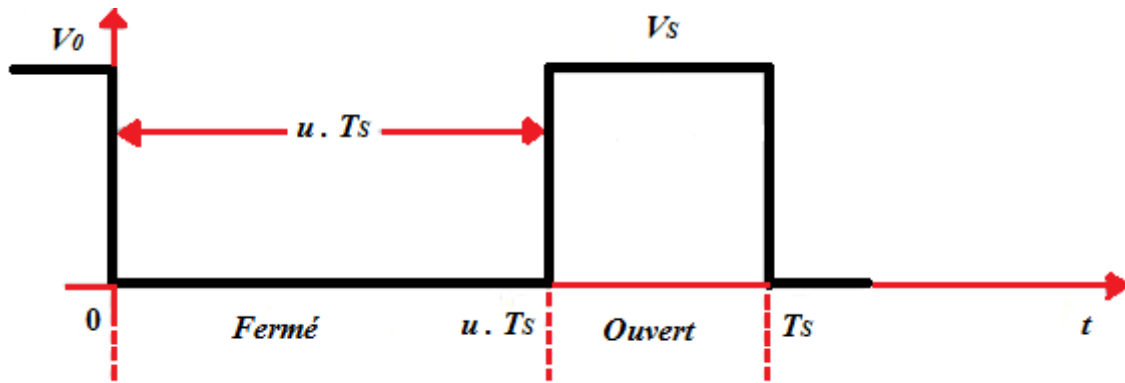


Figure II. 4: Tension  $V_s(t)$  idéale du commutateur [31].

### II.4.1 Hacheur série (Buck)

Le hacheur série, hacheur abaisseur ou bien dévolteur est un appareil qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible valeur. La source d'entrée est de type tension continue et la charge de sortie continue de type source de courant, le schéma de principe d'un hacheur « Buck » est donné par la figure (II.5). [35]

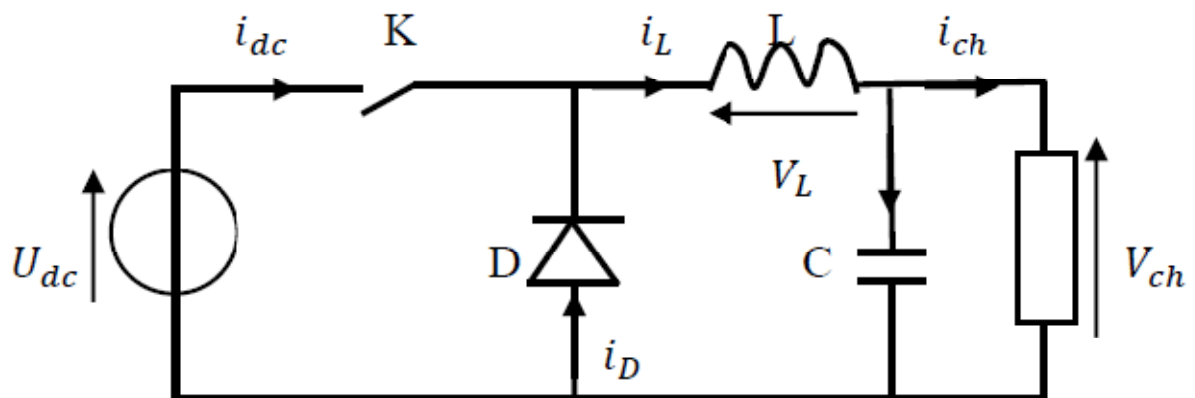


Figure II. 5: Hacheur série (abaisseur) [36].

Lorsque l'interrupteur  $k$  est fermé pendant la fraction de la période de découpage  $T$ . La source d'entrée fournit l'énergie à la charge  $R$  à travers l'inductance  $L$ . Lors du blocage du transistor, la diode  $D$  assure la continuité du courant dans l'inductance. L'énergie emmagasinée dans cette inductance est alors déchargée dans le condensateur et la résistance de charge. [29]

### II.4.2 Hacheur parallèle (Boost)

Le hacheur parallèle est appelé aussi hacheur élévateur, hacheur survolteur ou hacheur de type Boost. La source d'entrée est de type courant continu (inductance en série avec une source de tension) et la charge de sortie est de type tension continue (condensateur en parallèle avec la charge résistive). L'interrupteur «  $K$  » peut être remplacé par un transistor puisque le courant est toujours positif et que les commutations doivent être commandées (au blocage et à l'amorçage) [36].

Le commutateur peut être un transistor MOSFET ou un IGBT qui peut se commuter sur deux positions, marche ou arrêt rapidement, le schéma de principe d'un hacheur « Boost » est donné par la figure (II.6).

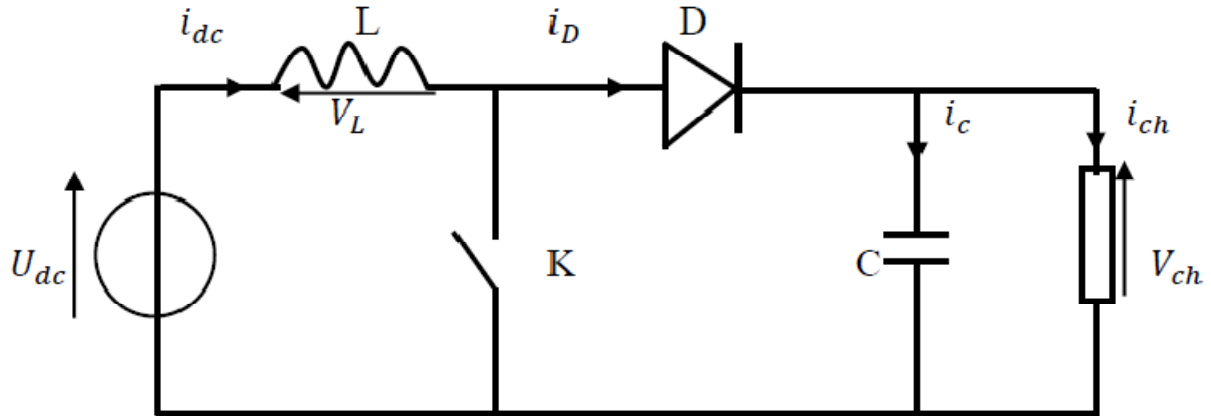


Figure II. 6: Hacheur parallèle (élevateur) [36].

Lorsque l'interrupteur (K) est activée, la diode (D) est un parti pris inverse et isole le côté de sortie du convertisseur, de l'énergie est ensuite stockée dans l'inductance (L). Lorsque l'interrupteur est éteint, la charge sur le côté de sortie reçoit l'énergie de l'inducteur, ainsi qu'à partir de la source d'entrée. En conséquence, la tension de sortie est plus élevée que la tension d'entrée. De plus, le condensateur est supposé très grand pour maintenir la tension de sortie constante. [28]

#### II.4.3 Hacheur abaisseur-élevateur (Buck-Boost)

Hacheur abaisseur-élevateur est aussi appelé dévolteur-survolteur ou de type Buck-Boost. Le hacheur abaisseur-élevateur est un convertisseur indirect DC-DC à stockage inductif. La source d'entrée est de type tension continue (filtrage capacitif en parallèle avec une source de tension) et la charge de sortie continue de type source de tension (condensateur en parallèle avec la charge résistive). Le convertisseur dévolteur-survolteur combine les propriétés des deux convertisseurs précédents, le schéma de principe d'un hacheur « Buck-Boost » est donné par la figure (II.7). [37]

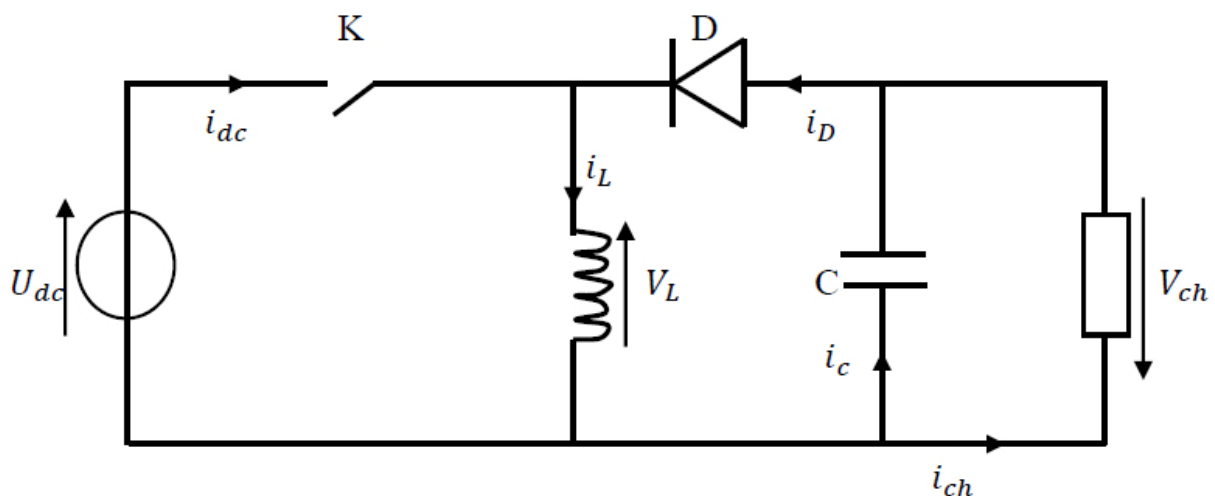


Figure II. 7: Hacheur abaisseur-élevateur [36].

L'interrupteur  $k$  (transistor) est fermé pendant la fraction de la période de découpage  $T$ . La source d'entrée fournit l'énergie à l'inductance  $L$ . La charge est déconnectée du montage (diode  $D$  bloquée). Lors du blocage du transistor, la diode  $D$  assure la continuité du courant dans l'inductance. L'énergie emmagasinée dans cette inductance est alors déchargée dans le condensateur et la résistance de charge. [29]

En régime permanent, la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance est nulle.

## II.5 MODELISATION DES CONVERTISSEUR DC/DC

Le convertisseur survolteur a pour rôle principal de convertir la tension d'entrée en une tension de sortie supérieure. Il est aussi appelé convertisseur élévateur de tension, Convertisseur « Boost » ou hacheur parallèle. [30]

### II.5.1 Présentation du circuit

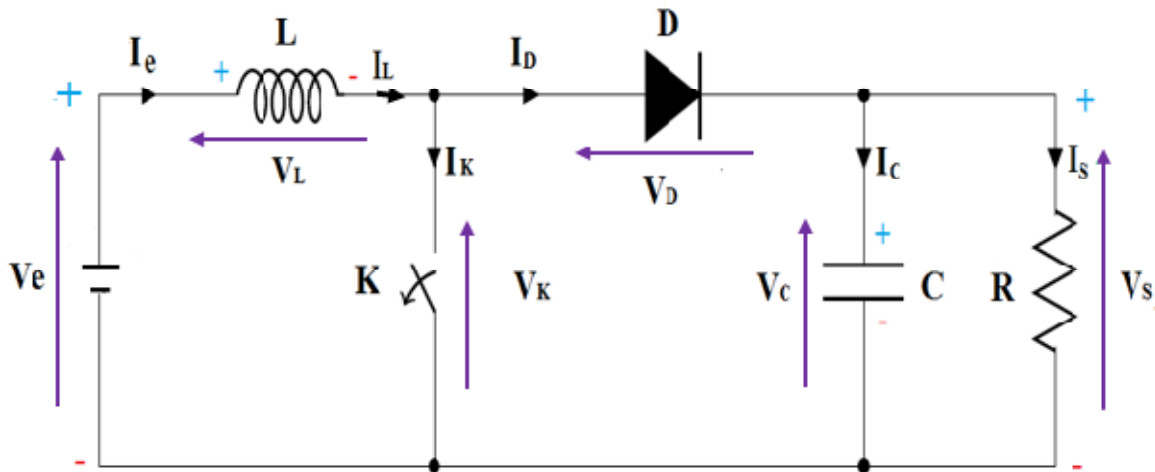


Figure II. 8: Schéma de principe d'un hacheur Boost [38].

Le schéma de principe d'un hacheur « Boost » est donné par la figure (II.8) ci-dessus. Cette structure est composée principalement d'une inductance  $L$ , condensateur  $C$  et de deux interrupteurs  $K$  et  $D$ . selon l'état de ces deux interrupteurs, on peut distinguer deux phases de fonctionnement :

- la phase active : lorsque l'interrupteur  $K$  est fermé et l'interrupteur  $D$  est ouvert. Durant cette séquence, le courant traversant l'inductance  $L$  va augmenter linéairement et une énergie  $WL$  est stockée dans  $L$ . Le condensateur  $C$  fournit de l'énergie à la charge  $R$ .

- la phase de roue libre : lorsque l'interrupteur  $K$  est ouvert et l'interrupteur  $D$  est fermé. Durant cette séquence, l'énergie emmagasinée dans l'inductance  $L$  est restituée au condensateur  $C$  et à la charge  $R$ . Lors de cette phase, le fait que l'inductance  $L$  soit en série avec la source de tension d'entrée permet d'obtenir un montage survolteur.

La figure (II.9) présente l'allure du signal de commande appliqué à l'interrupteur K. C'est un signal rectangulaire de fréquence « f » dont la largeur de la durée à l'état haut (durée de conduction de l'interrupteur K, notée  $T_{ON}$ ) est ajustée par le paramètre  $\alpha$  ce paramètre, appelé rapport cyclique, est défini comme étant le rapport entre la durée de conduction de l'interrupteur K et la période de découpage T de celui-ci :

$$T = 1/f \quad (2.1)$$

$$\alpha = T_{ON} \quad (2.2)$$

On a:

$$T = T_{ON} + T_{OFF} \quad (2.3)$$

Où  $T_{OFF}$  correspond à la durée de blocage de l'interrupteur K.

La durée de conduction  $T_{on}$  est compris entre 0 et T donc, le rapport cyclique est compris entre 0 et 1 .On peut exprimer la durée de conduction et de blocage de l'interrupteur K en fonction de  $\alpha$  et T:

- Durée de conduction :

$$T_{ON} = \alpha . T \quad (2.4)$$

- Durée de blocage :

$$T_{OFF} = (1 - \alpha)T \quad (2.5)$$



Dans l'étude qui suit, nous ferons les hypothèses suivantes :

- la tension d'alimentation  $V_e$  est parfaitement continue et constante.
- la valeur du condensateur C est suffisamment grande afin de pouvoir considérer la tension de sortie  $V_s$  comme continue.

- les composants sont idéaux.

On peut distinguer deux régimes de conduction :

- La conduction continue : qui correspond au cas où le courant  $I_L$  traversant l'inductance ne s'annule jamais.

- La conduction discontinue : qui correspond au cas où le courant  $I_L$  traversant l'inductance s'annule avant la prochaine phase active.

Dans la suite on explique le comportement de la structure en fonction de ces deux régimes de conduction. L'objectif principal est de déterminer les relations reliant les grandeurs électriques d'entrée et de sortie du convertisseur.

### II.5.2 Conduction continue

À partir des figures (II.10), (II.12) on obtient les systèmes d'équations suivants :

- Séquence 1 :  $[0 \text{ à } \alpha T]$  phase active « état passant » : [38]

À l'instant  $t = 0$ , on ferme l'interrupteur K (MOSFET) pendant une durée  $\alpha T$ .

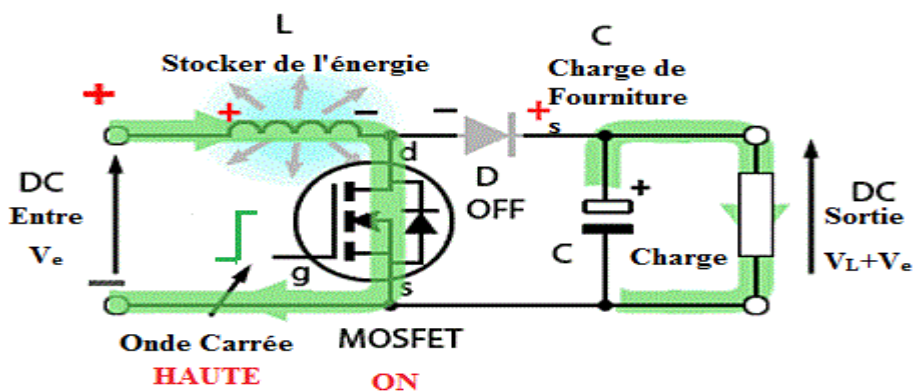


Figure II. 10: Chemin actuel avec MOSFET ON [38].

-La tension aux bornes de la diode D est égale à :

$$V_D = V_K - V_S \tag{2.6}$$

-Comme l'interrupteur K est fermé, on a  $V_K = 0$ , ce qui implique :

$$V_D = -V_S \tag{2.7}$$

-La diode est donc bloquée puisque  $V_S > 0$ . [39]

L'inductance stocke le courant provenant de la source et la capacité maintient la tension de sortie utilisant l'énergie précédemment stockée. Pendant ce temps le courant  $I_L$  augmente.

-La tension aux bornes de l'inductance est alors: Voir la figure (II.11) [36]

$$V_L = V_e = L \cdot \frac{di}{dt} > 0 \tag{2.8}$$

En résolvant cette équation différentielle, on obtient la formule suivante qui exprime l'évolution du courant traversant l'inductance :

$$I_L = \frac{V_e}{L} \cdot t + I_{LMIN} \tag{2.9}$$

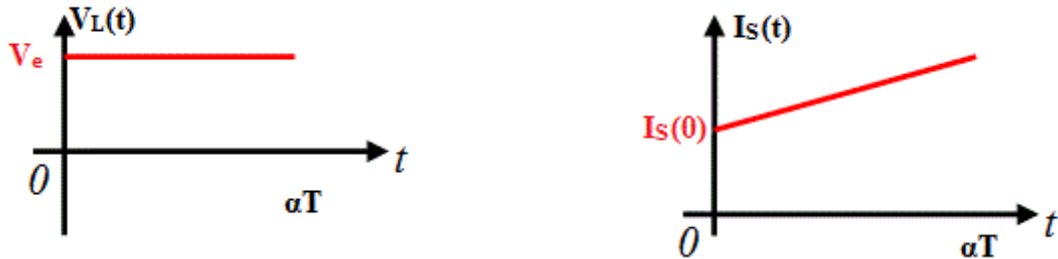


Figure II. 11: Les formes d'ondes des VL et IS dans la premier Séquence [38].

- Séquence 2 : [ $\alpha T$  à  $T$ ] phase de roue libre « état bloqué » : [38]

À l'instant  $t = \alpha T$ , on ouvre l'interrupteur K (MOSFET) pendant une durée  $T \cdot (1 - \alpha)$ .

Pour assurer la continuité du courant, la diode D entre en conduction. Lorsque l'interrupteur s'ouvre, l'interruption de courant dans l'inductance provoque une surtension qui s'ajoute à celle du condensateur.

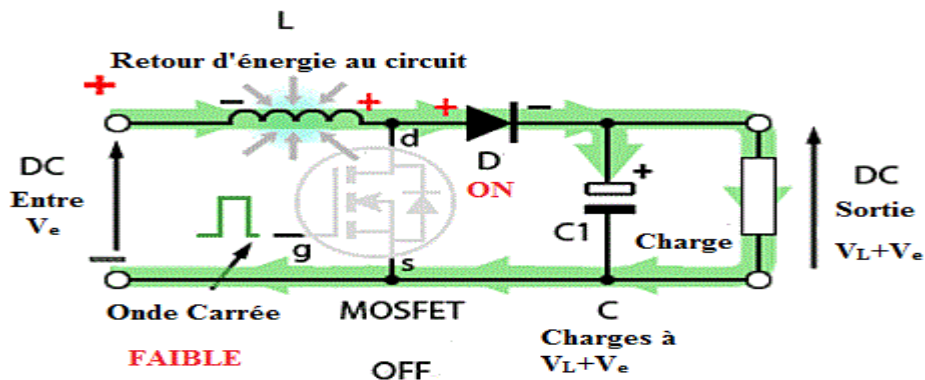


Figure II. 12: Chemin actuel avec MOSFET désactivé [38].

-La tension aux bornes de l'inductance est alors :

$$V_L = V_e - V_S = L \frac{dI_L}{dt} < 0 \tag{2.10}$$

En résolvant cette équation différentielle, on obtient la formule suivante qui exprime l'évolution du courant traversant l'inductance :

$$I_L = \frac{V_e - V_S}{L} (t - \alpha T) + I_{LMAX} \tag{2.11}$$

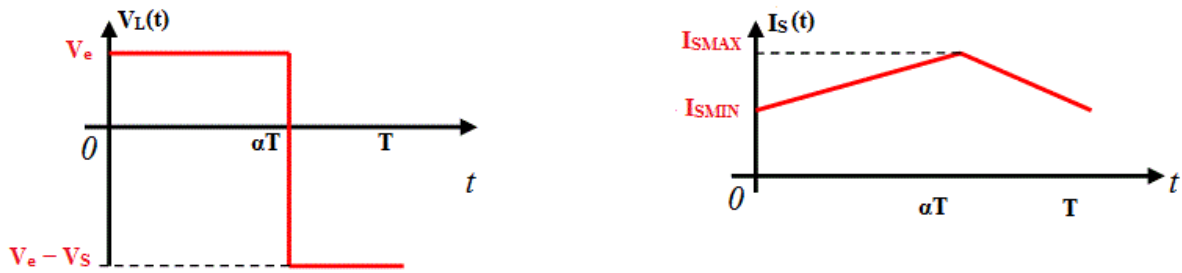


Figure II. 13: Les formes d'ondes des \$V\_L\$ et \$I\_S\$ dans la deuxième Séquence [38].

Expression de \$V\_S\$ et \$I\_S\$ : [38]

Par définition :

$$\langle V_L \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T V_L dt = \frac{1}{T} \left( \int_0^{\alpha T} V_e dt + \int_{\alpha T}^T (V_e - V_S) dt \right) \quad (2.12)$$

Comme la tension moyenne aux bornes d'une inductance est nulle, on peut écrire:

$$\langle V_L \rangle = \alpha V_e + (V_e - V_S)(1 - \alpha) = 0 \quad (2.13)$$

Finalement, on obtient la relation suivante :

$$V_S = \frac{V_e}{(1 - \alpha)} \quad (2.14)$$

Le rapport cyclique \$\alpha\$ est compris entre 0 et 1 donc la tension de sortie \$V\_S\$ est nécessairement supérieure à la tension d'entrée \$V\_e\$, voir la figure (II.13) ci-dessus.

Si on suppose que le courant d'entrée est parfaitement continu, on peut écrire :

$$I_S = I_S(t) = \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T I_e dt \quad (2.15)$$

Ce qui conduit à :

$$I_S = I_e(1 - \alpha) \quad (2.16)$$

Cette expression montre que le hacheur « Boost » est abaisseur en courant, voir la figure (II.13) ci-dessus.

Au regard de ces différentes expressions, on peut remarquer que le rapport cyclique \$\alpha\$ permet de régler la tension moyenne de sortie (respectivement le courant moyen de sortie) pour une tension moyenne d'entrée donnée (respectivement un courant moyen d'entrée). Il est donc possible de régler le transfert moyen de puissance entre l'entrée et la sortie de la structure à partir du rapport cyclique \$\alpha\$. Le transfert moyen de puissance est :

$$\langle P \rangle = (1 - \alpha)V_S \times I_e \quad (2.17)$$

Les formes d'ondes des principaux signaux sont données à la figure (II.14). A partir de ces formes d'ondes, on peut exprimer les valeurs moyennes et efficaces des courants



qui traversent la diode D et l'interrupteur K. Ces relations seront utilisées lors du dimensionnement des différents composants de la structure. [38]

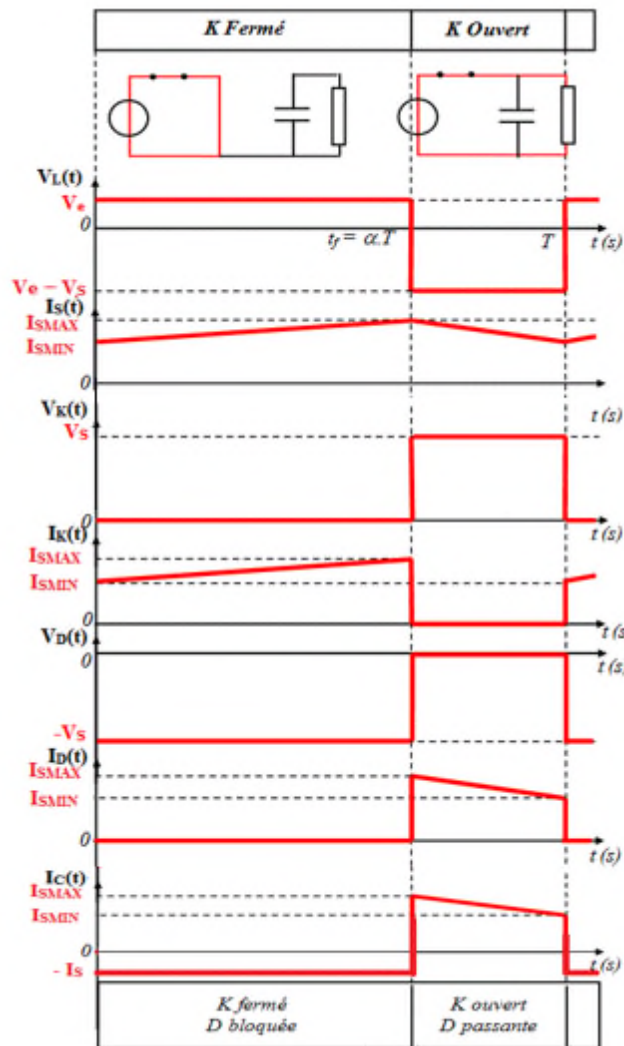


Figure II. 14: Formes d'ondes obtenues en conduction continue. [38]

### II.5.3 Conduction discontinue

En conduction discontinue, on rajoute une phase pendant laquelle la diode D ne conduit pas ( $i_L = 0$ ) [40].

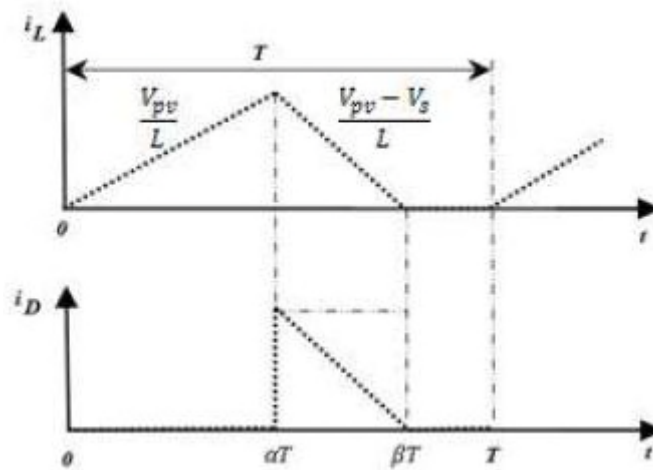


Figure II. 15: Allure du courant traversant l'inductance en conduction discontinue [36].

À partir de l'allure de  $i_L$  (figure(II.15) ci-dessus), on peut déduire  $\Delta t$  la durée d'annulation de ce courant :

$$\Delta t = \beta T - \alpha T; \forall \alpha T \leq t \leq \beta T \Rightarrow i_L(t) = \frac{V_{PV} - V_S}{L}(t - \alpha T) + I_{L\alpha T} \Rightarrow i_L = 0 \quad (2.18)$$

Et avec :

$$i_L(\alpha T) = \frac{V_{PV}}{L} \alpha T \quad (2.19)$$

On a :

$$\Delta t = \frac{V_{PV}}{V_S - V_{PV}} \cdot \alpha T \quad (2.20)$$

Le courant moyen de sortie est :

$$I_S = \langle i_S \rangle = \langle i_D \rangle = \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^{\beta T} i_L(t) \cdot dt \Rightarrow I_S = \frac{1}{2} i_L(\alpha T) \left( \frac{\beta T - \alpha T}{T} \right) \quad (2.21)$$

Ce qui conduit à :

$$I_S = \frac{1}{2} \frac{\alpha^2 \cdot V_{PV}^2 \cdot T}{2L(V_S - V_{PV})} \quad (2.22)$$

Ou bien :

$$V_S = V_{PV} \left( 1 + \alpha^2 \frac{V_{PV}}{2Lf \cdot I_S} \right) \quad (2.23)$$

Dans ce régime de fonctionnement, la tension de sortie est donc dépendante de la charge pour un rapport cyclique fixe.

Ceci implique qu'en conduction discontinue, il est nécessaire de mettre en œuvre une boucle de régulation [40].

## II.6 CONCLUSION

Les trois types de convertisseurs DC/DC que nous venons de présenter constitue une partie de la grande famille de convertisseurs DC-DC, dans le sens ou, selon la topologie mise en œuvre, on est capable :

- D'abaisser des niveaux de tension ou de courant continu.
- D'élever des niveaux de tension ou de courant continu.
- D'élever ou d'abaisser à choix des niveaux de tension ou de courant continu.

Dans ce chapitre, nous avons étudiés aussi un exemple de modélisation d'un type d'hacheur, hacheur : Boost, et le comportement des deux circuits dans les différents états et dans les deux modes continus et discontinus en donnant des formes d'onde de la tension et du courant avec un développement des équations qui sont reliés au circuit étudié. Les modèles utilisés peuvent être modélisé et simuler à l'aide d'un logiciel de type circuit (LTPSPICE, SABER, PSPICE,....etc).

Dans le chapitre suivant, nous allons faire l'étude en simulation d'un convertisseur élévateur ou hacheur parallèle (Boost) afin de pouvoir bien caractériser le modèle.

La première façon d'étudier la CEM d'un réseau consiste à simuler le fonctionnement du convertisseur à l'aide de logiciel de simulation de type circuit tels que LTSPICE .Cette méthode permet de visualiser les formes d'onde du convertisseur dans le domaine temporel et fréquentiel. On parlera alors de simulation temporelle et fréquentielle.

*Chapitre III :*  
*Etude des*  
*Perturbations*  
*Conduites émises par*  
*un hacheur Boost et*  
*un réseau DC/DC*

### III.1 INTRODUCTION

Les circuits d'électronique de puissance sont largement utilisés dans l'environnement industriel et domestique. Ces circuits permettent de convertir de l'énergie électrique avec un rendement élevé tout en réduisant la taille et la masse des circuits. Pour fonctionner, ces circuits découpent les deux grandeurs électriques courant et tension avec des fréquences de fonctionnement très élevées et génèrent donc des perturbations électromagnétiques en mode conduit et rayonné. Nous nous sommes intéressés à l'étude des perturbations conduites dans les hautes fréquences. [41]

Cette étude est abordée de différentes façons dans la littérature, soit par la modélisation dans le domaine fréquentiel, soit dans le domaine temporel en utilisant des simulateurs de type circuit LTSPICE.

Dans ce chapitre nous présentons une méthode de modélisation temporel et fréquentielle appliquée à un hacheur élévateur (BOOST). Nous expliquons les différentes étapes de cette simulation sous logiciel LTSPICE et nous présentons les perturbations obtenues.

L'objectif de l'étude C'est de comparer les PEM entre un circuit composé d'un réseau DC/DC à base de deux Boost en parallèle à celui composé d'un seul Boost.

### III.2 DESCRIPTION DU LOGICIEL LTSPICE

LTspice est un logiciel de simulation gratuit de circuits électroniques. Il est basé sur le moteur informatique Spice développé dans les années 70 à l'université de Californie (Berkeley) par l'équipe de Ron Rohrer. [42]

Le programme LTspice permet d'effectuer des simulations de circuits électroniques contenant des : [42]

- Résistances, Condensateurs, Selfs, inductances Mutuelles, lignes de transmission
- Sources de tension et courant indépendantes ou contrôlées
- Diodes, Transistors bipolaires, transistors FET et MOS.
- Composants électroniques complexes : amplificateurs opérationnels, circuits logiques
- Et des Tubes. . .

Les simulations permettent de faire au choix :

- L'Analyse du fonctionnement en continu du montage (point de repos)
- L'analyse temporelle (réponse temporelle à une excitation)
- L'analyse fréquentielle (réponse en fréquence du montage)
- L'analyse du bruit Linear Technology améliore de manière régulière le logiciel LTspice, ce qui en fait un outil fiable et à jour. Par ailleurs de nombreux fabricants concurrents comme Texas Instrument, proposent des modèles Spice de leurs composants (comme le TL081 par exemple).

- **ANALYSE EN CONTINU** : [43]

Calcul du point de repos ou DC operating point :

Il s'agit du mode d'analyse le plus simple car on se place dans le cas d'un régime continu pur. Ainsi les capacités sont remplacées par des circuits ouverts et les inductances par des court-circuits. La Commande spice correspondante commence par la directive **.op**

Calcul du point de repos en fonction d'une source continue variable ou DC sweep. Dans ce cas on répète plusieurs fois une analyse du point de repos en fonction des variations d'une source de tension ou de courant continue. Ces variations peuvent être linéaire ou logarithmique entre 2 points ou tout simplement fixées par l'utilisateur sous la forme d'une liste. La Commande spice correspondante commence par la directive **.dc**

- **ANALYSE FREQUENTIELLE ou AC sweep** : [43]

Il s'agit en fait d'une analyse harmonique linéaire. Tous les composants sont remplacés par leurs modèles petits signaux autour du point de polarisation. Ce type d'analyse permet ainsi de représenter les diagrammes de Bode. La Commande spice correspondante commence par la directive **.ac**

- **ANALYSE TEMPORELLE ou Transient analysis**: [43]

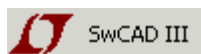
On effectue ici une analyse temporelle en grands signaux des différents potentiels et courants d'un circuit électronique au cours du temps. Ce type d'analyse prend en compte les non-linéarités des composants. Il s'agit d'un mode de simulation qui se rapproche de l'observation d'un système électronique que l'on peut effectuer avec un oscilloscope. La Commande spice correspondante commence par la directive **.tran**

- **ANALYSE DU BRUIT ou NOISE ANALYSIS**: [43]

Nous reparlerons de ce type d'analyse un peu plus tard car il ne s'agit pas d'un élément primordial pour une première utilisation de spice.

### III.2.1 Prise en main du logiciel : Saisie de schéma

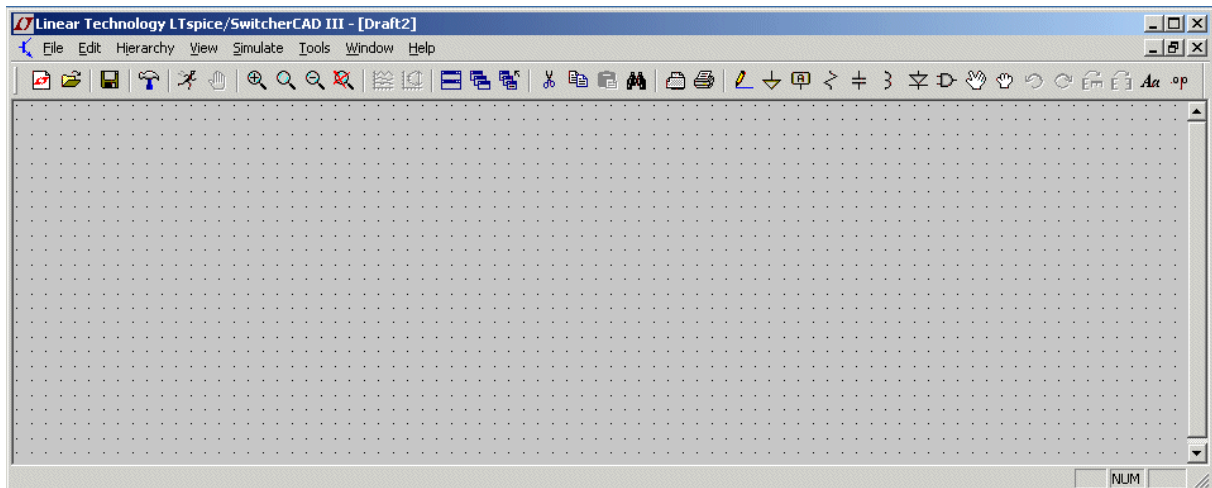
Pour lancer l'application scad3.exe il faut cliquer sur l'icône suivant :







Une fois le lancement effectué on débute la session de travail en créant un nouveau schéma :

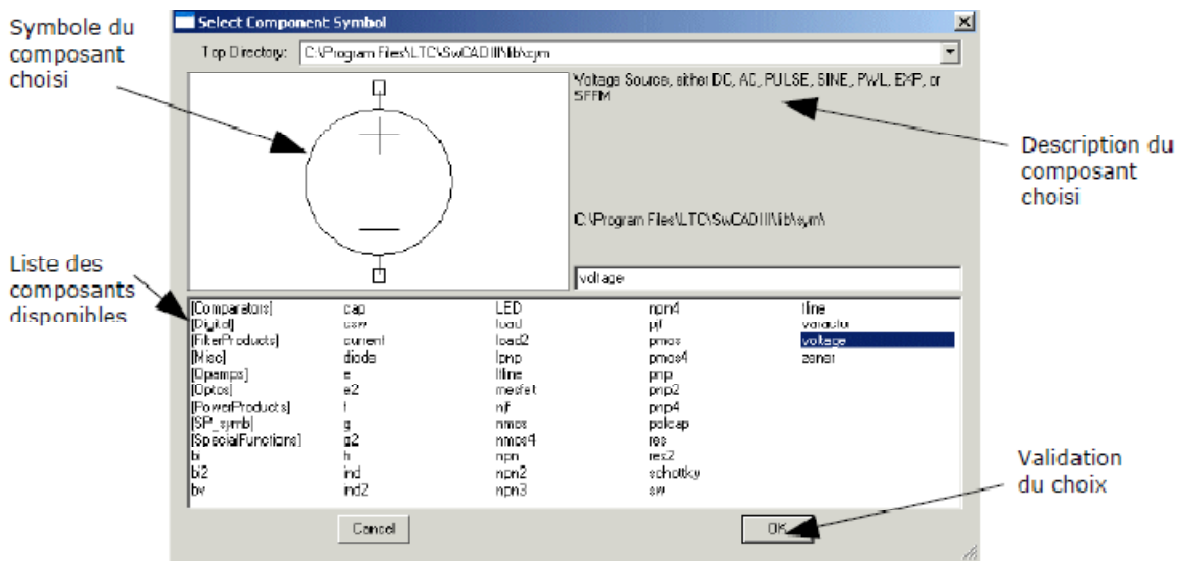
- File → New → Schematic ou • Touche de raccourci ctrl-N ou • Bouton

Il apparaît alors la fenêtre ci dessous comportant une grille de travail sur laquelle on peut saisir le schéma de notre simulation. [43]



Edition d'un schéma : [43]

-  : Pour ajouter une résistance sur le schéma
-  : Pour ajouter un condensateur sur le schéma
-  : Pour ajouter la masse
-  : Pour ajouter un composant. Il apparaît alors le menu suivant :



L'ensemble des commandes relatives à l'édition du schéma sont accessibles dans le menu Edit ou avec des touches de raccourci.

The 'Edit' menu is shown with the following items and their corresponding shortcuts and functions:

- Undo** (F9): Pour annuler l'action précédente
- Redo** (Shift-F9): Pour annuler l'action précédente
- Text** ('T'): Pour ajouter du texte sur le schéma comme des commentaires par ex.
- SPICE Directive** ('S'): Pour ajouter une directive spice sur le schéma : Il s'agit d'instructions données au moteur de simulation spice pour effectuer l'analyse de votre circuit.
- SPICE Analysis**
- Resistor** ('R'): Pour ajouter des composants
- Capacitor** ('C'): Pour ajouter des composants
- Inductor** ('L'): Pour ajouter des composants
- Diode** ('D'): Pour ajouter des composants
- Component** (F2): Pour ajouter des composants
- Rotate** (^R): Permet d'effectuer une rotation de 90° du composant sélectionné sur la grille de travail. Très utile pour une disposition horizontale ou verticale d'un élément
- Mirror** (^E): Permet d'effectuer un effet de miroir du composant sélectionné sur la grille de travail.
- Draw Wire** (F3): Pour relier les composants par des fils
- Label Net** (F4): Pour donner un nom (plus parlant) aux potentiels du circuit. Exemple : Ve, Vs
- Place GND** ('G')
- Delete** (F5): Pour effacer un élément du schéma
- Duplicate** (F6): Pour copier et coller un élément
- Move** (F7): Pour déplacer des éléments
- Paste** (^V)
- Drag** (F8): Pour déplacer un composant et ses connexions
- Draw**: Commande de dessin pour illustrer votre schéma : Attention ces commandes ne peuvent pas être utilisées pour effectuer les connexions électriques entre composants (seule la commande Draw Wire permet cela)

Afin de compléter l'édition du schéma, il est indispensable de donner les valeurs ou références des composants choisis ou de configurer les générateurs.

Un simple clic droit de souris sur le composant fait apparaître le menu de configuration propre à ce composant.

Exemple pour une résistance :

The 'Resistor - R1' dialog box is shown with the following fields and controls:

- Manufacturer:** ..... (with OK and Cancel buttons)
- Part Number:** .....
- Select Resistor** button
- Resistor Properties:**
  - Resistance[Ohm]:** 10k (An arrow points to this field with the text: "C'est ici que vous saisissez la valeur de la résistance")
  - Tolerance[%]:** [Empty field]
  - Power Rating[W]:** [Empty field]
- Simulation Results:**
  - RMS Current:** .....
  - Peak Current:** .....
  - Power Dissipation:** .....



**Unités :**

Il n'est pas nécessaire de préciser l'unité quand on entre la valeur numérique d'un composant (si on met 1000 pour une résistance LTSpice « sait » qu'il s'agit d'une résistance). [43]

En revanche on a souvent besoin des préfixes milli, kilo, micro..... En voici la liste : [42]

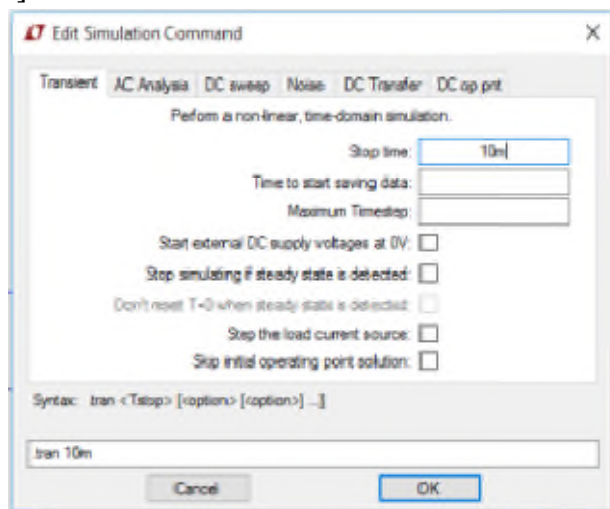
f ou F	femto
p ou P	pico
n ou N	nano
u ou U	micro
m ou M	milli
k ou K	kilo
Meg ou MEG	méga

**III.2.2 Simulation**

**III.2.2.1 Paramétrage de la simulation**

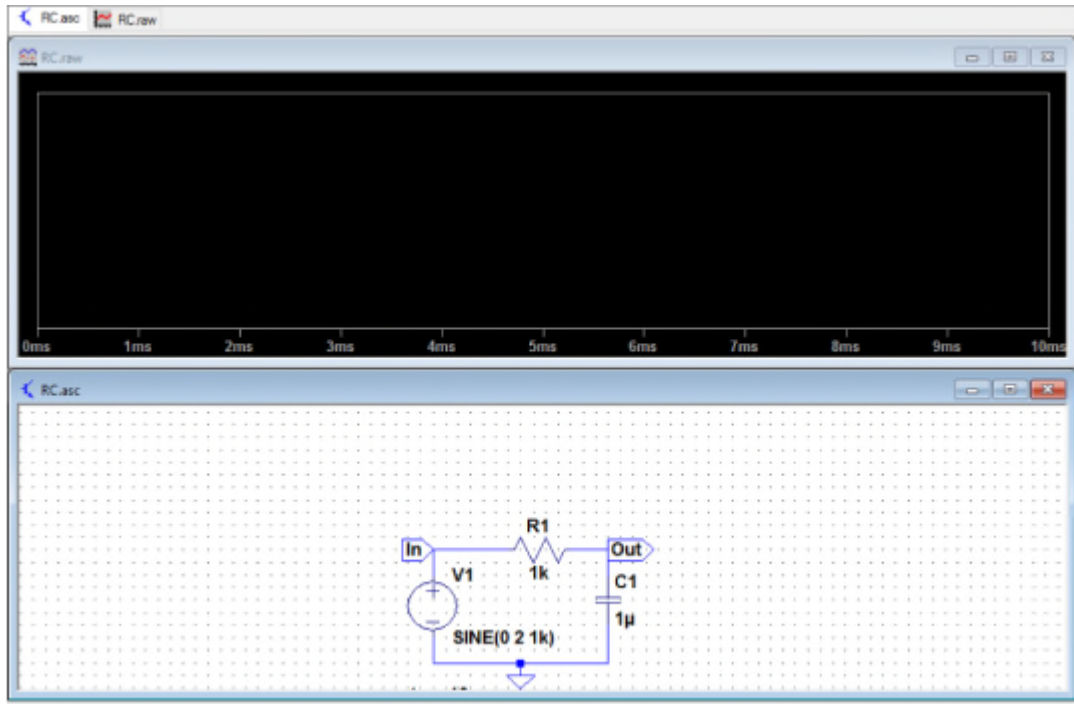
Ouvrir la fenêtre de configuration de la simulation en allant dans Simulate/Edit Simulation Cmd. Une fenêtre s'ouvre.

Les deux types de simulation que nous utiliserons le plus sont : la simulation temporelle (onglet Transient) et la simulation fréquentielle (diagramme de Bode), onglet AC analysis. [42]

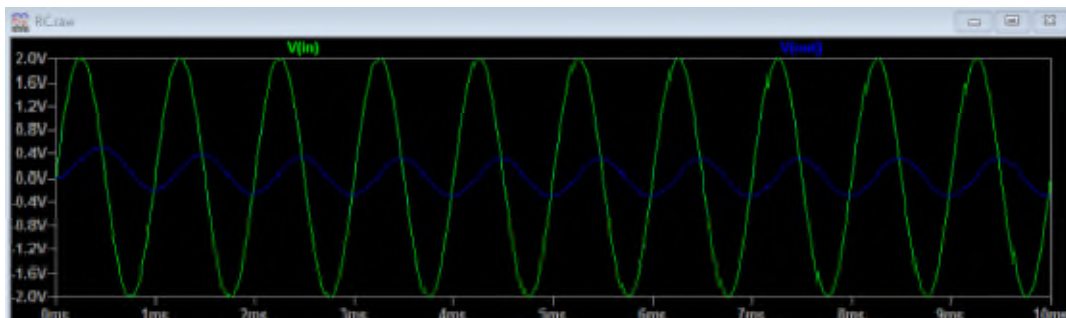


**III.2.2.2 Simulation temporelle [42]**

Dans la case Stop time, entrez la valeur 10m (cela demande évidemment un petit calcul de période). Puis appuyez sur Ok : la fenêtre se divise en deux avec une partie graphique.



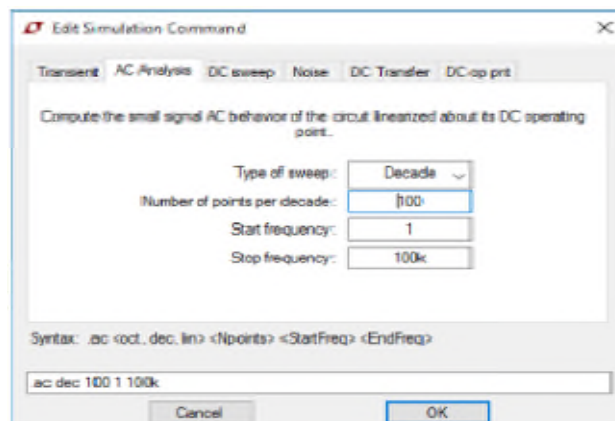
Pour ajouter une courbe, on peut promener la souris à l'endroit voulu sur le circuit (par exemple In et Out ici) et cliquer pour tracer.



On peut aussi utiliser le menu Plot settings qui contient de nombreuses options.

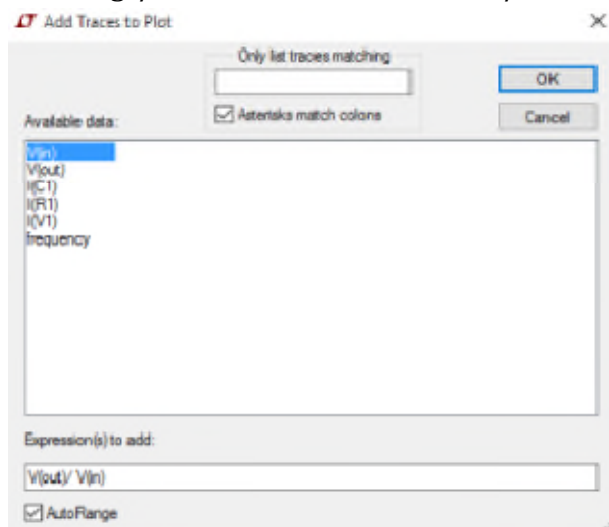
### III.2.2.3 Simulation fréquentielle [42]

Rouvrir la fenêtre de configuration. Cliquer sur l'onglet AC analysis. Et entrez les valeurs suivantes :



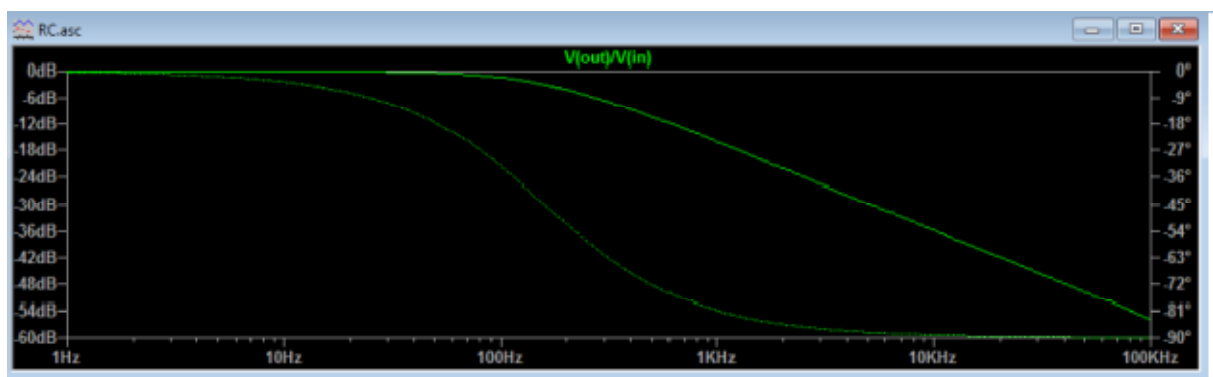
Lancez la simulation.

Allez ensuite dans Plot Settings/Add Trace. Et entrez  $V_{out}/V_{in}$  comme ci-dessous :



Remarque : dans la configuration de la source de tension, si on a bien choisi 1 V pour *Small signal AC analysis*, on peut ne tracer que  $V_{out}$ .

On observe alors le diagramme de Bode :



### III.3 MODELE DU BOOST SEUL DANS UN CIRCUIT ELECTRIQUE CONNECTE SUR UN RSIL

#### III.3.1 Principe

Le convertisseur de l'étude est inspiré de celui utilisé selon le modèle de référence [44], mais pour notre étude on a utilisé un hacheur BOOST relié au RSIL via une liaison. Celui-ci est alimenté par une source de tension continue ( $V_{DC}=20V$ ) et la charge du convertisseur est représentée par une source de courant ( $I=10A$ ).

Ce hacheur se compose d'une capacité d'entrée  $C_e$ , d'un transistor de puissance MOSFET de type IRFH6200, d'une diode et de résistances, capacités et d'inductances parasites liés aux connections, le schéma de simulation est donné par la figure (III.1).

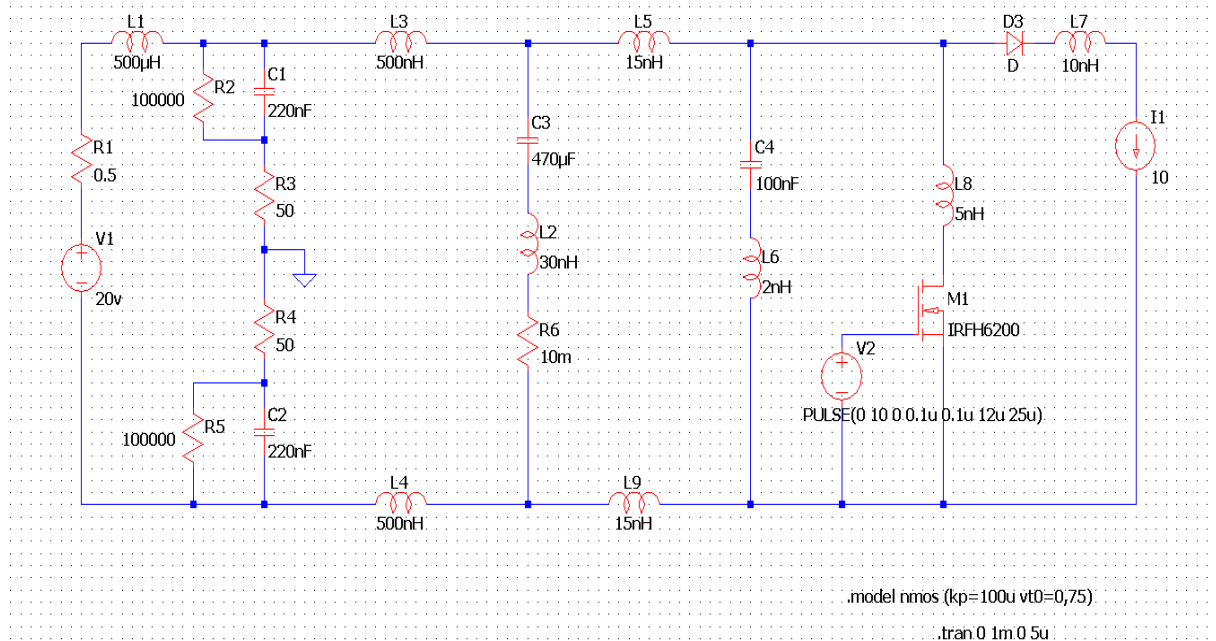


Figure III. 1 : schéma électrique de hacheur boost connecté à un RSIL [44].

### III.4 RESULTATS ET INTERPRETATIONS

#### III.4.1 Tension RSIL

Les figures III.2 et III.3, montrent respectivement la réponse fréquentielle et temporelle de la tension RSIL en fonction de l'influence du hacheur (Boost) et le câble de liaison entre les deux.

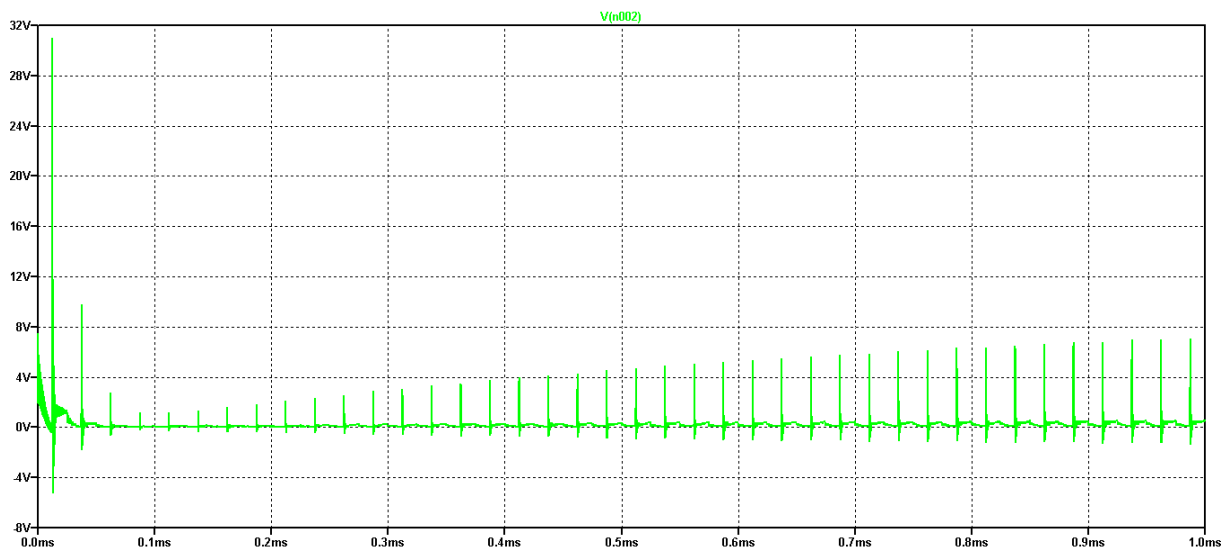


Figure III. 2 : réponse temporelle de tension du RSIL.

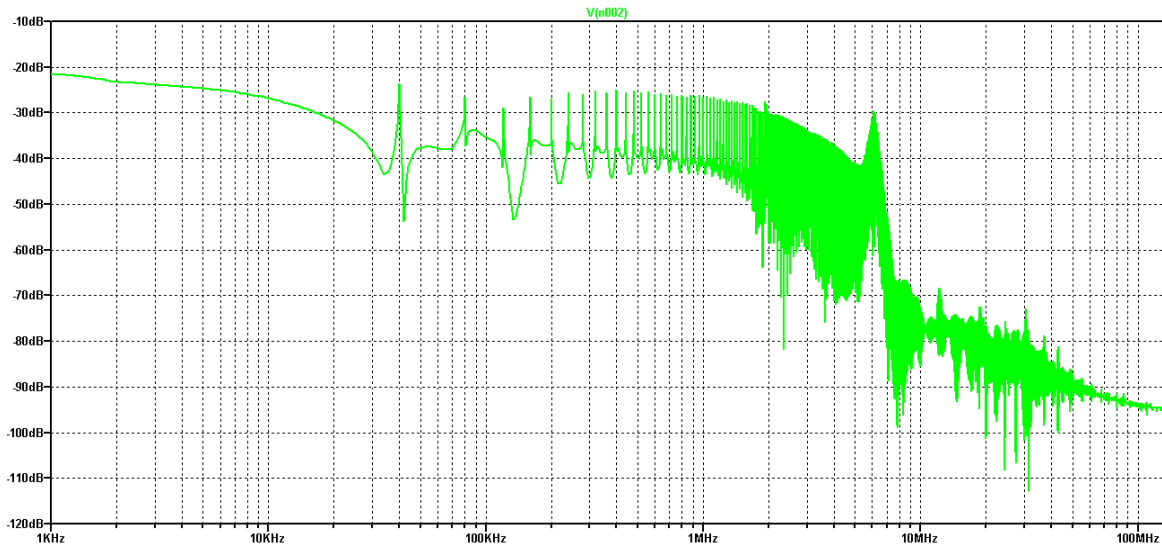


Figure III. 3 : réponse fréquentielle de tension du RSIL.

Le résultat des perturbations dans le domaine temporel (figure III.2) montre une tension variable d'amplitude où on remarque un pic de 31V d'amplitude au début de commutation puis il diminue jusqu'à ce qu'il atteigne 7V d'amplitude à 1ms.

Cette réponse oscillante amortie montre clairement la déformation des formes d'ondes de tension au niveau du RSIL qui s'éloignent de la forme continue parfait, Cette oscillation est due aux commutations des interrupteurs de puissance qui sont les principales sources des perturbations conduites.

La figure (III.3) présente le spectre dans le domaine fréquentiel pour les niveaux des perturbations importants d'amplitude de -20 dB à -30 dB aux environs de 1 MHz. A partir de cette dernière et jusqu'à 100 MHz, le spectre d'amplitude entre -30 dB à -80 dB présente des perturbations plus élevée.

L'analyse de cette réponse fréquentielle montre l'absence des perturbations en basses fréquences, par ailleurs dans les hautes fréquences (à partir de 1MHz) nous remarquons une variation rapide de l'amplitude des oscillations et une richesse en fréquences où on remarque un pic de -30dB à 6MHz, dus à la rapidité des commutations des composants semi conducteurs et les impédances parasites HF (résonances).

Ceci nous amène à conclure que les perturbations électromagnétiques sont clairement présentes dans les hautes fréquences.

#### III.4.2 Courant RSIL

Les figures III.4 et III.5, montrent respectivement la réponse fréquentielle et temporelle du courant RSIL en fonction de l'influence du hacheur (Boost) et le câble de liaison entre les deux.

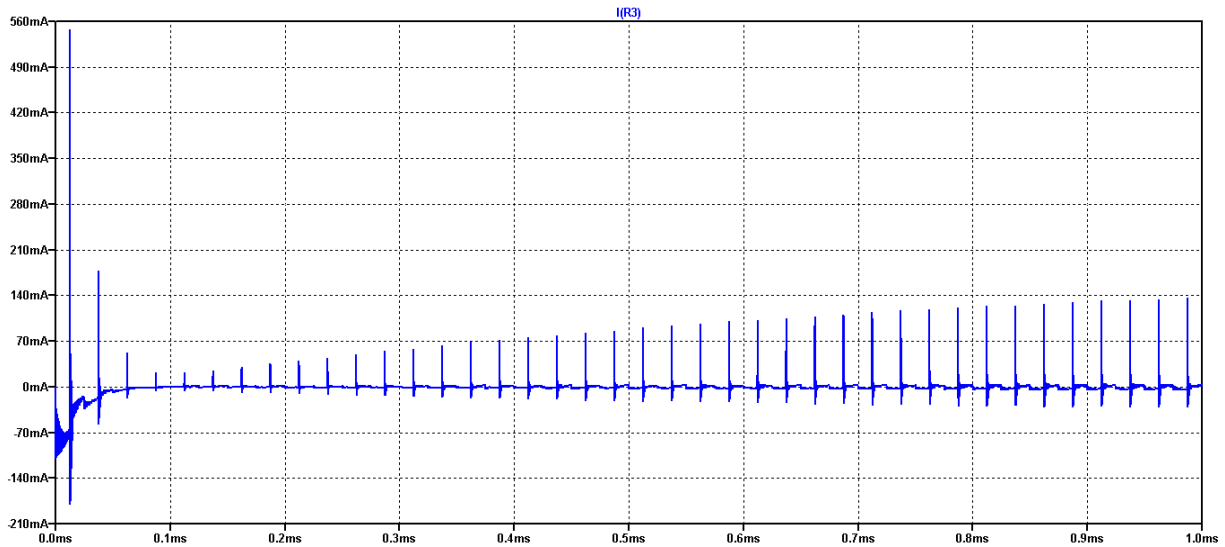


Figure III. 4 : réponse temporelle de courant du RSIL.

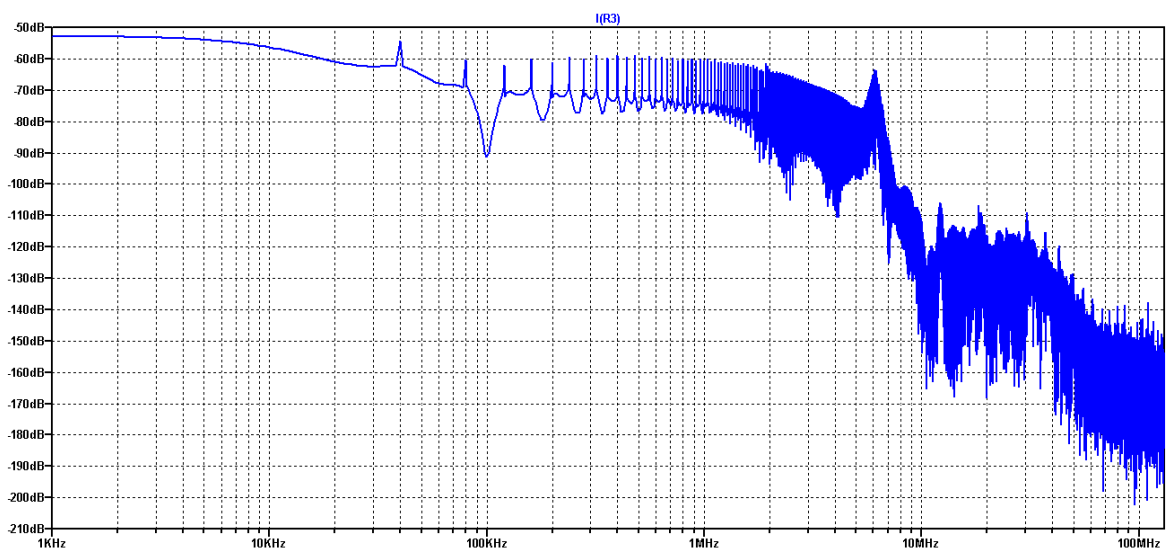


Figure III. 5 : réponse fréquentielle de courant du RSIL

Le résultat des perturbations dans le domaine temporel (figure III.4) montre un courant perturbé varié d'une amplitude environ 550mA d'amplitude au début de commutation et 140mA d'amplitude à 1ms.

Donc, la cellule de commutation du MOSFET, génère des perturbations électromagnétiques au sein de sa structure lors de sa commutation.

La figure (III.5) présente le spectre dans le domaine fréquentiel pour les niveaux des perturbations importants d'amplitude de -51 dB à -60 dB aux environs de 1 MHz. A partir de cette fréquence et jusqu'à 100 MHz, le spectre d'amplitude entre -63 dB à -190 dB présente des perturbations plus élevée, l'analyse de la réponse fréquentielle montre toujours la présence des perturbations conduites dans les hautes fréquences où on remarque un pic de -63dB à 6MHz, dus a la rapidité des commutations des composants semi conducteurs et les impédances parasites HF (résonances).

Les perturbations électromagnétiques sont clairement présentes au sein de la structure du RSIL. Il est bien connu que les commutations des interrupteurs de

puissance sont les principales sources de perturbations conduites ; il est donc possible que l'ensemble des effets inductifs et capacitifs de la structure du convertisseur ainsi les liaisons inductives, capacitives qui sont des éléments parasites de leur tour, assurent la propagation des perturbations conduites vers le RSIL.

### III.4.3 Tension de sortie du hacheur

Les figures III.6 et III.7, montrent respectivement la réponse fréquentielle et temporelle de la tension à la sortie du hacheur Boost en fonction de l'influence de ce dernier et le câble de liaison entre les deux.

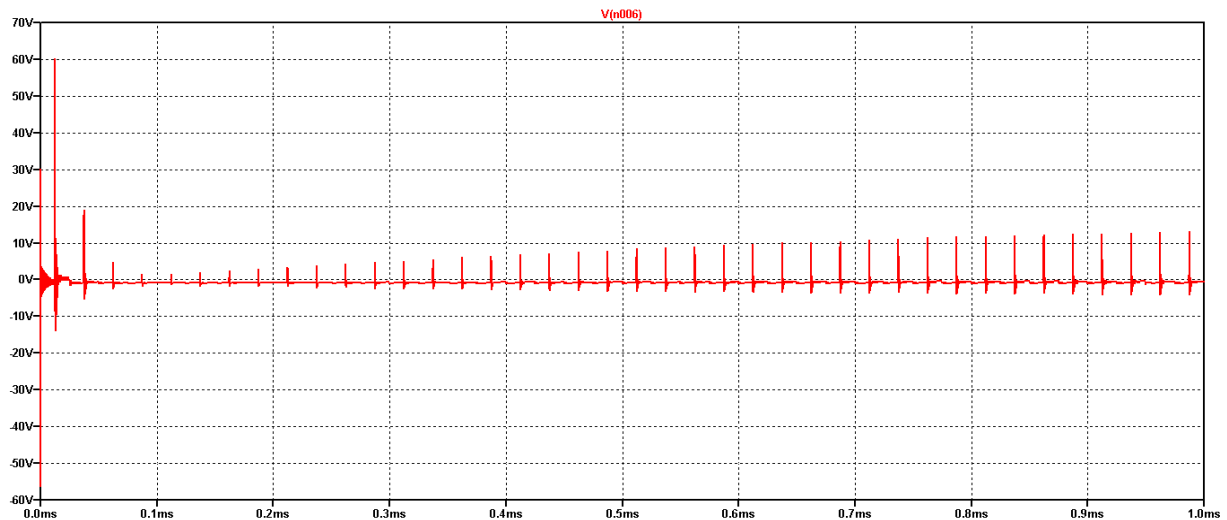


Figure III. 6 : temporelle de tension de sortie du hacheur.

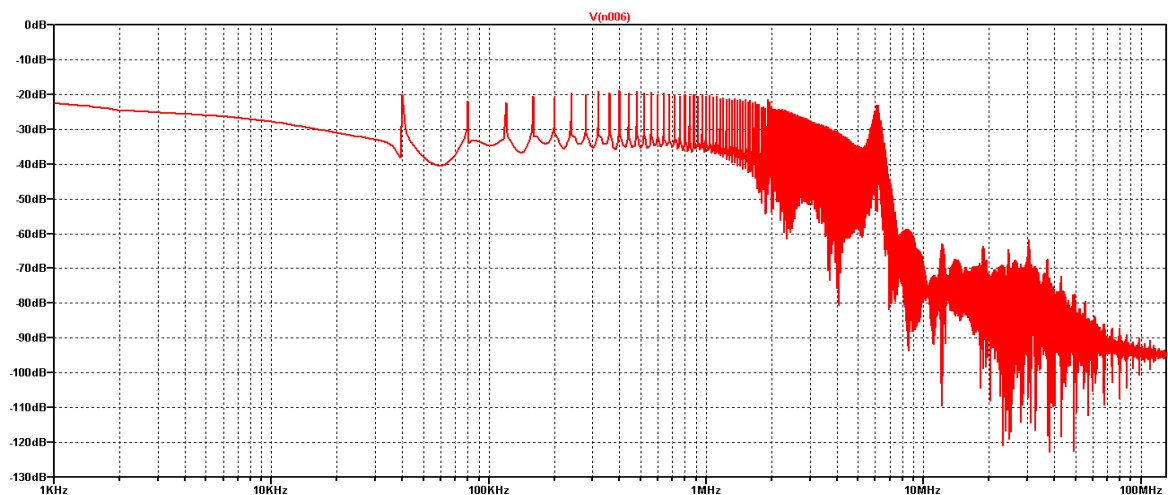


Figure III. 7 : réponse fréquentielle de tension de sortie du hacheur.

Le résultat des perturbations dans le domaine temporel (figure III.6) montre une tension de sortie variable d'amplitude où on remarque un pique de 60V d'amplitude au début de commutation puis il diminue jusqu'à ce qu'il atteigne 11V d'amplitude à 1ms.

La figure (III.7) présente le spectre dans le domaine fréquentiel pour les niveaux des perturbations importants d'amplitude de -21 dB à -35 dB aux environs de 1MHz. A partir de cette fréquence et jusqu'à 100 MHz, le spectre d'amplitude entre -30 dB à -95 dB présente des perturbations plus élevée, l'analyse de la réponse fréquentielle montre

toujours la présence des perturbations conduites dans les hautes fréquences où on remarque un pic de -22dB à 6MHz, dus a la rapidité des commutations des composants semi conducteurs et les impédances parasites HF (résonances).

L'analyse des différentes formes d'ondes obtenues, nous permet de constater l'effet perturbateur engendré par le hacheur sur la tension à son sortie. Cet effet se traduit par la distorsion des formes d'ondes suite aux variations brutales dues aux commutations du MOSFET.

Plus les commutations sont rapides plus ces fréquences de coupure se décalent vers les hautes fréquences du spectre et plus le couplage parasite entre le hacheur et l'environnement extérieur devient efficace, les éléments parasites associés aux différents composants passifs et actifs sont inhérents dans une structure d'électronique de puissance. Leurs effets sont négligeables en BF mais ils sont prépondérants en HF.

#### III.4.4 Courant de sortie du hacheur

Les figures III.8 et III.9, montrent respectivement la réponse fréquentielle et temporelle du courant à la sortie du hacheur Boost en fonction de l'influence de ce dernier et le câble de liaison entre les deux.

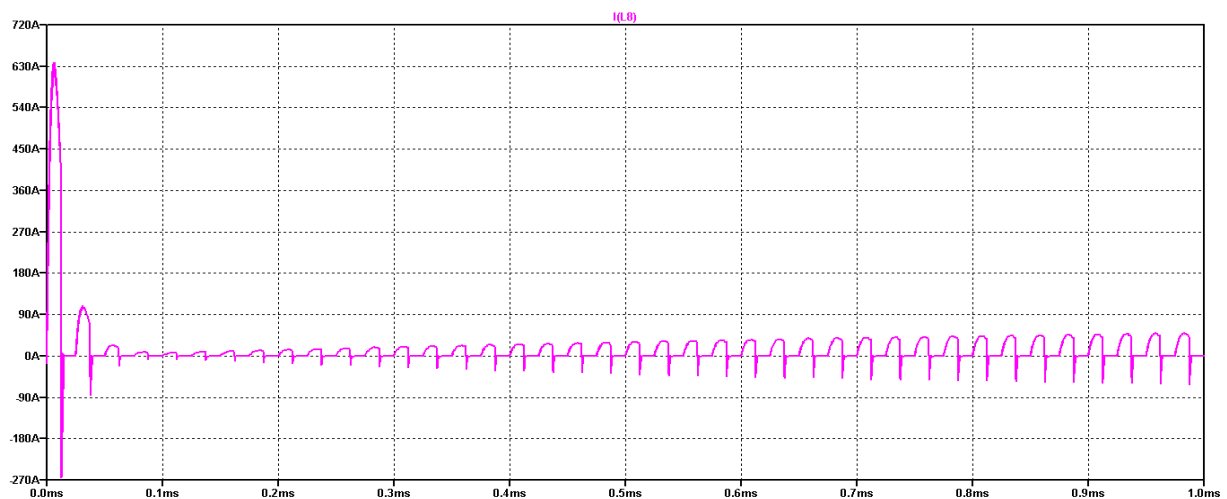


Figure III. 8 : réponse temporelle de courant de sortie du hacheur.



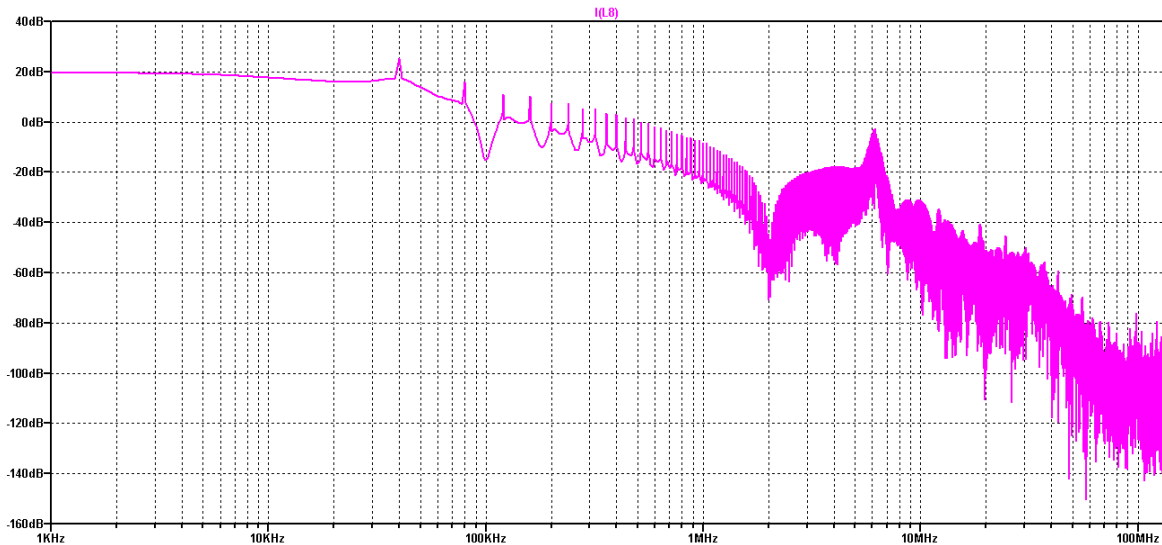


Figure III. 9 : réponse fréquentielle de courant de sortie du hacheur.

Le résultat des perturbations dans le domaine temporel (figure III.8) montre un courant variable d'amplitude où on remarque un pic de 630A d'amplitude au début de commutation puis il diminue jusqu'à ce qu'il atteigne 40A d'amplitude à 1ms.

La figure (III.9) présente le spectre dans le domaine fréquentiel pour les niveaux des perturbations importants d'amplitude de 20 dB à -20 dB aux environs de 1 MHz. A partir de cette fréquence et jusqu'à 100 MHz, le spectre d'amplitude entre -20 dB à -140 dB présente des perturbations plus élevée, l'analyse de la réponse fréquentielle montre toujours la présence des perturbations conduites dans les hautes fréquences où on remarque un pic de -1dB à 6MHz, dus a la rapidité des commutations des composants semi conducteurs et les impédances parasites HF (résonances).

La même chose pour le courant de sortie du hacheur, il est perturbé en haute fréquence, les résultats obtenus permettent de confirmer la réalité de la pollution électromagnétique du convertisseur statique DC/DC "BOOST".

Ceci nous amène à conclure que le hacheur boost est une grande source des perturbations électromagnétiques et que ce type de convertisseur doit comporter des systèmes de réduction des perturbations conduites qu'il génère sinon il constituera une menace pour les systèmes fonctionnant dans le même environnement.

### III.5 MODELE DE 2 CONVERTISSEURS IDENTIQUES CONNECTES AU MEME RESEAU FICTIF DC/DC (DEUX BOOST EN PARALLELE) SUR RSIL

#### III.5.1 Principe

Les convertisseurs choisis sont identiques (hacheurs élévateur) et fonctionnent à la même fréquence de commutation. L'un est connecté directement sur le RSIL alors que l'autre est connecté au RSIL via le modèle du câble torsadé blindé. La figure (III.10) illustre le schéma électrique de la simulation.

L'objectif est de se mettre dans une situation plus réelle où plusieurs convertisseurs se côtoient sur le même réseau avec des liaisons différentes entre les

convertisseurs et la source d'énergie. Les convertisseurs sont identifiés seuls suivant les essais vus dans la première étude, regarde la figure (III.1).

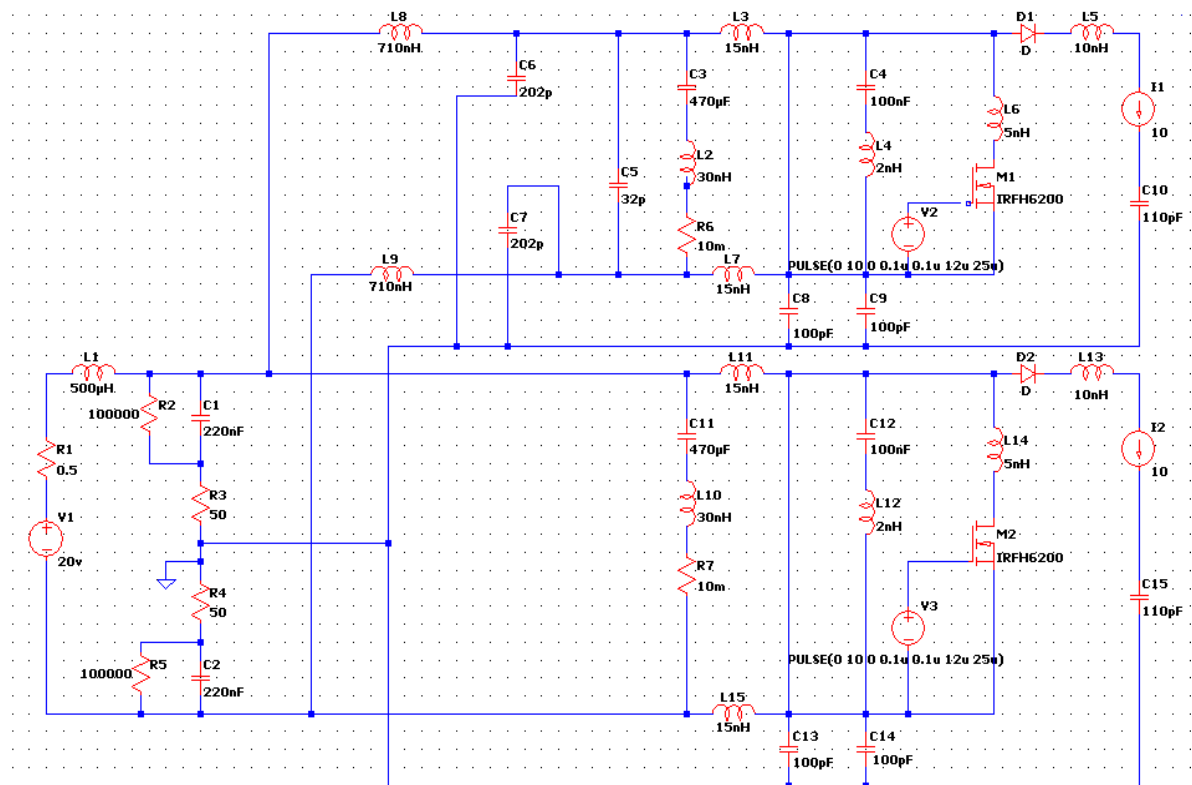


Figure III. 10 : schéma électrique de la simulation des 2 convertisseurs connectés au RSIL [44].

### III.6 RESULTATS ET INTERPRETATIONS

#### III.6.1 Tension RSIL

Les figures III.11 et III.12, montrent respectivement la réponse fréquentielle et temporelle de la tension RSIL en fonction de l'influence du réseau DC/DC à base de deux hacheur (Boost) en parallèles et le câble de liaison entre les deux.

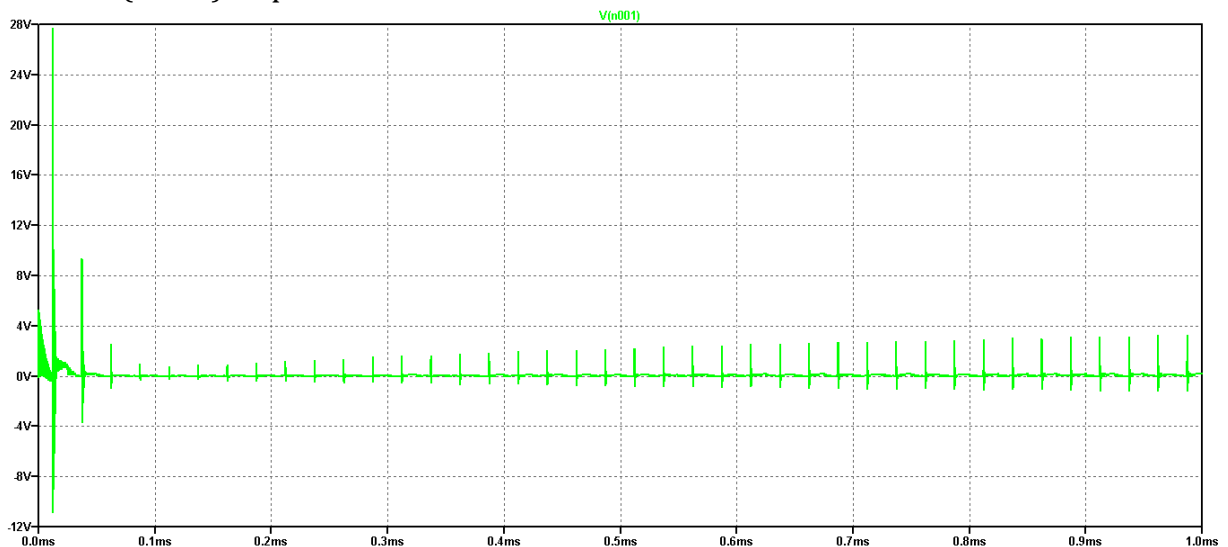


Figure III. 11 : réponse temporelle de tension du RSIL.

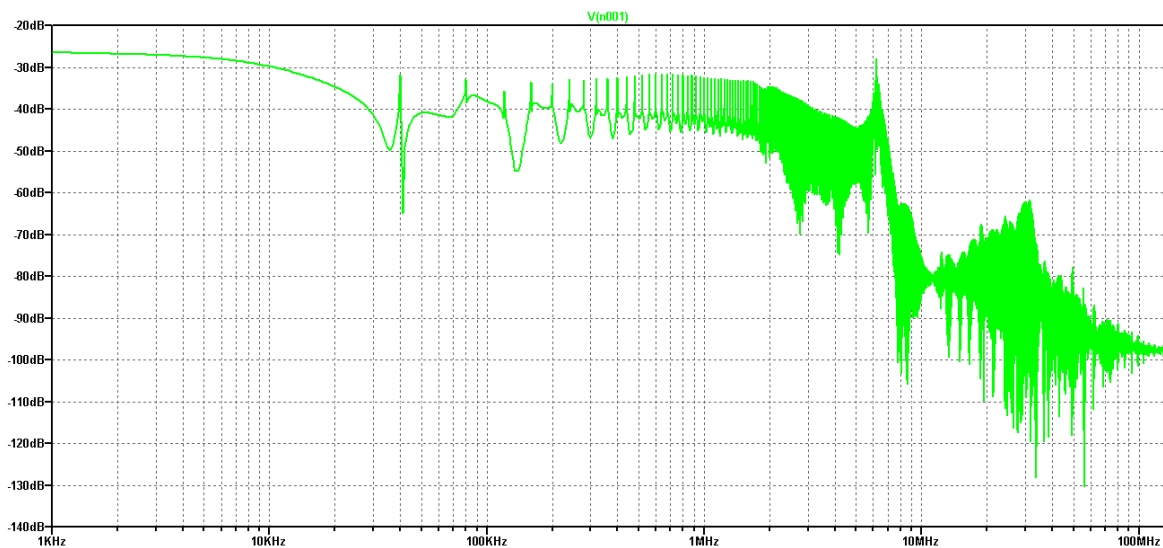


Figure III. 12 : réponse fréquentielle de tension du RSIL.

Le résultat des perturbations dans le domaine temporel (figure III.11) montre une tension variable d'amplitude où on remarque un pic de 28V d'amplitude au début de commutation puis il diminue jusqu'à ce qu'il atteigne 3V d'amplitude à 1ms, on observe alors une diminution de perturbations électromagnétiques par rapport au cas d'un seul BOOST représenté par la figures (III.2).

La figure (III.12) présente le spectre dans le domaine fréquentiel pour les niveaux des perturbations importants d'amplitude de -28 dB à -40 dB aux environs de 1 MHz. A partir de cette fréquence et jusqu'à 100 MHz, le spectre d'amplitude entre -45 dB à -130 dB présente des perturbations plus élevée, l'analyse de la réponse fréquentielle montre toujours la présence des perturbations conduites dans les hautes fréquences où on remarque un pic de -28dB à 6MHz, dus a la rapidité des commutations des composants semi conducteurs et les impédances parasites HF (résonances), mais on remarque cette fois ci que les PEM sont plus faibles dans le cas d'un réseau DC/DC, alors la tension RSIL obtenu de ce réseau est évidemment moins polluée que celui de circuit contenant un seul BOOST.

### III.6.2 Courant RSIL

Les figures III.13 et III.14, montrent respectivement la réponse fréquentielle et temporelle du courant RSIL en fonction de l'influence du réseau DC/DC à base de deux hacheur (Boost) en parallèles et le câble de liaison entre les deux.

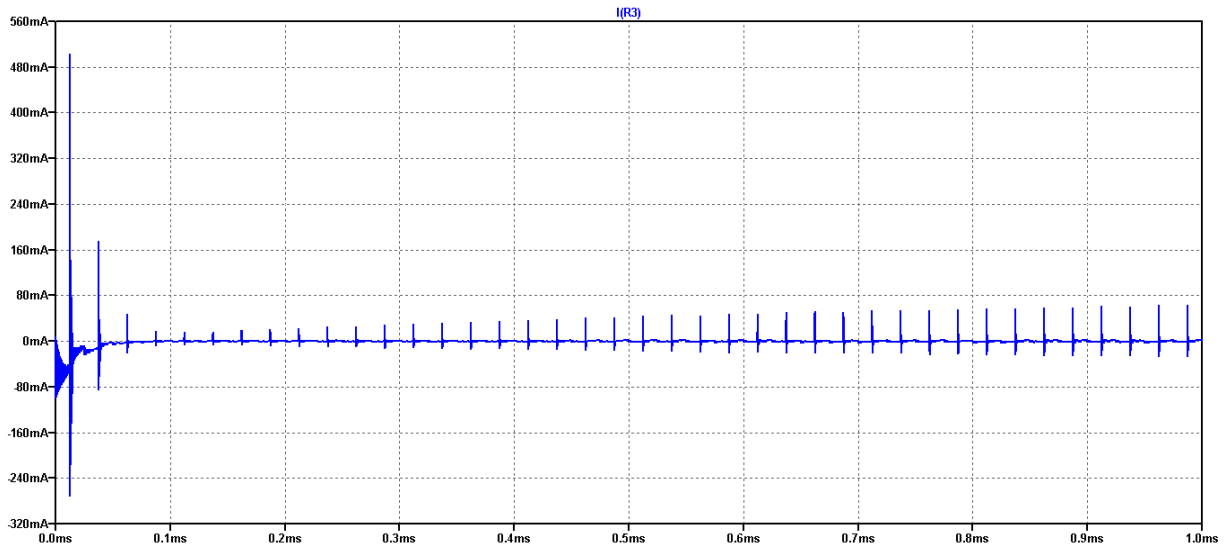


Figure III. 13 : réponse temporelle de courant du RSIL.

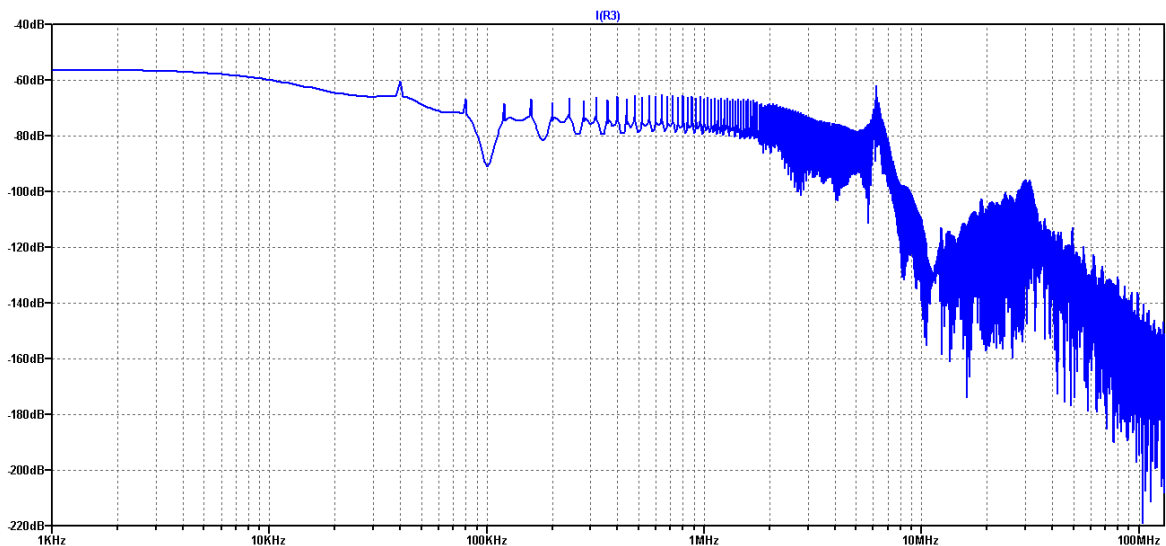


Figure III. 14 : réponse fréquentielle de courant du RSIL.

Le résultat des perturbations dans le domaine temporel (figure III.13) montre un courant variable d'amplitude où on remarque un pique de 500mA d'amplitude au début de commutation puis il diminue jusqu'à ce qu'il atteigne 70mA d'amplitude à 1ms.

La figure (III.14) présente le spectre dans le domaine fréquentiel pour les niveaux des perturbations importants d'amplitude de -58 dB à -80 dB aux environs de 1 MHz. A partir de cette fréquence et jusqu'à 100 MHz, le spectre d'amplitude entre -80 dB à -200 dB présente des perturbations plus élevée, l'analyse de la réponse fréquentielle montre toujours la présence des perturbations conduites dans les hautes fréquences où on remarque un pic de -61dB à 6MHz, dus a la rapidité des commutations des composants semi conducteurs et les impédances parasites HF (résonances).

En analysant cette forme d'onde du courant, nous constatons une décroissance au niveau de l'amplitude des oscillations du courant (de l'ordre de quelques mA) et aussi une légère diminution (de quelques décibels) des amplitudes des fréquences du spectre fréquentiel par rapport à celui représenté par Les deux figures (III.4-III.5), ceci nous

amène à conclure que les perturbations électromagnétiques sont plus faible dans le cas de deux boost en parallèles par rapport au cas d'un seul BOOST.

### III.6.3 Tension de sortie du hacheur

Les figures III.15 et III.16, montrent respectivement la réponse fréquentielle et temporelle de la tension à la sortie du hacheur en fonction de l'influence du réseau DC/DC à base de deux hacheur (Boost) en parallèles et le câble de liaison entre les deux.

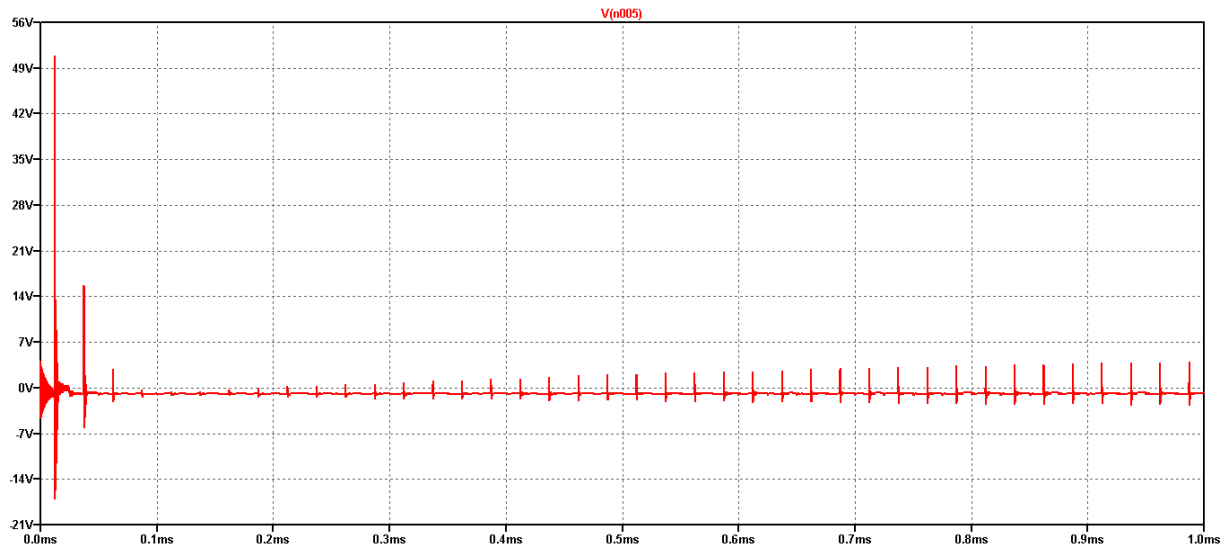


Figure III. 15 : réponse temporelle de tension de sortie du hacheur.

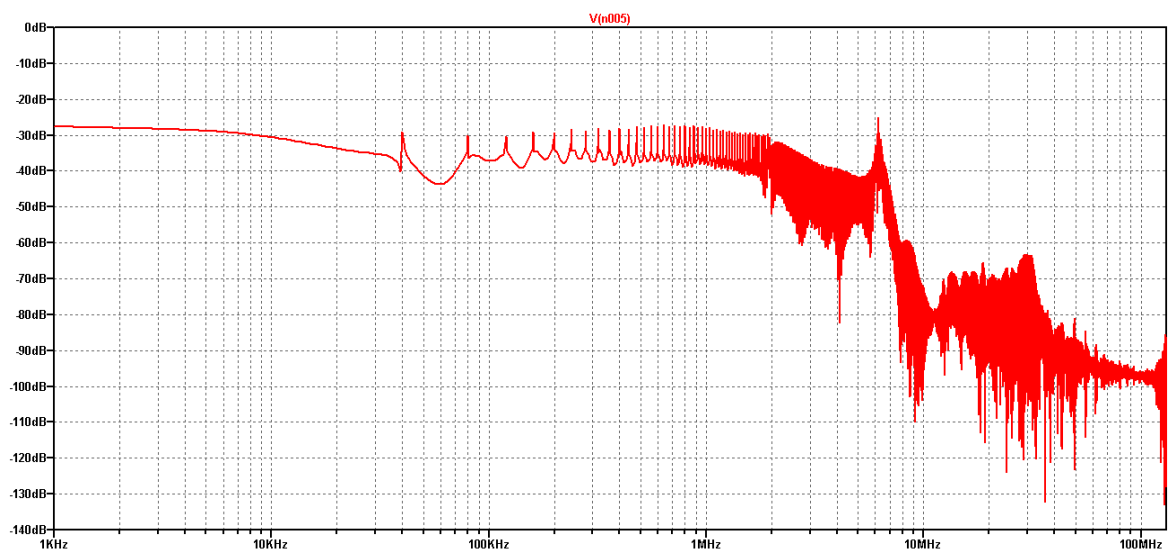


Figure III. 16 : réponse fréquentielle de tension de de sortie du hacheur.

Le résultat des perturbations dans le domaine temporel (figure III.15) montre une tension variable d'amplitude où on remarque un pique de 52V d'amplitude au début de commutation puis il diminue jusqu'à ce qu'il atteigne 5V d'amplitude à 1ms.

La figure (III.16) présente le spectre dans le domaine fréquentiel pour les niveaux des perturbations importants d'amplitude de -38 dB à -40 dB aux environs de 1 MHz. A partir de cette fréquence et jusqu'à 100 kHz, le spectre d'amplitude entre -30 dB à -40 dB présente des perturbations plus élevée, l'analyse de la réponse fréquentielle montre toujours la présence des perturbations conduites dans les hautes fréquences où on

remarque un pic de -24dB à 6MHz, dus a la rapidité des commutations des composants semi conducteurs et les impédances parasites HF (résonances).

La même chose pour la tension de sortie du hacheur on remarque une diminution de l'amplitude de la tension (quelques mV) et une légère diminution (de quelques décibels) des amplitudes des fréquences du spectre fréquentiel par apport à celui représenté par Les deux figures (III.6- III.7), alors on constate que la tension de la sortie du hacheur est moins perturbée dans le cas d'un réseau DC/DC à base de deux boost en parallèles.

### III.6.4 Courant de sortie du hacheur

Les figures III.17 et III.18, montrent respectivement la réponse fréquentielle et temporelle du courant à la sortie du hacheur en fonction de l'influence du réseau DC/DC à base de deux hacheur (Boost) en parallèles et le câble de liaison entre les deux.

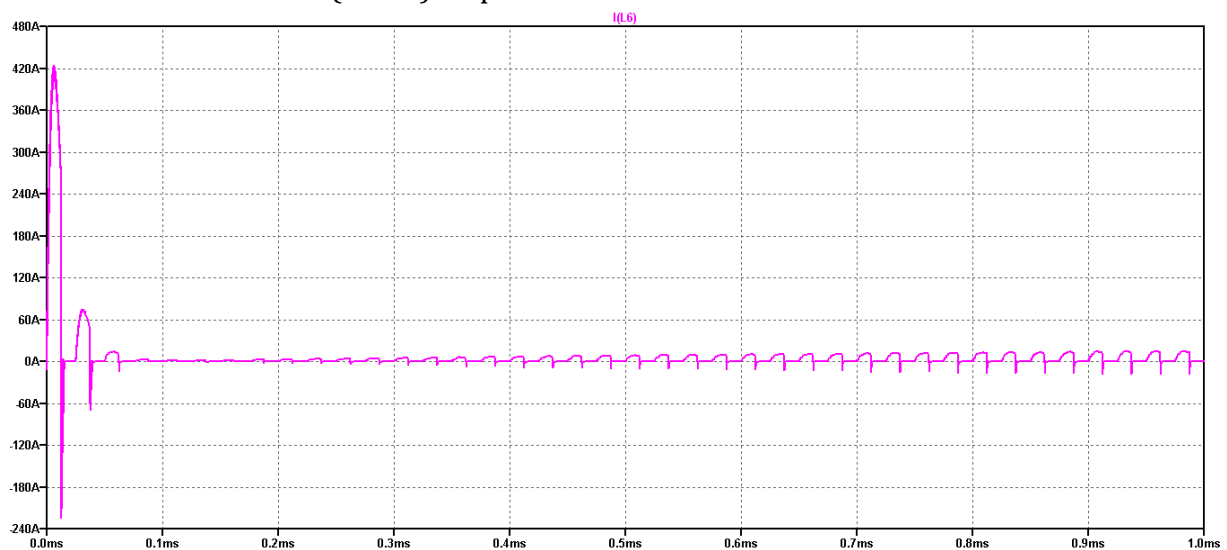


Figure III. 17 : réponse temporelle de courant de sortie du hacheur.

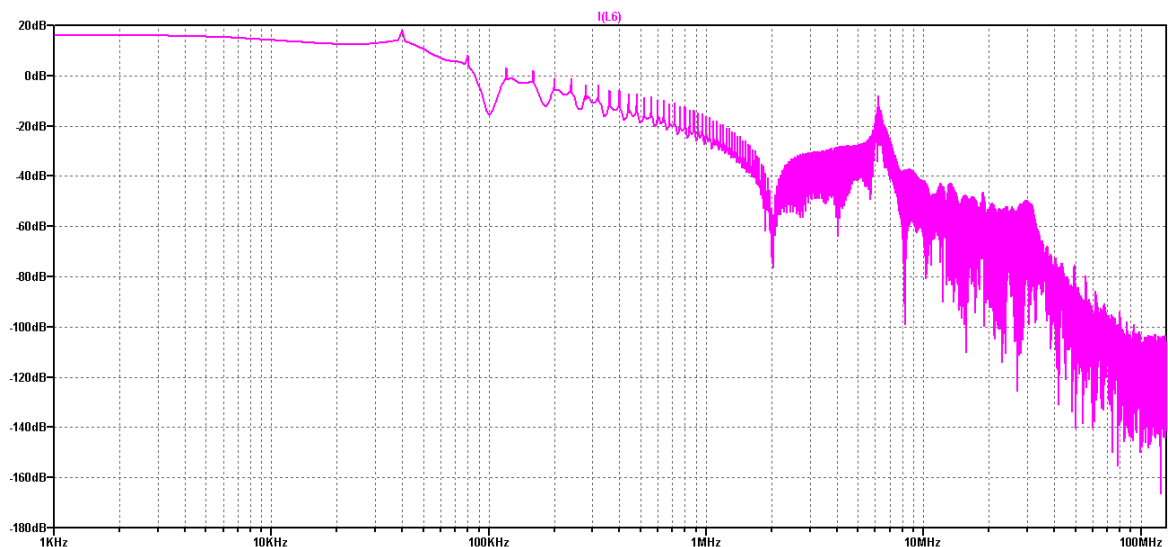


Figure III. 18 : réponse fréquentielle de courant de sortie du hacheur.

Le résultat des perturbations dans le domaine temporel (figure III.17) montre un courant variable d'amplitude où on remarque un pic de 420A d'amplitude au début de commutation puis il diminue jusqu'à ce qu'il atteigne 20V d'amplitude à 1ms.

La figure (III.18) présente le spectre dans le domaine fréquentiel pour les niveaux des perturbations importants d'amplitude de 20 dB à -20 dB aux environs de 1 MHz. A partir de cette fréquence et jusqu'à 100 MHz, le spectre d'amplitude entre -30 dB à -140 dB présente des perturbations plus élevée, l'analyse de la réponse fréquentielle montre toujours la présence des perturbations conduites dans les hautes fréquences où on remarque un pic de -10dB à 6MHz, dus a la rapidité des commutations des composants semi conducteurs et les impédances parasites HF (résonances).

Toujours le même résultat, Nous remarquons une légère diminution (de quelques décibels) des amplitudes des fréquences du spectre fréquentiel et une faible diminution de l'amplitude du courant (de l'ordre de quelques mA) par apport à celui représenté par Les deux figures (III.8- III.9), alors on constate que le courant à la sortie du hacheur est moins perturbée dans le cas de deux boost en parallèles.

### III.7 COMPARAISON DES RESULTATS

Afin d'examiner l'impact du réseau sur le comportement des convertisseurs nous allons faire une comparaison entre les résultats obtenus par la modélisation de hacheur boost seul et l'autre obtenus par deux hacheurs boost en parallèles.

Dans les figures III.11 à III.18, nous avons tracé les formes d'ondes de tensions et de courant à la sortie du hacheur et celles du RSIL.

L'analyse de ces formes d'ondes montre que un amortissement assez important des oscillations de la tension et de courant à la sortie du hacheur et aussi celui du RSIL dans le domaine temporel, on remarque aussi une diminution des amplitudes des fréquences significatives en mode fréquentiel, on peut alors conclure que les perturbations électromagnétiques émis par le circuit d'un seul hacheur BOOST sont plus élevées que celles émises par un réseau DC/DC à base de deux hacheurs BOOST en parallèles, c'est ce que montre l'influence du réseau DC/DC à base de deux hacheur (Boost) et l'impact du câble de liaison.

Donc il est clair que lorsque les 2 convertisseurs sont connectés au réseau, les chemins de propagation disponibles sont plus nombreux et ne sont pas pris en compte lors de l'identification.

D'autre part, le RSIL qui se trouve entre le réseau d'alimentation et le hacheur, joue un rôle important d'isoler entre le circuit pollueur et la source. Par suite, nous avons constaté que les hacheurs élévateurs (BOOST) sont des grands pollueurs pour l'environnement.

### III.8 CONCLUSION

L'utilisation variée, dans la vie quotidienne, de dispositifs d'électronique de puissance notamment les convertisseurs statiques est devenue de plus en plus courante. Les applications technologiques actuelles de ces derniers requièrent simultanément un niveau de précision et de performance élevé, de sorte qu'ils puissent jouer un rôle très important dans les systèmes de conversion d'énergie. [45]

Cependant, en pratique ces convertisseurs posent de nombreux problèmes tels que les problèmes de compatibilité électromagnétique (CEM) liés aux perturbations électromagnétiques constituant ainsi une difficulté majeure à surmonter. Aussi, afin d'étudier et de quantifier les phénomènes de génération et de transmission des perturbations conduites, nous nous sommes intéressés dans ce travail à la définition de la signature CEM du spectre fréquentiel des perturbations générées par un hacheur élévateur soit seul, soit dans un réseau DC/DC. [45]

Le but de cette étude est de calculer les perturbations électromagnétique émises par des convertisseurs DC/DC (hacheurs "Boost") positionnés, par des connectiques entre un RSIL et la charge, nous avons effectué des simulations des perturbations Électromagnétiques des hacheurs on utilisant deux étapes, la première avec un hacheur BOOST relié au RSIL via une liaison, et la deuxième on a utilisé un réseau DC/DC à base de deux BOOST en parallèle.

Les résultats obtenus pour les deux essais montrent que quand plusieurs convertisseurs se côtoient sur le même réseau avec des liaisons entre les convertisseurs et la source d'énergie, il y a une diminution des perturbations électromagnétiques conduites.

On a pu voir le comportement CEM, d'un convertisseur statique DC/DC vis-à-vis du RSIL et de l'environnement. Les résultats obtenus permettent de confirmer la réalité de la pollution électromagnétique du convertisseur statique DC/DC "BOOST" par rapport un réseau DC/DC à base de Boost en parallèles.



# *Conclusion Générale*

## Conclusion générale

La Compatibilité Electromagnétique (*C.E.M.*) est la capacité d'un dispositif, équipement ou système, à fonctionner de manière satisfaisante dans son environnement électromagnétique, sans introduire lui-même de perturbation électromagnétiques de nature à créer des troubles susceptibles de nuire au bon fonctionnement des appareils ou des systèmes situés dans son environnement[16].

Pour cela l'environnement électromagnétique est devenu l'un des paramètres à prendre en compte dans tout projet industriel faisant intervenir de l'électronique au même titre que la tenue en température ou la tenue aux vibrations. Cette prise en compte doit avoir lieu dès le début de la conception jusqu'à l'installation finale du produit aux différents stades d'évolutions de celui-ci. Les facteurs d'influences pris en considération, tel que le rayonnement et la conduction, doivent évoluer et être représentatifs s'approchant le plus possible de la réalité [16].

Actuellement, ce domaine de Compatibilité Electromagnétique concerne tous les secteurs de l'électronique et de l'électricité, elle est particulièrement importante, car la *CEM* n'est que de la physique élémentaire et finalement amusante. La maîtrise de la *CEM* est devenue une exigence incontournable pour les entreprises [16].

Dans ce travail et dans le chapitre 1, nous avons étudié 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 méthode de 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 estimation réaliste des perturbations émises par le convertisseur.

Notre travail avait pour but de présenter l'origine des perturbations électromagnétiques ainsi que les deux principales approches utilisées pour l'analyse CEM en électronique de puissance notamment dans un réseau DC/DC à base de deux Boost en parallèle et celui dans un circuit à base d'un seul Boost . Comme il a été expliqué, les commutations des interrupteurs de puissance (MOSFET) sont les principales sources des perturbations conduites au sein du convertisseur. Une première approche, plutôt orientée vers l' « analyse des phénomènes », consiste à simuler le fonctionnement du convertisseur dans le domaine temporel. Cela permet ainsi d'appréhender les mécanismes de génération des perturbations au sein du convertisseur.

Seconde approche consiste à étudier dans le domaine fréquentiel le niveau des perturbations conduites émises par un convertisseur. Cette méthode a pour but, à

mettre en évidence la génération et la propagation de perturbations EM conduites en basse et en haute fréquence et nous a permis d'affirmer que ce convertisseur ne constitue pas une source majeure de pollution en basses fréquences alors qu'en hautes fréquence il agit comme une source significative de perturbations électromagnétiques pour son environnement.

En suite nous avons appliqué le modèle que nous avons défini à un réseau DC/DC comportant 2 convertisseurs en parallèle connectés via des liaisons à un RSIL, dont les résultats de simulation ont montrés une diminution de PEM par rapport au modèle précédant dont il est constitué par un seul Boost.

Le fonctionnement d'un convertisseur statique est polluant, car les temps de commutation sont très courts et les amplitudes très élevées, Ces problèmes ont certes toujours existé, mais ils deviennent aujourd'hui de plus en plus importants en raison de la concentration dans un même environnement d'appareils ou de systèmes dont les niveaux de puissance et de sensibilité sont très différents. Le rôle de la CEM est d'assurer à un système donné un degré d'immunité vis-à-vis de son environnement de façon à ce qu'il puisse fonctionner sans que ses performances ne soient affectées, la CEM est devenue un outil d'amélioration de la conception et des performances des convertisseurs statiques.

En termes de perspectives, une adaptation plus grande au besoin industriel sera aussi à envisager et sera intéressant de définir clairement les critères de la conception du convertisseur DC/DC d'un réseau embarqué.

*Référence Et  
Bibliographie*

## Bibliographie

- [1] MELIT, Mohamed. *Etude des perturbations dans les convertisseurs de l'électronique de puissance*. 2008. Thèse de doctorat. UNIVERSITE DE JIJEL. Algérie.
- [2] JAAFAR, Ali. *Contribution à la modélisation, l'analyse et l'optimisation de lois de commande pour convertisseurs DC-DC de puissance*. 2011. Thèse de doctorat. Ecole Doctorale de France « Sciences et Technologies de l'Information des Télécommunications et des Systèmes ».
- [3] ABDALLAH DARKAWI, *La compatibilité Electromagnétique (CEM)* .Ecole d'ingénieur, France 2016.
- [4] BOURGEOIS, René, COGNIEL, Denis, et LEHALLE, Bernard. *Mémotech: équipements et installations électriques*. Casteilla, 2002.
- [5] POULICHET, P. *Chapitre 1: introduction a la compatibilité électromagnétique*, 2010, Ecole de la chambre de commerce et d'industrie de paris.
- [6] SNOUCI MOUHAMED et BENNI ASMA, « *Etude sur les perturbations électromagnétiques générées par des convertisseurs statiques DC/DC abaisseur 'BUCK' »*, 2016/2017, mémoire de master, CUAT, Algérie.
- [7] DOORGAH, NARAINDRANATH, *Contribution à la modélisation prédictive CEM d'une chaîne d'entraînement*, 2012, Thèse de doctorat, Ecully, Ecole centrale de Lyon.
- [8] MAMMAD, RABIA , *Etude et simulation de la robustesse d'une commande pour éolienne à base de MADA en présence des incertitudes des paramètres et/ou des perturbations présente dans le réseau électrique* , 2017 , Thèse de doctorat. Université de Tlemcen, Algérie.
- [9] VERMAELEN, CHRISTOPHE, *Contribution à la modélisation et à la réduction des perturbations conduites dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable*, 2003, Thèse de doctorat, École normale supérieure de Cachan-ENS Cachan.
- [10] NASREDDINE, NADIM. *Conception et modélisation d'un émulateur d'un réseau de capteurs sans fil*. 2012. Thèse de doctorat. Toulouse, INSA.
- [11] RACHIDI, F. *La foudre et ses effets électromagnétiques. Ecole Polytechnique de Lausanne, Notes de cours, Été, 2004, vol. 9.*
- [12] CHAROY Alain, *Parasites et perturbations des électroniques*, Dunod, 1996.
- [13] CHAROY Alain, *guide de pratique de la CEM*, Dunod, 2017, Paris, France.

- [14] CHAROY Alain. *Compatibilité électromagnétique*. Dunod, 2012.
- [15] ROBLLOT Sandrine. *Caractérisation des couplages électromagnétiques dans les réseaux filaires cuivre en vue d'optimiser les transmissions à haut débit*. 2007. Thèse de doctorat. UNIVERSITÉ DE LIMOGES École Doctorale Science - Technologie – Santé.
- [16] MOULKHALOUA AZZEDDINE, BELHADJ ILIES DJAMEL, 'Etude Sur Les Perturbations Electromagnétiques A Haute Fréquence Dans Les Convertisseurs Statiques', projet fin d'étude ,2013/2014, CUAT, Algérie.
- [17] L. WASSILA NESRINE et S.SOUMIA « Etude de perturbations électromagnétiques des signaux » projet fin d'étude 2015/2016, CUAT, Algérie.
- [18] [https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Spektrumanalysator FSL von Rohde %26 Schwarz.jpg](https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Spektrumanalysator_FSL_von_Rohde_%26_Schwarz.jpg)
- [19] MAGALHÃES, Lígia Campos, *Auto calibration de la position du robot CEM et implémentation d'un joystick*, Rapport de stage de Projet de Fin d'Etude Trabalho de Conclusão de Curso em engenharia elétrica Stage réalisé au sein d'Autoliv. 2016.
- [20] DELABALLE, J. *Cahier technique n° 149 La CEM : la compatibilité électromagnétique*, l'Université de Limoges, 2001.
- [21] F. COSTA and C. VOLLAIRE, "Caractéristiques et évolution du bruit électromagnétique dans les dispositifs d'alimentation embarqués sur aéronef," Congrès CEM 08, p.8, 2008. université de Lyon, Ecole Centrale de Lyon, France.
- [22] RONDON-PINILLA, Eliana. *Conception de convertisseurs électroniques de puissance à faible impact électromagnétique intégrant de nouvelles technologies d'interrupteurs à semi-conducteurs*. 2014. Thèse de doctorat. , l'Ecole Centrale de Lyon.
- [23] M. Moreau, "Modélisation haute fréquence des convertisseurs d'énergie. Application à l'étude des émissions conduites vers le réseau", Thèse doctorale Ecole Centrale de Lille, 2009.
- [24] M.H. Rashid, "Power Electronics Handbook", Academic Press, university of west Florida, 2001.
- [25] M. BISWAL, "Control Techniques for DC-DC Buck Converter with Improved Performance", Master Thesis, National Institute of Technology, Rourkela, March 2011.

- [26] C. Chabert and A. Rufer, "Optimisation des Convertisseurs de Puissance Embarqués: Adaptation Des Cellules A Lien Alternatif MF Et Commutation Douce," 8 ème Colloque Electronique de Puissance du Future, Lille, France, Novembre-Décembre 2000.
- [27] V.M. Nguyen and C.Q. Lee, "Indirect Implementations of Sliding-Mode Control Law in Buck-Type Converters," in IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol. 1, San Jose, pp. 111-115, 1996.
- [28] SALHI YOUNES, «Conception et Réalisation d'un Hacheur Boost MPPT à Base d'une Carte ARDUINO Application PV», Diplôme de Master Professionnel, UNIVERSITE KASDI MERBAH –OUARGLA, Algérie, 2017.
- [29] BENDIAB, Saddek, ATMAOUI, Nassim, et REKIOUA, T. *Commande d'un Hacheur Boost a deux entrées*. 2018. Université de Bejaia, Algérie.
- [30] L. Ismail, E.Yousri : « Etude et réalisation d'une alimentation à base d'un panneau solaire suiveur pour l'alimentation d'un dispositif de pompage didactique », Mémoire de Master, Université Houari Boum edienne-Algérie, 2011.
- [31] TOUAFEK, Abderraouf. *Commande du buck et du boost par backstepping*. 2018. Thèse de doctorat. Université Ferhat Abbas-Sétif, Algérie.
- [32] Henri FOCH, "Electronique de Puissance", Vol. D3000 à D3233, Ed. Techniques de l'Ingénieur, 1989.
- [33] A.Luque, S. Hegedus: *Handbook of Photovoltaic Science and Engineering Ltd*, 2003. Institute of Energy Conversion, University of Delaware, USA.
- [34] TIGRINE, Cylia, AIT OUALI, Ouardia, HADJI, S., et al. *Etude et simulation des techniques MPPT d'un système photovoltaïque*. 2019. Thèse de doctorat. Université A/Mira-Béjaia, Algérie.
- [35] A. Rufer, P. Barrade, « Cours d'électronique de puissance Conversion DC/DC », EPFL, 90 pages. Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, octobre 2001.
- [36] FERDJANI, Souleyman, MAATALLAH, Omar, MAKHLOUFI, Salim, et al. *Etude et Réalisation d'un Hacheur Boost Commandé par le  $\mu$ C ARDUINO en vue d'Implémenter des Commandes MPPT*. 2019. Thèse de doctorat. Université Ahmed Draia-ADRAR, Algérie.
- [37] BENSACI Wafa, « Modélisation et simulation d'un système photovoltaïque adapté par une commande MPPT », mémoire de master, Université de Ouargla, Algérie, 2012.
- [38] Tijini MAdeni Hnancha. *Commande d'un Hacheur" BOOST" Alimenté par un Panneau Solaire à l'Aide d'une Carte Arduino*. 2017. Université d'Eloued,

Algérie.

- [39] B. Issartel : « *Conception d'un convertisseur DC/DC de type boost* », Projet P10AB04, Centre universitaire des sciences et techniques (Polytech Clermont- Ferrand), France, 2010.
- [40] Seif Eddine NAFFOUTI, "*Dimensionnement et commande d'un hacheur parallèle alimenté par une source photovoltaïque*", Mémoire de diplôme national d'ingénieur en Génie Electrique, Ecole Nationale d'Ingénieurs de Monastir, Université de Monastir, Tunisie, 2012.
- [41] CHARIAG, Dhia, GUEZGOUZ, Djamel, LE BUNETEL, Jean-Charles, et al. *Modélisation et simulation fréquentielle d'un convertisseur statique sous SPICE*. Université de Tours, LMP, Avenue Marcel Dassault, 37200 Tours 2, March 2015.
- [42] Gwenaël Cléon, *simulation numérique en électronique le logiciel LTSPICE*, Lycée Camille Guérin, France.
- [43] S.POUJOULY, *Découverte de SPICE avec le logiciel Switcher CAD III*, IUT CACHAN - Oct 03 - ver 1.0, France.
- [44] FOISSAC, Mikael. *Méthodologie d'analyse CEM conduite d'un réseau multiconvertisseurs*. 2012. Thèse de doctorat. Université de Grenoble, France.
- [45] REZINI, S. et AZZOUZ, Z. *Impact des émissions EM conduites produites par un hacheur abaisseur*. *Revue des Energies Renouvelables*, 2017, vol. 20, no 3, p. 433-447. Université des Sciences et de la technologie-Mohamed Boudiaf El Mnaouar, B.P. 1505, Bir El Djir, 31000, Oran, Algérie.



## Résumé

Ces dernières décennies, les perturbations électromagnétiques deviennent de plus en plus gênantes pour les systèmes électriques et/ou électroniques. Ces derniers peuvent être aussi une source de perturbations pour les systèmes voisins ou les autres utilisateurs du même système. Ceci donne naissance à une discipline nommée: la compatibilité électromagnétique CEM. Ce travail nous a permis de faire l'étude des sources de perturbations et leurs générations par les convertisseurs DC/DC "Boost". Après modélisation et simulation à l'aide de logiciel LTspice, les résultats obtenus permettent de confirmer la réalité de la pollution électromagnétique du convertisseur statique DC/DC <BOOST> par rapport un réseau DC/DC à base de BOOST en parallèle.

**Mots clés :** comptabilité Electromagnétique (CEM), Electronique de puissance, hacheur DC/DC Boost, PEM, réseau DC/DC.

## Summary

In recent decades, electromagnetic disturbances have become more and more troublesome for electrical and / or electronic systems. These can also be a source of disturbance for neighboring systems or other users of the same system. This gives birth to a discipline called: electromagnetic compatibility EMC. This work allowed us to study the sources of disturbances and their generations by DC / DC "Boost" converters. After modeling and simulation using LTspice software, the results obtained make it possible to confirm the reality of the electromagnetic pollution of the static DC / DC converter <BOOST> compared to a DC / DC network based on BOOST in parallel.

**Keywords:** Electromagnetic compatibility (CEM), Power electronics, DC / DC Boost chopper, PEM, DC / DC network.

## ملخص

في العقود الأخيرة ، أصبحت الاضطرابات الكهرومغناطيسية مزعجة أكثر فأكثر للأنظمة الكهربائية و / أو الإلكترونية. يمكن أن تكون هذه أيضاً مصدر إزعاج للأنظمة المجاورة أو المستخدمين الآخرين لنفس النظام. هذا يولد تخصصاً يسمى: التوافق الكهرومغناطيسي. سمح لنا هذا العمل بدراسة مصادر الاضطرابات وأجيالها بواسطة محولات DC / "BOOST" DC. بعد النمذجة والمحاكاة باستخدام برنامج LTspice ، تتيح النتائج التي تم الحصول عليها تأكيد حقيقة التلوث الكهرومغناطيسي لمحول DC / DC الثابت مقارنة بشبكة DC / DC القائمة على BOOST بالتوازي.

**الكلمات الدالة :** التوافق الكهرومغناطيسي ، إلكترونيات الطاقة، المحول DC / DC Boost ، PEM ، شبكة DC / DC