

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

Impact CEM des liaisons d'interconnexions dans un système électrique de 100W à base d'une RSIL et un convertisseur dc/dc de type BUCK

Présenté Par :

- 1) MOULFI Mohamed
- 2) BEKADA BEN CHAIB Oussama

Devant les jurys composés de :

YOUNES Mohamed	Pr	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Président
BENAZZA Baghdadi.	MAA	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Encadrant
FLITTI Mohamed	Dr	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Examineur

Année universitaire 2018/2019

Remerciements

Nous remercions avant tout Allah de nous avoir gardés en bonne santé afin de mener à bien ce projet de fin d'étude. Nous remercions également nos familles pour les sacrifices qu'elles ont faits pour que nous terminions nos études.

Nous tenons à exprimer nos sincères remerciements et notre profonde gratitude à notre encadrant Mr BENAZZA Baghdadi pour sa précieuse collaboration et pour ces suivis et ces conseils durant l'évolution de ce travail.

Nos remerciements vont aussi à Mr YOUNES Mohamed pour l'honneur de présider le jury et à DR FLITTI Mohamed comme examinateur.

Enfin, nous tenons à remercier vivement toute personne qui nous a aidés de près ou de loin à élaborer et réaliser ce mémoire.

Dédicaces

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“ “, 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“ “, 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.

Cependant. Je prie Dieu le Miséricordieux qu'il te portera récompense, car la mienne ne sera guère complète, Et te protège et te garde en bonne santé.

A mes grands-mères, que dieu les protègent et les gardent en bonne santé. A mes grands-pères, et rabi yarhamhom. A les plus chère, mes sœur“amina ,sara et le meilleur frères ;bouziane Et la belles petite sœur koutar et fleurs de la maison halima

mes chères amis ; amine , faycal , ilies , azdine ,sidahmed,mansor,majid,slimane A tous mes oncles et mes tantes A mon encadreur Mr BENAZZA Baghdadi qui est conseillé et encouragé durant l'évolution de ce travail. Sans oublier tous les professeurs que ce soit du primaire, du moyen, du secondaire ou de l'enseignement supérieur. À mon Binôme oussama toute la famille “MOULFI“ “Surtout À Ma future femme“ À tous ceux qui ont contribué de loin ou de près à la réalisation de ce mémoire.

Mohamed



Dédicaces

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“ “, 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“ “, 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 rudés de ma vie et a tout ma famille et mes amis et je remerci mon encaderur benazza



Oussama

Sommaire

SOMMAIRE

Introduction générale	1
<u>Chapitre I : Généralité sur la Cem et les convertisseurs statique :</u>	
I-1.Introduction :.....	3
I-2.historique.....	3
I-3.definitions.....	4
I-3.1 normes de la compatibilité électromagnétique	4
I-4. aspects fondamentaux de la cem.....	5
I-4.1. sources intentionnelles et non intentionnelles.....	7
I-5. problématique cem en electronique de puissance :.....	7
I-6. convertisseurs statiques :.....	7
I-7.les interrupteurs utiles dans les convertisseurs statiques :.....	8
I-7.1 l'interrupteur parfait.....	8
I-7.2 la diode :	9
I-7.3. le thyristor :.....	9
I-7.4. les transistors :.....	9
I-7.4.a. le transistor bipolaire :.....	9
I-7.4.b. le transistor mos et l'igbt :.....	10
I-8. conversion alternatif/ continu - redresseur :.....	10
I-9. conversion continu / continu -hacheur :.....	12
I-9.1.hacheur dévolteur (ou série) buck. :.....	13
I-9.1.a. schéma de principe :.....	13
I-9.2 hacheur survolteur (ou parallèle) :.....	13
I-9.2.b.schéma de principe :	14
I-10. conversion continu / alternatif - l'onduleur :.....	14
I-10.1. onduleurs autonomes :.....	15
I-10.2. onduleurs non autonomes :.....	15
I-11. coversion alternatif/alternatif - gradateur :.....	15
I-12.pollution em dans les convertisseurs statique	16
I-13. conclusion :.....	19
<u>Chapitre II : analyse et modélisation d'un convertisseur DC/DC :</u>	
II-1. Introduction	20

Sommaire

II-2. Convertisseur dc-dc	20
II-3. Modes De Fonctionnement Des Convertisseurs Dc-Dc	21
II-3. Convertisseurs Continu-Continu Non Isole	23
II-3.1. Convertisseur Dévolteur Buck.....	23
II-3.1.a. Conduction Continue (Ccm) :	24
II-3.1.b. Conduction Discontinue.....	25
II-3.1.c. Ondulation De La Sortie :	27
II-4.1 Convertisseur Elévateur Boost :	28
II-4.1.a. Conduction Continue.....	29
II-4.1.b. Condition Discontinue	31
II-4.1.c. Ondulation De La Sortie :	32
II-5. Modelisation Du Convertisseur Dc-Dc.....	33
II-5.1. Modèle Mathématique Du Convertisseur Boost.....	33
II-5.2. Modèle Mathématique Du Convertisseur Buck-Boost.....	34
II-6. Conclusion :	35

Chapitre III : les sources des perturbations électromagnétiques :

III-1. Introduction.....	36
III-2. Notion Et Definition.....	36
III-3. La Compatibilité Electromagnetique	36
III-3.1 Emissivité.....	37
III-3.2. Immunité.....	38
III-4. Composantes De La Cem.....	38
III-4.1. Source De Perturbation.....	39
III-4.2 La Victime	40
III-4.3 Mode De Propagation De La Perturbation	40
III-4.3.A Perturbation Rayonnée	40
III-4.3.B Perturbation Conduite.....	41
III-5. Mode De Couplage.....	43
III-6. Perturbations Dans Les Convertisseurs Statiques :	48
III-6.1. Exemple : Effets Des Perturbations Electromagnétiques Dans Les Convertisseurs Statiques.....	50
III-6.2. Les Eléments Générateurs De La Pollution Em.....	52
III-6.2.A. Les Composants Actifs.....	52

Sommaire

III-6.2.B.Les Composants Passifs.....	54
III-7. L'influence Des Longueurs De Cable Sur Les Perturbations Conduites D'un Convertisseur Dc/Dc De Type Buck.....	54
III-8.Conclusion	55
<u>Chapitre IV: analyse des résultats par simulations</u>	
IV-1Introduction.....	56
IV-2.Etude.....	56
IV.2.1 Les Eléments Constituant Le Rsil	56
IV-3. Modele 1 :	58
IV-3.1. Circuit Rsil + Cable1+Hacheur +Charge :.....	58
IV-3.2. Resultats Et Interperetations :.....	59
IV-3.2.1.La Tension Et Le Courant Dans Rsil :.....	59
IV-3.2.2. La Tension Et Le Courant Dans L'hacheur :.....	60
IV-3.2.3. La Tension Et Le Courant Dans La Charge :.....	62
IV-4. Modele 2 :	63
IV-4.1. Circuit Rsil + Cable2+Hacheur +Charge :.....	63
IV-4.2. Resultats Et Interperetations :.....	64
IV-4.2.1. La Tension Et Le Courant Dans Rsil :.....	64
IV-4.2.2. La Tension Et Le Courant Dans Le Hacheur :.....	65
IV-4.2.3. La Tension Et Le Courant Dans La Charge :.....	67
IV-5.Conclusion :	69
Conclusion générale.....	70
Bibliographie.....	71
Annexe	

Liste des figures

Liste des figures

LISTE DES FIGURES

Chapitre I : Généralité sur la Cem et les convertisseurs statique :

Figure I-1 : Phénomène de la Compatibilité Electromagnétique.....	4
Figure I-2 : Couplage-source-victime [4].....	5
Figure I-3 : les différents types du convertisseur statique [7].....	8
Figure I-4 : interrupteur parfait [8].....	8
Figure I-5 le comportement de la diode [7].....	9
Figure I- 6 : Le Thyristor [7].....	9
Figure I-7 : Transistor bipolaire [8].....	10
Figure I- 8 : transistor NMOS/IGBT [8].....	10
Figure I-9 : un redresseur non commandé [8].....	11
Figure I-10 un redresseur non commandé monophasé [8].....	11
Figure I-11 : thyristor en pont redresseur commandée [10].....	12
Figure I-12 : redresseur commandé [8].....	12
Figure I-13 : le symbole du hacheur.....	12
Figure I-14 : le comportement du hacheur [8].....	13
Figure I-15 : hacheur dévolteur (série) [11].....	13
Figure I-16 : schéma du principe d'un hacheur survolteur boost [11].....	14
Figure I-17 : hacheur survolteur BOOST [8].....	14
Figure I- 18 : un onduleur bts monophasé [13].....	15
Figure I-19.symbole du gradateur [8].....	16
Figure I-20 : Chronogramme du fonctionnement du gradateur [8].....	16
Figure I-21 harmonique fréquentielle des convertisseurs [15].....	17
Figure 22 : pollution électromagnétique d'un convertisseur dc/dc [15].....	17
Figure I-23 : pollution électromagnétique d'un convertisseur hacheur [15].....	17
Figure I-24 pollution électromagnétique dans les convertisseurs statique AC/DC DC/AC [14].....	18
Figure I-25 chronogramme du tension de sortie d'un onduleur perturbé [15].....	18
Figure I-26 : spectrale HF de la tension de l'onduleur [15].....	18

Chapitre II : analyse et modélisation d'un convertisseur DC/DC :

Figure II-1 : Convertisseur DC/DC [19].....	21
Figure II-2: Schéma du convertisseur Buck [20].....	22
Figure II-3 : Formes d'onde du courant en CCM et DCM [20].....	22
Figure II-4: Schéma de base d'un convertisseur Buck [22].....	23
Figure II-5: Les deux configurations d'un convertisseur Buck suivant l'état.....	23
Figure II-6 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck [23].....	24
Figure II-7 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck en conduction discontinue. [23].....	26

Liste des figures

Figure II-8 : schéma de base d'un convertisseur Boost [22].....	28
Figure II-9 : les deux configurations d'un convertisseur Boost suivant l'état de l'interrupteurs [23]	29
Figure II-10 : formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Boost [23].....	29
Figure II-11 : formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Boost en conduction discontinue. [23].....	31
Figure II-12 : schéma du principe parallèle [25].....	33
Figure II-13 : schéma de principe BOOST/BUCK [25].....	34

Chapitre III : les sources des perturbations électromagnétiques :

Figure III-1 : Susceptibilité rayonnée et conduite [27].....	37
Figure III-2 : Emissions rayonnées et conduites [27]	37
Figure III-3 : Niveau de Compatibilité Electromagnétique [29].....	38
Figure III-4 : Composantes de la compatibilité électromagnétique [27].....	39
Figure III-5 : Différentes sources de perturbations [28]	40
Figure III-6 : Emission en champ électrique [29].....	41
Figure III-7 : Perturbation en mode commun [34].....	42
Figure III-8 : Perturbation en mode différentiel [34]	43
Figure III-9 : Couplage par impédance commune [33]	44
Figure III-10 Couplage capacitif carte à châssis [33]	44
Figure III-11 : Diaphonie inductive de mode différentiel [33].....	45
Figure III-12 : Diaphonie inductive en mode commun [33]	46
Figure III-13 : Diaphonie capacitive du mode différentiel [33]	46
Figure III -14 : Diaphonie capacitive du mode commun [33].....	47
Figure III-15 : Couplage champ à fil [33].....	48
Figure III-16 : Couplage champ à boucle [33].....	48
Figure III-17 : Différents niveaux de la CEM en électronique de puissance [34]	51
Figure III-18 : Modes de perturbation des commandes rapprochées [34]	52
Figure III-19 : Composants parasites de l'interrupteur liés au convertisseur [35].....	53
Figure III-20 : Recouvrement inverse selon la famille de la diode [35].....	53

Chapitre IV: Analyse des résultats par simulations :

Figure IV-1 RSIL (réseaux de stabilisateur d'impédance)[40]	57
Figure IV-2 RSIL réalisé [41].....	57
Figure IV-3 : un hacheur série connecté à un RSIL.....	58
Figure IV-4 : réponse temporelle du tension dans RSIL	59
Figure IV- 5: réponse temporelle du courant dans RSIL.....	59
Figure IV-6 réponse fréquentielle du tension dans RSIL	60
Figure IV-7 réponse fréquentielle du courant dans RSIL.....	60

Liste des figures

Figure IV- 8 : réponse temporelle du tension dans l’hacheur avec un zoom sur un $t = 80 \text{ us}$ du comutation.....	60
Figure IV- 9: réponse temporelle du courant dans le hacheur courant dimpulsion des MOSFFET	61
Figure IV-10 : réponse fréquentielle du courant dans le hacheur	61
Figure IV- 11 : réponse fréquentielle du courant du hacheur courant dimpulsion des MOSFFET	61
Figure IV-12 : réponse temporelle du courant dans la charge	62
Figure IV-13 : réponse temporelle de la tension dans la charge.....	62
Figure IV-14 réponse fréquentielle du courant et tension dans la charge	62
Figure IV-15 : réponse fréquentielle et de la tension dans la charge.....	63
Figure IV-16 : un hacheur série connecté à un RSIL avec un 2ém cable	63
Figure IV-17 : réponse temporelle du tension dans Rsil	64
Figure IV- 18 : réponse temporelle du courant dans Rsil.....	64
Figure IV-19 : réponse fréquentielle du tension dans Rsil.....	65
Figure IV-20 : réponse fréquentielle du courant dans Rsil.....	65
Figure IV- 21 : réponse temporelle du tension dans hacheur	66
Figure IV- 22 réponse temporelle du courant dans l’ hacheur	66
Figure IV-23 réponse fréquentielle du tension dans l’hacheur.....	66
Figure IV- 24 : réponse temporelle du tension dans l’hacheur	67
Figure IV-25 : réponse temporelle du tension sur la charge	67
Figure IV-26 : réponse temporelle du tension sur la charge	67
Figure IV-27 : réponse fréquentielle sur la charge tension	68
Figure IV-28: réponse fréquentielle sur la charge courant	68

Liste des Tableaux

Liste des tableaux

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I-1 : Origine d'émission électromagnétique [6].....	6
Tableau.III.1 : Classification des perturbations par les fréquences [34].....	49

Notation et nomenclature

NOTATION ET NOMENCLATURE

C E M : Compatibilité Electromagnétique

C E I : Commission Electrotechnique International

F C C : Fédéral Communication Commission

C I S P R : Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques

E M I : Electromagnétique interférence

E M S : Electromagnétique susceptibilité

U_0 : Tension d'entre

V_H : La tension aux bornes d'hacheur

V_s : La Tension aux bornes de diode

i_e : Le courant d'entre

i_s : Le courant aux bornes de charge

i_d : Le courant aux bornes de diode

V_L : Tension aux bornes de l'inductance

L : L'inductance (H)

V_D : Tension aux bornes de diode

i_d : Courant aux bornes de diode

V_s : Tension aux bornes de charge

i_s : Courant aux bornes de charge

R : Résistance (Ω)

Notation et nomenclature

C : Capacité (F)

V_T : Tension aux bornes

i_T : Courant aux bornes

E : Tension d'entre

T : période de modulation

t_0 : La durée de l'ouverture

t_f : La durée de fonctionnement

α : Le rapport cyclique

i_{Lmi} : Le courant minimal aux bornes de l'inductance

t_{on} : Temps de l'ouverture

t_{of} : Temps de fermenteur

E : Energie stocke

f : Fréquence

MOSFT : (Métal Oxide Semi-conducteur Field effect Transistor)

IGBT : Le Transistor Bipolaire Isolée (l'anglais Insulated Gate Bipolaire Transistor)

GTO : Gran Turismo Omologato (Grand tourisme homologué)

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE :

Aujourd'hui, les appareils électroniques font partie intégrante de l'environnement de chacun, qu'il soit personnel ou professionnel. Il est parfois possible d'observer des dysfonctionnements d'origine électromagnétique de ces appareils en présence d'un phénomène naturel, comme la foudre, de décharges électrostatiques, ou simplement en présence d'un autre appareil électrique [1].

La multiplication de produits électriques et électroniques entraîne des problèmes de perturbations d'un dispositif par un autre. Aussi, afin de lui assurer une bonne intégration dans son environnement de fonctionnement, l'appareil ne doit pas polluer le milieu qui l'entoure par un rayonnement électromagnétique trop important. Ceci est d'autant plus vrai que les systèmes électroniques emploient de manière croissante des technologies extrêmement sensibles aux variations de signaux eux-mêmes de plus en plus rapides [1].

L'utilisation de ces nouvelles technologies contribue à poser sérieusement le problème de la susceptibilité d'un appareil face aux parasites électromagnétiques. La prise de conscience de ces problèmes de perturbations a engendré la naissance d'une nouvelle discipline scientifique qu'est : la compatibilité électromagnétique (CEM) [1].

Les experts CEM interviennent davantage en amont du projet afin de prévenir d'éventuelles difficultés sur le plan électromagnétique. Ce changement dans la manière d'appréhender la CEM au cours du développement d'un nouveau produit est lié d'une part à des considérations économiques, tant la résolution de problèmes CEM peut être coûteuse en temps, en matière grise, en matériel et donc en argent [1].

On peut toutefois délimiter trois principaux centres d'étude : les sources de perturbation, leur mode de couplage et de propagation, et les effets des perturbations sur les "victimes", qui correspond au concept de susceptibilité électromagnétique. Des normes existent concernant chacun de ces trois points [1].

Le premier chapitre nous rappelons quelques concepts utiles en compatibilité électromagnétique et les définitions des convertisseurs statiques DC/DC (redresseurs hacheurs - onduleurs- gradateurs).

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude sur les différents types d'hacheur et ses principes de fonctionnement, ainsi leurs modélisations pour les deux types à savoir le BOOST et le BUCK .

Dans Le troisième chapitre , nous nous intéressons à l'origine et les chemins de propagation des perturbations (conduit et rayonné) en électromagnétiques dans une structure de convertisseurs statiques DC/DC . et leurs différents couplages existants.

Introduction générale

En fin pour le dernier chapitre qui est Le quatrième, on a utilisé un modèle à étudier RSIL+CABLE+HACHEUR+CHARGE va être validé pour différentes essais. Cette étude permet de voir l'influence des éléments parasites dans la structure du convertisseur (HACHEUR) et l'impact de ce dernier en utilisant logiciel LT SPICE .

Et on termine notre travail par une conclusion générale dont on précise le rôle et l'importance des connectiques dans un système à base d'un hacheur de type Buck.

Chapitre I:

Généralités sur la CEM et

Les convertisseurs

statiques

I-1.INTRODUCTION :

Le développement réalisé par les industriels de l'électronique est essentiellement caractérisé par des appareils de plus en plus performants et des dimensions de plus en plus réduites. Cette évolution rapide nécessite une remise en cause permanente des méthodes de conception, de la sorte à garantir la maîtrise du comportement des appareils dans des environnements électromagnétique sévères, c'est ce qu'on appelle la « Comptabilité électromagnétique » (CEM). [2]

La CEM est par définition l'aptitude d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système à conserver sa fonction dans un environnement électromagnétique, tout en produisant un niveau de perturbations compatible avec son environnement. C'est une science multi-échelles. Elle se caractérise par des interactions entre de nombreux paramètres, de dimensions variables, et faisant participer des phénomènes physiques de natures différentes. [2]

L'objectif de cette partie introductive est de définir la problématique CEM en générale. Nous chercherons tout d'abord à comprendre l'origine et les chemins de propagation des perturbations électromagnétique d'une manière générale. Nous parlerons pour cela de la source de perturbations et des couplages parasites.

Le chapitre suivant va exploiter l'analyse des convertisseurs statiques (dc/dc boost et buck). De façon plus concrète, l'objectif de ce chapitre est d'étudier et détaillé le comportement du hacheur

I-2.HISTORIQUE

La compatibilité électromagnétique ou CEM est une science relativement récente en tant que tel. Pourtant, dès le début des communications radio dans les années 1930, des problèmes d'interférence radio étaient déjà apparus. En 1933, Création du C.I.S.P.R. (Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques) par la C.E.I. (Commission Electrotechnique Internationale), il développe des normes pour éviter les interférences. Durant la deuxième guerre mondiale l'utilisation des appareils électroniques c'est accéléré (radio, navigation, radar), les interférences se multiplient entre la radio et les systèmes de navigation aérienne. Le C.I.S.P.R. continue son activité de recherche et propose des techniques de mesures des perturbations et recommande des valeurs limites d'émission. Ces valeurs limites recommandées par le C.I.S.P.R. sont adoptés par plusieurs pays européens.[3]

L'augmentation la plus significative des problèmes d'interférences est apparue avec l'invention des composants électroniques à haute densité, tels que le transistor bipolaire

dans les années 1950, le circuit intégré dans les années 1960, et les puces à microprocesseur dans les années 1970. Par ailleurs, le spectre fréquentiel utilisé devient beaucoup plus large, afin de subvenir aux besoins croissants de transmissions d'information. L'American Fédéral Communications Commission (F.C.C.) a publié en 1979 des normes limitant les émissions électromagnétiques de tous les appareils électroniques car ceux-ci devenaient plus sensibles aux interférences. Les valeurs limites définies par la FCC correspondent dans l'ensemble à celles recommandées par le CISPR. A partir du premier janvier 1996 tout produit mis sur le marché européen doit satisfaire aux exigences des normes CEM d'émission et d'immunité. [3]

I-3.DEFINITIONS

La Compatibilité Electromagnétique (CEM ou EMC en appellation anglais) est régie dans le cadre de différentes directives européennes. La plus connue est la directive 89-336-CEE, parue en 1989, dite « directive CEM » qui définit la CEM de la manière suivante : « L'aptitude d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système à fonctionner dans son environnement électromagnétique de façon satisfaisante et sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques de nature à créer des troubles graves dans le fonctionnement des appareils ou des systèmes situés dans son environnement » [3].

Cela implique que : d'une part, les perturbations électromagnétiques émises par l'appareil ne soient pas trop importantes, et d'autre part, les appareils puissent fonctionner de façon satisfaisante en présence des perturbations générées par d'autres appareils (figure I-1)[3]. Un système électromagnétique compatible doit respecter les trois critères suivants :

- Ne pas produire d'interférence dans un autre système (Emission)
- Ne pas subir d'interférence de l'environnement (susceptibilité)
- Ne pas interférer avec lui-même (auto-compatibilité)

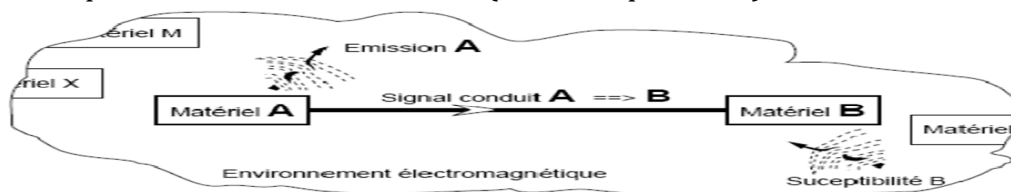


Figure I-1 : Phénomène de la Compatibilité Electromagnétique.

I-3.1 Normes de la compatibilité électromagnétique

La compatibilité électromagnétique revêt en fait deux aspects ; d'une part respecter les lois afin de ne pas polluer l'environnement et garantir la sécurité humaine, d'autre part respecter les critères du fabricant, dans le but d'assurer la satisfaction du client.

Pour cela, différents organismes veillent sur la réalisation de la compatibilité électromagnétique en appliquant pour chaque environnement des normes convenables.

Une norme est un recueil de règles, de descriptions et de méthodologies, qu'un constructeur peut utiliser comme référence lorsqu'il définit et teste un de ses produits. On peut citer les différents organismes normalisateurs suivants :

- *CISPR* : Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques,
- *CEI* : Commission Électrotechnique Internationale à Genève,
- *CENELEC* : Comité Européen de Normalisation Électrotechnique à Bruxelles, les références des documents commencent par les lettres EN, ENV, HD, etc...
- *UTE* : Union Technique de l'Électricité en France,

Il existe trois types de normes CEM :

I-4. ASPECTS FONDAMENTAUX DE LA CEM

Lors de l'analyse d'une perturbation électromagnétique on constate que le problème englobe trois éléments : une source de perturbation qui émet de l'énergie électromagnétique, un canal de couplage au travers duquel l'énergie de ces perturbations se propage et enfin un récepteur qui capte cette énergie, la traite et la superpose à sa fonction normale (Figure I-2). [5]

Si les perturbations reçues par ce dernier sont trop élevées et provoquent des

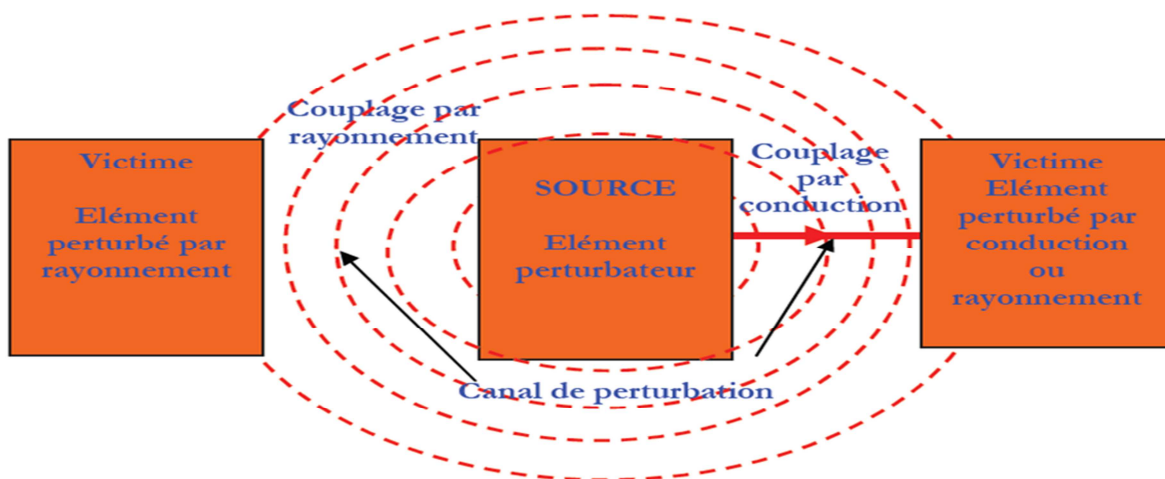


Figure I-2 : Couplage-source-victime [4].

I-4.1. Sources intentionnelles et non intentionnelles

Ce classement permet de distinguer les sources de perturbations d'origine volontaire de celles qui sont imprévues. Tout appareil qui a pour objectif l'émission d'ondes électromagnétiques (radiocommunication, radar, ...) est une source intentionnelle. Dans la plupart des cas, ces sources sont de type harmonique. [6]

Les sources non intentionnelles sont créées par des appareils qui ne sont pas destinés à l'émission radiofréquence. Dans la plupart des cas, ces sources sont de type transitoire. Elles peuvent être illustrées par des impulsions unipolaires comme la foudre, caractérisées par leur temps de montée et par la durée d'impulsion, ou par des oscillations amorties, caractérisées par la période d'oscillation et par le taux d'amortissement. Le tableau I-1 montre les différentes sources de perturbation intentionnelles et non intentionnelles [6].

De plus, une perturbation électromagnétique, comme son nom l'indique est composée d'un champ électrique E généré par une différence de potentiel V et d'un champ magnétique H ayant pour origine la circulation d'un courant I dans un conducteur [6].

Intentionnelle	Non intentionnelle
<ul style="list-style-type: none"> • Emeteur de radiofusion • Emeteur de télévision • Talkie walkie • Citizen band • Téléphone portable • Radars • Etc..... 	<p>Accidentielle :</p> <ul style="list-style-type: none"> • Court-circuit • Mise a la terre <p>Parmanentes :</p> <p>elle sont dues au fonctionmment normal d'appareille</p> <ul style="list-style-type: none"> • Tout les système déclenchement et de copure d'un signal électrique (contact sec,transistor de puissance)
<p>Les dispositive de treatment de la matière</p> <ul style="list-style-type: none"> • Fuison ,soudage ,brassage • Four induction (surchage de bois) 	<p>Tels que :</p> <p>Contact relais onduleur alimentation a découpage ,les système d'allumage des moteur a explosion , les moteur a collecteur</p>

Tableau I-1 : origine d'émission électromagnétique [6].

I-5. PROBLEMATIQUE CEM EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE :

L'usage des 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 sur le convertisseur statique. [6]

Par contre, ces derniers sont très polluants du point de vue de la CEM : ils sont le lieu de fortes variations de tension et de courant (jusqu'à 10 kV/ μ s et 1 kA/ μ s) à des fréquences de répétition élevées (20 kHz à 1 MHz) qui induisent de fortes perturbations. [7]

Il s'est alors avéré particulièrement utile de bien maîtriser la CEM lors du développement de systèmes en électronique de puissance.

I-6. 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. Avec l'apparition des semi-conducteurs et de l'électronique de puissance, avec les diodes, les transistors, thyristors etc. [8]

Les systèmes de conversion deviennent de plus en plus élaborés et ne nécessitent plus de machines tournantes. C'est l'ère des convertisseurs statiques.

On distingue plusieurs familles de convertisseurs statiques :

- Alternatif -----> Continu (Redresseur)
- Continu -----> Continu (Hacheur)
- Continu -----> Alternatif (Onduleur)
- Alternatif -----> Alternatif (Gradateur)

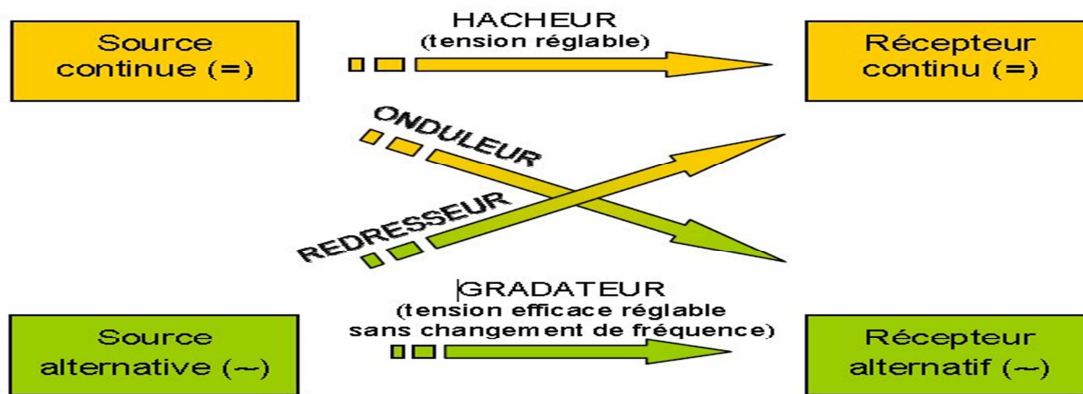


Figure I-3 : les différents types du convertisseur statique [7]

I-7.LES INTERRUPTEURS UTILS DANS LES CONVERTISSEURS STATIQUES :

Les convertisseurs statiques utilisent des interrupteurs à base de semi-conducteurs de puissance fonctionnant en commutation. L'utilisation de ces interrupteurs permet à adapter un bon rendement grâce à la fermeture et l'ouverture rapide des interrupteurs [8] [8]. On distingue plusieurs types des interrupteurs :

- Les interrupteurs non-commandé à la fermeture et à l'ouverture :
 - La diode à la fermeture et à l'ouverture
- Les interrupteurs commandés seulement à la fermeture : le thyristor.
- Les interrupteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture :
 - Le thyristor à ouverture commandée (GTO).
 - Le transistor bipolaire (BJT).
 - Le transistor (MOSFET) de puissance.
 - Le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT).

I-7.1 L'interrupteur parfait

Un interrupteur est considéré comme parfait :

- S'il est possible de commander ou de contrôler son ouverture et sa fermeture.
- Si la durée de la commutation est très courte devant la période de Fonctionnement du convertisseur.
- S'il ne provoque pas de perturbation dans un montage, à cause de ses caractéristiques propres.
- S'il ne consomme aucune puissance.

Un interrupteur parfait possède deux états : "Ouvert (OFF)" et "Fermé (ON)"

Interrupteur ouvert (position OFF : $i = 0$)



Figure I-4 : interrupteur parfait [8]

I-7.2 La Diode :

La diode est le semi-conducteur élémentaire constitué par une seule jonction PN qui ne laisse passer le courant électrique que dans un sens. La diode passe de l'état bloqué à l'état passant lorsque u ou i change de signe (positif). La diode passe de l'état passant à l'état bloqué lorsque u ou i change de signe (négatif). La commutation est spontanée car elle ne dépend que de signe du courant ou de la Tension du circuit extérieur [7] [9].



Figure I-5 le comportement de la diode [7].

I-7.3. Le Thyristor :

Un thyristor est un interrupteur électronique semi-conducteur à l'état solide constitué de quatre couches, alternativement dopées N et P. C'est un des composants essentiels de l'électronique de puissance. Il tire son nom du grec « *thura* » qui signifie porte et du suffixe « *istor* » qui provient du mot transistor. Il se comporte comme une bascule synchrone, c'est-à-dire qu'il reste commandé à l'allumage, par la gâchette

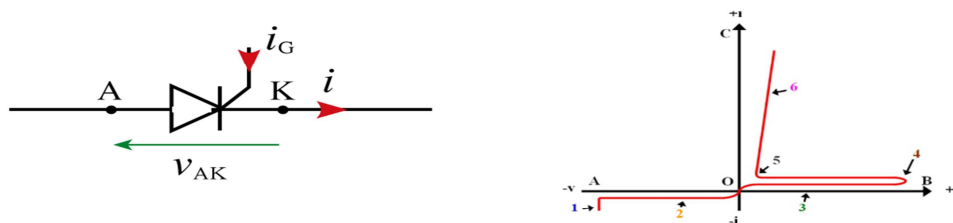


Figure I- 6 : Le Thyristor [7]

I-7.4. Les transistors:

Il s'agit d'interrupteurs commandés à l'amorçage et au blocage. On les trouve notamment dans les hacheurs

I-7.4.a. Le Transistor bipolaire :

Cet interrupteur est commandé à l'ouverture et à la fermeture, la commutation se fait par une action électrique (injection d'un courant de base) [8].

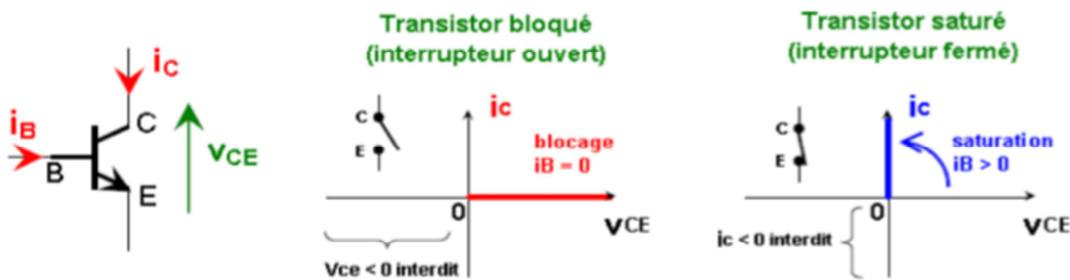


Figure I-7 : Transistor bipolaire [8].

I-7.4.b. Le transistor MOS et l'IGBT :

Ces transistors, plus performants, ont le même comportement que le bipolaire à la différence qu'ils se commandent avec une tension (le courant de commande est très faible) [8].



Figure I-8 : transistor NMOS/IGBT [8].

I-8. CONVERSION ALTERNATIF/ CONTINU - REDRESSEUR :

La fonction « redresseur » consiste à transformer une tension ou un courant alternatif en son équivalent continu. Elle est essentiellement utilisée sur le réseau de distribution à 50 Hz pour réaliser des sources continues variables ou non (à un, deux ou quatre

quadrants). Elle représente une part importante des applications d'électronique de puissance [14] et [10].

Le redressement permet d'obtenir un courant unidirectionnel à partir d'une source alternative, principalement monophasée ou triphasée. Les redresseurs sont du type simple alternance ou double alternance. En général, le lissage du courant par inductance est utilisé pour les fortes puissances, et le lissage de la tension par condensateur pour les faibles puissances [10].

Les redresseurs commandés dont la tension de sortie peut être variable comportent des thyristors ou des ensembles de diodes et de thyristors. Du fait de leur importante puissance massique ces redresseurs sont toujours utilisés en forte puissance et lorsqu'il est nécessaire de réguler ou de faire varier les grandeurs électriques en sortie. En faible et moyenne puissance, les redresseurs commandés à thyristors sont en voie d'obsolescence et sont avantageusement remplacés par la « mise en cascade » d'un redresseur commandé ou non et d'un convertisseur continu-continu. [8]

Dans les petites puissances, la commande d'un transistor à effet de champ ou d'un IGBT est plus simple que celle d'un thyristor, d'autre part, les fréquences de fonctionnement des hacheurs, qui sont aujourd'hui du domaine des 200 kHz, permettent de diminuer considérablement la taille des composants de filtrage (inductances et condensateurs). Enfin il existe des redresseurs à absorption sinusoïdale construits à l'aide de diodes, transistors Ballast MOSFET ou IGBT qui sont utilisés afin d'améliorer la forme d'onde du courant alternatif consommé côté réseau (Figure I-9).[8]

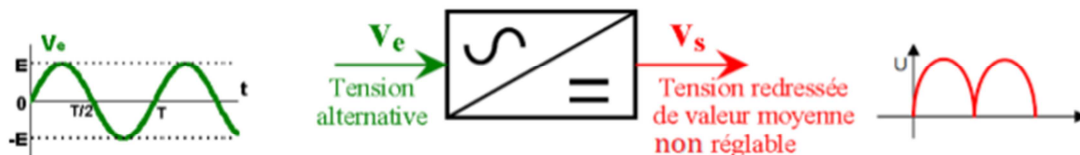


Figure I-9 : un redresseur non commandé [8]

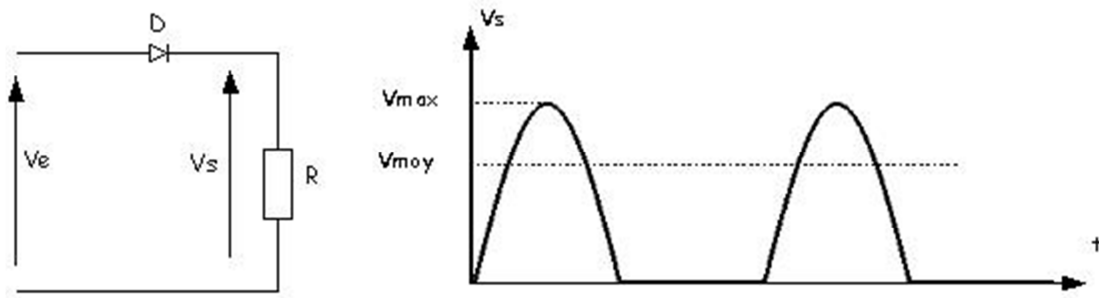


Figure I-10 un redresseur non commandé monophasé [8].

Etat 0 diode est passant $V_e = v_s$

Etat 1 diode et bloqué $V_e = 0$

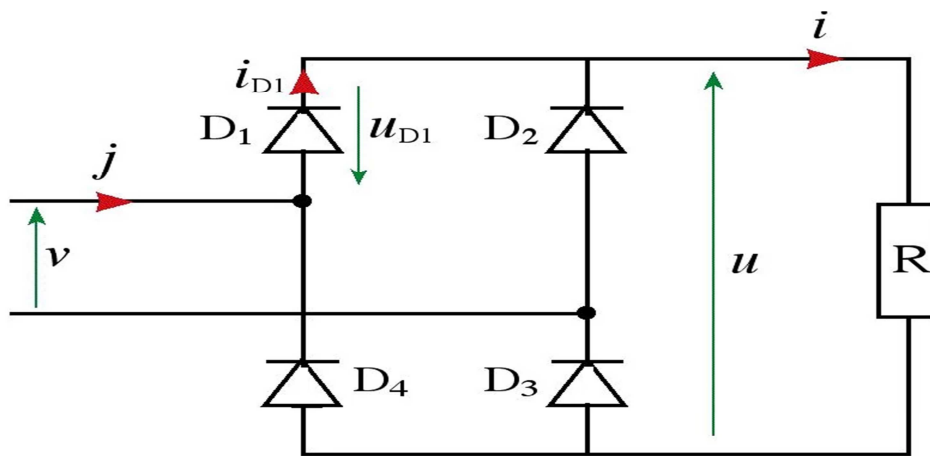


Figure I-11 : redresseur en pont non commandée [10]

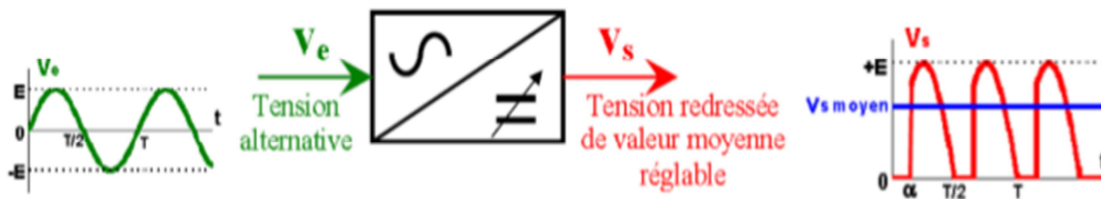


Figure I-12 : redresseur commandé [8].

I-9. CONVERSION CONTINU / CONTINU -HACHEUR :

Un hacheur permet d'obtenir une tension, unidirectionnelle de valeur moyenne réglable à partir d'une source de tension continue. C'est un convertisseur continu-continu (tension V_e continu-courant continu) dont le symbole est (figure I-13) [11].

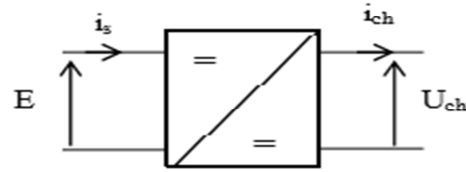


Figure I-13 : le symbole du hacheur

Un hacheur peut être réalisé à l'aide d'interrupteurs électronique commandé à l'ouverture et à la fermeture telle que les thyristors GTO ou les transistors bipolaires ou à effet de champ à grille isolée il y a deux types d'hacheur (série et parallèle)

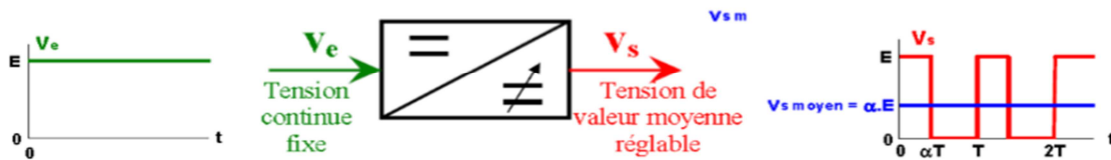


Figure I-14 : le comportement du hacheur [8].

$$\alpha = \frac{t_1}{T} \tag{I.1}$$

I-9.1.Hacheur dévolteur (ou série) Buck. :

Ce nom est lié au fait que la tension moyenne de sortie est inférieure à celle de l'entrée. Il comporte un interrupteur à amorçage et à blocage commandés (transistor bipolaire, transistor MOS ou IGBT...) et un interrupteur à blocage et amorçage spontanés (diode) (Figure I-15) [11].

I-9.1.a. Schéma de principe :

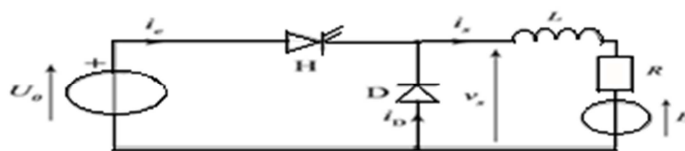


Figure I-15 : hacheur dévolteur (série) [11].

$$U_0 = U_H + V_s \tag{I.2}$$

$$i_e = i_s - i_D \quad (I.3)$$

Etat 0 si h est passant et D est bloqué donc

$$U_0 = V_s \quad (I.4)$$

Etat 1 si h est bloqué et D passant

$$v_s = 0 \quad (I.5)$$

I-9.2 Hacheur survolteur (ou parallèle) :

Un convertisseur boost, ou hacheur parallèle, est un convertisseur statique qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus forte valeur [8].

On utilise un convertisseur boost lorsqu'on désire augmenter la tension disponible d'une source continue. Les systèmes alimentés par batterie d'accumulateurs utilisent souvent plusieurs accumulateurs en série afin de disposer d'un niveau de tension suffisamment élevé. La place disponible étant souvent limitée, il n'est pas toujours possible de disposer d'un nombre suffisant d'éléments.

Un convertisseur boost permet d'augmenter la tension fournie par les batteries et ainsi diminuer le nombre d'éléments nécessaires pour atteindre le niveau de tension désiré. Les véhicules hybrides ainsi que les systèmes d'éclairage sont deux exemples typiques d'utilisation des convertisseurs boost. (Figure I-16) [11][9].

I-9.2.b.Schéma de principe :

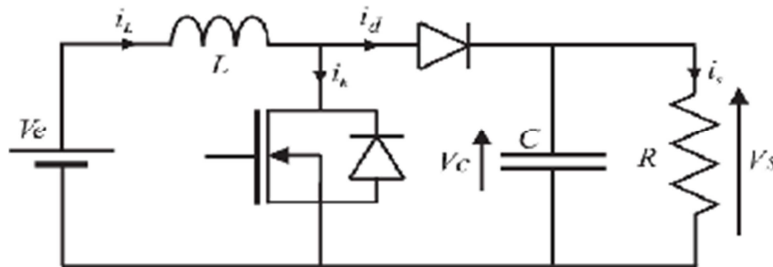


Figure I-16 : schéma du principe d'un hacheur survolteur boost [11].

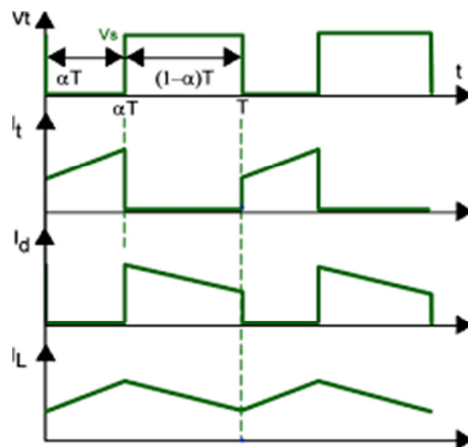


Figure I-17 : hacheur survolteur BOOST [8]

I-10. CONVERSION CONTINU / ALTERNATIF - L'ONDULEUR :

Un onduleur est un dispositif d'électronique de puissance permettant de générer des tensions et des courants alternatifs à partir d'une source d'énergie électrique de tension ou de fréquence différente. C'est la fonction inverse d'un redresseur selon la (Figure I-17) [12] [13].

I-10.1. Onduleurs autonomes :

Un onduleur autonome délivre une tension avec une fréquence soit fixe, soit ajustable par l'utilisateur. Il n'a pas toujours besoin de réseau électrique pour fonctionner ; par exemple un convertisseur de voyage que l'on branche sur la prise allume-cigare d'une voiture utilise le 12 V continu du véhicule pour générer du 120 ou 230 V, alternatif en 50 ou 60 Hz. Ces onduleurs sont notamment employés pour la réception de la TV en mode nomade (récepteur satellite dans un camping-car par exemple) dépourvu d'entrée alimentation électrique basse tension (~ 12 V) [13].

I-10.2. Onduleurs non autonomes :

Un onduleur non autonome est un montage redresseur tout thyristors (pont de Graetz) qui, en commutation naturelle assistée par le réseau, auquel il est raccordé, permet un fonctionnement en onduleur (par exemple par récupération de l'énergie lors des périodes de freinage dans les motrices électriques). À la base du développement des entraînements statiques à vitesse variable pour moteurs à courant continu et alternatif, cyclo convertisseurs, onduleurs de courant pour machines synchrones et asynchrones, jusqu'à des puissances de plusieurs MW, ce type de montage est progressivement supplanté, au profit de convertisseurs à IGBT ou GTO [13].

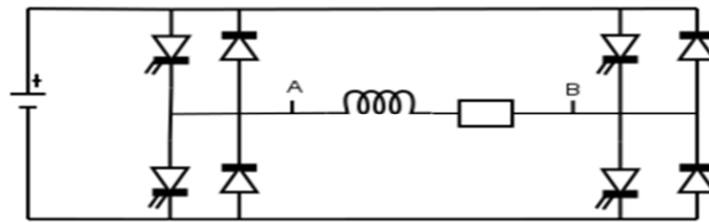


Figure I- 18 : un onduleur bts monphasé [13].

I-11. COVERSION ALTERNATIF/ALTERNATIF - GRADATEUR :

Le gradateur est un montage qui permet de faire varier la valeur de la tension efficace aux bornes d'une charge telle qu'un moteur sans changer la fréquence de l'onde alternative de la source. Ce montage est très fréquent dans le domaine domestique, au niveau notamment des variateurs de lumière pour lampes halogènes [8].

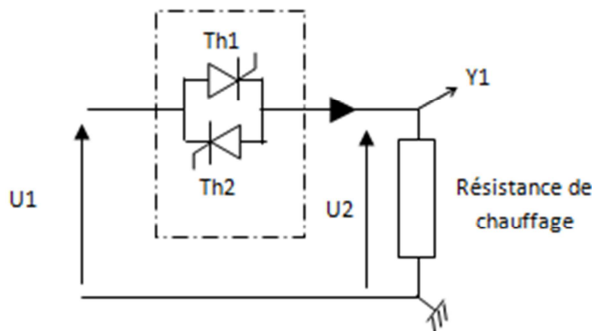


Figure I-19. symbole du gradateur [8].

La structure de base repose sur un interrupteur électronique capable de conduire dans les deux sens à l'état passant et de supporter une tension également dans les deux sens à l'état bloqué selon la (Figure I-20) [7].

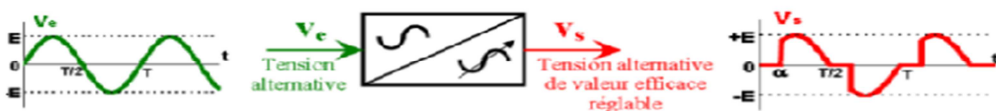


Figure I-20 : Chronogramme du fonctionnement du gradateur [8].

Cet interrupteur peut être alors réalisé avec un seul composant le triac Soit en assemblant deux thyristors tête-bêche

I-12.POLLUTION EM DANS LES CONVERTISSEURS STATIQUE

Les convertisseurs statiques sont des sources de perturbations Large bande de fréquence d'après la figure I-21 [15]

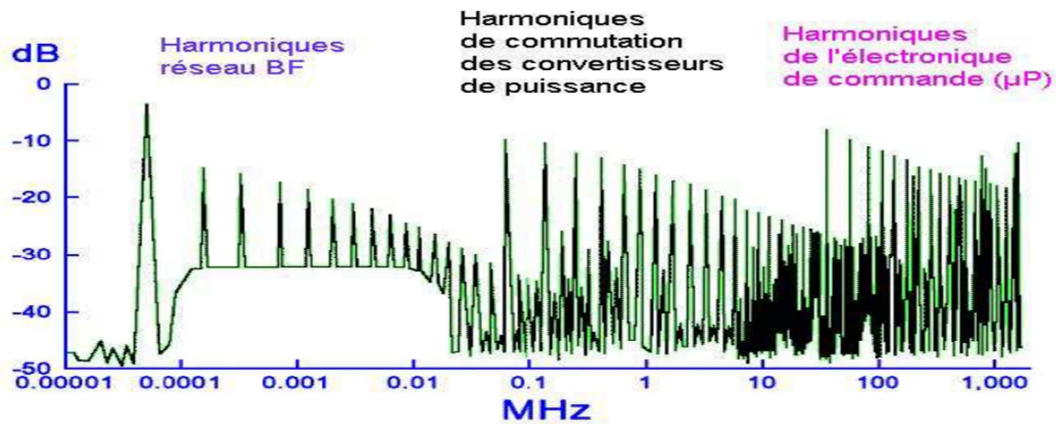


Figure I-21 harmonique fréquentielle des convertisseurs [15]

Le fonctionnement (commutation) du convertisseur détermine les régimes dynamiques donc toutes les excitations des circuits parasites [14].

Les conducteurs deviennent des sources de courants, tensions et champs parasites

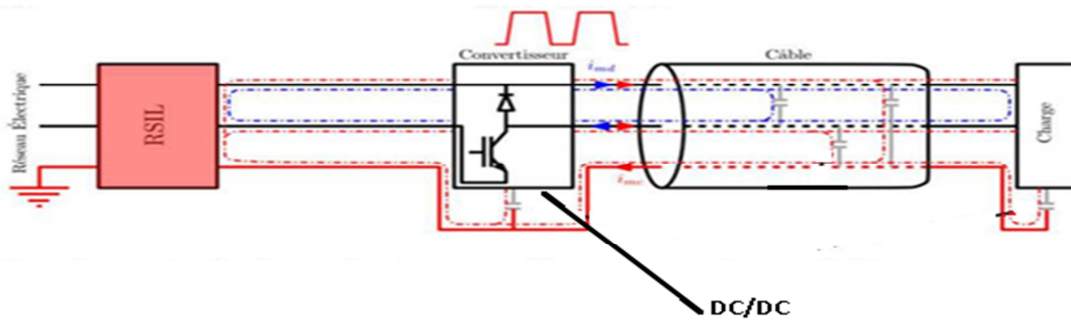


Figure 22 : pollution électromagnétique d'un convertisseur dc/dc [15]

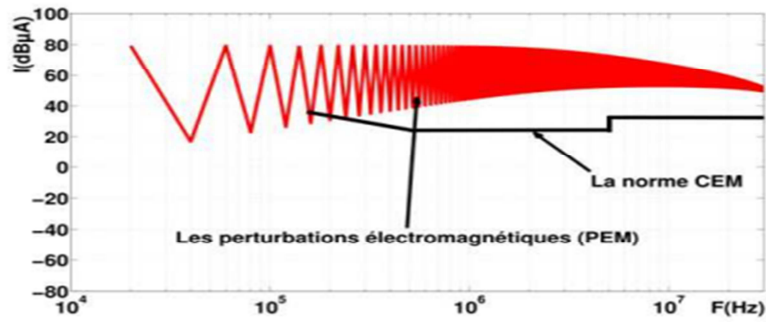


Figure I-23 : pollution électromagnétique d'un convertisseur hacheur [15]

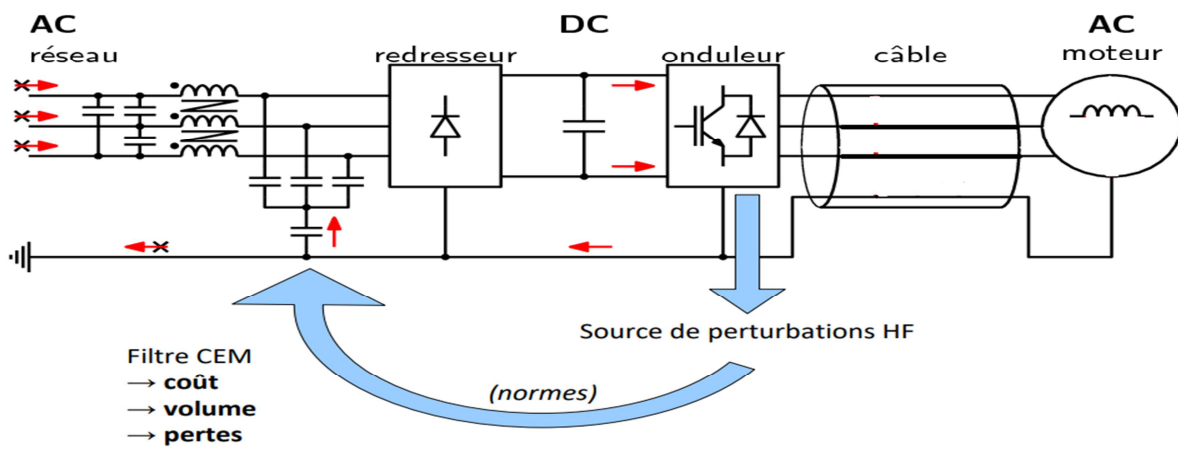


Figure I-24 pollution électromagnétique dans les convertisseurs statique AC/DC DC/AC [14]

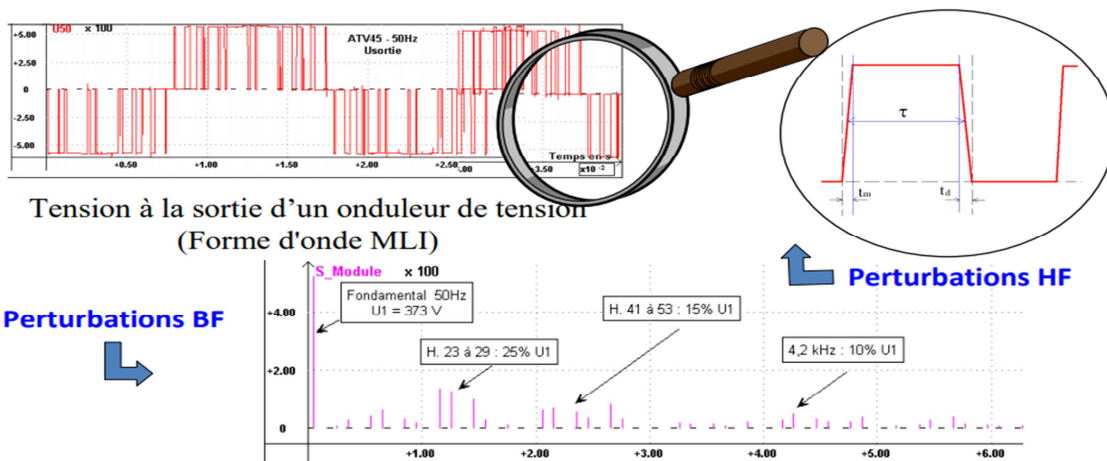


Figure I-25 chronogramme du tension de sortie d'un onduleur perturbé [15]

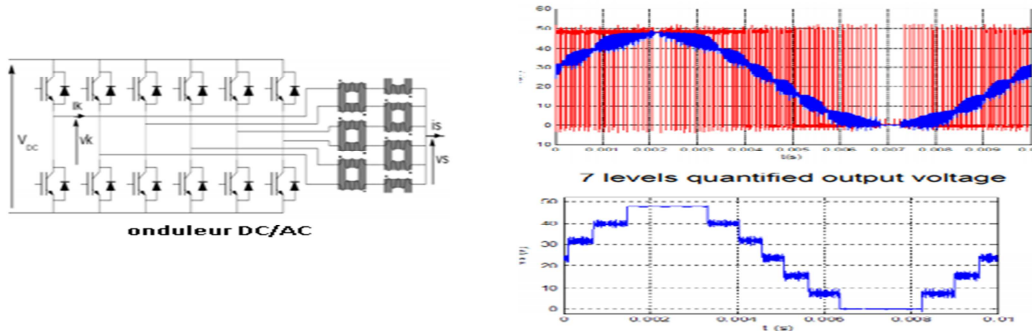


Figure I-26 : spectrale HF de la tension de l'onduleur [15]

Les variations rapides du signal (montée et descente) sont les principales causes du contenu haute fréquence du spectre. Plus le spectre du signal s'étend vers les hautes fréquences, plus le couplage ne devient efficace [15].

I-13. CONCLUSION :

La compatibilité électromagnétique a été tout d'abord pour le monde de l'électronique de puissance, une simple préoccupation ; elle est devenue rapidement une nécessité, pour être actuellement une obligation. Les causes concrètes de cette évolution sont parfaitement connues et dues, d'une part à l'accroissement des performances des composants actifs et d'autre part, à la prolifération des convertisseurs statiques dans l'ensemble des activités humaines.

Dans Ce chapitre on a décrit le contexte de la CEM selon les normes de la comptabilité électromagnétique. Tout d'abord, on a évoqué le problème CEM de façon générale puis on définit quelque interrupteur a base semi-conducteur ensuite on a présenté plusieurs types du convertisseur statique.

Le chapitre suivant qui sera consacré à l'analyse et la modélisation des convertisseurs statique (hacheur buck et boost)

Chapitre II :

*Analyse et Modélisation
d'un convertisseur statique
DC/DC*

II-1. INTRODUCTION

L'utilisation de ces convertisseurs de puissance pour des différentes applications devient de plus en plus importante. Les domaines sont principalement les applications domestiques (téléphone mobile, ordinateurs, électroménager), l'industrie automobile (avec l'apparition de véhicules hybrides et électriques), l'aéronautique (l'avion électrique), le domaine ferroviaire, les énergies renouvelables (panneaux solaires photovoltaïques, éoliennes), les réseaux de transport d'énergie électrique (la liaison à courant continu), etc. [16]

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). [16]

La conversion DC/DC consiste à générer une tension ou un courant continu à partir d'une source d'alimentation également continue. Le besoin de ce type de conversion est très important dans la plupart des appareillages électriques notamment dans l'alimentation de circuits électriques nécessitant souvent plusieurs niveaux de tensions différents à partir d'un bloc d'alimentation unique.[17]

Dans ce chapitre, on présentera deux types de convertisseurs statiques continus - continu ; à savoir un hacheur série (Buck), un hacheur parallèle (Boost). Dans un premier temps on fera le point sur les modes de fonctionnement de ces convertisseurs, leur caractéristique de sortie et les différents paramètres qui influent puis on fera l'étude sur la modélisation des hacheurs en électronique de puissance.

II-2. CONVERTISSEUR DC-DC

Le hacheur est un convertisseur statique d'énergie électrique. Il permet de transmettre à une charge une puissance électrique variable, avec un grand rendement. Il est destiné aux alimentations de puissance, ainsi qu'au pilotage des moteurs [16]. Un convertisseur DC/DC a pour vocation d'assurer l'influence d'énergie entre une source de tension continue et une source de courant continu. La représentation symbolique la plus couramment utilisée est donnée dans la figure.II-1. [18][19]

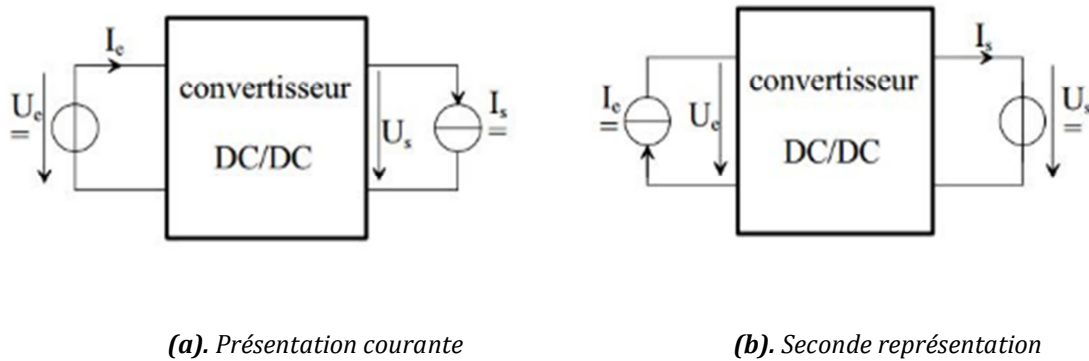


Figure II-1 : Convertisseur DC/DC [19]

IL existe une variété de convertisseurs DC-DC possibles. Mais comme on l'évoqué au début, dans ce chapitre On décrira seulement deux types de convertisseurs, le hacheur Buck et le hacheur Boost qui sont essentiellement à terminaux de sortie et d'entrée non isolés [18].

II-3. MODES DE FONCTIONNEMENT DES CONVERTISSEURS DC-DC

Les modes de fonctionnement des convertisseurs DC-DC peuvent être classifiés en première approximation selon deux modes : « mode de conduction continue (CCM en anglais : Continuos Conduction Mode) » et « mode de conduction discontinue (DCM en anglais : Discontinuons Conduction Mode) ». Cependant, il ne faut pas confondre le mode de conduction continue et un modèle à temps continu. En pratique, les modes CCM ou DCM sont directement liés au point de fonctionnement du convertisseur et peuvent chacun être représentés par un modèle à temps continu ou bien à temps discret. Dans l'illustration des modèles qui suivra, le mode de conduction est spécifié, mais pour mieux comprendre le fonctionnement d'un convertisseur du point de vue de l'électronique de puissance, nous explicitons les deux modes de conduction. [20]

- **Mode de conduction continue (CCM) :**

En régime établi, les formes d'onde des tensions et courants dans un convertisseur DC - DC sont T -périodiques. Chaque période est constituée de deux parties, l'état passant de l'interrupteur défini par l'intervalle de temps $[t_0 ; t_0 + dT]$, et l'état bloqué défini par l'intervalle $[t_0 + dT, t_0 + T]$, où T et d sont respectivement la période de commutation et le rapport cyclique. Prenons l'exemple du courant d'inductance d'un convertisseur Buck (figure.II.4), la forme d'onde est donnée dans la figure.II.5. a. Nous pouvons remarquer que pendant la phase où l'interrupteur est ouvert, le courant i_L ne s'annule pas ($i_{Lmin} > 0$): ce convertisseur fonctionne en conduction continue. [19]

- **Mode de conduction discontinue (DCM) :**

Dans ce mode, la période de commutation est constituée de trois parties. L'état passant de l'interrupteur défini par l'intervalle de temps $[t_0 ; t_0 + d_1T]$, et l'état bloqué

qui est lui-même constitué de deux sous états définis par les intervalles $[t_0 + d_1T ; t_0 + (d_1 + d_2)T]$ et $[t_0 + (d_1 + d_2)T ; t_0 + T]$, d_1 est le rapport cyclique équivalent à d dans le cas de CCM, mais d_2 est un nouveau rapport cyclique qui désigne l'intervalle de temps $[t_0 + (d_1+d_2)T ; t_0+T]$ pendant lequel le courant s'annule durant l'état bloqué de l'interrupteur comme le montre la figure. III.5. b. Ce rapport cyclique n'est pas directement imposé par une entrée du système comme d_1 , mais dépend de d_1 et des valeurs de certains paramètres du convertisseur comme son point de fonctionnement. Ceci sera détaillé dans la suite [4]. La limite entre CCM et DCM est appelée mode de conduction limite et se produit quand le courant s'annule pendant un instant :

$$i_{Lmin} = 0 \tag{II-1}$$

$$d_2 = 1 - d_1$$

. L'intérêt et l'utilisation de ces modes dépend des conditions et de l'application pour lesquelles le convertisseur est conçu. [18]

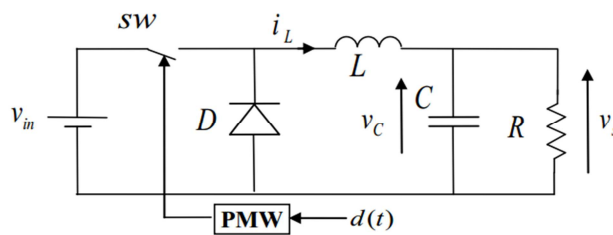


Figure II-2: Schéma du convertisseur Buck [20]

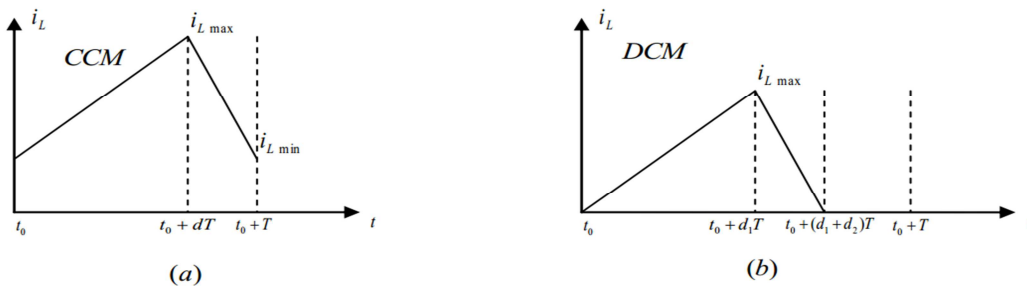


Figure II-3 : Formes d'onde du courant en CCM et DCM [20]

II-3. CONVERTISSEURS CONTINU-CONTINU NON ISOLE

II-3.1. Convertisseur dévolteur Buck

Le convertisseur Buck (abaisseur) est communément utilisé dans les circuits qui abaisse le niveau de tension de l'entrée selon l'exigence (figure II-4) [21]

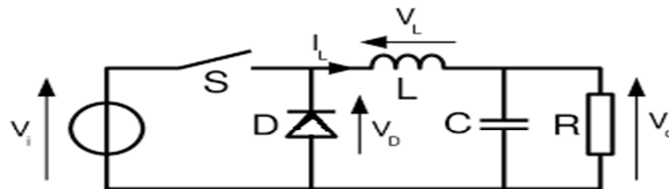


Figure II-4: Schéma de base d'un convertisseur Buck [22]

Il présente les avantages de la simplicité et du faible coût. [19] Un convertisseur Buck possédant un fort rendement (jusqu'à 95%), et offrant la possibilité de réguler la tension de sortie.

Le fonctionnement d'un convertisseur Buck peut être divisé en deux configurations comme le montre la figure II-5 et cela suivant l'état de l'interrupteur S [22] :

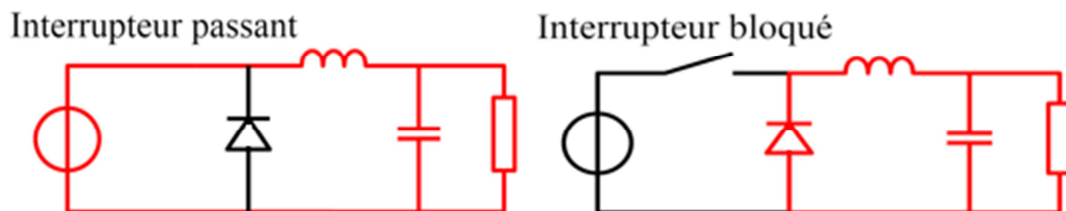


Figure II-5: Les deux configurations d'un convertisseur Buck suivant l'état de l'interrupteur S [23]

- Dans l'état passant, l'interrupteur S est fermé, la tension aux bornes de l'inductance vaut V_L . Le courant traversant l'inductance augmente linéairement. La tension aux bornes de la diode étant négative, aucun courant ne la traverse.

$$V_L = V_i - V_0 \quad (\text{II-2})$$

- Dans l'état bloqué, l'interrupteur est ouvert. La diode devient passante afin d'assurer la continuité du courant dans l'inductance. La tension aux bornes de l'inductance vaut $-V_o$. Le courant traversant l'inductance décroît linéairement.

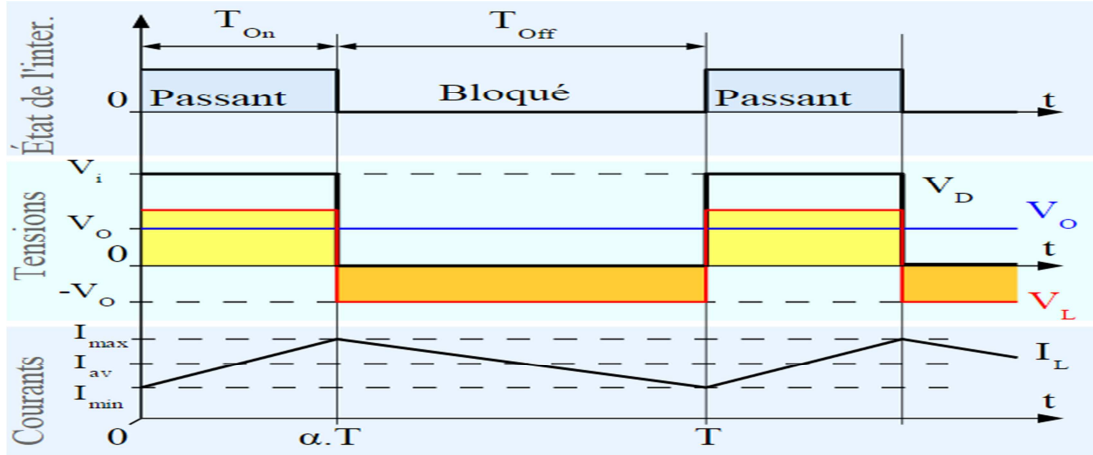


Figure II-6 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck [23]

II-3.1.A. Conduction continue (CCM) :

La régulation de la tension de sortie à niveau constant est réalisée par une action sur le « rapport cyclique » α

$$0 < \alpha = \frac{t_{on}}{T} < 1 \quad (\text{II-3})$$

$$t_{on} = \alpha T = \frac{\alpha}{f} \quad (\text{II-4})$$

$$t_{off} = (1 - \alpha)T = \frac{1 - \alpha}{f} \quad (\text{II-5})$$

Quand un convertisseur Buck travaille en mode de conduction continue, le courant I_L traversant l'inductance ne s'annule jamais. La figure II-7 montre les formes d'ondes du courant et de la tension dans un convertisseur Buck. [23]

Le taux d'accroissement de I_L est donné par :

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} \quad (\text{II-6})$$

Avec V_L égale $V_i - V_o$ pendant l'état passant et $-V_o$ durant l'état bloqué. Par conséquent, l'augmentation de I_L durant l'état passant est donnée par :

$$\Delta I_{Lon} = \int_0^{\alpha T} dI_L = \int_0^{\alpha T} \frac{V_L}{L} dt = \frac{(V_i - V_o) \cdot \alpha T}{L} = \frac{(V_i - V_o)}{L} t_{on} \quad (\text{II-7})$$

De même, la baisse du courant dans l'inductance durant l'état bloqué est donnée par :

$$\Delta I_{Loff} = \int_{\alpha.T}^T dI_L = \int_{\alpha.T}^T \frac{V_L}{L} dt = -\frac{V_0 \cdot (T - \alpha.T)}{L} = -\frac{V_0}{L} \cdot t_{off} \quad (II-8)$$

Si on considère que le convertisseur est en régime permanent, l'énergie stockée dans chaque composant est la même au début et à la fin de chaque cycle de commutation. En particulier, l'énergie stockée dans l'inductance est donnée par :

$$E = \frac{1}{2} L \cdot I_L^2 \quad (II-9)$$

En conséquence, le courant I_L traversant l'inductance est le même au début et à la fin de chaque cycle de commutation. Ce qui peut s'écrire de la façon suivante :

$$\Delta I_{Lon} + \Delta I_{Loff} = 0 \quad (II-10)$$

En remplaçant ΔI_{Lon} et ΔI_{Loff} par leur expression, on obtient :

$$\frac{(V_i - V_0) \cdot \alpha.T}{L} - \frac{V_0 \cdot (T - \alpha.T)}{L} = 0 \quad (II-11)$$

Ce qui peut se réécrire de la façon suivante :

$$V_0 = \alpha \cdot V_i \quad (II-12)$$

Grâce à cette équation, on peut voir que la tension de sortie varie linéairement avec le rapport cyclique. Le rapport cyclique étant compris entre 0 et 1, la tension de sortie (V_0) est toujours inférieure à celle d'entrée. C'est pour cela que l'on parle parfois de dévolteur. [23]

Nous admettons que la puissance échangée entre le générateur et la charge se conserve alors nous pouvons écrire pendant la fermeture de l'interrupteur S

$$I_0 = \frac{I_i}{\alpha} \quad (II-13)$$

Les relations (II-14) et (II-13) montrent qu'en régime continu la tension V_0 est inférieure à celle d'entrée et le courant (I_0) de sortie est supérieur à celui d'entrée (I_i).

II-3.1.B. Conduction discontinue

Dans certains cas, la quantité d'énergie demandée par la charge est assez faible pour être transférée dans un temps plus court qu'une période de commutation. Dans ce cas, le courant traversant l'inducteur s'annule pendant une partie de la période. La seule différence avec le principe de fonctionnement décrit précédemment est que l'inductance est complètement déchargée en début de cycle comme le montre la figure II.9. [23]

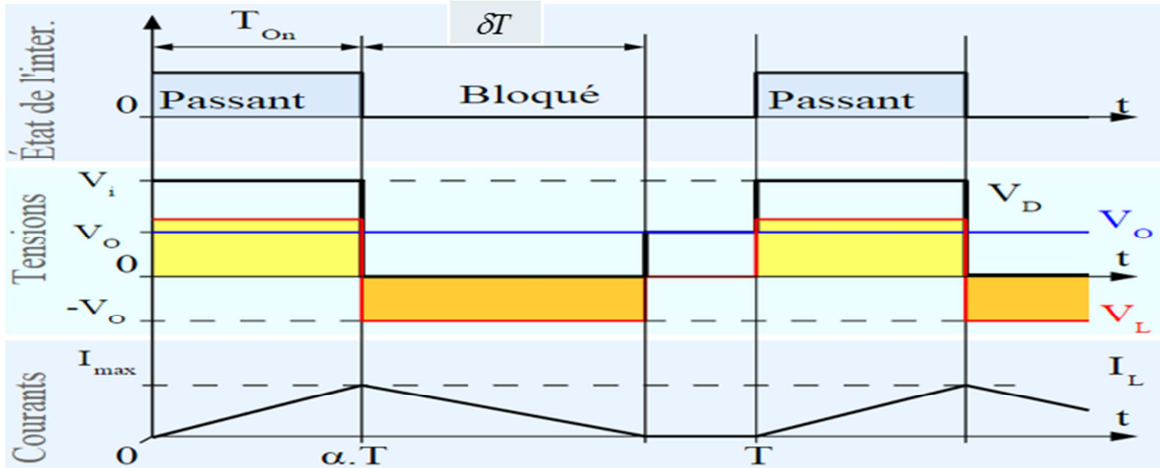


Figure II-7 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck en conduction discontinue. [23]

Bien que faible, la différence entre conduction continue et discontinue a un fort impact sur la formule de la tension de sortie. La tension de sortie peut être calculée de la façon suivante :

On considère toujours que le convertisseur a atteint le régime permanent. L'énergie stockée dans les composants est donc là même en début et en fin de cycle (elle est nulle dans le cas de la conduction discontinue). Cela engendre aussi que la tension moyenne aux bornes de l'inductance (V_L) est nulle. Ceci se traduit sur la figure III.9, par une égalité de l'aire des rectangles jaune et orange. [23]

L'aire des rectangles jaune et orange :

$$(V_i - V_o)\alpha.T - V_o.\delta.T = 0 \quad (\text{II-14})$$

On peut en déduire la valeur de δ :

$$\delta = \frac{V_i - V_o}{V_o} \alpha \quad (\text{II-15})$$

En supposant que le condensateur de sortie est suffisamment important pour maintenir la tension de sortie constante pendant un cycle de commutation, le courant de sortie (I_0) délivré à la charge est constant. Cela implique que le courant traversant le condensateur est de valeur moyenne nulle. Par conséquent, Le courant moyen traversant l'inductance est égale au courant moyen dans la charge :

$$I_L = I_0 \quad (\text{II-16})$$

Le courant (I_L) traversant l'inductance est de forme triangulaire comme on peut le voir sur la figure III.9, Par conséquent, la valeur moyenne de (I_L) peut donc être calculée géométriquement de la façon suivante :

$$I_L = \left(\frac{1}{2} I_{L_{\max}} \cdot \alpha.T + \frac{1}{2} I_{L_{\max}} \cdot \delta.T \right) \frac{1}{T} = \frac{I_{L_{\max}} (\alpha + \delta)}{2} = I_0 \quad (\text{II-17})$$

Le courant dans l'inductance est nul en début de cycle puis augmente pendant $\alpha.T$ jusqu'à atteindre I_{Lmax} . Cela veut dire que I_{Lmax} est égale à :

$$I_{Lmax} = \frac{V_i - V_0}{L} \alpha.T \quad (II-18)$$

En remplaçant I_{Lmax} dans les relations précédentes par son expression, on obtient :

$$I_0 = \frac{(V_i - V_0)\alpha.T(\alpha + \delta)}{2L} \quad (II-19)$$

On remplace δ par son expression :

$$I_0 = \frac{(V_i - V_0)\alpha.T \left(\alpha + \frac{V_i - V_0}{V_0} \alpha \right)}{2L} \quad (II-20)$$

Qui peut se mettre sous la forme :

$$V_0 = V_i \frac{1}{\frac{2L.I_0}{\alpha^2.V_i.T} + 1} \quad (II-21)$$

On peut voir que l'expression de la tension de sortie est bien plus compliquée que celle obtenue pour la conduction continue. En effet, la tension de sortie dépend non seulement de la tension d'entrée (V_i) et du rapport cyclique α mais aussi de la valeur de l'inductance (L), de la période de commutation (T) et du courant de sortie (I_0). [23]

II-3.1.C. Ondulation de la sortie :

Afin de déterminer l'amplitude des ondulations ΔI_0 il suffit d'analyser l'un des deux modes de conduction, l'analyse du mode relative à l'état passant de l'interrupteur S définit l'amplitude des ondulations du courant I_L par la relation :

$$V_i - V_0 = L \frac{\Delta I_0}{\Delta.t} \quad (II-22)$$

$$V_0(1 - \alpha) = L \frac{\Delta I_0}{\alpha.t} \quad (II-23)$$

L'ondulation dans l'inductance s'écrit tel que :

$$\Delta I_0 = \frac{V_i(1 - \alpha).\alpha}{L.f} \quad (II-24)$$

Les paramètres, L et f sont des paramètres constants. En revanche, le rapport cyclique est susceptible de varier suivant le point de fonctionnement recherché : il est en effet ajusté pour obtenir les valeurs de V_0 et/ou I_0 exigées par la consigne de la commande du convertisseur. [23]

On définit les variations de la tension V_0 par l'intégrale des ondulations du courant dans l'inductance L :

$$\Delta V_0 = \frac{1}{C} \int_{t_2}^{t_1} \frac{dI_L}{dt} \quad (II-25)$$

Compte tenu de l'évolution linéaire du courant dans L'inductance L, le calcul de cet intégrale est aisé :

$$\Delta V_0 = \frac{1}{C} \left[\frac{\alpha T}{8} \Delta I_0 + \frac{(1-\alpha)T}{8} \Delta I_0 \right] \quad (\text{II-26})$$

A partir de la relation (III-24) il vient :

$$\Delta V_0 = \frac{\Delta I_0}{8 \cdot C \cdot f} = \frac{V_i (1-\alpha) \alpha}{8 \cdot L \cdot C \cdot f} \quad (\text{II-27})$$

L'ondulation de tension diminue donc avec l'augmentation du condensateur de sortie ou de la fréquence de découpage. L'ondulation de tension est généralement fixée par le cahier des charges de l'alimentation à réaliser. Le choix du condensateur se fait sur des critères de coûts, de volume disponible et aussi des caractéristiques des différentes technologies de condensateur. Le choix de la fréquence de découpage se fait suivant des critères de rendement, le rendement ayant tendance à baisser avec l'augmentation de la fréquence de découpage. L'augmentation de la fréquence de découpage peut aussi poser des problèmes de compatibilité électromagnétique. [23] et [24]

II-4.1 Convertisseur élévateur Boost :

Le principe d'un tel convertisseur est d'assurer la fluence d'énergie entre une source de courant continu, et une source de tension continue, ainsi que présente la figure II-9 [23] Un convertisseur Boost est parfois appelé un Convertisseur élévateur car il augmente la tension de source. Puisque la puissance ($P = VI$) doit être conservée le courant de sortie est inférieur au courant de la source. [23] et [24]

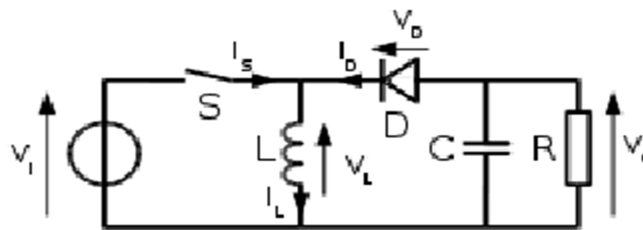


Figure II-8 : schéma de base d'un convertisseur Boost [22]

Le fonctionnement d'un convertisseur Boost peut être divisé en deux phases distinctes comme le montre la figure II-9 selon l'état de l'interrupteur S voir figure II-10

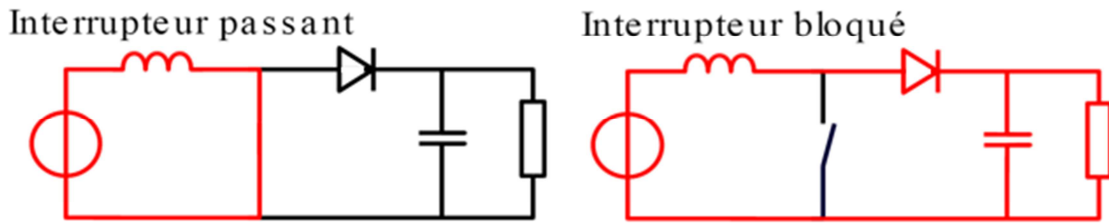


Figure II-9 : les deux configurations d'un convertisseur Boost suivant l'état de l'interrupteurs [23]

Une phase d'accumulation d'énergie : lorsque l'interrupteur est fermé (état passant), cela entraîne l'augmentation du courant dans l'inductance donc le stockage d'une quantité d'énergie sous forme d'énergie magnétique. La diode D est alors bloquée et la charge est alors déconnectée de l'alimentation.

Lorsque l'interrupteur est ouvert, l'inductance se trouve alors en série avec le générateur et sa f.é.m. s'additionne à celle du générateur (effet survolteur). Le courant traversant l'inductance traverse ensuite la diode D, le condensateur C et la charge R. Il en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans l'inductance vers la capacité. [23]

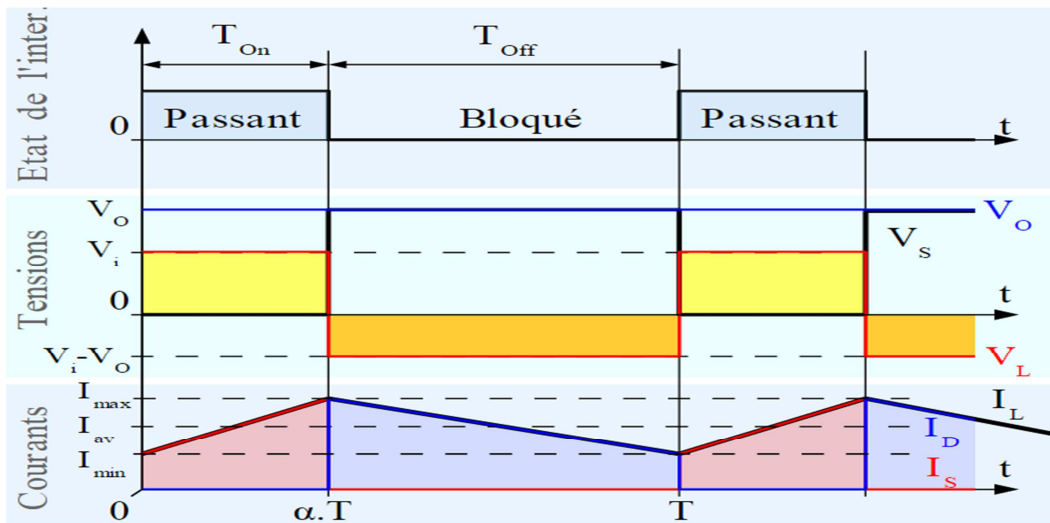


Figure II-10 : formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Boost [23]

II-4.1.A. Conduction continue

Quand un convertisseur Boost travaille en mode de conduction continue, le courant I_L traversant l'inductance ne s'annule jamais. La figure II-11 montre les formes d'ondes du courant et de la tension dans un convertisseur Boost. La tension de sortie est calculée de la façon suivante (en considérant les composants comme parfaits) :

Durant l'état passant, l'interrupteur S est fermé, entraînant l'augmentation du courant suivant la relation :

$$V_i = L \frac{dI_L}{dt} \quad (\text{II-28})$$

À la fin de l'état passant, le courant I_L a augmenté de :

$$\Delta I_{Lon} = \int_0^{\alpha T} dI_L = \int_0^{\alpha T} \frac{V_L}{L} dt = \frac{V_i \cdot \alpha T}{L} = \frac{V_i}{L} t_{on} \quad (\text{II-29})$$

Pendant l'état bloqué, l'interrupteur S est ouvert, le courant traversant l'inductance circule à travers la charge. Si on considère une chute de tension nulle aux bornes de la diode et un condensateur suffisamment grand pour garder sa tension constante, l'évolution de I_L est :

$$V_i - V_0 = L \frac{dI_L}{dt} \quad (\text{II-30})$$

Par conséquent, la variation de I_L durant l'état bloqué est :

$$\Delta I_{Loff} = \int_0^{(1-\alpha)T} dI_L = \int_0^{(1-\alpha)T} \frac{(V_i - V_0)}{L} dt = \frac{(V_i - V_0) \cdot (1-\alpha)T}{L} = \frac{(V_i - V_0)}{L} t_{off} \quad (\text{II-31})$$

Si on considère que le convertisseur a atteint son régime permanent, la quantité d'énergie stockée dans chacun de ces composants est la même au début et à la fin d'un cycle de fonctionnement. En particulier, l'énergie stockée dans l'inductance est donnée par :

$$E = \frac{1}{2} L \cdot I_L^2 \quad (\text{II-32})$$

En conséquence, le courant traversant l'inductance est le même au début et à la fin de chaque cycle de commutation. Ce qui peut s'écrire de la façon suivante :

$$\Delta I_{Lon} + \Delta I_{Loff} = 0 \quad (\text{II-33})$$

En remplaçant ΔI_{Lon} et ΔI_{Loff} par leur expression, on obtient :

$$\Delta I_{Lon} + \Delta I_{Loff} = \frac{V_i \cdot \alpha T}{L} + \frac{(V_i - V_0)(1-\alpha)T}{L} = 0 \quad (\text{II-34})$$

Ce qui peut se réécrire de la façon suivante :

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{1-\alpha} \quad (\text{II-35})$$

Grâce à cette dernière expression, on peut voir que la tension de sortie est toujours supérieure à celle d'entrée (le rapport cyclique variant entre 0 et 1), qu'elle augmente avec α , et que théoriquement elle peut être infinie lorsque α se rapproche de 1. C'est pour cela que l'on parle de survolteur. [23].

Si nous admettons que la puissance échangée entre le générateur et la charge se conserve, nous pouvons écrire :

$$V_i I_i = V_o I_o \tag{II-36}$$

En tenant compte de l'équation (II-36) et (II-37), nous déduisons la relation entre le courant de sortie et celui d'entrée :

$$I_o = (1 - \alpha).I_i \tag{II-37}$$

Cette dernière équation montre que le courant de sortie I_o est fonction du rapport cyclique et il est inférieur à celui d'entrée I_i . [22]

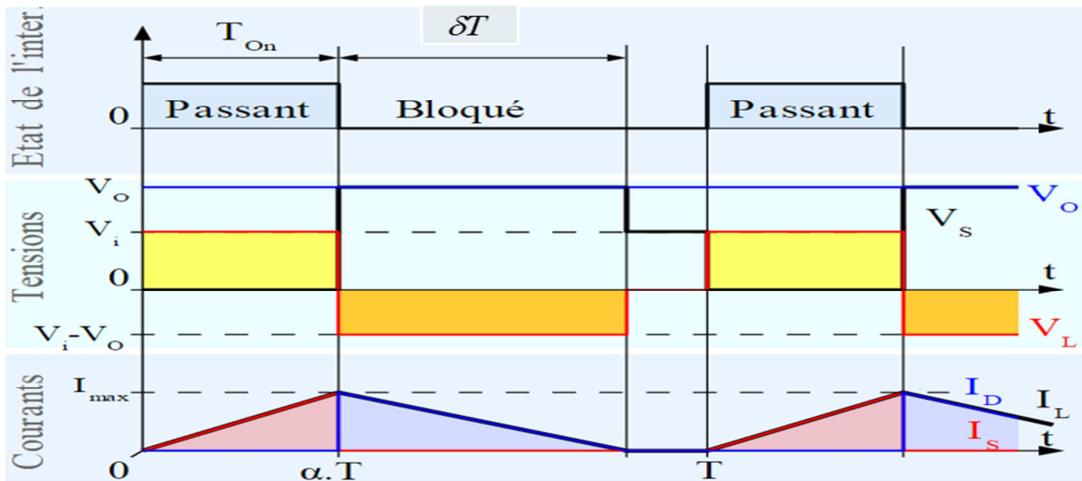


Figure II-11 : formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Boost en conduction discontinue. [23]

II-4.1.B. Condition discontinue

Comme pour le hacheur Buck, quand le hacheur Boost fonctionne en mode de conduction discontinue (Figure II-12), la tension de sortie peut être calculée de la façon suivante : Comme le courant de l'inductance est nul en début de cycle, son maximum I_{Lmax} (à $t = \alpha.T$) vaut :

$$I_{Lmax} = \frac{V_i \cdot \alpha \cdot T}{L} \tag{II-38}$$

Pendant l'état bloqué, I_L s'annule après δT :

$$I_{Lmax} + \frac{(V_i - V_o) \delta T}{L} = 0 \tag{II-39}$$

En utilisant les deux dernières équations, δ vaut :

$$\delta = \frac{V_i \cdot \alpha}{V_o - V_i} \tag{II-40}$$

Le courant dans la charge ($I_o = I_L$) est égal au courant moyen traversant la diode I_D (Figure II.11). Le courant traversant la diode est égal à celui dans l'inductance pendant

l'état bloqué. Par conséquent, le courant traversant la diode peut être écrit de la façon suivante :

$$I_0 = I_D = \frac{I_{L\max}}{2} \quad (\text{II-41})$$

En remplaçant $I_{L\max}$ et δ par leurs expressions respectives, on obtient :

$$I_0 = \frac{V_i \cdot \alpha \cdot T}{2L} \frac{V_i \cdot \alpha}{V_0 - V_i} = \frac{V_i^2 \cdot \alpha^2 \cdot T}{2L(V_0 - V_i)} \quad (\text{II-42})$$

Par conséquent, le gain de tension en sortie peut être écrit de la façon suivante :

$$\frac{V_0}{V_i} = 1 + \frac{V_i \cdot \alpha^2 \cdot T}{2L \cdot I_0} \quad (\text{II-43})$$

Cette expression est bien plus complexe que celle obtenue lors de l'étude en conduction continue. En conduction discontinue, le gain en tension dépend du rapport cyclique mais aussi de la tension d'entrée, de la valeur de l'inductance et du courant de sortie. [23]

II-4.1.C. Ondulation de la sortie :

L'analyser l'un des deux modes de conduction, l'analyse du mode relative à l'état passant de l'interrupteur S définie L'amplitude des ondulations de ΔI_0 par la relation :

$$V_i = L \frac{\Delta I_0}{\alpha \cdot T} \quad (\text{II-44})$$

L'ondulation du courant ΔI_0 s'écrit tel que :

$$\Delta I_0 = \frac{V_i \cdot \alpha \cdot T}{L} = \frac{\alpha \cdot V_i}{L \cdot f} \quad (\text{II-45})$$

L'ondulation de tension se déduit de l'équation différentielle régissant la tension de sortie V_0 et le courant dans le condensateur I_C . [22] Les variations de la tension de sortie sont définies par la relation :

$$I_C = C \frac{dV_0}{dt} \quad (\text{II-46})$$

Le courant I_C dans le condensateur est constitué de deux créneaux qui valent respectivement $I_D - I_0$ pendant $(1-\alpha)T$ et $-I_0$ pendant αT . La tension dans C varie linéairement, ce qui permet d'écrire, sur la durée $(1-\alpha)T$:

$$V_0 = \frac{1}{C} \int_0^{(1-\alpha)T} I_C dt = \frac{1}{C} \int_0^{(1-\alpha)T} (I_D - I_0) dt \quad (\text{II-47})$$

$$\Delta V_0 = \frac{1}{C} I_0 \cdot \alpha T \quad (\text{II-48})$$

$$\Rightarrow \Delta V_0 = \frac{1}{R.C.f} V_0 \cdot \alpha = \frac{V_i}{R.C.f} \cdot \frac{\alpha}{1-\alpha} \quad (\text{II-49})$$

L'amplitude des ondulations ΔV_0 en sortie du convertisseur sont bien évidemment en fonction des paramètres du système, mais également du rapport cyclique α . [22]

II-5. MODELISATION DU CONVERTISSEUR DC-DC

II-5.1. modèle mathématique du convertisseur boost

Le modèle mathématique du hacheur parallèle est obtenu par l'application des lois de Kirchhoff sur le schéma de base du hacheur, représenté en fig. 1 et par rapport au régime de fonctionnement et la condition de l'interrupteur S. [25]

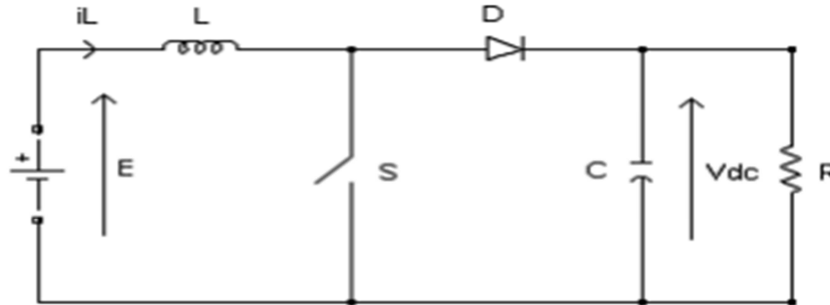


Figure II-12 : schéma du principe parallèle [25]

$$L \frac{di}{dt} = E - Vdc(1 - u) \quad (\text{II-50})$$

$$C \frac{dVdc}{dt} = iL(1 - u) - \frac{Vdc}{R}$$

Les équations dynamiques du hacheur sont dérivées pour le courant dans l'inductance et la tension aux bornes du condensateur en régime de conduction continu exprimé en (1) 4, où iL est le courant dans la bobine L, E est la tension d'entrée, Vdc est la tension de sortie et u est la commande. Soit $x1 = iL$ et $x2 = Vdc$ alors les équations d'état deviennent :

$$\dot{x}_1 = \frac{E}{L} - \frac{x_2(1-u)}{L} \quad (\text{II-51})$$

$$\dot{x}_2 = \frac{x_1(1-u)}{C} - \frac{x_2}{RC}$$

Alors, la représentation classique en espace d'état $x' = Ax + Bu$ de (2) se transforme en :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-u}{L} \\ \frac{1-u}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E \quad (\text{II-52})$$

II-5.2 Modèle mathématique du convertisseur Buck-Boost

La présentation de l'opération de ce type de convertisseur par des équations mathématiques doit être réalisée en prenant compte de l'état de l'interrupteur S dans la fig. 3. Quand l'interrupteur est en état passant, alors $T_{on} = \alpha * T_s$. Comme résultat, l'énergie stockée dans l'inductance augmente. Quand S est bloqué, alors $T_{off} = (1 - \alpha) * T_s$ et l'énergie accumulée dans l'inductance se transfère vers la capacité et la charge. [25]

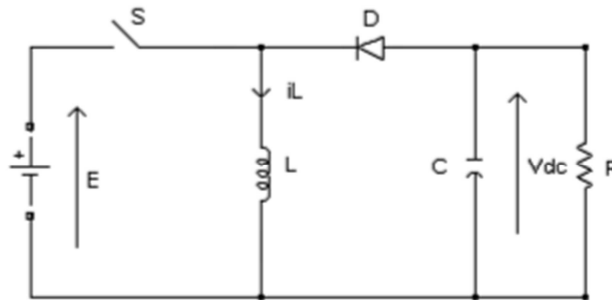


Figure II-13 : schéma de principe BOOST/BUCK [25]

$$L \frac{di}{dt} = uE - Vdc(1-u) \quad (\text{II-53})$$

$$C \frac{dVdc}{dt} = -iL(1-u) - \frac{Vdc}{R}$$

La procédure de dérivation des équations dynamiques en régime de conduction continue est la même que dans le cas du hacheur parallèle. En régime interrupteur passant, S est égal à 1, la diode est bloquée et les équations dans ce cas sont

$$L \frac{di}{dt} = uE \quad (\text{II-54})$$

$$c \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{V_{dc}}{R}$$

Lorsque l'interrupteur est bloqué, S est égal à 0 et la diode conduit. Les équations sont

$$L \frac{di}{dt} = V_{dc} \quad (\text{II-56})$$

$$c \frac{dV_{dc}}{dt} = -iL - \frac{V_{dc}}{R}$$

L'application de la méthode d'espace d'état des équations (II-54), (II-55) et (II-56) est représentée dans le système suivant

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1-u}{L} \\ \frac{1-u}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{u}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E \quad (\text{II-57})$$

II-6. CONCLUSION :

Dans ce chapitre nous avons présenté une étude théorique d'un convertisseur statique DC/DC BUCK et BOOST tout en ajoutant leurs modes de fonctionnements continu et discontinu et leurs modèles mathématiques afin qui nous facilite la suite de notre travail dans le chapitre suivant dont on va traiter quelques sources des perturbations électromagnétiques existantes dans le monde de l'électronique de puissance et voir l'impact CEM dans un système composé par des hacheurs liées à la source par des connectiques .

Chapitre III :
Les sources des perturbations
électromagnétiques

III-1. INTRODUCTION

L'utilisation croissante des appareils électriques et électroniques, et l'usage de plus en plus répandu de systèmes de traitement d'information utilisant des signaux de faible énergie, et de ce fait sensibles aux perturbations, a rendu nécessaire une approche nouvelle de cette problématique. [26] La prise de conscience de ces problèmes de perturbations a engendré la naissance d'une nouvelle discipline scientifique, la compatibilité électromagnétique (CEM). La cause principale derrière la génération des perturbations est la variation rapide des tensions, des courants, des champs magnétiques et des champs électriques. L'approche de la notion de compatibilité électromagnétique est rendue assez délicate par la diversité des phénomènes rencontrés et des possibilités d'action à leur égard ; cela nécessite très souvent de réaliser un compromis entre différents impératifs, et notamment de tenir le plus grand compte des coûts, directs ou induits, des choix effectués. [26]

Dans cet esprit, il est également nécessaire de prendre en compte la nature aléatoire de certains phénomènes perturbateurs et des réponses aux perturbations de certains matériels. C'est dans ce cadre que certains termes caractérisant la compatibilité électromagnétique d'un matériel ont été précisés. Dans cette optique, nous allons rappeler quelque concept de CEM, les modes de couplage des perturbations et les chemins qu'ils empruntent et les normes dans ce domaine [26].

III-2. NOTION ET DEFINITION

Les systèmes électriques et/ou électroniques ne sont pas isolés de leur environnement de l'énergie électromagnétique peut donc franchir non intentionnellement leurs frontières soit pour y pénétrer, soit pour s'en échapper. Cette énergie parasite est appelée perturbation électromagnétique [27].

III-3. LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE

La compatibilité électromagnétique est l'aptitude d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système à conserver sa fonction dans un environnement électromagnétique, tout en produisant un niveau de perturbations compatible avec son environnement [27].

Elle revêt donc deux aspects :

- Tout appareil doit fonctionner de façon satisfaisante dans son environnement électromagnétique. Cela signifie que chaque appareil « résiste » aux agressions que constituent les perturbations provenant du milieu, et donc qu'il est « immunisé » contre celles-ci (susceptibilité rayonnée et conduite) : son niveau d'immunité (susceptibilité) est suffisamment élevé.

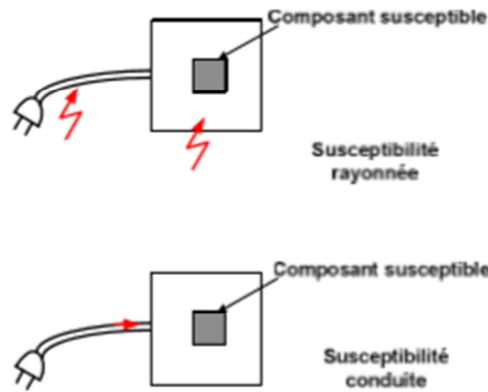


Figure III-1 : Susceptibilité rayonnée et conduite [27]

- Aucun appareil ne doit produire lui-même de perturbations électromagnétiques intolérables (émissions rayonnées et conduites) pour tout ce qui se trouve dans son environnement. On comprend que son niveau d'émission de perturbations pour ledit environnement doit être suffisamment bas pour que tout ce qui figure dans cet environnement lui soit insensible.

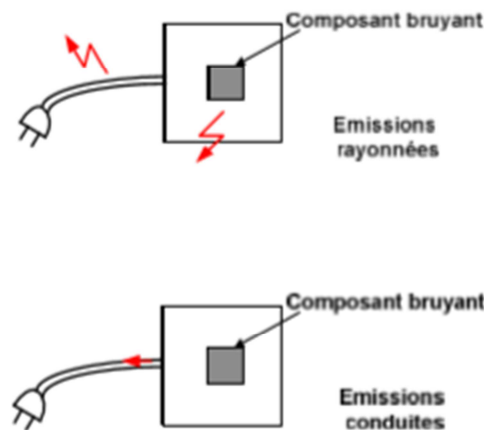


Figure III-2 : Emissions rayonnées et conduites [27]

On peut définir aussi une perturbation électromagnétique comme : « tout phénomène électromagnétique susceptible de dégrader les performances d'un dispositif, unité d'équipement ou système. Une perturbation électromagnétique peut être un bruit électromagnétique, un signal non désiré, ou une modification du milieu de propagation lui-même » [27]

III-3.1 Emissivité

Elle indique le pouvoir perturbateur d'un équipement électrique. Le sigle EMI (Electro Magnetic Interférence = Interférence Electro Magnétique IEM) caractérise les

émissions parasites produites par un appareil électrique ou électronique qui risquent, en fonction de leur intensité, de perturber d'autres équipements [27] et [28].

III-3.2. Immunité

Elle indique la capacité d'un équipement à supporter les perturbations électromagnétiques. On parle aussi de susceptibilité aux perturbations électromagnétiques. [27] et [28] Le sigle EMS (ELECTRO MAGNETIC SUSCEPTIBILITY = SUSCEPTIBILITE ELECTRO MAGNETIQUE) caractérise l'immunité aux perturbations électromagnétique. On désigne ainsi la possibilité d'un appareil de fonctionner correctement malgré l'influence de ces perturbations

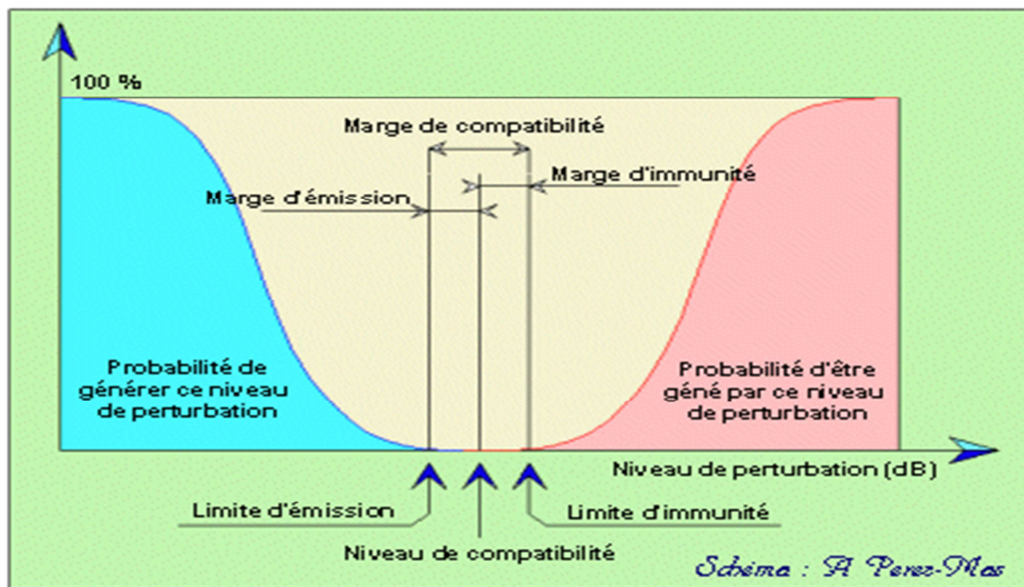


Figure III-3 : Niveau de Compatibilité Electromagnétique [29].

III-4. COMPOSANTES DE LA CEM

Pour qu'une "situation de perturbation électromagnétique" se produise, trois éléments doivent être présents :

- une source de perturbation électromagnétique,
- un système perturbé ou "victime".
- un moyen de propagation

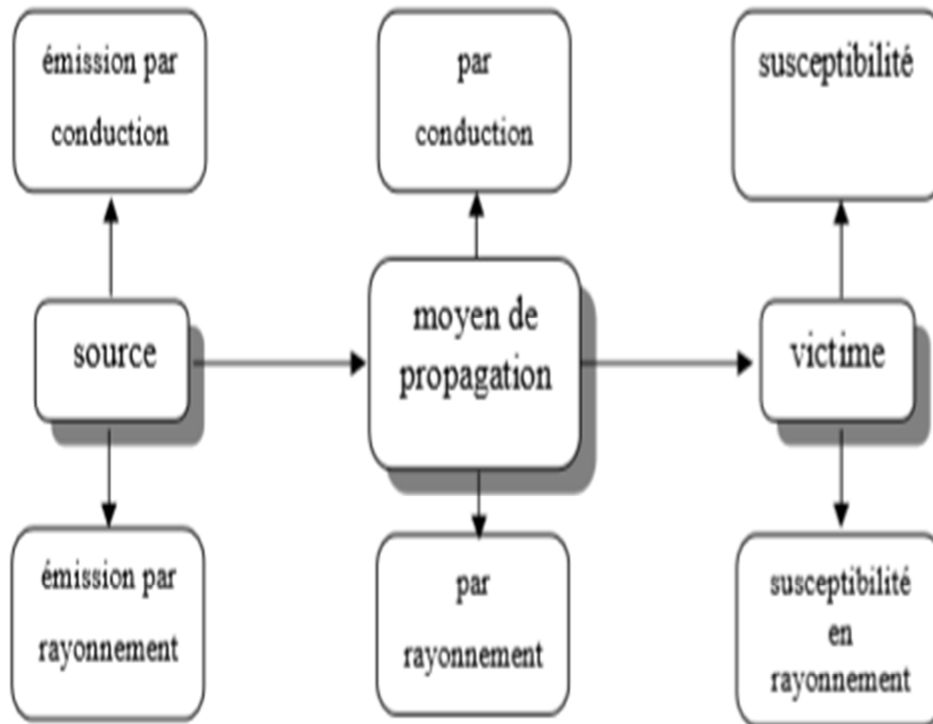


Figure III-4 : Composantes de la compatibilité électromagnétique [27]

III-4.1. Source de perturbation

Tous les appareils ont une tendance à émettre des perturbations qui gênent le fonctionnement normal des autres appareils. Une source est caractérisée par son émission. Nous pouvons résumer les sources des perturbations ELM par les deux types de source ci-dessous. Si nous nous intéressons à l'environnement électromagnétique d'un équipement, nous pouvons distinguer les sources de perturbations d'origine naturelle et les sources de perturbations qui tiennent à l'activité humaine.

Parmi les sources de perturbation d'origine naturelle, nous pouvons citer : la foudre, les rayonnements cosmiques et en particulier solaires... Parmi les sources de perturbation qui découlent de l'activité humaine, on peut distinguer trois catégories : - Les sources de rayonnement électromagnétique volontairement créées par l'homme : émetteurs radio, télévision, radar, téléphones portables, etc. - Les sources de perturbation involontaires qui proviennent de l'utilisation de l'électricité : lignes de transport de l'énergie, éclairage fluorescent, moteurs électriques, alimentations des systèmes électroniques, etc. - Les décharges électrostatiques qui impliquent le corps humain ou des matériaux mis en mouvement par l'homme[27].

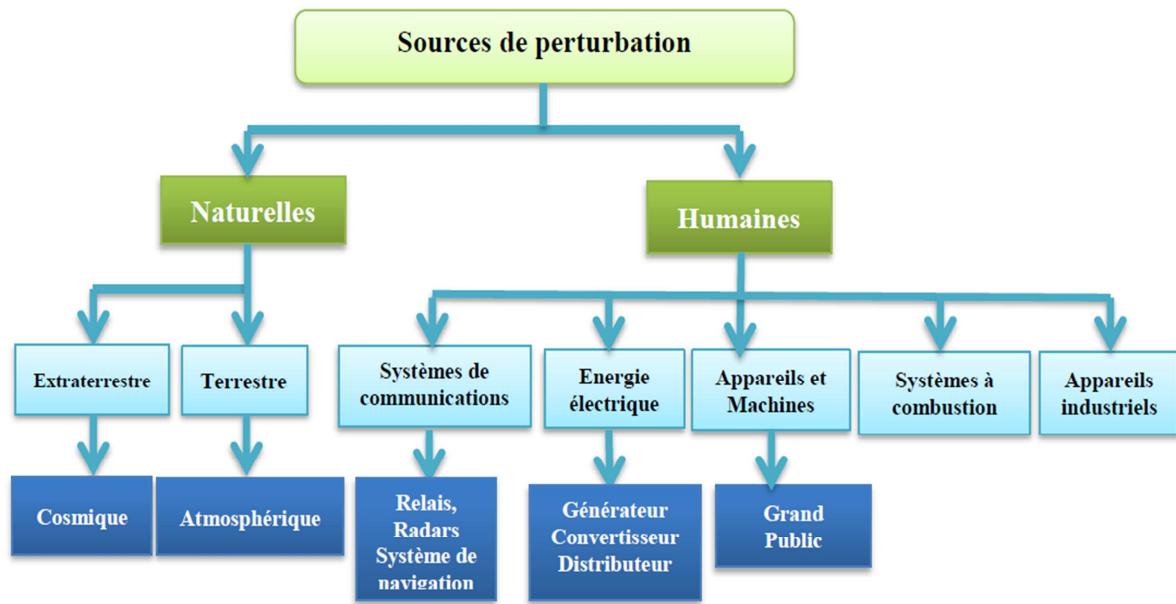


Figure III-5 : Différentes sources de perturbations [28]

III-4.2 La victime

La victime est tout dispositif, électrique ou électronique, perturbé qui se présente comme un récepteur de ces perturbations ou une victime. Ces dernières influent sur le fonctionnement normal de l'appareil. Pour cela chaque Victime est caractérisée par son immunité ou sa susceptibilité [27].

III-4.3 Mode de propagation de la perturbation

Les classifications correspondantes à la diversité des phénomènes électromagnétiques sources de perturbations sont nombreuses selon les caractéristiques que l'on souhaite mettre en évidence (durée de la perturbation, caractère intentionnel ou non, caractère aléatoire ou permanent, etc.), on peut s'arrêter à un classement qui considère le mode de propagation de la perturbation rayonnée et la gamme conduite haut et basses fréquences selon le (tableau III.1) [27].

- la propagation par rayonnement, (on parlera de **la perturbation rayonnée**).
- la propagation par conduction (**la perturbation conduite**)

III-4.3.a Perturbation rayonnée

Elle est définie comme étant un couplage par onde électromagnétique (champ électromagnétique) engendré par des courants et des tensions. Ce mode de couplage est décrit par les équations de Maxwell. [27]. Le champ électrique E s'exprime en V/m. Son émission est produite par un circuit électrique à haute impédance soumis à une différence de potentiel élevée V (Figure III.5).

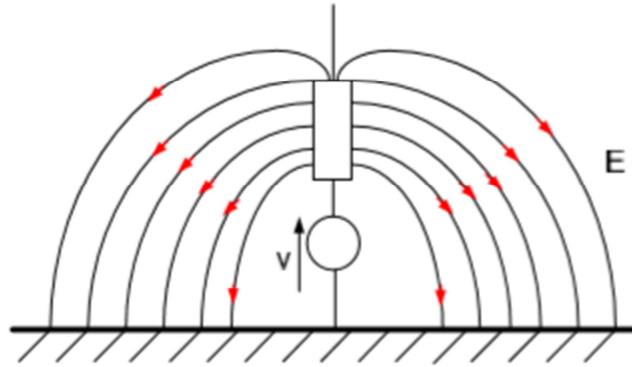


Figure III-6 : Emission en champ électrique [29]

III-4.3.b perturbation conduite

Les perturbations conduites les plus communes, sont les harmoniques de courant et de tension. Les générateurs d'harmoniques sont des charges non linéaires. Elles n'absorbent pas un courant sinusoïdal, bien qu'elles soient alimentées par une tension sinusoïdale (redresseurs à diode et à thyristors, lampes à décharges...). En plus des harmoniques de courant et de tension, les perturbations conduites comprennent les inter-harmoniques (causés essentiellement par les cyclo-convertisseurs) [30], [31].

Pour les convertisseurs DC-DC et DC-AC, ces courants et tensions correspondent généralement au fondamental et aux harmoniques de bas ordres.

Les tensions et courants harmoniques ont un nombre d'effets indésirables sur les appareils et équipements utilisés. Les principales conséquences des effets nocifs de la distorsion harmonique engendrées à court terme sont rappelées ci-dessous [32]

- **Echauffement** : les pertes par effet Joule se composent des pertes issues du fondamental et de celles engendrées par les harmoniques, ces pertes supplémentaires occasionnées par la présence des courants harmoniques réduisent le rendement des équipements tels que les moteurs, les transformateurs,....

- **Dysfonctionnement de certains équipements** : en présence d'harmoniques, le courant et la tension peuvent changer plusieurs fois de signe au cours d'une demi-période. Par conséquent, les équipements sensibles au passage par zéro de ces grandeurs électriques sont perturbés.
- **Excitation des résonances** : des équipements constitués de capacités ou d'inductances peuvent avoir des fréquences de résonance proches de celles des harmoniques. Ainsi, les harmoniques sont amplifiés laissant apparaître des surtensions ou des surintensités qui risquent de détériorer les câbles, disjoncter les fusibles.
- **bruits acoustiques** dans les appareils électromagnétiques (transformateurs, inductances) générés par les harmoniques de courant.
- **vibrations mécaniques et bruits acoustiques** dans les générateurs et les moteurs.

De plus, ces effets nocifs instantanés (échauffement, surtension, surintensité,...) Provoquent un vieillissement accéléré des appareils électriques [32].

La perturbation conduite est engendré par les gradients de tension dV/dt et de courant dI/dt dus essentiellement à la commutation rapide, généralement les convertisseurs statiques sont des sources majeures de ces perturbations. (Voir chapitre II). Dans ce cas les perturbations interviennent soit en mode commun (MC) ou mode différentiel(MD).

❖ Mode commun

On l'appelle aussi parfois mode parallèle, mode longitudinal ou mode asymétrique. [4]Le courant perturbateur se propage le long des conducteurs dans le même sens et revient par la terre. Il fait intervenir la liaison bifilaire et la liaison équipotentielle (la terre), comme nous montre la (figureIII-7)

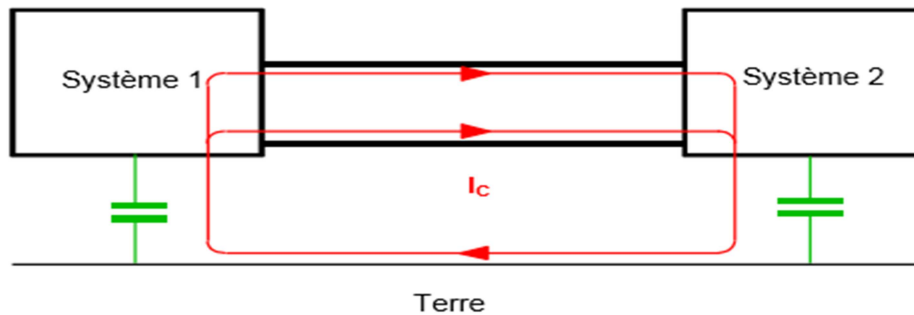


Figure III-7 : Perturbation en mode commun [34]

❖ Mode différentiel

On l'appelle aussi parfois mode série, mode normal ou mode symétrique [27]. Le courant perturbateur se propage sur l'un des conducteurs et revient en opposition de phase sur l'autre. Il ne fait intervenir que la liaison bifilaire entre les deux équipements. Dans ce cas, le courant dans le conducteur "aller" est égal au courant dans le conducteur "retour", comme nous montre la figure ci-dessous

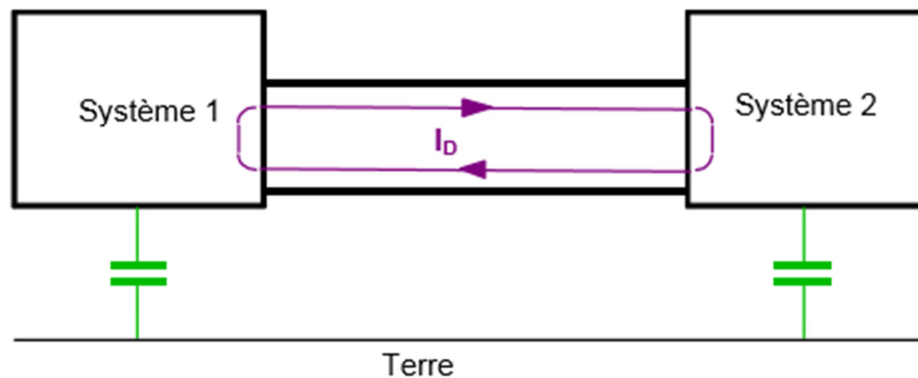


Figure III-8 : Perturbation en mode différentiel [34]

III-5.MODE DE COUPLAGE

La classification des modes de propagation des perturbations entre sources et victimes fait intervenir six modes de couplage. Le terme de couplage désigne le phénomène physique qui lie la perturbation électromagnétique à la victime de cette perturbation [33].

- Couplage par impédance commune.
- Couplage capacitif carte à châssis.
- Couplage par diaphonie inductive.
- Couplage par diaphonie capacitive.
- Couplage par champ à fil.
- Couplage champ à boucle.

A. Couplage par impédance commune

Un couplage par impédance commune apparaît lorsqu'un courant circule entre deux sous-ensembles du circuit à travers une impédance commune constitué par une liaison entre les deux circuits. La chute de tension dans l'impédance commune perturbe l'alimentation d'un ou des deux sous-ensembles. A travers l'impédance de ce conducteur commun, le courant de retour d'un circuit provoque une variation de tension qui peut apparaître en totalité dans l'expression du signal de sortie V_s ou bien se traduire par l'apparition d'un signal de mode commun. Ce type de couplage peut apparaître non seulement dans les connexions de retour à la masse, mais aussi dans le réseau qui distribue l'énergie électrique (alternative ou continue) aux diverses constitutions du système. [32]

Le courant qui traverse l'impédance possède des variations dI/dt importante, le terme inductif de l'impédance est plus important que le terme résistif, ceci est dû aux effets perturbateurs, qui sont très importants. L'impédance est minimisée par l'utilisation

de liaisons à la masse larges et courtes, par la réalisation de circuits imprimés en multicouches [32].

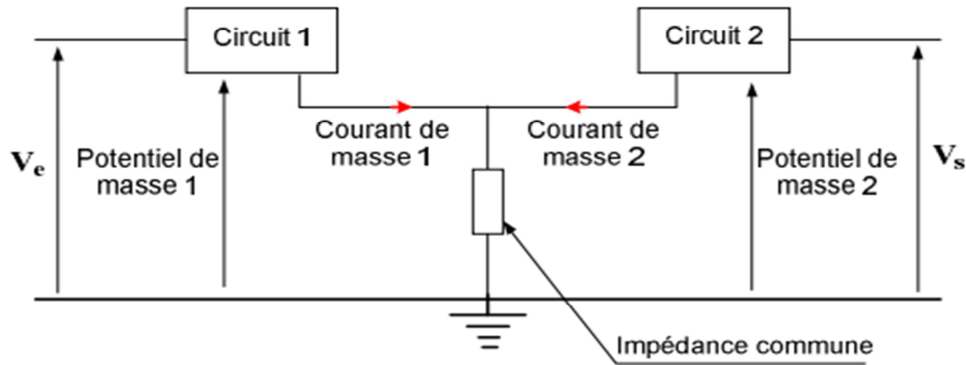


Figure III-9 : Couplage par impédance commune [33]

b. Couplage capacitif carte à châssis

La capacité entre deux conducteurs voisins n'est jamais nulle. Une variation de potentiel entre eux injecte un courant de l'un sur l'autre. Pour une carte électronique dont le "0V" n'est pas relié à la masse du système auquel elle appartient ou au châssis. Elle est séparée de celle-ci généralement par l'air, qui est un isolant. Ainsi, chaque piste peut former avec le plan de masse ou le châssis, une capacité parasite par lequel peut circuler un courant de fuite. Ce courant dépendra de la DDP piste-masse, de sa fréquence, de la nature de l'isolant et de la distance entre la carte et la masse.

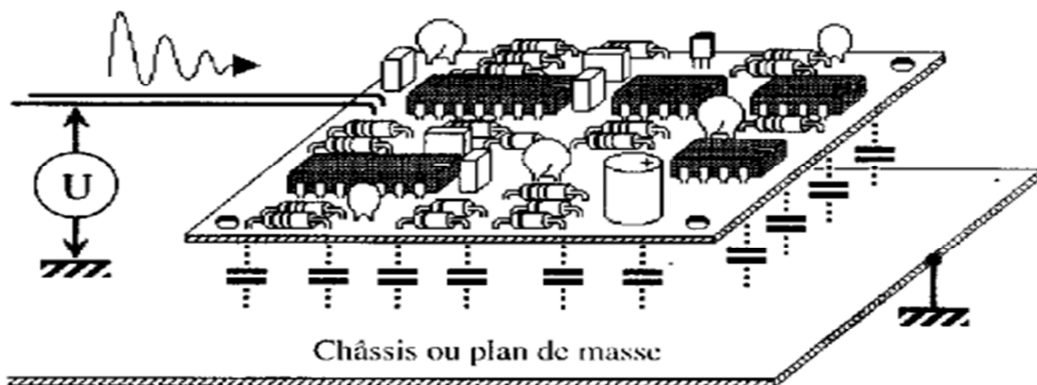


Figure III-10 Couplage capacitif carte à châssis [33]

Réduire le couplage carte à châssis peut être obtenu par deux moyens : Diminuer la capacité parasite entre le circuit sensible et la masse et/ou réduire les variations brutales de DDP (dV/dt) entre la carte et la masse. Ainsi raccorder de façon équipotentielle le 0V au châssis résout le problème [32].

c. Couplage par diaphonie inductive

Un courant dans un conducteur source génère un champ magnétique. Un conducteur voisin se comporte comme une boucle victime par rapport à son propre conducteur de retour. Cette boucle intercepte une partie du champ magnétique généré par le conducteur source. la variation du flux magnétique dans la boucle induit une d.d.p. Ce mode de couplage peut être minimisé en limitant les variations de courant dans les fils et en diminuant la mutuelle entre les fils. Ce type de perturbations se présente dans les deux modes différentiel et commun. Diaphonie inductive de mode différentiel : la ddp parasite est induite entre le conducteur allé et le conducteur retour de la victime

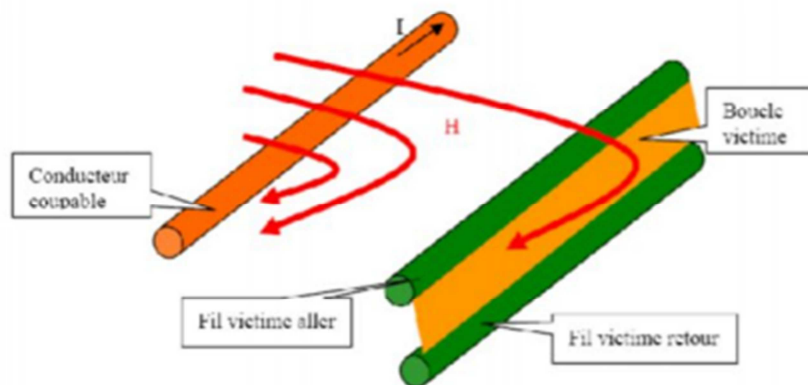


Figure III-11 : Diaphonie inductive de mode différentiel [33]

Pour limiter cette DDP, il faut réduire la distance entre ces deux conducteurs, c'est à dire qu'il faut réduire la surface de la boucle formée par eux.

Diaphonie inductive de mode commun : le champ magnétique est généré par un courant de mode commun sur un câble et la DDP parasite est induite entre un conducteur et le conducteur de masse le plus proche. Cette DDP parasite dépend beaucoup de la distance coupable-victime.

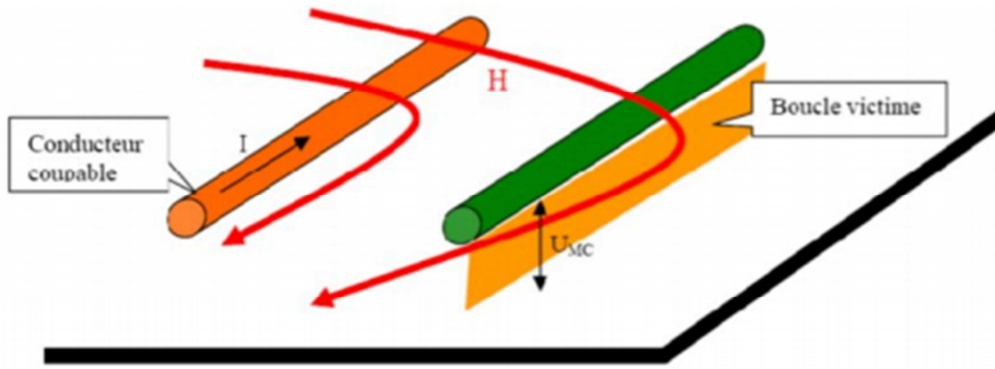


Figure III-12 : Diaphonie inductive en mode commun [33]

d. Couplage par diaphonie capacitive

Le phénomène de base est aussi simple que celui de la diaphonie inductive : une d.d.p entre deux conducteurs génère un champ électrique. Un conducteur voisin intercepte une partie des lignes de ce champ électrique et collecte ainsi un courant perturbateur. Le cas général se décompose en deux cas particuliers selon que l'on s'intéresse aux perturbations de mode différentiel (courant collecte par le conducteur aller et se refermant par le conducteur retour) ou de mode commun (courant collecte par un conducteur et se refermant par la masse).

Diaphonie capacitive en mode différentiel : le courant parasite est collecté entre les deux conducteurs de la même paire (aller-retour) du circuit victime. L'effet dépend de la configuration géométrique du couple coupable-victime

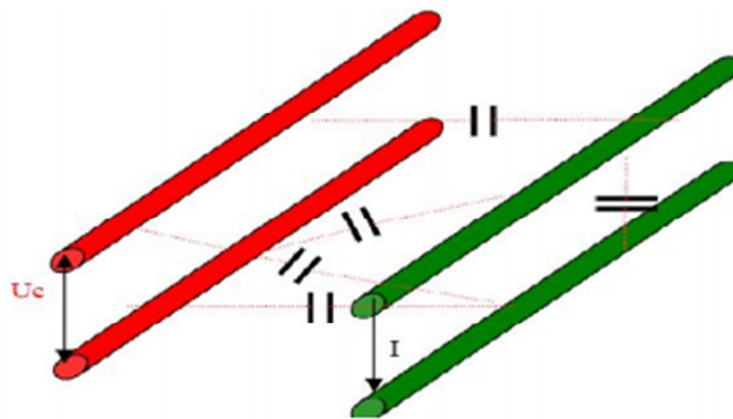


Figure III-13 : Diaphonie capacitive du mode différentiel [33]

La diaphonie en mode différentiel étant due à un champ électrique, on peut la réduire en utilisant un écran conducteur. En effet, ce dernier bloque les lignes de champ. On peut blinder la paire de conducteurs coupable ou la victime ou, ce qui est préférable, les deux.

Diaphonie capacitive en mode commun: dans ce type de diaphonie, le champ électrique est produit par la ddp de mode commun entre le conducteur coupable et la masse. Le courant est collecté par le conducteur victime parallèle au conducteur coupable [33] et [29].

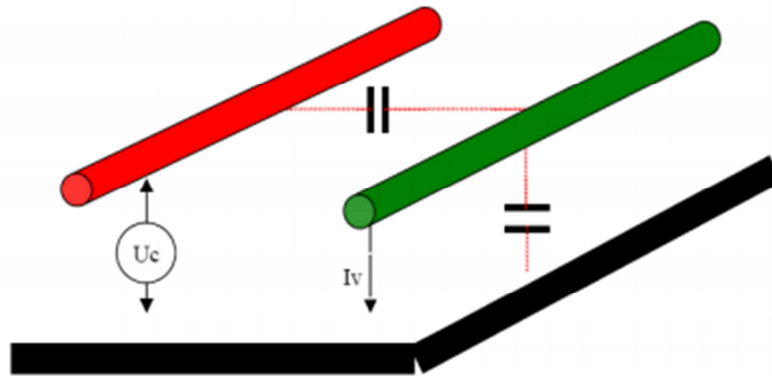


Figure III -14 : Diaphonie capacitive du mode commun [33]

Pour réduire ce couplage, il faut diminuer la capacité entre les circuits coupable et victime et/ou limiter les gradients de tension du circuit coupable.

e. Couplage par champ à fil

Il est aussi appelé aussi couplage "champ à câble". Lorsqu'un champ électrique éclaire un conducteur, ce conducteur devient le siège d'un courant de conduction. La cause est un champ électrique variable, l'effet un courant induit. Il est à noter qu'il n'est pas nécessaire que le conducteur victime soit en circuit fermé pour qu'il y ait circulation du courant, les lignes de courant sont refermées par la capacité qui existe entre les extrémités du conducteur [33].

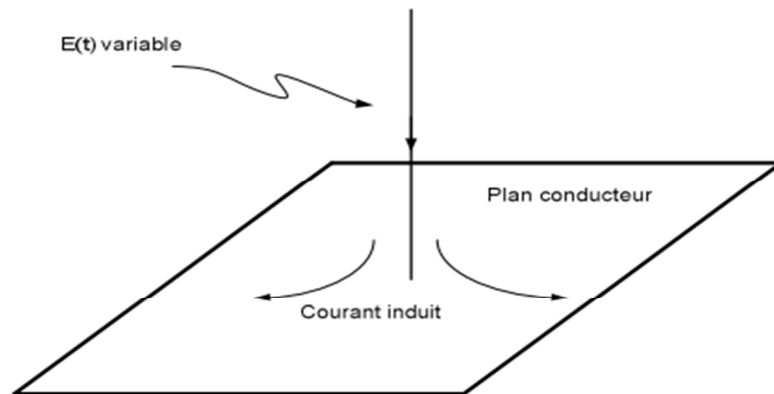


Figure III-15 : Couplage champ à fil [33].

f. Couplage champ à boucle

Un champ magnétique variable traversant une boucle victime y induit un flux magnétique variable. Toute variation de flux crée une force contre-électromotrice. Il peut être réduit par la limitation de la surface de la boucle victime, et/ou par la limitation du champ magnétique coupable [33].

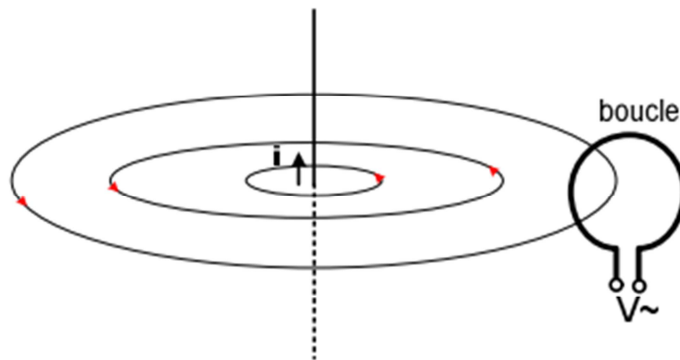


Figure III-16 : Couplage champ à boucle [33].

III-6. PERTURBATIONS DANS LES CONVERTISSEURS STATIQUES :

Le fonctionnement d'un convertisseur statique est polluant, car les temps de commutation sont très courts et les amplitudes très élevées. Les commutations rapides permettent de réduire les pertes lors des commutations (présence simultanée de la tension et du courant dans les interrupteurs). Les ordres de grandeurs des gradients de commutation peuvent varier entre 100 à 1000 A/ μ s pour les di/dt et de 5 à 50kV/ μ s pour

les dv/dt . Un autre facteur qui augmente la pollution électromagnétique est la fréquence de découpage très élevée (qui peut être de 100Hz à 1MHz) [30].

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-conducteur ainsi que les éléments parasites des composants passifs.

➤ **Perturbations conduites basses fréquences**

Ces perturbations sont essentiellement liées aux harmoniques et sous harmoniques des courants appelés au réseau par les structures de puissance à diodes, thyristors, thyristors GTO, etc.

Parmi les convertisseurs émetteurs de ce type de perturbations, on peut citer [32] :

- Les structures à alimentation monophasé et triphasé sans préjuger de leurs applications.
- Les redresseurs.
- Les gradateurs.
- Le hacheur
- L'onduleur

➤ **Perturbations conduites hautes fréquences**

Dans cette classe, on parle le plus souvent des harmoniques des courants hautes fréquences, qui viennent des structures et installations suivantes [34] :

- Les appareils électriques d'éclairage et analogues.
- Les micros ordinateurs.
- Les alimentations à découpage

❖ **CLASSIFICATION DES EMISSIONS DES CONVERTISSEURS**

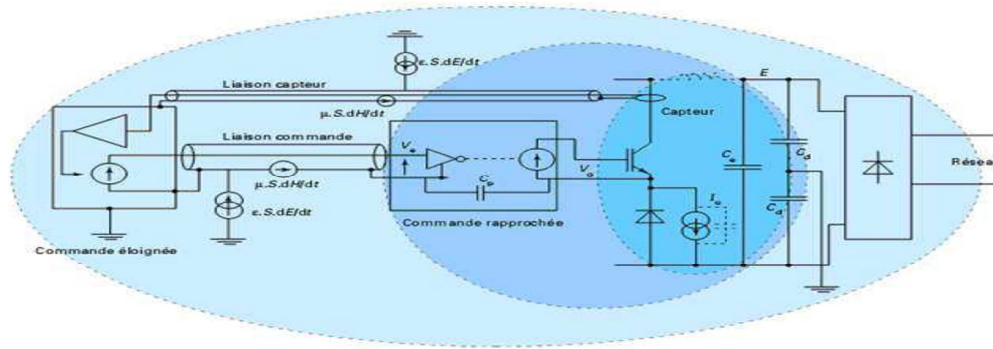
Soit la classification en tableau III.1, selon les fréquences et leurs limites de plages correspondant aux normes en émission [34]

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

Tableau.III.1. Classification des perturbations par les fréquences [34]

III-6.1.Exemple : effets des perturbations électromagnétiques dans les convertisseurs statiques

La compatibilité électromagnétique appliquée au cas de l'électronique de puissance concerne trois niveaux d'environnement du convertisseur. La figure III.17 précise cette hiérarchie. [34]






-  Effets rayonnés et conduits éloignés
-  Effets conduits proches
-  Effet direct

Figure III-17 : Différents niveaux de la CEM en électronique de puissance [34]

Le premier niveau concerne les effets directs sur la structure de puissance, les semi-conducteurs et les composants passifs. Les variations rapides des courants d'interrupteurs (di/dt), associées à la présence d'inévitables effets inductifs (inductance parasite, inductance de fuite des transformateurs) dans la maille de commutation sont à l'origine de surtensions limitant les performances de la cellule de commutation. Des limitations similaires résultent des variations de tension rapides des semi-conducteurs (dv/dt) associées aux effets capacitifs (capacités réparties d'enroulement des transformateurs par exemple), et qui génèrent des surintensités. Les conséquences des surtensions sont souvent destructives car elles provoquent des phénomènes non contrôlés d'avalanches dans les semi-conducteurs.

Par contre, les conséquences des surintensités sont généralement mieux tolérées par les semi-conducteurs de par leur brièveté. Les effets thermiques peuvent rester limités. [34]

Le deuxième niveau concerne l'environnement électrique proche qui assure les fonctions de commande du convertisseur : commande rapprochée d'interrupteur ou contrôle-commande plus éloignée. [34]

Les effets des perturbations à ce niveau résultant d'effets de couplages proches, conduits ou induits :

$$V_p = \mu_0 S \frac{dH}{dt} \tag{III.1}$$

$$i_p = \varepsilon_0 S \frac{dE}{dt} \quad (\text{III.2})$$

Ce niveau est très sensible à la fiabilité et la sûreté de fonctionnement du système. Les technologies qui y sont mises en œuvre sont directement exposées aux agressions électromagnétiques les plus sévères du convertisseur. Les perturbations résultent de la circulation de courants de mode commun dans les circuits de commande mais aussi de couplage électromagnétiques proches. La figure III-18 schématise ces effets. [34]

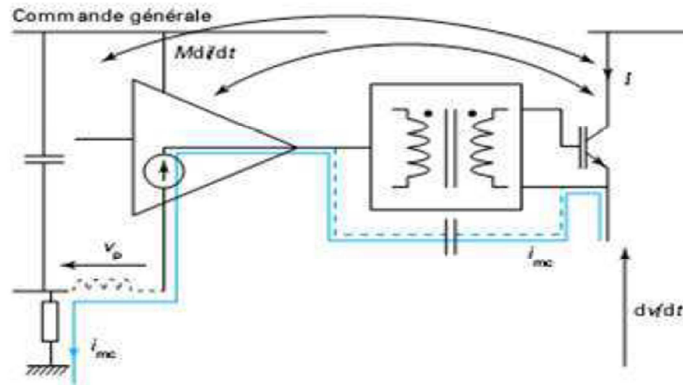


Figure III-18 : Modes de perturbation des commandes rapprochées [34]

Notons enfin que les capteurs utilisés dans les convertisseurs statiques et leur connectique sont soumis aux mêmes types de perturbations.

Le troisième niveau concerne l'environnement plus distant du convertisseur. Les effets perturbateurs sont transmis : [34]

- Par conduction et se propagent ensuite sur le réseau ou est connecté le convertisseur ou sur la charges de sortie ;
- Par rayonnement direct du convertisseur ou par rayonnement des câbles issus du convertisseur soumis à des potentiels et des courants variables.

III-6.2. Les éléments générateurs de la pollution EM

III-6.2.a. Les composants actifs

Toutes les alimentations de puissance à découpage sont des sources de pollution dues aux éléments parasites provenant des alimentations elles-mêmes. Ces éléments parasites sont des inductances et ou des capacités (Figure III-19). Les pistes, L_{P2} , ainsi que les broches des composants, L_{P1} , forment la totalité des inductances parasites. Les capacités parasites proviennent d'une part des pistes, C_{P2} , et d'autre part des interrupteurs montés sur les radiateurs, C_{P1} .

Les variations de tension développées entre l'appareil et le plan de masse vont interagir avec les capacités parasites C_{P1} et C_{P2} pour créer les courants parasites de mode commun, lesquels vont parcourir le plan de masse jusqu'au réseau. Si le radiateur est flottant, le bruit de mode commun est réduit, mais ce montage est difficile à mettre en œuvre d'un point de vue de la sécurité et d'un point de vue des considérations mécaniques. Il ne faut pas mettre la capacité Drain Masse, C_{DS} , conditionnant l'ouverture et la fermeture du MOSFET. [35].

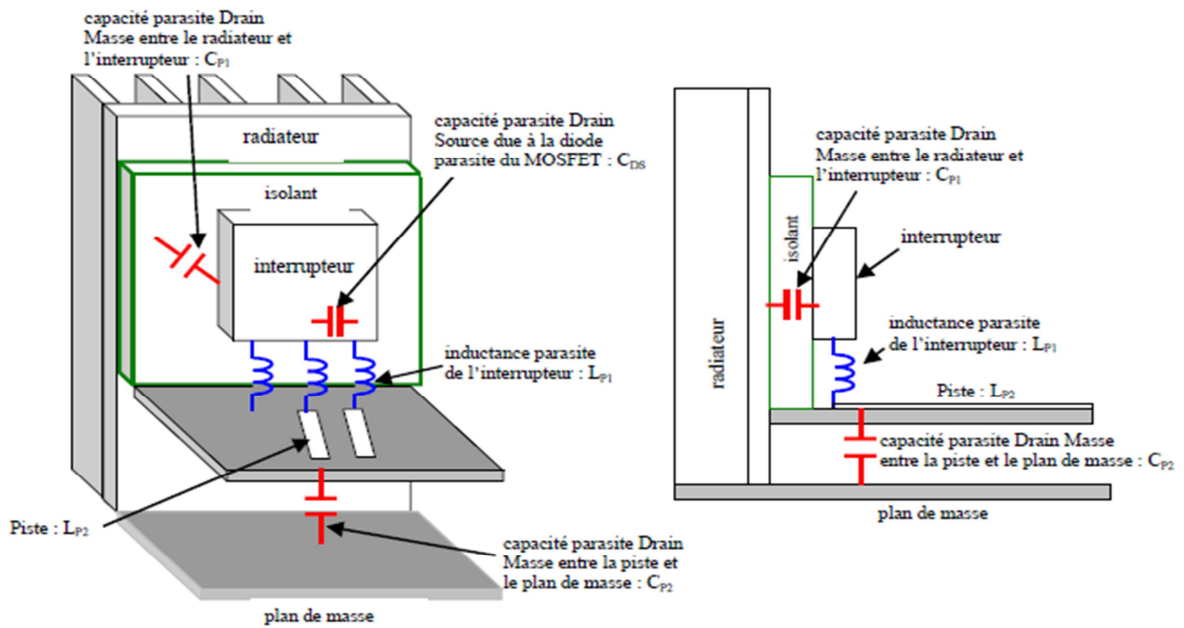


Figure III-19 : Composants parasites de l'interrupteur liés au convertisseur [35].

La source des pollutions générées peut aussi venir du composant. Les effets du recouvrement inverse de la diode ajoutent encore du bruit, proportionnel au stress dû à la commutation, comme le montre la Figure III-12. Ce recouvrement inverse, causant des surtensions et des ondulations à travers le convertisseur, peut être diminué avec une autre famille de diodes, et ce sans modification préalable de la structure du convertisseur, [35].

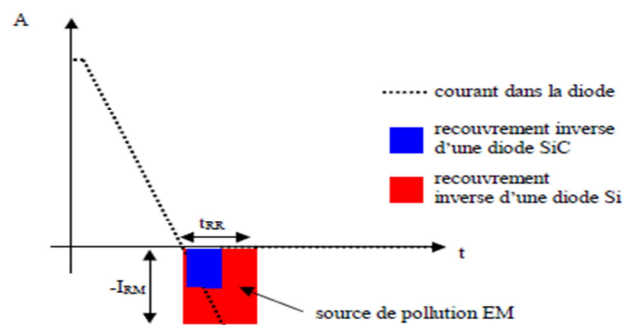


Figure III-20 : Recouvrement inverse selon la famille de la diode [35].

III-6.2.b. Les composants passifs**➤ Les résistances, inductances et capacités**

Les composants parasites sont présents dans n'importe quelle résistance, relais, capacité ou inductance. Ils déterminent les fréquences limites d'utilisation de ces éléments. Une capacité est limitée par l'inductance de ses connexions et par les matériaux du condensateur (propylène, céramique). L'inductance est limitée par les capacités de couplage de son enroulement et par le flux magnétique qui cause la pollution EM en mode rayonné. Ces flux magnétiques sont des flux de fuites qui ne sont pas confinés dans le noyau. Les résistances ont des capacités et des inductances parasites dépendant de la technologie de fabrication employée (résistance carbone, bobinée ou film). [35]

➤ Le transformateur

Le transformateur peut être une source de pollution en BF par son rayonnement magnétique dû au flux de fuite. Il a des capacités parasites sur l'enroulement primaire, l'enroulement secondaire et des capacités parasites inter-enroulements. Les capacités parasites inter enroulements peuvent être réduites par une séparation des bobinages. Cette méthode augmente le flux de fuite. Une autre solution consiste à mettre entre le primaire et le secondaire une feuille d'aluminium ou de cuivre et de la connecter à la masse. [34]

➤ Le routage

Les capacités de couplage entre les câbles, les éléments passifs et les composants actifs offrent un chemin potentiel vers le plan de masse. Par exemple, la capacité parasite entre le transistor et le radiateur n'est pas le seul chemin de propagation, même si cette capacité parasite est importante. Il faut aussi ajouter la capacité parasite entre l'interrupteur et la piste qui le relie au reste de l'alimentation ainsi que les capacités entre les pistes et le plan de masse. [35]

III-7. L'INFLUENCE DES LONGUEURS DE CABLE SUR LES PERTURBATIONS CONDUITES D'UN CONVERTISSEUR DC/DC DE TYPE BUCK

Les convertisseurs de puissance ont ainsi vu le jour, pour répondre au besoin de conversion de l'énergie électrique. Parmi les convertisseurs d'énergie électrique, on peut citer le convertisseur DC-DC [36]. Son principe de fonctionnement repose sur le découpage, à des fréquences de plus en plus élevées, des grandeurs électriques : courant et tension. Cette montée en fréquence est à l'origine des perturbations électromagnétiques qui se propagent dans l'environnement à travers des conducteurs de puissance ou sous forme d'ondes électromagnétiques par effet de rayonnement. Ce qui entraîne le dysfonctionnement des appareils électriques voisins [37].

Le découpage des grandeurs électriques est à l'origine de perturbations électromagnétiques en haute fréquence, qui se propagent à travers des conducteurs (courant) ou par rayonnement (champ magnétique et électrique) et peuvent provoquer le dysfonctionnement d'autres équipements électriques voisins. La recherche de solutions pour la réduction de ces perturbations est donc un enjeu de taille. Les tensions et les courants sont acheminés jusqu'à l'actionneur par des câbles de puissance. Ceci engendre des perturbations rayonnées via les boucles de masse et des perturbations conduites liées aux liaisons capacitives avec la masse [36, 37].

D'après plusieurs études, les perturbations conduites de mode commun sont souvent considérées comme les plus contraignantes car elles sont à l'origine de la contribution majeure au rayonnement électromagnétique dans les systèmes. Les courants de mode commun sont essentiellement transmis via des couplages de mode commun de nature capacitive. Les perturbations conduites se propagent vers d'autres parties du système en se bouclant par la masse et les blindages de câble qui constituent des impédances parasites de propagation de ces courants [38, 37, 39].

III.8.CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons fait la lumière sur la compatibilité électromagnétique (CEM) ainsi que des généralités sur les perturbations électromagnétiques en électronique de puissance. Ces perturbations sont principalement causées par la présence croissante des convertisseurs statiques et la commutation des semi-conducteurs sans oublier les connectiques qui sont un impact assez important.

Nous avons commencé par les sources des perturbations et leur mode de propagation ensuite les perturbations conduites et les perturbations rayonnées selon leurs fréquences ensuite nous avons passé aux effets des perturbations électromagnétiques dans les convertisseurs statiques qui contiennent trois niveaux et enfin nous avons détaillé les éléments générateurs de la pollution électromagnétique.

Dans le chapitre suivant on va représenter le réseau stabilisateur d'impédance de ligne (RSIL) et à l'aide du logiciel de simulation *LTSPICE* on va étudier les phénomènes de la pollution électromagnétiques causés par notre système à base d'un hacheur type Buck et des connectiques.

Chapitre VI :
Analyse des résultats par
Simulation des PEM

IV-1 INTRODUCTION

Le rendement des systèmes de conversion d'énergie a été amélioré par l'augmentation des performances des composants en commutation, tant en régime statique que dynamique, ce qui a permis de réaliser des convertisseurs compacts, capables de piloter des puissances élevées. L'émergence de composants à grille isolée MOSFET et IGBT, permet de travailler à des fréquences de découpage de plus en plus élevées, de l'ordre de plusieurs Mégahertz, avec des contraintes statiques de l'ordre de 100 V et 10 A pour les MOSFET et 10 kHz-1200V- 200A pour les IGBT. [41]

Parallèlement à l'accroissement des performances, nous avons malheureusement une augmentation de la pollution électromagnétique due à ce type de système [41].

L'objectif de notre étude est d'analyser et déterminer les perturbations électromagnétiques à n'importe quel point de notre modèle de façon à bien prendre en compte l'interaction entre les différents éléments dans une structure d'un hacheur abaisseur (BUCK) en utilisant le logiciel LTSPICE pour simuler le comportement de l'ensemble du circuit et voir les réponses temporelles et fréquentielles du convertisseur

IV-2. ETUDE

Dans cette partie, nous allons faire l'étude par la simulation d'un convertisseur abaisseur ou hacheur série (Buck) relié avec Les réseaux de stabilisateur d'impédance de ligne (RSIL) cette partie consiste à simuler plusieurs systèmes ou circuits, à l'aide d'un logiciel de simulation qui s'appelle LTSPICE (Voir Annexe) afin de pouvoir bien caractériser plusieurs modèles qui sont comme suit :

- RSIL + Cable1+Hacheur +charge
- RSIL + Cable2+Hacheur +charge

Le schéma électrique du RSIL est représenté par la figure IV.1. Nous avons utilisé la structure la mieux adaptée à la simulation à savoir la structure mono cellule.

IV.2.1 Les éléments constituant le RSIL

Le réseau stabilisateur d'impédance de ligne (RSIL) est constitué de composants passifs (résistances, condensateurs et inductances). Avant de les rassembler, une étude sur les caractéristiques de chaque composant est nécessaire dans la gamme radiofréquence 150KHz-30MHz afin de mettre en évidence leurs comportements vis-à-vis de la fréquence voire l'évolution de leur impédance. [41]

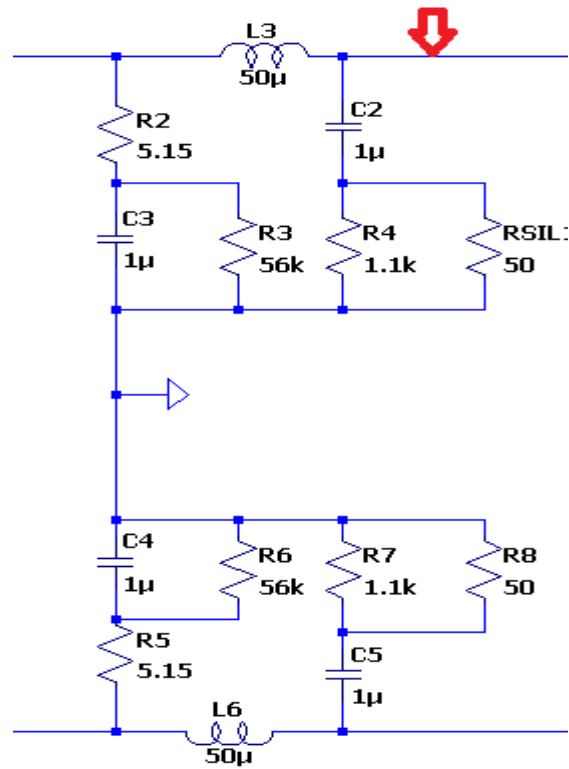


Figure IV-1 RSIL (réseaux de stabilisateur d'impédance)[40]

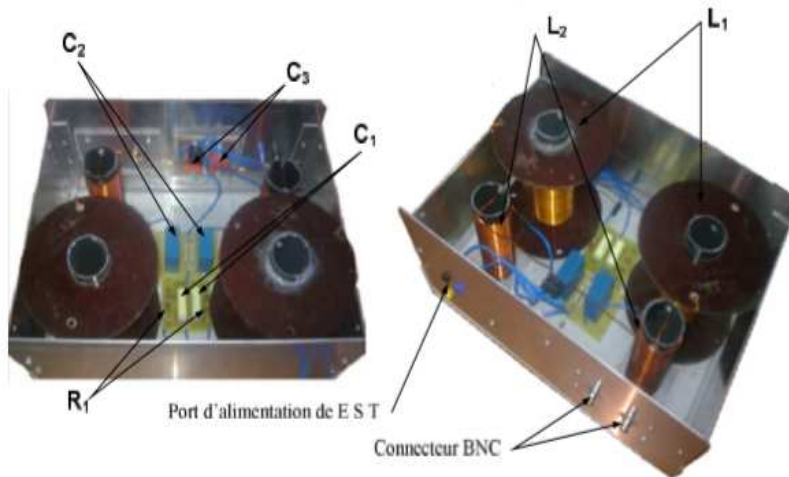


Figure IV-2 RSIL réalisé [41]

IV-3. MODELE 1 :

IV-3.1. Circuit RSIL + Cable1+Hacheur +charge :

Le convertisseur de l'étude, présenté dans la Figure IV.3, est un hacheur série composé d'un semi-conducteur de type MOSFET IRF1310 et un modèle de diode D1N914 en tenant compte ses capacités, résistances parasites, un condensateur de découplage Cp et de divers éléments parasites liés aux connexions au sein du convertisseur.

Le hacheur est relié au RSIL. Ce dernier est alimenté par une source de tension continue V1 et la charge est représentée par une source de courant continue IDC. Il apparaît également sur ce schéma une association d'éléments résistifs, inductifs et capacitifs censée rendre compte des effets dus aux couplages parasites haute fréquence de la structure.

Pour ce montage de simulation, on a fait le branchement direct avec un seul câble modélisé entre le RSIL et le hacheur (BUCK)

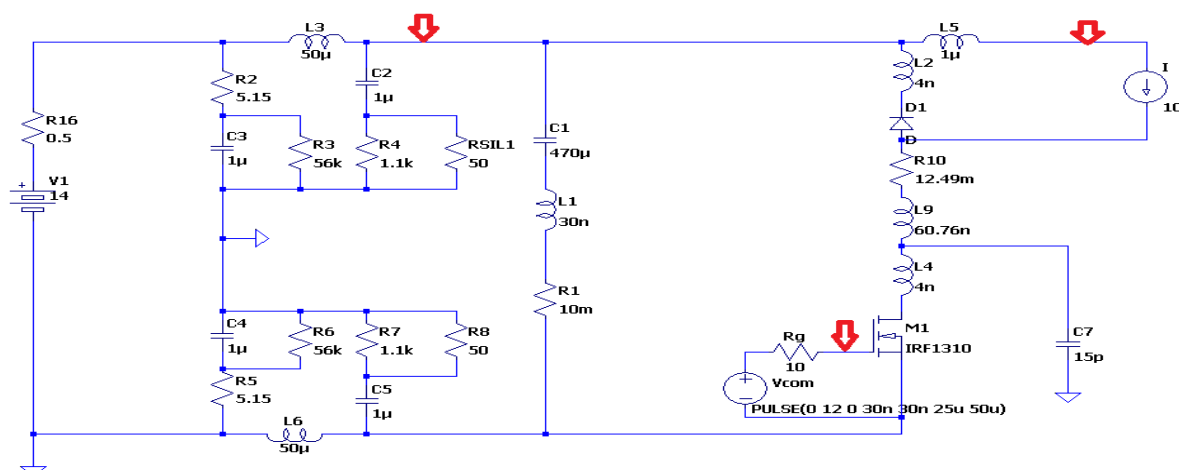


Figure IV-3 : un hacheur série connecté à un RSIL.

Le hacheur se compose de :

- L'interrupteur MOSFET IRF1310
- Diode roue libre D1
- Inductance bobine de lisage
- Résistance

Les flèches rouges représentent des points pour visionner la tension et le courant sur LTSPICE .

IV-3.2. Resultats et interperetations :

Les figures qui viennent par la suite montrent les réponses fréquentielles et temporelles de la tension RSIL en fonction de l'influence du hacheur (Buck) et le câble 1, qui se trouve du côté RSIL.

IV-3.2.1.la tension et le courant dans RSIL :

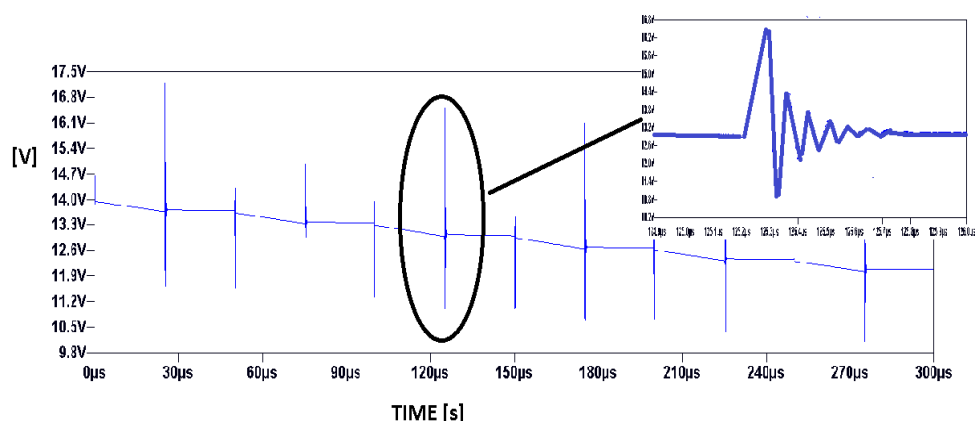


Figure IV-4 : réponse temporelle du tension dans RSIL

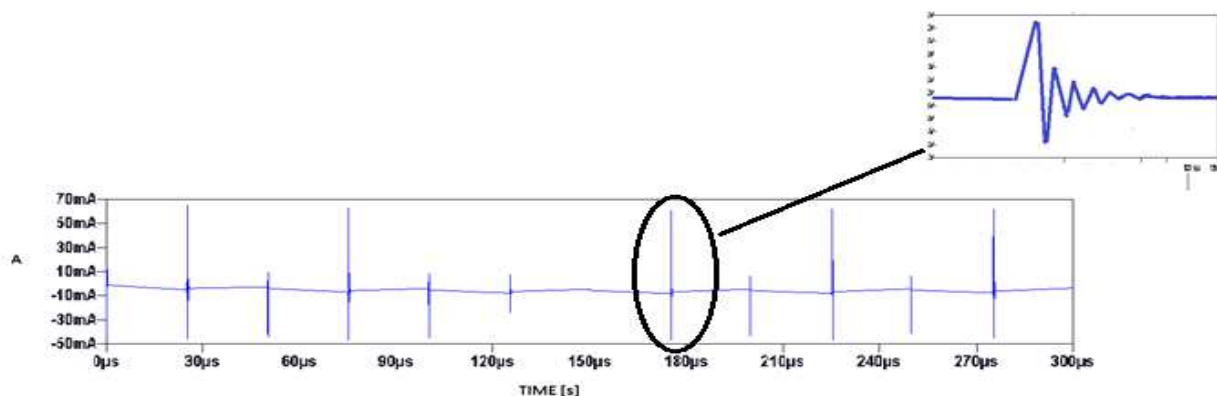


Figure IV- 5: réponse temporelle du courant dans RSIL

Les résultats de simulations montrées dans les figures IV-4 et IV-5 nous donnent la réponse temporelle respectivement de la tension qui présente une tension de sortie à une amplitude de 16.8V et du courant de sortie varié d'une amplitude environ de 60mA.

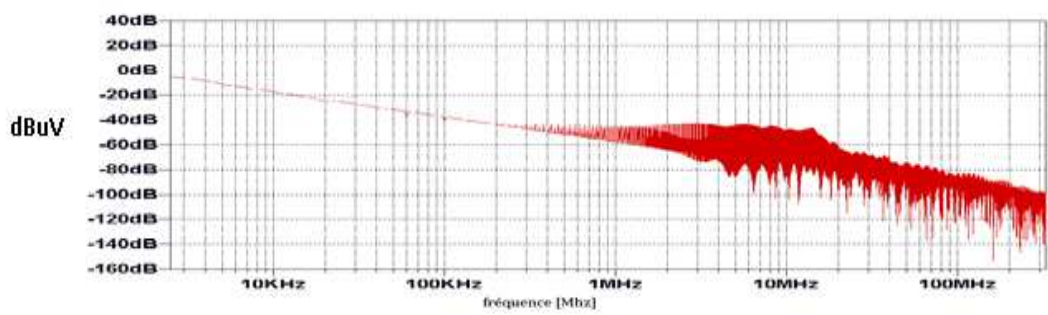


Figure IV-6 réponse fréquentielle du tension dans RSIL

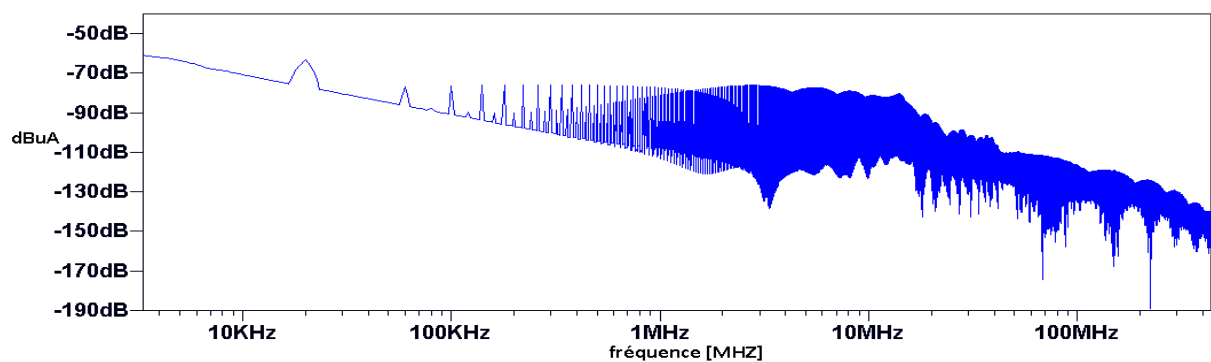


Figure IV-7 réponse fréquentielle du courant dans RSIL

Pour les réponses fréquentielles qui sont montrées dans les figures IV-6 et IV-7, sont respectivement de la tension qui présente un gain d'amplitude de 0dBμV à -120 dBμV et celle du courant dont le gain est de -60dBμA à -180 dBμA, et aussi on constate qu'il y a une légère perturbation à -120 dBμA.

IV-3.2.2. la tension et le courant dans l'hacheur :

Les figures qui viennent par la suite montrent les réponses fréquentielles et temporelles du tension et courant du hacheur en fonction de l'influence du RSIL on utilisant un seul câble, qui se trouve du côté RSIL.

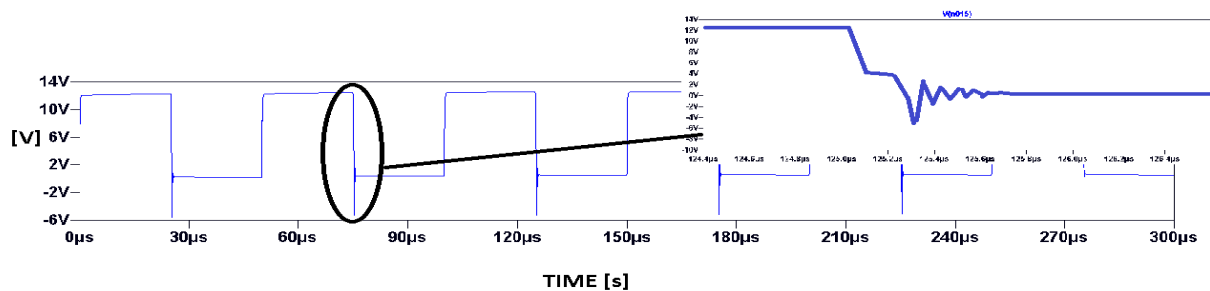


Figure IV- 8 : réponse temporelle du tension dans l'hacheur avec un zoom sur un t= 80 us du comutation

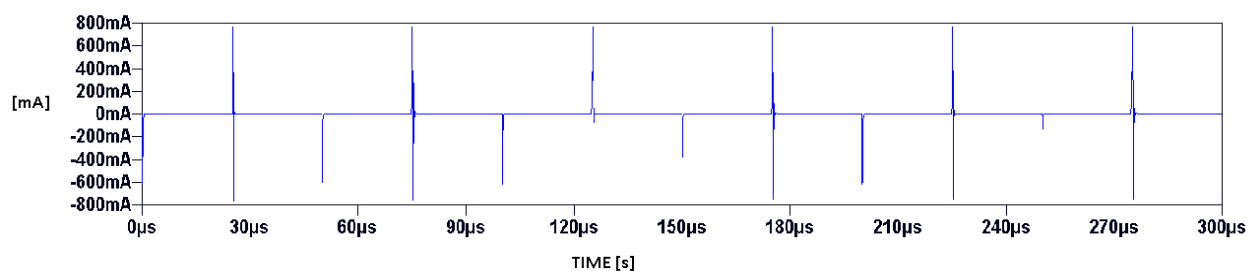


Figure IV- 9: réponse temporelle du courant dans le hacheur à impulsions de MOSFET

Les résultats de simulations montrés dans les figures IV-8 et IV-9 nous donnent la réponse temporelle respectivement de la tension qui présente une tension varié d'une amplitude environ de 12V à 12.9V à l'entrée et du courant haché à l'entrée du MOSFET d'une amplitude de 800mA.

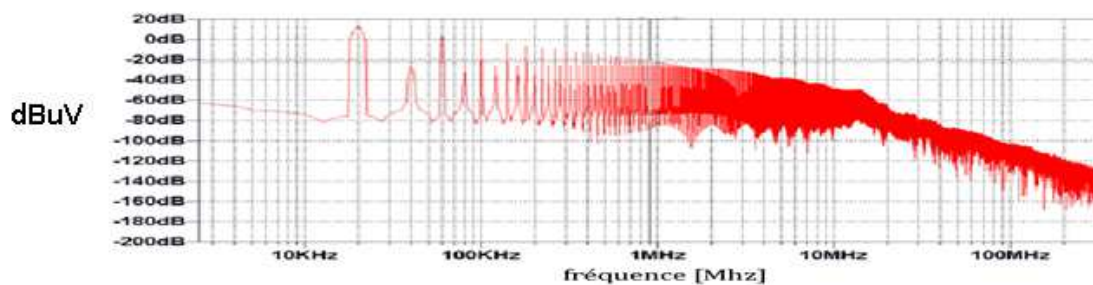


Figure IV-10 : réponse fréquentielle du courant dans le hacheur

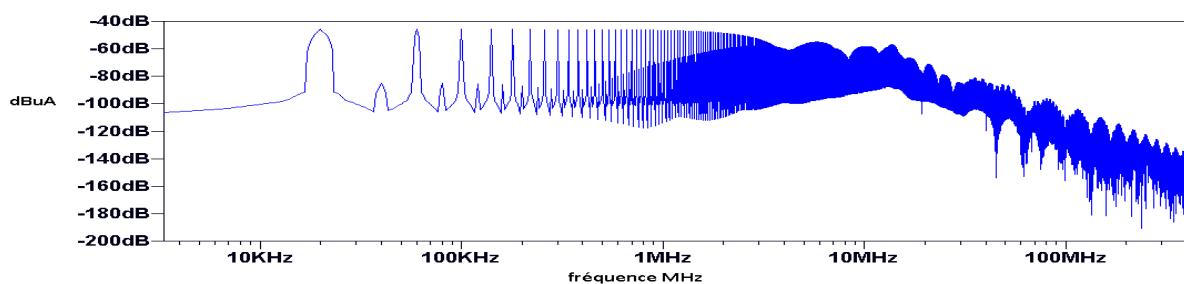


Figure IV- 11 : réponse fréquentielle du courant du hacheur à impulsions de MOSFET

Pour la réponse fréquentielle dont les résultats sont montrés dans les figures IV-10 et III-11, est respectivement de la tension dont l'amplitude de 10 dBµV à -180 dBµV, il y a un pic de résonance légère à la fréquence 50KHz et celle du courant de -45 dBµA à -100 dBµA en BF, et de -100dBµA à -170dBµA en HF il y a un gain important et une légère perturbation à -100dBµA. On constate qu'il y a toujours un pic de résonance à la fréquence à 20MHz.

IV-3.2.3. la tension et le courant dans la charge :

Les figures qui viennent par la suite montrent les réponses fréquentielles et temporelles du tension et courant sur la charge en fonction de l'influence du RSIL on utilisant un seul câble qui se trouve avant le hacheur (BUCK)

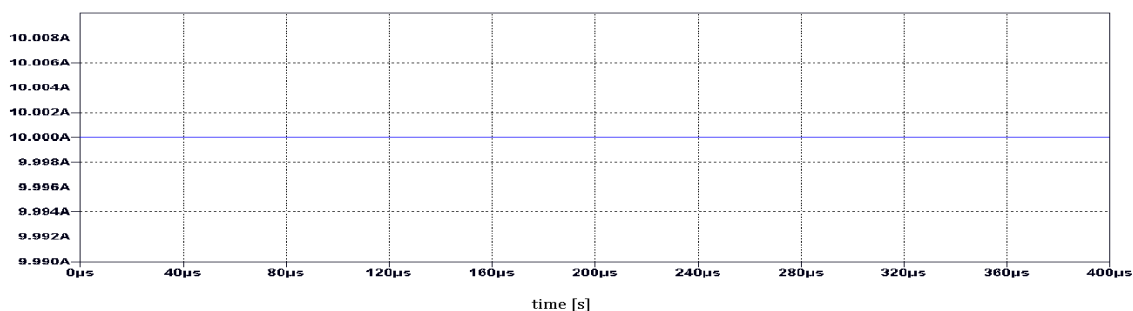


Figure IV-12 : réponse temporelle du courant dans la charge

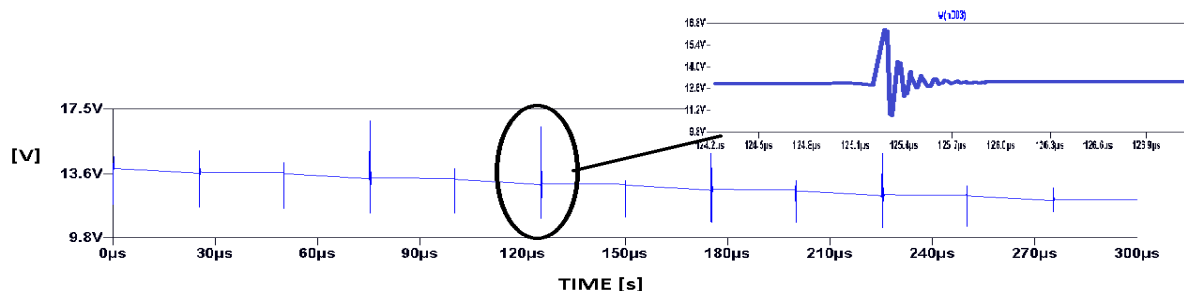


Figure IV-13 : réponse temporelle de la tension dans la charge

Les résultats de simulations montrées dans les figures IV-12 et IV-13 nous donnent la réponse temporelle respectivement du courant de sortie constant de l'amplitude 10A et la tension qui représente une tension hachée de sortie à une amplitude de 13.9V.

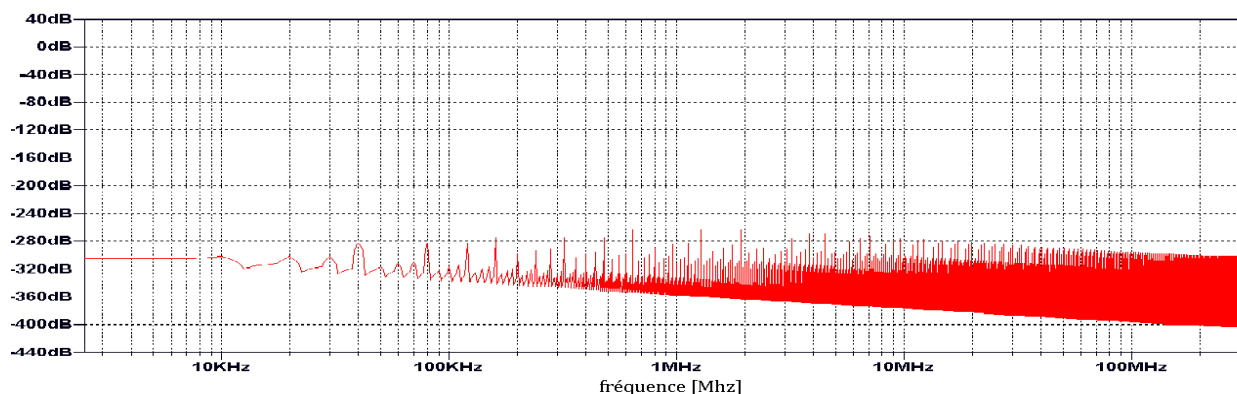


Figure IV-14 réponse fréquentielle du courant et tension dans la charge

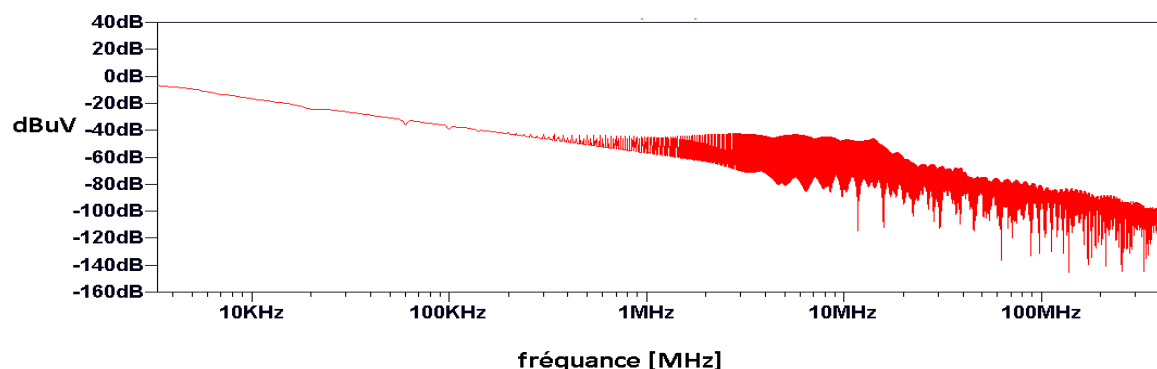


Figure IV-15 : réponse fréquentielle et de la tension dans la charge

Pour la réponse fréquentielle dont les résultats sont montrés dans les figures IV-14 et IV-15, est respectivement du courant dont l'amplitude de -280 dB μ A à -400dB μ A, on a un gain parfait et celle de la tension -5 dB μ V à -100 dB μ V en BF, et de -100dB μ V à -150dB μ V en HF il y a un gain important et une légère perturbation à -100dB μ V.

IV-4. MODELE 2 :

IV-4.1. Circuit RSIL + Cable2+Hacheur +charge :

Dans ce montage, on va utiliser le même circuit que précédemment sauf qu'on a ajouté un deuxième câbles en parallèle avec le première câble dont la (figure IV-16)

La relation proportionnelle entre l'impédance et la longueur du câble est :

$$Z = j.L.\omega \tag{IV-1}$$

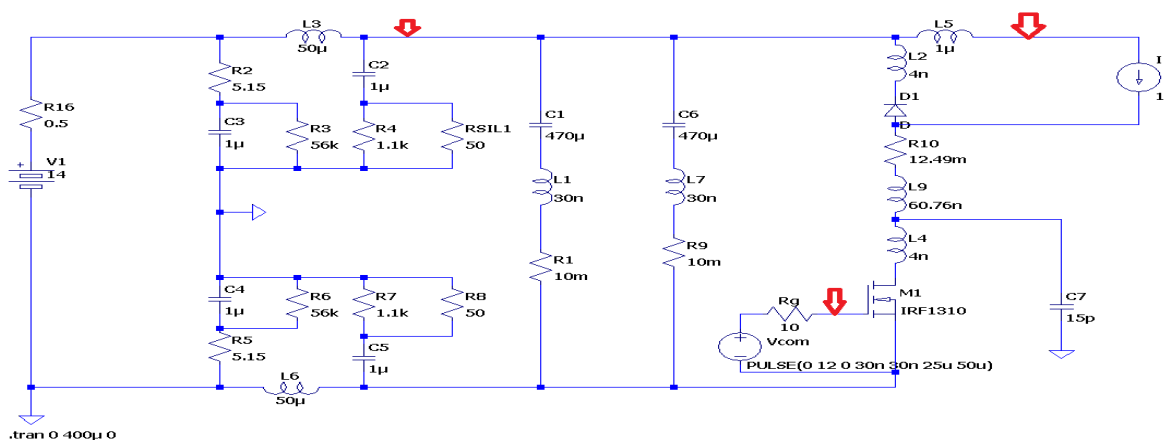
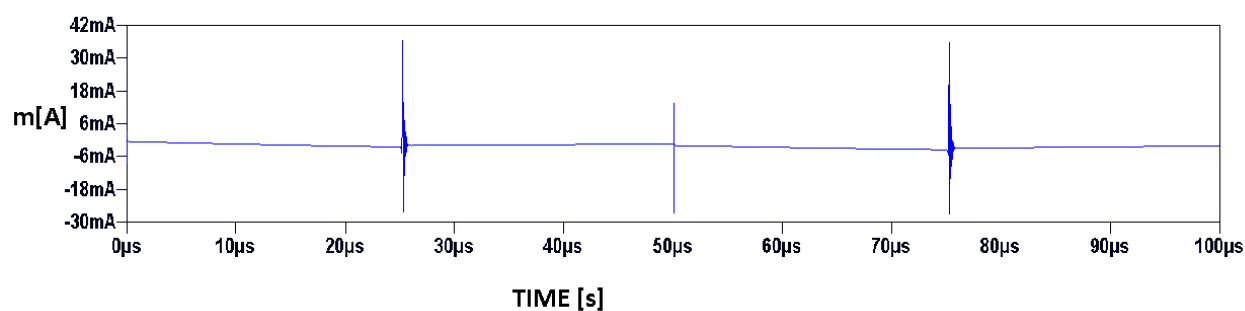
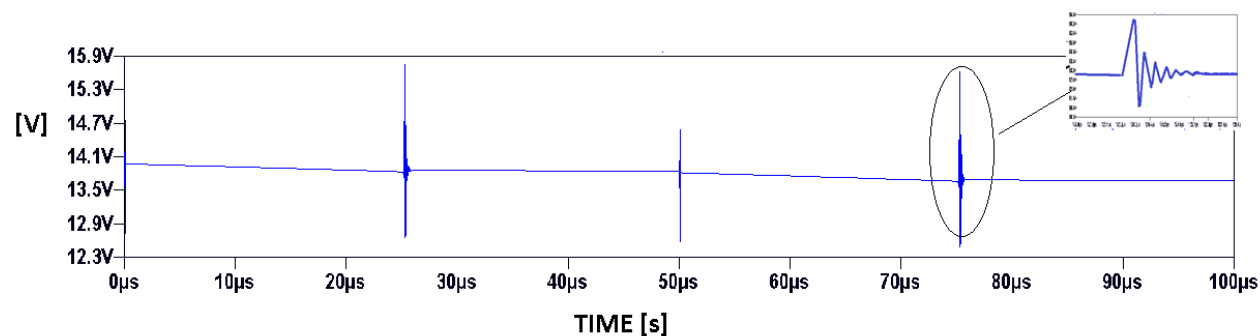


Figure IV-16 : un hacheur série connecté à un RSIL avec un 2ém cable

IV-4.2. Resultats et interperetations :

Les figures qui viennent par la suite montrent les réponses fréquentielles et temporelles de la tension et courant RSIL en fonction de l'influence du hacheur (Buck) et le câble 2, qui se trouve du côté RSIL.

IV-4.2.1. La tension et le courant dans RSIL :



Les résultats de simulations montrées dans les figures IV-17 et IV-18 nous donnent la réponse temporelle respectivement de la tension qui présente une tension varié d'une amplitude environ de 15V à 15.5V à l'entrée ce dernière nous confirme que la tension présente des perturbations qui déforment le signal jusqu'à une amplitude de 15.5V et du courant hachée à une amplitude de 30mA

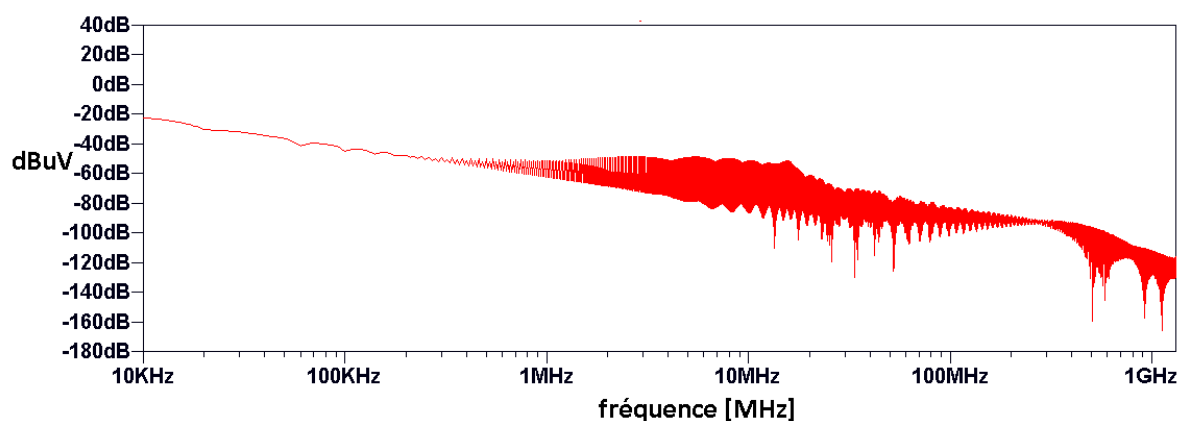


Figure IV-19 : réponse fréquentielle de la tension dans Rsil

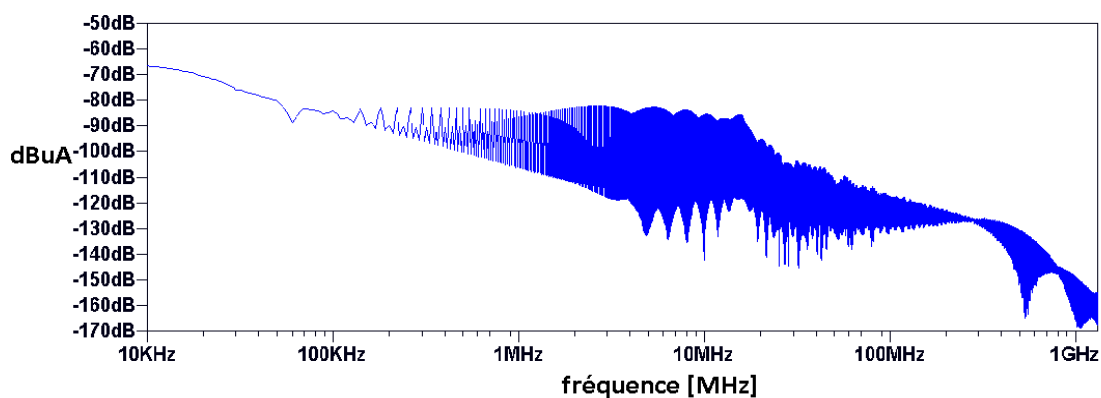


Figure IV-20 : réponse fréquentielle du courant dans Rsil

Pour la réponse fréquentielle dont les résultats sont montrés dans les figures IV-19 et IV-20, est respectivement de la tension dont l'amplitude de $-20 \text{ dB}\mu\text{V}$ à $-70 \text{ dB}\mu\text{V}$ en BF qu'il y a une perturbation n'est pas important par contre en HF on a de $-100 \text{ dB}\mu\text{V}$ à $150 \text{ dB}\mu\text{V}$ et celle du courant de $-65 \text{ dB}\mu\text{A}$ à $-160 \text{ dB}\mu\text{A}$ il y a un gain important et à $60 \text{ dB}\mu\text{A}$ une légère perturbation, le pic à la fréquence 11 MHz entre -60 dB et -130 dB .

IV-4.2.2. la tension et le courant dans le hacheur :

Les figures qui viennent par la suite montrent les réponses fréquentielles et temporelles du tension et courant du hacheur en fonction de l'influence du RSIL et le câble 2, qui se trouve du côté RSIL.

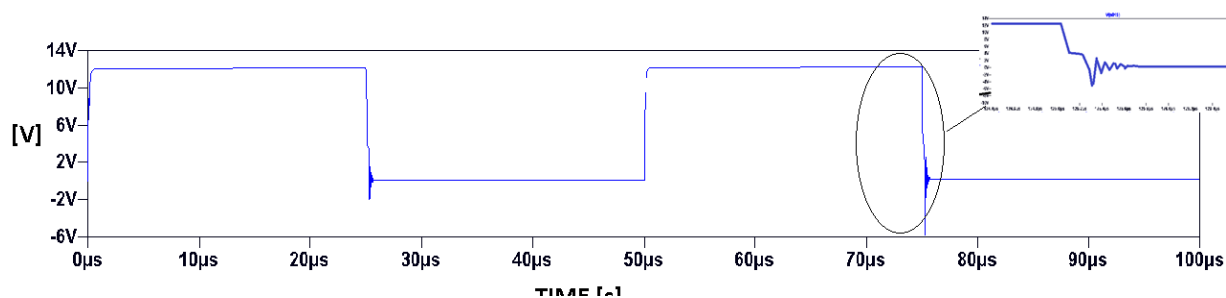


Figure IV- 21 : réponse temporelle du tension dans hacheur

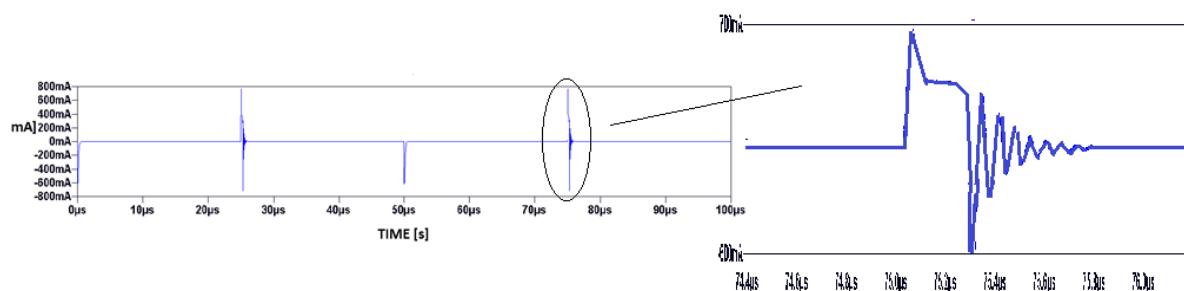


Figure IV- 22 réponse temporelle du courant dans l' hacheur

Les résultats de simulations montrées dans les figures IV-21 et IV-22 nous donnent la réponse temporelle respectivement de la tension qui présente une tension varié d'une amplitude environ de 12V à 12.78V à l'entrée ce dernières nous confirme que la tension présente des perturbations qui déforment le signal jusqu'à une amplitude de 12.78 V et du courant hachée à l'entrée du MOSFET à une amplitude de 800mA.

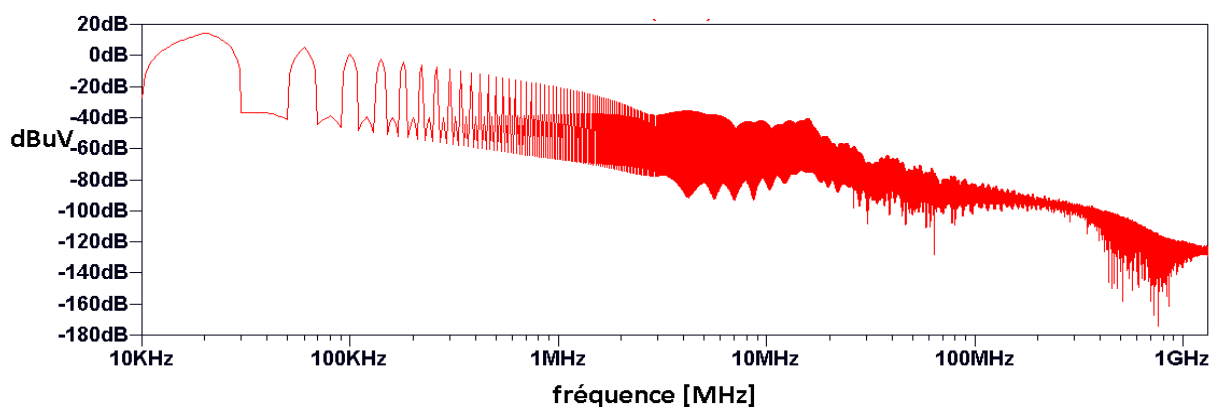


Figure IV-23 réponse fréquentielle du tension dans l'hacheur

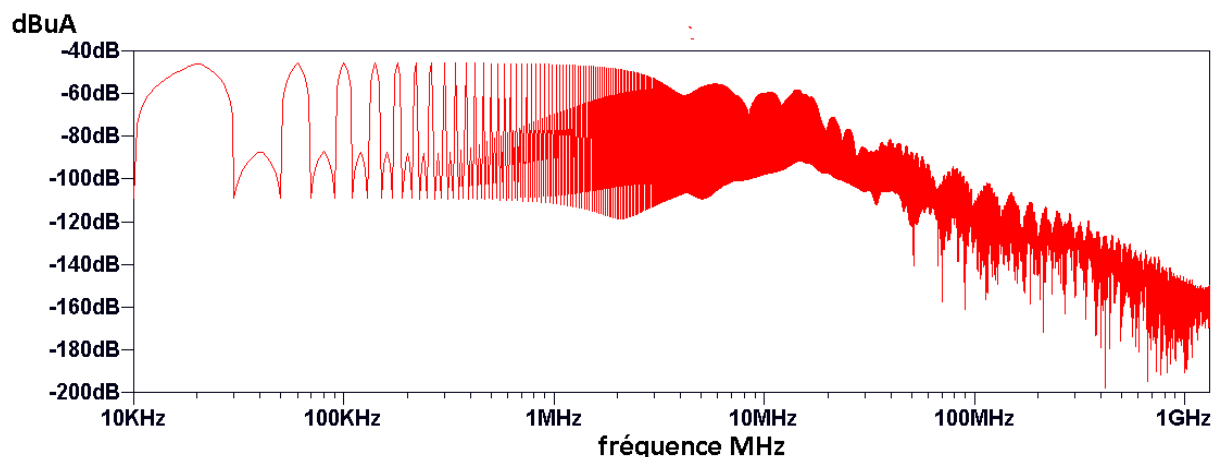


Figure IV- 24 : réponse temporelle du tension dans l'hacheur

Pour la réponse fréquentielle dont les résultats sont montrés dans les figures IV-23 et III-24, est respectivement de la tension dont l'amplitude de 10 dB μ V à -140 dB μ V on a une perturbation et celle du courant de -70 dB μ A à -100 dB μ A en BF il y a un gain important et à - 50 dB μ A une légère perturbation on a un pic à la résonance de la fréquence environ de 20MHz

IV-4.2.3. la tension et le courant dans la charge :

Les figures qui viennent par la suite montrent les réponses fréquentielles et temporelles du tension et courant sur la charge en fonction de l'influence du RSIL et le hacheur (BUCK) avec deux cable utilisé

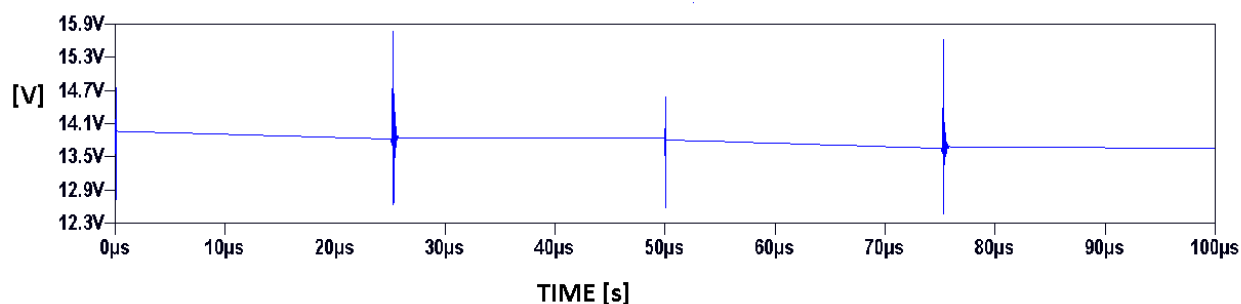


Figure IV-25 : réponse temporelle du tension sur la charge

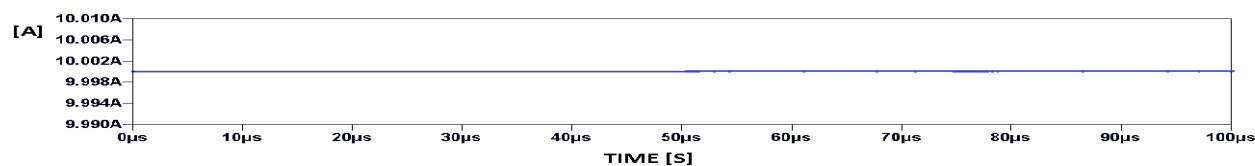


Figure IV-26 : réponse temporelle du tension sur la charge

Les résultats de simulations montrées dans les figures IV-25 et IV-26 nous donnent la réponse temporelle respectivement de la tension qui présente une tension hachée de sortie à une amplitude de 15.6V et du courant de sortie constant d'une amplitude environ de 10A.

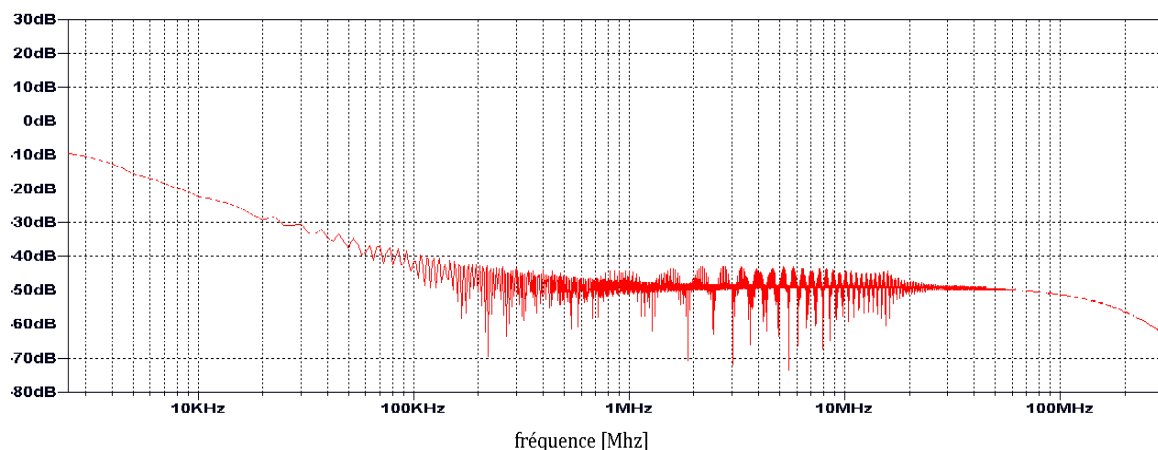


Figure IV-27 : réponse fréquentielle sur la charge tension

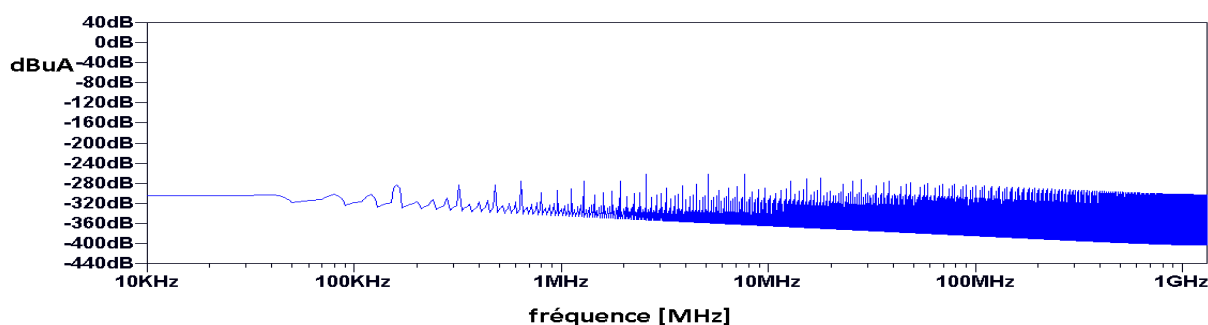


Figure IV-28: réponse fréquentielle sur la charge courant

Pour la réponse fréquentielle dont les résultats sont montrés dans les figures IV-23 et IV-24, est respectivement de la tension dont l'amplitude de $-10 \text{ dB } \mu\text{V}$ à $-70 \text{ dB } \mu\text{V}$ on a une perturbation et celle du courant de $-280 \text{ dB } \mu\text{A}$ à $-400 \text{ dB } \mu\text{A}$ il y a un gain parfait et une légère perturbation jusqu'à 1GHz.

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.

IV-5.CONCLUSION :

Dans ce chapitre nous avons effectué des simulations des perturbations Électromagnétiques des hacheurs on utilisant deux étapes, la première avec un seul câble entre le RSIL et le hacheur(BUCK) et la deuxième on a utilisé un deuxième câble qui permet d'augmenté la longueur en général.

Les résultats obtenus pour les deux longueurs de câble montrent qu'il est possible de prédire le niveau de perturbations émis par le circuit du système étudié avec une précision acceptable jusqu'à 10 MHz

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 "Buck". On peut remarquer que plus le hacheur est distant du RSIL, plus il y a une diminution des perturbations électromagnétiques

D'autre part, la charge est connectée au convertisseur via un câble bifilaire blindé 2 qui contribue aux capacités parasites de la charge avec la terre, et donc à la génération de courant de mode commun.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

La Compatibilité Electromagnétique étant le sujet principal de notre travail, nous nous permettons quelques familiarités en la rappelant au cours du texte par son abréviation CEM [42].

Dans ce travail, nous avons étudié le phénomène de la compatibilité électromagnétiques et son impact sur les convertisseurs statiques plus précisément la laissant d'interconnexion d'un hacheur de type (BUCK) DC/DC avec un RSIL

Au début de ce travail, nous avons présenté des généralités sur la CEM et l'électronique de puissance, les normes et les réglementations (FCC et CISPR) relatives aux seuils de perturbations.

Par la suite, Ce travail nous a permis de faire une analyse sur le convertisseur dc/dc de type (BUCK/BOOST). On détaillant leurs modes de fonctionnement continu et discontinu et voir leur modélisation

Ensuite nous avons mis en lumière sur les propagations des perturbations électromagnétiques dans les convertisseurs statiques L'étude réalisée c'est focalisée sur les perturbations conduites et rayonné qui se propagent en mode différentiel et mode commun

La dernière partie présente 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 abaisseur de type BUCK.

La simulation sous LTSPICE permet d'obtenir rapidement une estimation réaliste des perturbations émises par le convertisseur en mode commun et en mode différentiel.

Enfin, pour une utilisation industrielle, il serait intéressant d'automatiser et de développer des interfaces utilisateur pour les différentes procédures développées par exemple pour l'optimisation des modèles de semi-conducteurs et pour celle des paramètres du câble. Les résultats obtenus sont encourageants et cette étude a été réalisée dans la perspective d'utiliser ces dernières pour un dimensionnement précis du filtre CEM.

Référence et Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Sylvain Demarty, «Contribution à l'étude électromagnétique théorique et expérimentale des cartes de circuit imprimé ». Thèse de doctorat d'université de Limoges Année : 200
- [2] « Etude des problèmes de la compatibilité électromagnétique dans un circuit imprimé » Mémoire Magister, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 23 Octobre 2014.
- [3] www.iai.eivd.ch/docs/cours/Chapitre%204%20-%CEM_poly.pdf Chap.4 « Compatibilité électromagnétique » Révision février 2006.
- [4] Groupe Schneider, « Compatibilité électromagnétique «CEM» Manuel didactique », SA Centre Télémécanique – France Avril 1997
- [5] P. POULICHET, « base de la compatibilité électromagnétique », Groupe ESIEE (Paris), Février 2005.
- [6] Groupe Schneider, « Compatibilité électromagnétique «CEM» Manuel didactique », SA Centre Télémécanique – France Avril 1997
- [7] Lycée Jean Zay 21 rue Jean Zay 63300 Thiers Académie de Clermont-Ferrand www.s2i.pinault-bigeard.com CPGE PTSI/PT - Sciences Industrielles de l'Ingénieur
- [8] [.fr.scribd.com/doc/111726423/07-Convertisseurs-statiques-eleve-pdf](http://fr.scribd.com/doc/111726423/07-Convertisseurs-statiques-eleve-pdf)
- [9] Philippe BARRADE « électronique de puissance- méthodologie et convertisseur élémentaires-» Édition presse électrotechniques et universitaire romandes.
- [10] : Guy CHATEIGNER, Michel BOËS, Daniel BOUIX, Jacques Vaillant, Daniel VERKINDERE
« MANUEL DE GÉNIEÉLECTRIQUE » Edition Dunod.2007.
- [11] : Professeur A. RUFER, P. BARRADE « Cours d'électronique, de puissance Conversion DC/DC » école polytechnique fédérale de Lausanne
- [12] cours électronique de puissance, conversion continu-alternative, onduleur DUT, université joseph Fourier
- [13] S.DERMOND onduleur. Alimentation DC/AC. Lycée des métiers de l'industrie JEN DUPUY .2010
- [14] CI21 Sources alternatives et redressement J-C ROLIN 09/2015 Lycée G Eiffel DIJON
- [15] <https://www.univ-sba.dz/iceps/rehtce2016/Pr--sensation-REHTCE---2016-IDIR.pdf>
Électronique de puissance Enjeux et solutions innovantes d'un marché en plein essor

Référence et Bibliographie

Poly Tech St Nazaire – 12 Juin 2014 université de Cergy pontoise Séminaire Puissance – Saint-Nazaire

[16] mémoire de magister «Etude Expérimental d'un convertisseur DC/DC contrôler par une commande robuste », Présenté par ZEMOURI AZEDDINE, 26 juin 2014 université de Batna

[17] ROMBAUT, Christian, Guy SEGUIER et Robert BAUSIERE. Electronique de puissance structure, fonctions de base, principales applications, Paris, Dunod, 2004, 409 p.

[18] AGATI, Pierre, et autre. Aide-mémoire électricité, électronique de commande et de puissance, électrotechnique. Paris, Dunod, 2006,448p.

[19] Document « cours d'électronique de puissance conversion DC/DC » présenté par A. Rufer, Ecole polytechnique fédérale de Lausanne, octobre 2001

[20] S.C. Tan, Y.M. Lai, C. K. TSE, and M.K.H. Cheung, "Adaptive FEEDFORWARD and Feedback Control Schemes for Sliding Mode Controlled Power Converters," IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 21, no. 1, pp. 182-192, Jan 2006.

[21] mémoire de magister «Etude Expérimental d'un convertisseur DC/DC contrôler par une commande robuste », Présenté par ZEMOURI AZEDDINE, 26 juin 2014 université de Batna

[22]http://www.codelooker.com/dfilec/9006Electroniquedepuissance/Cours_hacheurs.pdf

[23] https://fr.wikipedia.org/wiki/Convertisseur_Boost?veaction=edit§ion=12

[24] OVIDIU Pop and SERBAN LUNGU (2010). Modeling of DC-DC Converters, MATLAB Modeling, Programming and Simulations, EMILSON Pereira LEITE (Ed.), ISBN: 978-953-307-125-1, INTECH, Available from: <http://www.intechopen.com/books/matlab-modelling-programming-and-simulations/modeling-of-dc-dcconverters>

[25] Guy-Gérard CHAMPIOT « Présentation générale de la Compatibilité Électromagnétique ». Techniques d'ingénieurs, D1 300

[26] « Compatibilité électromagnétique » Académie de Paris, Créteil, Versailles

[27] Groupe Schneider, « Compatibilité électromagnétique «CEM» Manuel didactique », SA Centre Télémécanique – France Avril 1997

[28] Alain Charoy «Compatibilité Électromagnétique, parasites et perturbations des électroniques : sources, couplage, effets» Tome 1, Edition DUNOD, Paris, 1992.

Référence et Bibliographie

- [29] François Costa et Gérard Rojat, « CEM en Electronique de Puissance, Sources de Perturbations, Couplage, SEM », Techniques de l'ingénieur, Traité Génie Electrique, Doc. D 3290, 15 Août, 200
- [30] Zbigniew Hanzelka and Andrzej Bien, « Guide Power Quality, Section 3: Harmoniques », Leonardo Eenergy, Edition Août 2007, AGH University of Science and Technology.
- [31] Guide technique, «Les Perturbations Electromagnétiques basse et haute fréquence», Intersections, le magazine Schneider Electric de l'enseignement technologique et professionnel, Juin 2000.
- [32] Alain Charoy « Compatibilité Électromagnétique » Zieme édition DUNOD, paris, 2005
- [33] F. Rachidi École Polytechnique Fédérale de Lausanne EPFL-DE-LRE CH-1015 Lausanne Farhad.Rachidi@epfl.ch
- [34] Stéphane Bréhaut. Modélisation et optimisation des performances CEM d'un convertisseur AC/DC d'une puissance de 600 W. Energie électrique. Université François Rabelais, 2005. Français. [Lu-03], [[Spiazzi-02] [Rossetto-00].
- [35] Benazza_CISTEM.pdf Payami, S., Behera, R. K. Iqbal, A. Al-Ammari R., Common-Mode Voltage and Vibration Mitigation of a Five-Phase Three-Level NPC Inverter-Fed Induction Motor Drive System, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol.3, no.2, pp.349-361, Juin 2015.
- [36] Benazza_CISTEM.pdf S. Dimitar, L. Vladimir, Modélisation des convertisseurs statiques dc-dc pour des applications dans les energies renouvelables en utilisant matlab/simulink, Université Technique de Sofia, 8 Kliment Ohridski, Sofia 1000, Bulgarie, Conférence EF 2009 UTC, Compiègne, 24-25 Septembre 2009.
- [37] Benazza_CISTEM.pdf B. Merabet, C. Vollaire, C. Sartori, C. Jettanasen, EMC of variablespeed drive systems in aeroplanes, 2emc of IEEE symposium on embedded EMC, Rouen, France, October 18-19, 2007.
- [38] Yawei Xiao, Qinwei Liu, Yunyu Tang, Li Du; Hao Ma, Current sharing model of parallel connected IGBTs during turn-on" : 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2014, pp.1350-1355, 29 Octobre 2014 - 1er Novembre 2014 Benazza_CISTEM.pdf

Référence et Bibliographie

[39] M. Moreau, N. Idir, P. Le Moigne, Modeling of conducted EMI in Adjustable Speed Drives, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 51, No. 3, August 2009
Benazza_CISTEM.pdf

[40] SENOUCI .M , BENNI A, Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent
Pfe de master " Etude Sur Les Perturbations électromagnétiques Générées Par Des Convertisseurs Statiques DC/DC abaisseurs" Buck".

[41] ECOLE MILITAIRE POLYTECHNIQUE Etude des perturbations conduites d'un convertisseur de puissance Présenté par Abdelkader SABEUR
Mokhtar SLIMANI.

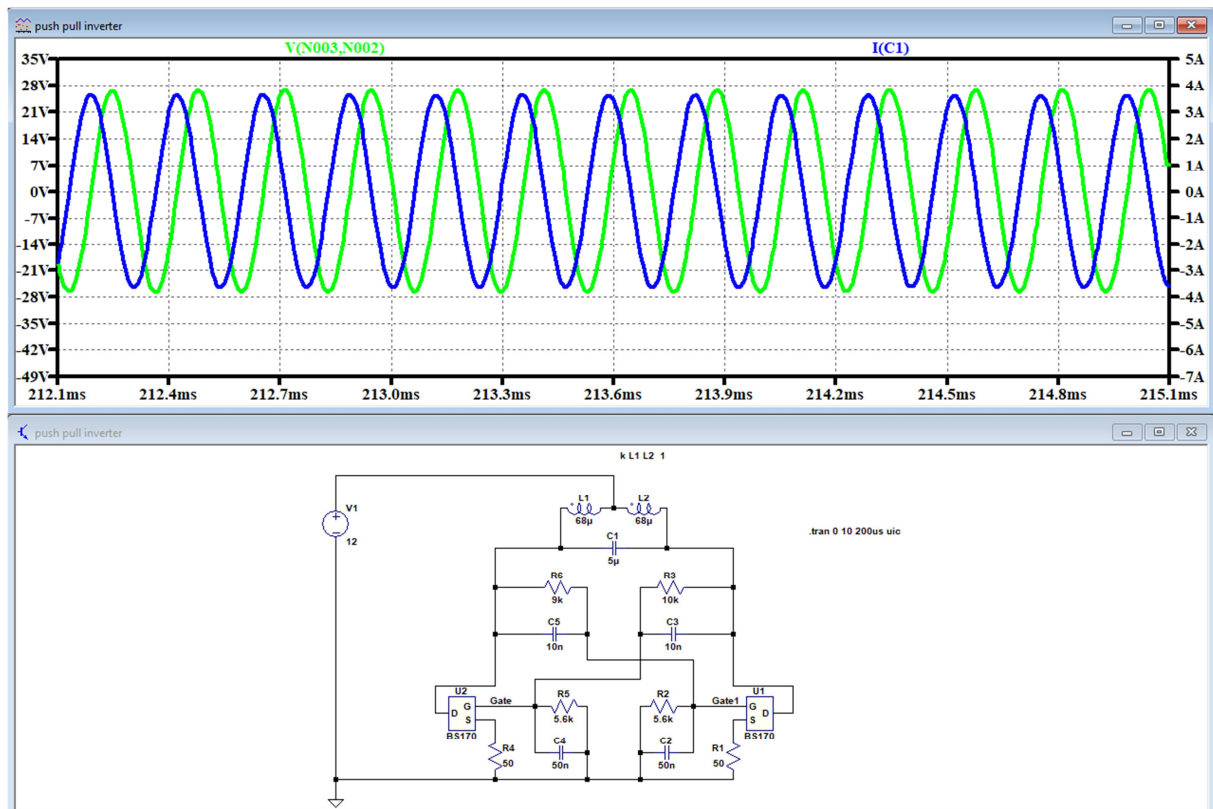
Annexe

ANNEXE

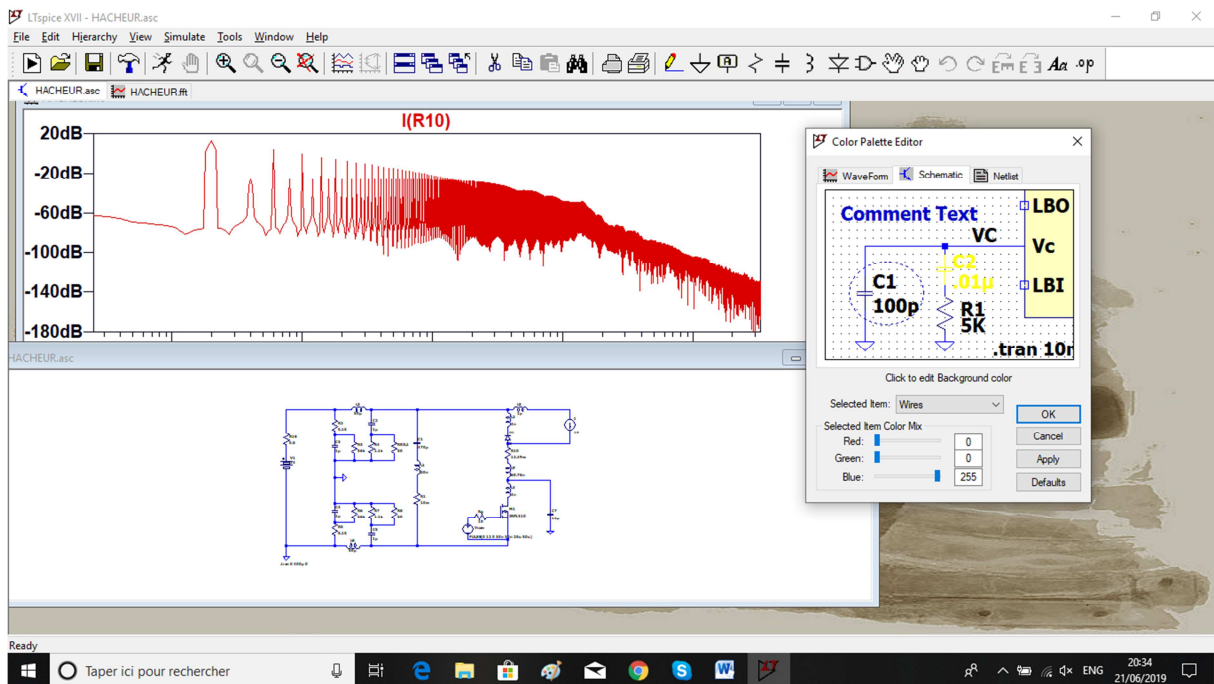
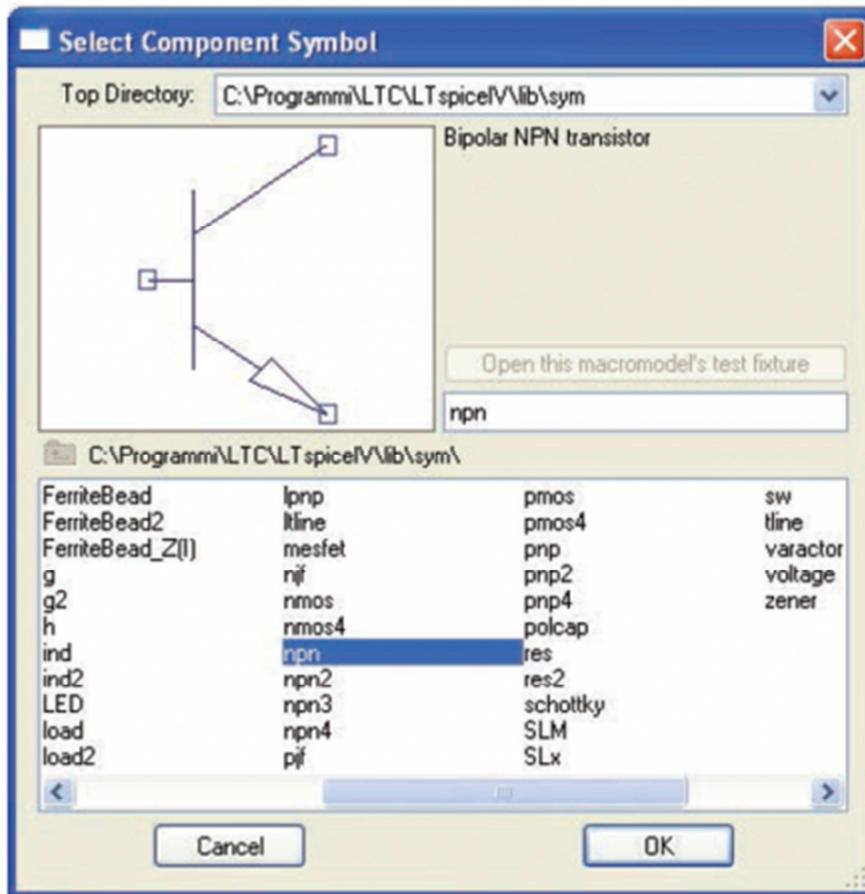
LTSPICE est un logiciel de simulation électronique qui permet d'anticiper les caractéristiques et les performances d'un circuit électronique en assemblant à l'écran des composants virtuels. A partir du noyau SPICE développé à l'université Berkeley mais très peu convivial, la société LINAR TECHNOLOGY (LT) a développé une version plus visuelle, plus facile d'emploi, et gratuite

LTSPICE est un outil de conception assistée par ordinateur qui permet aussi bien aux étudiants qu'aux ingénieurs en informatique de conceptualiser des régulateurs à découpage et de simuler des circuits pour en vérifier le bon fonctionnement

Ce logiciel est fourni avec une riche collection de composants pré-enregistrés que vous pouvez ajouter à votre circuit, comme des résistances, des condensateurs, des inducteurs, des diodes, ou encore des conducteurs. Par ailleurs, le programme vous offre les outils nécessaires pour tracer des circuits plus ou moins complexes, avec ou sans dérivation, de toutes les formes



Annexe



Résumé :

La compatibilité Electromagnétique (CEM) apparait aujourd'hui comme l'une des contraintes majeures de la conception des structures de l'électronique de puissance et plus précisément sur les convertisseurs statiques. Si elle est intégrée à la conception, l'estimation à priori des perturbations conduite et rayonnées peut alors permettre un gain considérable tant sur le plan économique que sur la durée des phases de recherche et de développement. Ce travail nous a montré l'influence des composants électriques qui composent les convertisseurs statiques et le câble que ce soit blindé ou non et sa longueur, sur l'environnement. Et aussi on a pu voir l'effet du rayonnement électromagnétique des convertisseurs statiques sur le RSIL et la charge à l'aide d'un logiciel LTSPICE.

Par suite la réduction des perturbations liées à la CEM est possible en agissant sur le Câblage afin de garantir un comportement des convertisseurs statiques moins polluant possible.

Abstract:

Electromagnetic Compatibility (EMC) is now emerging as one of the major constraints in the design of power electronics structures and, more precisely, in static converters. If it is integrated into the design, the a priori estimation of the conductive and radiated disturbances can then lead to a considerable gain both in economic terms and in the duration of the research and development phases. This work has shown us the influence of the electrical components that compose the static converters and the cable whether it is shielded or not and that length, on the environment. And we also saw the effect of electromagnetic radiation of the static converters on the Line Impedance Stabilization Network and the load using LTSPICE software.

Consequently, the reduction of disturbances related to EMC is possible by acting on the Wiring to guarantee a behavior of the static converters that could be less polluting.

ملخص

التوافق الكهرومغناطيسي يعتبر الان واحد من القيود الناشئة الرئيسية في تصميم هياكل الالكترونات الصناعية، وبشكل ادق، في محولات الطاقة . واذا ما أدمجت في تصميم ، فان التقدير المسبق للاضطرابات الموصلة و المشعة يمكن ان تؤدي بعد ذلك المكسب كبير من الناحية الاقتصادية او في فترة مراحل البحث التطوير.

وقد اظهر لنا هذا العمل تأثير المكونات الكهربائية التي تشكل المحولات الساكنة والسللك سواء كان محمي ام لا، و ايضا طوله على المحيط. ورأينا تأثير الاشعاع الكهرومغناطيسي لمحولات الطاقة على شبكة استقرار مقاومة الخط والحمل باستخدام برنامج

LTSPICE

ونتيجة لذلك يمكن تقليل الاضطرابات المتعلقة بالتوافق الكهرومغناطيسي من خلال العمل على الاسلاك لضمان سلوك اقل تلويثا لمحولات الطاقة