

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE DJILALI LIABES DE SIDI BEL-ABBES



Faculté de Génie Électrique
Département d'Électrotechnique



THESE

Présentée par :

BENAZZA Baghdad

Pour l'obtention du diplôme de :

Doctorat en Sciences en Électrotechnique

Option : Compatibilité Électromagnétique

Intitulé de la thèse :

*Etude des Perturbations Electromagnétiques
Conduites dans un Réseau Constitué de
Convertisseurs Statiques DC/DC*

Soutenue devant le jury composé de :

Mr. HADJERI Samir	Professeur	UDL. Sidi Bel-Abbès	Président
Mr. BENDAOU Abdelber	Professeur	UDL. Sidi Bel-Abbès	Directeur de thèse
Mr. SHANEN Jean-Luc	Professeur	Univ. de Grenoble, France	Co-directeur de thèse
Mr. OUIDDIR Rabah	Professeur	USTO-Oran	Examineur
Mr. ZELMAT Mohamed El Mouloud	MCA	USTO-Oran	Examineur
Mr. MILOUDI Houcine	MCA	UDL. Sidi Bel-Abbès	Examineur

Soutenu le : 21 Octobre 2020

Remerciements

REMERCIEMENTS

Avant tout, je m'adresse à mon dieu qui ne m'a jamais abandonné jusqu'à présent. Il m'assure le pouvoir, la continuité, la volonté de la recherche et l'espoir dans la vie.

Les recherches qui font l'objet de cette thèse ont été réalisées à l'université de Sidi-Bel-Abbès dans le laboratoire d'APPELEC, à l'université de GRENOBLE et à l'université de LIMOGES.

Je suis ravi d'exprimer toute ma gratitude à Monsieur BENDAOUD Abdelber professeur à UDL (SBA) pour m'avoir fait l'honneur de diriger mes recherches et pour l'intérêt qu'il a bien voulu y porter. Sa gentillesse et sa bonne humeur m'ont permis d'intégrer très rapidement l'équipe de travail de notre laboratoire de CEM. Avec lui, j'ai appris à avoir confiance en moi et à devenir une personne plus mature. Je le remercie très vivement pour tous ses conseils précieux, sa disponibilité, ses encouragements et ses excellentes compétences scientifiques qui m'ont permis de mener à bien cette étude.

J'exprime également toute ma reconnaissance à Monsieur SCHANEN Jean Luc Professeur à Université de Grenoble, pour avoir co-dirigé ce travail avec une excellente disponibilité. J'ai toujours apprécié ses discussions scientifiques très enrichissantes, ses qualités humaines exceptionnelles, ses encouragements et excellentes compétences scientifiques qui ont contribué à la finalisation de ce manuscrit.

Et bien évidemment, je remercie Monsieur HADJERI Samir Professeur à UDL (SBA) pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury, d'avoir examiné le manuscrit. Je remercie aussi Monsieur MILOUDI Houssine Maître de conférence A à UDL (SBA), pour m'avoir fait l'honneur d'être examinateur de ce travail. J'adresse également mes remerciements à Monsieur OUIDDIR Rabah professeur à USTO-Oran et Monsieur ZELMAT Mohamed El Mouloud maître de conférence A à USTO-Oran, d'avoir accepté d'être aussi les examinateurs de ma thèse et du grand intérêt qu'ils ont manifesté pour ce travail.

Un grand merci aux Professeurs DAFIF Omar et ALAIN Reineix de l'université de LIMOGES, pour m'avoir aidé dans mon travail de thèse. Je les remercie pour leurs conseils, leur disponibilité, les encouragements et l'amabilité dont ils ont fait preuve pendant ces années.

J'adresse également mes chaleureux remerciements à l'ensemble du personnel du laboratoire d'APPELEC, laboratoire G2Elab et laboratoire XLIM-CEM (Chercheurs, Ingénieurs et Administratifs) avec qui, j'ai eu l'occasion de partager des moments agréables sur le plan scientifique et humain.

Dédicaces

Dédicaces

Les plus grands remerciements pleins d'amour à mes REGRETTES PARENTS qui, depuis mon plus jeune âge ont toujours fait leur maximum, en consacrant le temps et l'argent, pour m'éveiller et m'encourager dans mes passions. Aucun mot sur cette page ne saurait exprimer ce que je vous dois, ni combien je vous aime. Qu'Allah pitié de leurs âmes.

Par-dessus tout, une personne mérite des remerciements : MON EPOUSE. Je resterai toute ma vie reconnaissant devant ses sacrifices. Sans elle, je n'aurais certainement pas mené ce projet de thèse au niveau présenté aujourd'hui.

Un grand merci à ma belle-famille pour leur soutien moral continu et leurs activités pleines d'énergie.

Un petit clin d'œil à mes enfants en l'occurrence Mohamed Achraf Ibrahim , Lina Elzahra , Mehdi Zine Elabidine et mon petit Mojtabah Yassine qui illuminent ma vie d'amour et de tendresse.

Baghdadi BENAZZA

Résumé

Titre : " Etude des perturbations électromagnétiques conduites dans un réseau constitué de convertisseurs statiques DC/DC "

Résumé : L'augmentation des charges électriques embarquées dans un système de conversion électrique impose une vigilance accrue au niveau de la compatibilité électromagnétique. L'utilisation d'alimentation à découpage, nécessaire à la commande en vitesse des actionneurs électromécaniques, entraîne la circulation de courant de mode commun dans les câbles de puissance et donc la création de champs électromagnétiques.

Ce travail nous a permis de prédire les perturbations électromagnétiques de plusieurs architectures de connexions des câbles de puissance parcourus par les signaux de l'électronique de puissance, dans les conditions spécifiques imposées par la norme DO-160E et selon leur mode de connexion à la masse. Nous présentons dans un premier temps la modélisation d'un système électrique constitué d'un convertisseur statique à configuration versatile, d'un câble de puissance ainsi qu'une charge. Cette modélisation est ensuite utilisée pour déterminer les perturbations électromagnétiques conduites par les câbles de puissance. Dans un deuxième temps, nous validons les résultats théoriques par des mesures du champ électromagnétique sur un banc expérimental.

Mots clés : Compatibilité électromagnétique, Électronique de puissance, Câble de Puissance, Mode Commun, Perturbations Rayonnées et conduites, Mode différentiel, convertisseur statique.

Title: "Study of electromagnetic disturbances conducted in a network made up of static DC/DC converters"

Abstract : The increase in the electrical loads on board an electrical conversion system requires increased vigilance in terms of electromagnetic compatibility. The use of a switching power supply, necessary for the speed control of electromechanical actuators, causes common mode current to flow in the power cables and therefore the creation of electromagnetic fields.

This work allowed us to predict the electromagnetic disturbances of several power cable connection architectures traversed by the power electronics signals, under the specific conditions imposed by the DO-160E standard and according to their mode of connection to ground. The modeling of an electrical system consisting of a static converter with a versatile configuration, a power cable and a load are presented. This modeling is then used to determine the electromagnetic disturbances conducted by the power cables. Secondly, the theoretical results by measuring the electromagnetic field is validated on a test bench.

Keywords : Electromagnetic compatibility, Power electronics, Power cable, Common mode, Radiated and conducted disturbances, Differential mode, static converter

العنوان: "دراسة الاضطرابات الكهرومغناطيسية المنتشرة في شبكة مكونة من محولات ثابتة للتيار المستمر/لتيار المستمر"

ملخص : تتطلب الزيادة في الأحمال الكهربائية على متن نظام تحويل كهربائي مزيداً من اليقظة من حيث التوافق الكهرومغناطيسي. يؤدي استخدام مصدر طاقة التبديل ، وهو أمر ضروري للتحكم في سرعة المشغلات الكهروميكانيكية ، إلى تدفق تيار النمط الشائع في كبلات الطاقة وبالتالي إنشاء مجالات كهرومغناطيسية.

سمح لنا هذا العمل بالتنبؤ بالاضطرابات الكهرومغناطيسية للعديد من هياكل توصيل كبلات الطاقة التي تمر بها تيارات الطاقة ، في ظل الظروف المحددة التي يفرضها معيار DO-160E ووفقاً لطريقة اتصالها بالأرض. يتم تقديم نمذجة نظام كهربائي يتكون من محول ثابت يتكون من متعدد الاستخدامات وكابل طاقة وحمولة. ثم يتم استخدام هذه النمذجة لتحديد الاضطرابات الكهرومغناطيسية التي تحدث بواسطة كبلات الطاقة. ثانياً ، ثانياً ، يتم التحقق من صحة النتائج النظرية عن طريق قياس المجال الكهرومغناطيسي على طاولة اختبار.

الكلمات الرئيسية : التوافق الكهرومغناطيسي ، إلكترونيات الطاقة ، كابل الطاقة ، الوضع المشترك ، الاضطرابات المشعة والموجهة ، الوضع التفاضلي ، المحول الثابت.

Table des matières

Table des Matières

LISTE DES ABREVIATIONS	
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1

Chapitre 1. Généralités sur la Compatibilité Électromagnétique (CEM)

INTRODUCTION	4
I.1. DEFINITION DE LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE.....	4
I.2. RÈGLES DE BASE DE LA CEM	5
I.3. DIFFÉRENTS TYPES DE PERTURBATIONS ÉLECTROMAGNÉTIQUES	6
I.3.1. Sources naturelles et sources humaines	6
I.3.2. Sources permanentes et sources intermittentes	6
I.3.3. Sources intentionnelles et non intentionnelles	7
I.3.4. Sources large bande et bande étroite	7
I.4. DIFFÉRENTS ASPECTS DE LA CEM	8
I.5. VECTEURS DE PROPAGATION	8
I.6. COUPLAGE PAR CONDUCTION ET PAR RAYONNEMENT	10
I.6.1. Perturbation conduites	10
I.6.2. Perturbations rayonnées.....	11
I.7. CEM EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE.....	13
I.7.1. Causes des perturbations en électronique de puissance.....	13
I.7.2. Etendue spectrale du bruit dans les convertisseurs statiques	13
I.7.3. Sources de bruit : la cellule de commutation et sa commande	14
I.7.4. Origine des perturbations électromagnétiques	14
I.8. NORMES CEM EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE	15
I.8.1. Normes fondamentales.....	16
I.8.2. Normes génériques	16
I.8.3. Normes de familles de produits.....	17
I.8.4. Exigences des normes	17
I.9. NORMES CEM EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE	18
I.9.1. Réglementations en électronique de puissance.....	18
I.9.2. Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne RSIL.....	19
I.10. ETUDE PHENOMENOLOGIQUE.....	20
I.11. ETAT DE L'ART SUR LES METHODES D'ESTIMATION SPECTRALE	21
I.11.1. Méthode indirecte	21
I.11.2. Méthode directe	22
I.11.2.1. Méthode des sources équivalentes	22
I.11.2.2. Méthodes des variables d'états.....	22
I.12. CEM AU NIVEAU INDUSTRIEL.....	23
I.13. TECHNIQUES DE PROTECTION EN CEM	23

I.13.1. Blindage.....	24
I.13.2. Filtrage.....	24
I.13.3. Ferrites	24
I.13.4. Torsadage	25
I.14. CONCLUSION	25

Chapitre 2. Perturbations Conduites dans l'Electronique de Puissance

INTRODUCTION	26
II.1. EMISSIONS DANS LES CONVERTISSEURS STATIQUES	27
II.2. ORIGINE DES PERTURBATIONS DANS LES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE	28
II.3. CONTENU SPECTRAL DES SIGNAUX DE L'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE	28
II.3.1. Onde trapézoïdale	28
II.3.2. Impulsion rectangulaire.....	30
II.4. CLASSIFICATION DES EMISSIONS DES CONVERTISSEURS	31
II.4.1. Perturbations conduites basses fréquences	31
II.4.2. Perturbations conduites hautes fréquences	31
II.4.3. Perturbations en mode rayonné.....	32
II.5. MODE DE COUPLAGE D'UNE ONDE ÉLECTROMAGNÉTIQUE.....	32
II.6. APPLICATIONS	33
II.6.1. Chemins de propagation et de couplage conduit	33
II.6.1.1. Introduction	34
II.6.1.2. Résultats	35
II.6.1.2.1. Couplage d'un câble blindé avec ou sans mise à la masse du blindage par rapport à un fil conducteur non blindé.....	35
II.6.1.2.2. Couplage d'un câble bifilaire torsadé non blindé par rapport à un fil conducteur non blindé.....	36
II.6.2. Variateur de vitesse alimentant un moteur à courant continu.....	37
II.6.2.1. Introduction	37
II.6.2.2. Etude théorique	38
II.6.2.3. Résultats de simulation	39
II.6.2.3.1. Branchement direct avec la charge	39
II.6.2.3.2. Branchement sans charge	42
II.6.2.3.3. Branchement à la charge avec câble sans pertes	44
II.6.2.3.4. Branchement du câble à la charge avec pertes.....	49
II.6.2.4. Résultats expérimentaux	52
II.6.2.4.1. Mesure de la tension à la sortie du variateur de vitesse avec charge	53
II.6.2.4.2. Mesure de la tension à la sortie du variateur de vitesse sans charge	55
II.7. CONCLUSION	56

**Chapitre 3. Analyse des perturbations émises par des Convertisseurs DC/DC
(Buck et Boost)**

INTRODUCTION	57
III.1. MODES DE PROPAGATION DES PERTURBATIONS	57
III.2. TECHNIQUES DE PROTECTION EN CEM EN ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE	58
III.3. APPLICATION AU HACHEUR SERIE.....	59
III.3.1. Analyse du système dans le domaine fréquentiel	62
III.3.2. Prédiction des perturbations CEM	63
III.3.2.1. Configuration 1	64
III.3.2.2. Configuration 2	66
III.3.2.3. Configuration 3	67
III.3.2.4. Configuration 4	68
III.3.2.5. Configuration 5	69
III.4. APPLICATION AU HACHEUR PARALLELE	70
III.4.1. Structure du hacheur	70
III.4.2. Simulation fréquentielle et temporelle.....	72
III.4.2.1. Configuration 1	72
III.4.2.2. Configuration 2	73
III.4.2.3. Configuration 3	74
III.4.2.4. Configuration 4	75
III.5. CONCLUSION.....	77

**Chapitre 4. Impact CEM dans un réseau embarqué à base de
convertisseurs statiques DC/DC**

INTRODUCTION	78
IV.1. PREDICTION DES PERTURBATIONS CONDUITES	78
IV.1.1. Convertisseur Boost	79
IV.1.2. Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne	80
IV.1.3. Identification du Modèle de Boost.....	80
IV.2. IDENTIFICATION	81
IV.2.1. Cas en mode différentiel	82
IV.2.2. Cas en mode Commun	90
IV.3. VALIDATION DE L'IDENTIFICATION DU MODELE EN MD ET EN MC	97
IV.3.1. Mode Différentiel	97
IV.3.1.1. Etude expérimentale	97
IV.3.1.2. Résultats et interprétations des mesures en MD	100
IV.3.1.2.1. Configuration 1	100
IV.3.1.2.2. Configuration 2	101
IV.3.1.2.3. Configuration 3	102
IV.3.1.3. Etude de simulation en MD.....	103

IV.3.1.3.1. Configuration 1	104
IV.3.2. Mode Commun	104
IV.3.2.1. Etude expérimentale	105
IV.3.2.2. Résultats et interprétations des mesures en Mode Commun	105
IV.3.2.2.1. Configuration 1	105
IV.3.2.2.2. Configuration 2	106
IV.3.2.2.3. Configuration 3	107
IV.3.2.3. Etude de simulation en MC	108
IV.3.2.3.1. Configuration 1	109
IV.4. CONCLUSION.....	110
CONCLUSION GÉNÉRALE	111
BIBLIOGRAPHIE	

Liste d'abréviation

LISTE DES ABREVIATIONS

AC	Alternatif Current
APELEC	Applications of Plasma, Electrostatics & Electromagnetic Compatibility
CE	Conformité Européenne
CEE	Communauté Economique Européenne
CEI	Commission Electrotechnique Internationale
CEM	Compatibilité Electromagnétique.
CENELEC	Comité Européen de Normalisation en Electrotechnique
CISPR	Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques
CPU	Central Processing Unit
UTE	Union Technique de l'Électricité en France
DC	Direct Current
EM	Electromagnétique
EN	European Norme.
EST	Equipement Sous Test.
EUT	Equipement Under Test
FFT	Fast Fourier Transform
GND	Ground
HF	Haute Fréquence
BF	Basse Fréquence
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MC	Mode Commun
MD	Mode Différentiel
CAO	Conception Assistée par Ordinateur
I_{MD}	Courant Mode différentiel
I_{MC}	Courant Mode Commun
Z_c	Impédance caractéristique
MOSFET	Metal-oxide semiconductor field effect transistor
PEM	Perturbation Électromagnétique
RSIL	Réseau Stabilisé d'Impédance de Ligne

Introduction Générale



" Il n'y a pas de réponses, seulement des références croisées "

Norbert Wiener

Introduction Générale

La fabrication ainsi que la mise sur le marché des équipements électriques est un véritable challenge. En effet, l'électricité, l'électronique et l'électronique de puissance n'étaient jusqu'alors pas le cœur du métier des constructeurs. Le nombre de systèmes électriques embarqués, qu'ils soient courants faibles (capteurs, circuits de commande, calculateurs, etc...) ou courants forts (actionneurs électriques, électronique de puissance, etc...) est en constante augmentation.

Cette tendance ne peut que conduire à la densification des phénomènes électromagnétiques indésirables et évidemment à une augmentation du risque de défaillance. Pour le constructeur et ses équipementiers, ce risque n'est pas admissible et doit en amont être estimé pour valider ou non la mise sur le marché des équipements. Cette étape de validation est régie par le respect de normes ou spécifications que l'on peut regrouper sous le terme de « *contraintes CEM* ».

Cet objectif est principalement atteint grâce aux normes que doivent respecter les équipementiers. Ces normes sont imposées par le constructeur et peuvent varier de l'un à l'autre (typiquement : en émission au pied d'antenne radio [150 kHz, 930 MHz] (CISPR25) et à 10 mètres [30 MHz, 1 GHz] (CISPR12), en susceptibilité par source de rayonnement externe (ISO 11451-2), par émetteur embarqué (ISO 11451-3) et par décharge électrostatique (ISO 10605)). Or, ces contraintes ne sont généralement prises en considération que lorsqu'un premier prototype voit le jour.

Afin de minimiser les temps et les coûts de développement, il est nécessaire de prendre en compte les contraintes CEM lors de la phase de prototypage virtuel au même titre que les contraintes fonctionnelles, thermiques et mécaniques.

Pour ce faire, les constructeurs doivent disposer d'outils logiciels dédiés à la CEM ou à défaut de règles ou des techniques de conception spécifiques pertinentes.

Ces outils se doivent d'être performants (précis et peu coûteux en temps de calcul), mais aussi compatibles et interfaçables avec les outils usuels de conception déjà existants. Une fois un prototype réalisé, différents tests de validation sont réalisés dont les tests CEM. Ces derniers nécessitent des moyens d'essais spécifiques et coûteux.

Les outils dédiés à la CEM doivent être capables de simuler les perturbations conduites et rayonnées dont ils sont usuellement utilisés.

Les grandeurs conduites sont les perturbations qui transitent dans les conducteurs et que l'on caractérise par des tensions et des courants perturbateurs. Les grandeurs rayonnées sont les champs électromagnétiques émis par un dispositif électrique.

Généralement les études CEM font l'hypothèse du découplage (ou couplage faible)

des grandeurs conduites et rayonnées.

Les grandeurs électriques conduites sont simulées grâce à des solveurs « *circuit* » dans lesquels sont implémentés des modèles dédiés à la CEM. On dressera des différentes techniques de modélisation (sources de perturbations, impédances localisées, liaisons, etc...) et d'implantation de ces modèles (domaine temporel ou fréquentiel, modèle circuit, modèle comportemental, etc...).

Ces mêmes techniques permettent également de renseigner les modèles de calcul de perturbations rayonnées dont les entrées sont les grandeurs électriques conduites ainsi que les géométries des conducteurs et de l'environnement.

L'ensemble des travaux de cette thèse a bénéficié d'une collaboration entre le laboratoire APELEC de l'université de Sidi Bel-Abbès et le laboratoire CEM de G2Elab de l'université de Grenoble, France qui a fourni le support d'étude : un ensemble de convertisseurs avec des connectiques et des différents équipements de tests sous un environnement CEM et des différentes charges.

Ces travaux consistent en la modélisation des perturbations conduites d'un système à base des convertisseurs statiques DC/DC dans les conversions électriques. L'appréhension, la compréhension et la modélisation de ce système ont permis de mettre en place des modèles génériques.

La démarche scientifique que nous avons adoptée pour appréhender chaque problématique s'inscrit dans le schéma suivant :

Modélisation → Protocole de mesure → Validation du modèle.

Dans cette optique, plusieurs bancs de test expérimentaux que nous décrirons plus tard ont été réalisés durant la thèse. Ils permettent de valider la pertinence des modèles établis en confrontant les résultats théoriques à des résultats expérimentaux.

Dans le chapitre I, nous dresserons un état de l'art sur la CEM ainsi que les différentes techniques de modélisation et de simulation des perturbations conduites développées au cours de ces dernières années. Ce chapitre nous a permis de généraliser la compatibilité électromagnétique et d'avoir expliqué le phénomène selon les trois sous-parties suivantes :

Dans un premier temps, nous définirons que le problème de la Compatibilité électromagnétique CEM était un phénomène très courant, et même parfois très gênant et avoir étudié comment sont créées ces perturbations et comment les éviter au maximum, tout en restant assez général sur le sujet.

Alors que dans un second temps, nous traiterons l'aspect fondamental de la CEM, le vecteur de propagation et leurs différents modes de transmission.

Dans un troisième temps, nous nous attacherons à présenter les impacts et les influences de la CEM dans le monde de l'électronique de puissance ainsi que les essais effectués dans la CEM, les techniques de protection et enfin les normes.

Néanmoins, la partie la plus importante dans les créations des perturbations électromagnétiques est la cellule de commutation des convertisseurs statiques.

Dans le Chapitre II une modélisation fine ainsi qu'un protocole de mesure associé qui présentera l'origine et les chemins de propagation des perturbations électromagnétiques conduites dans une structure de convertisseurs statiques.

Il est illustré par des résultats de simulation sous le logiciel LTspice, et des essais expérimentaux dont on a fait l'étude sur les perturbations électromagnétiques générées par un variateur de vitesse pour un moteur à courant continu et les effets de la connectique sur le branchement entre les différentes parties du système électronique.

L'analyse effectuée a montré que les perturbations électromagnétiques dépendent principalement des configurations des circuits particuliers de la carte de commande qui peuvent atteindre des valeurs maximales autour de certaines fréquences particulières.

Au moyen de l'analyse des perturbations électromagnétiques, il est possible de travailler sur le niveau d'émission maximal qui garantit le contrôle des erreurs du signal en dessous d'une certaine valeur.

Dans le Chapitre III, nous nous focaliserons sur les perturbations de mode commun et différentiel. Nous montrerons qu'il est possible de voir des perturbations conduites générées par les convertisseurs de puissance en présence des câbles de connexions.

L'objectif est de bien comprendre comment et pourquoi les câbles de liaison entre la source RSIL et le convertisseur statique DC/DC (Hacheur Série) ont une influence sur les perturbations CEM et comment les minimiser.

Plus les longueurs des câbles blindés bifilaires sont importantes entre le hacheur et la source (RSIL) moins il y a de perturbations et plus ils sont courts plus les perturbations sont importantes. Le câble entre l'alimentation et le convertisseur a un rôle de filtrage en MC, alors que le câble qui se trouve entre le hacheur et la charge émet des perturbations en MC, plus il est long plus il y a des émissions fortes de mode commun.

Enfin, dans le Chapitre IV, nous nous intéresserons à l'impact CEM dans un réseau embarqué à base de convertisseur statique DC/DC. Ce qui nous pousse à revoir la méthode de prédiction des perturbations CEM globale du système avec une étude des interactions qui semble inévitable.

Nous allons proposer un modèle de type boîte noire qui nous affranchit de la connaissance interne du convertisseur et la connectique existante entre la source et les convertisseurs d'un côté et entre les convertisseurs et la charge de l'autre côté.

L'objectif est de proposer un modèle CEM d'un convertisseur plus simple et toujours précis, afin de permettre et de faciliter l'étude globale d'un réseau avec ses convertisseurs liés avec des connectiques.

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

Chapitre 1

Généralités sur la Compatibilité Électromagnétique (CEM)



"La science est le bec de gaz de l'humanité"

Louis-Auguste Commerson

Chapitre 1

Généralités sur la Compatibilité Électromagnétique (CEM)

INTRODUCTION

La CEM est la discipline qui a pour objet d'étudier les problèmes de cohabitation électromagnétique entre appareils ou systèmes mettant en jeu des composants électriques et/ou électroniques. Sa vocation est d'analyser les transferts de perturbations entre systèmes électriques et/ou électroniques (rayonnées ou conduites), de mettre au point des procédés permettant de limiter ces perturbations et également d'accroître l'immunité de ces systèmes aux parasites.

Les experts en 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, 2].

Le champ d'action de la CEM est donc très vaste ; il peut concerner :

- Des phénomènes physiques (foudre, décharges électrostatiques, rayonnements, courants conduits, etc...).
- Différents domaines d'application (télécommunications, équipement spatial et militaire, contrôle commande, instrumentation, électronique de puissance, etc...)
- Une large gamme de fréquences (de quelques Hz à quelques dizaines de GHz).

Dans ce chapitre nous allons présenter un état de l'art de la compatibilité afin de se familiariser avec ce phénomène.

I.1. DEFINITION DE LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE

La directive européenne 89-336-CEE certifiée en 1989, définit la compatibilité électromagnétique comme étant :

« La Capacité d'un dispositif, équipement ou système à fonctionner de manière satisfaisante dans son environnement électromagnétique, sans introduire de

perturbations électromagnétiques intolérables pour quoi que ce soit dans cet environnement » [3, 4].

Cela implique deux choses : d'une part que les perturbations électromagnétiques émises par l'appareil ne soient pas trop importantes et que d'autre part que les appareils puissent fonctionner de façon satisfaisante en présence de perturbations générées par d'autres appareils (Fig. I.1).

Généralement un système électromagnétiquement compatible satisfait les trois critères suivants :

- ✓ Il ne gêne pas le fonctionnement d'autres systèmes,
- ✓ Il n'est pas gêné par les perturbations émises par les autres systèmes en fonctionnement,
- ✓ Il ne cause pas d'interférences avec lui-même.

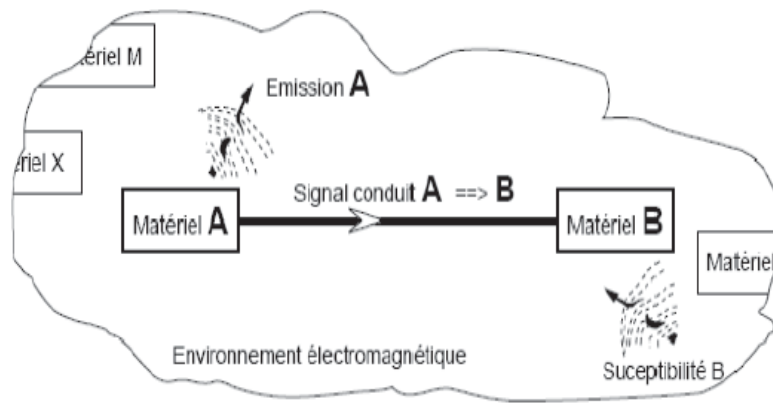


Figure I.1. Phénomène de la Compatibilité Électromagnétique [5].

On trouve des exemples de problèmes de CEM dans la vie quotidienne. Par exemple, un téléphone portable qui perturbe le fonctionnement du moniteur de l'ordinateur. Un autre exemple est celui du fonctionnement d'un vélomoteur mal antiparasité qui gêne la réception de la radio dans une voiture.

I.2. RÈGLES DE BASE DE LA CEM

- ✓ Un appareil électrique ou électronique ne doit pas perturber un autre appareil électrique ou électronique qu'il soit exploité et utilisé correctement ou également, si c'est possible, en cas d'usage incorrect ou de dérèglement prévisible.
- ✓ Un appareil électrique ou électronique doit présenter un niveau approprié de résistance aux perturbations électromagnétiques extérieures.
- ✓ Les appareils électriques ou électroniques commercialisés en Europe doivent être conformes aux normes de la communauté européenne (CE) incluant la conformité aux exigences de Compatibilité Electromagnétique les concernant. Ils doivent faire

l'objet du Marquage *CE* qui responsabilise le fabricant et les distributeurs quant à cette conformité.

- ✓ En ce sens, les appareils électriques ou électroniques commercialisés en Europe doivent pouvoir subir avec succès les mesures et essais normalisés (par exemple la norme *CISPR* : Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques 22/EN5522) [2].

I.3. DIFFÉRENTS TYPES DE PERTURBATIONS ÉLECTROMAGNÉTIQUES

Une perturbation électromagnétique correspond à toute onde électromagnétique (conduite ou rayonnée) capable d'influencer le comportement d'un système électrique ou d'engendrer son dysfonctionnement.

Ces perturbations peuvent être classées de différentes manières, nous nous basons ici sur un classement bien répandu dans la littérature [6].

I.3.1. Sources naturelles et sources humaines

Les sources de perturbation peuvent être d'origine naturelle ou humaine. Les sources naturelles peuvent être de nature terrestre (foudre) ou extra-terrestre (bruit solaire). En revanche, les sources humaines peuvent être de différentes natures et nous distinguerons par la suite les sources intentionnelles et des sources non intentionnelles. La figure I.2 montre quelques exemples de ces sources.

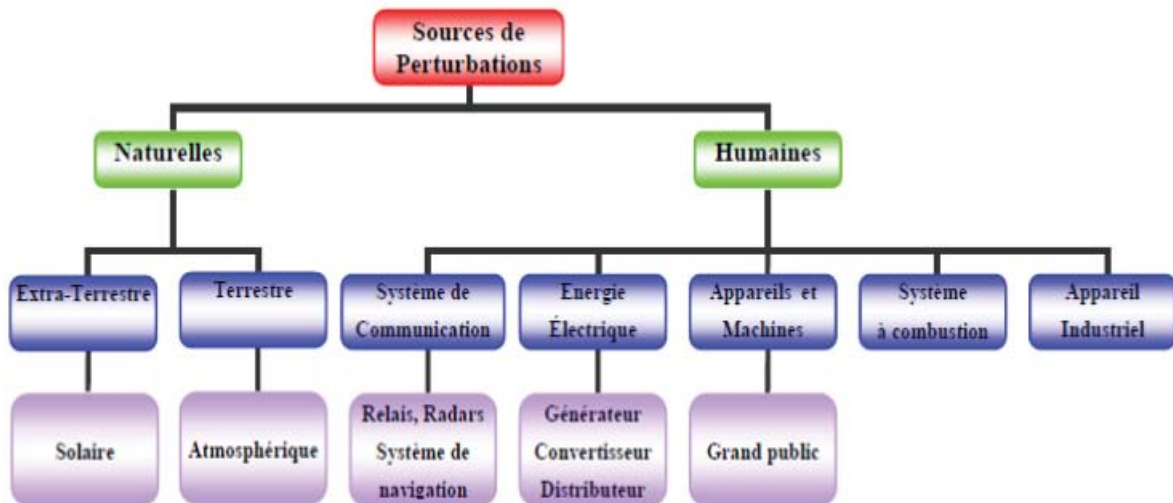


Figure I.2. Différentes origines de perturbations [7].

I.3.2. Sources permanentes et sources intermittentes

Une source de perturbation est dite *permanente* si elle commence à émettre des perturbations dès la mise en marche de l'appareil originaire de cette source. Ces perturbations durent tant que cet appareil fonctionne. Un simple exemple de ces sources est l'horloge d'un microprocesseur.

En revanche, une source est dite *intermittente* si l'émission des perturbations est aléatoire. Cette non périodicité de ces perturbations rend leurs identifications difficiles. Parmi ces sources, nous pouvons citer la foudre et les décharges électrostatiques [2].

I.3.3. 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, etc...) est une source intentionnelle. Dans la plupart des cas, ces sources sont de type harmonique (Fig. I.3).

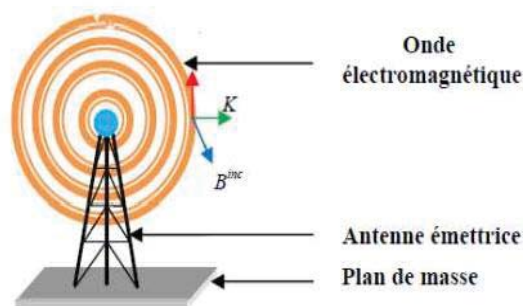


Figure I.3. Présentation d'une source intentionnelle.[2]

Les sources non intentionnelles sont créées par des appareils qui ne sont pas destinés à l'émission radiofréquence (Fig. I.4).

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 [2].

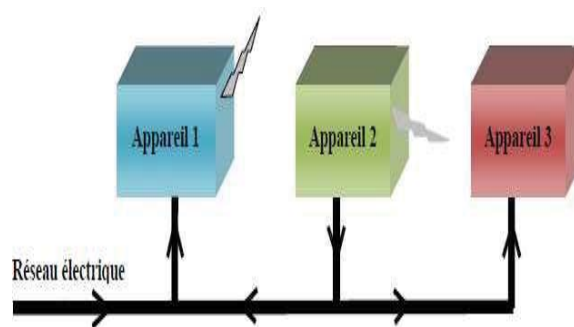


Figure I.4. Présentation d'une source non intentionnelle.[2]

I.3.4. Sources large bande et bande étroite

Le classement des sources perturbatrices par la largeur de bande de fréquences permet de donner un aperçu global sur les niveaux d'agressions des victimes. Dans le cas des sources à large bande, où la largeur de la bande de la source de perturbation est plus grande que celle de la victime, le niveau d'agression dépend de la bande de la victime.

En revanche, dans le cas des sources à bande étroite, où la bande de la source est plus petite que celle de la victime, la totalité des perturbations émises est transmise vers la victime [2].

I.4. DIFFÉRENTS ASPECTS DE LA CEM

Comme nous l'avons évoqué plus haut, la *CEM* concerne la génération, la transmission et la réception de l'énergie électromagnétique. On peut visualiser la transmission de l'énergie entre la source et le récepteur de perturbation par le synoptique de la figure I.5.

Une source de perturbation produit une émission et un canal de transfert ou de couplage communique l'énergie au récepteur. Ce processus est désirable et concerne le fonctionnement normal ou au contraire indésirable et alors l'étude de cette transmission de cette perturbation indésirable constitue la *CEM* [8].



Figure I.5. Schéma de base décrivant le phénomène de la CEM [8].

Dans la majorité des cas, le canal de transmission est involontaire, et il y a toujours transmission de perturbations, mais pour considérer qu'il y a interférence, il faut que l'amplitude de ces perturbations atteigne un niveau suffisant pour fausser le comportement du récepteur, qui devient alors la victime.

I-5. VECTEURS DE PROPAGATION

La transmission d'une perturbation entre la source et une victime qui fait intervenir un ou plusieurs phénomènes physiques que l'on appelle couplages peut se faire tant directement par rayonnement que par conduction dans les câbles, et d'autre part que tout équipement peut être, selon les circonstances, émetteur ou récepteur (victime) des perturbations conduit à décomposer les essais et analyses en quatre catégories, que l'on trouve dans les normes de compatibilité.

Le transfert de l'énergie électromagnétique peut être schématisé en :

- ❖ **Émission rayonnée** : mesure des champs *E.M* rayonnés par l'équipement sous test.

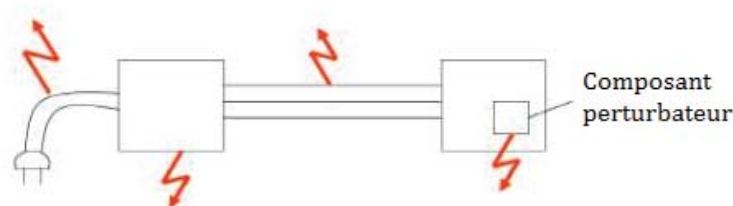


Figure I.6. Emission par rayonnement [9].

- ❖ **Émissions conduites par l'équipement** : mesure de la perturbation injectée dans le réseau.

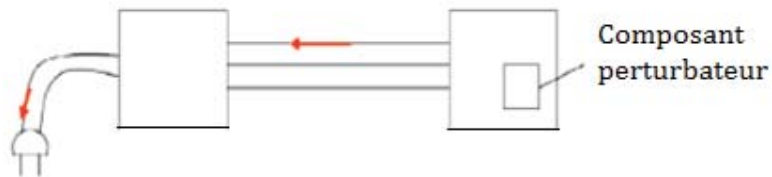


Figure 1.7. Émission conduite par l'équipement [9].

- ❖ **Susceptibilité aux rayonnements** : capacité de fonctionner en présence de champs E.M donnés.

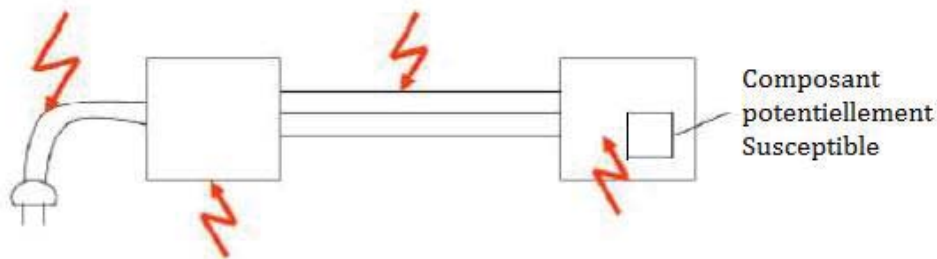


Figure 1.8. Susceptibilité aux rayonnements [9].

- ❖ **Susceptibilité conduite** : capacité de fonctionner en présence de perturbation conduites (réseau ou câble de données).

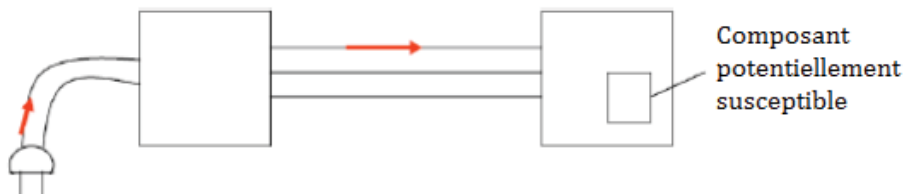


Figure 1.9. Susceptibilité conduite [9].

Les câbles d'alimentation et d'interconnexion ont le potentiel d'émettre ou de capter l'énergie électromagnétique. Les signaux perturbateurs peuvent également passer directement entre différentes parties du système par conduction directe.

Des émissions électromagnétiques peuvent être également engendrées par une composante électronique dans une enceinte non métallique (Fig. I.6). Les problèmes d'émission ou de susceptibilité interviennent également lorsque les signaux perturbateurs circulent par conduction le long des conducteurs (Figs. I.7 et I.9).

Il est enfin important de réaliser que les problèmes d'interférences vont au-delà des schémas des figures I.6 à I.9 et souvent, on est en présence d'au moins deux des quatre catégories illustrées [9].

La figure I.10 résume comment la perturbation atteint la victime par le biais du couplage en prenant différentes formes d'où il en résulte des tensions et des courants induits perturbateurs.

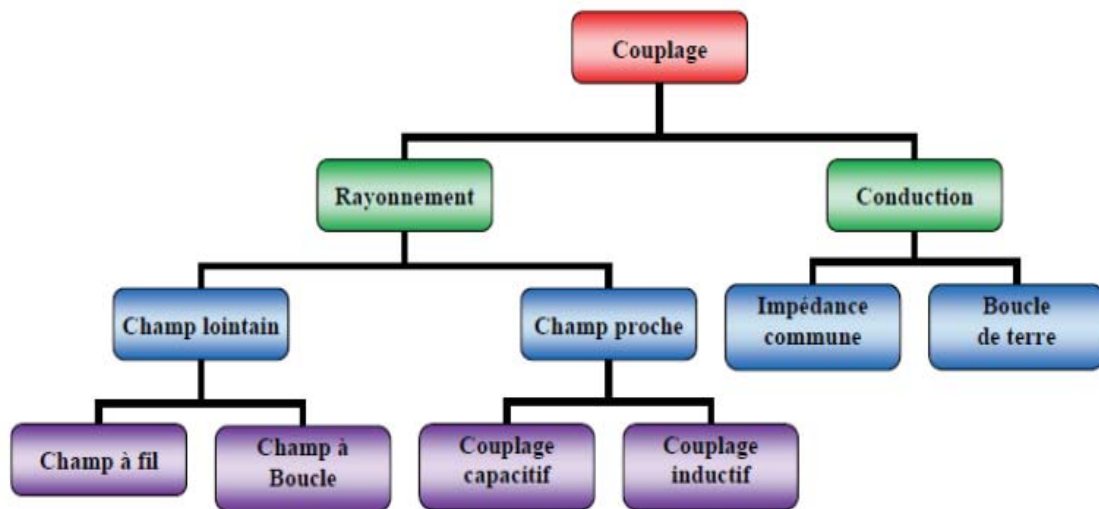


Figure I.10. Présentation de différents modes de couplage [9].

I.6. COUPLAGE PAR CONDUCTION ET PAR RAYONNEMENT

La figure I.11 montre comment se fait le transfert de la perturbation entre l'équipement source et l'équipement victime [2].

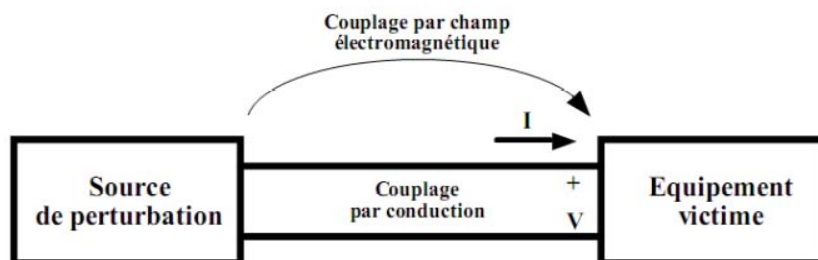


Figure I.11. Transfert de perturbation entre la source et l'équipement victime [2].

Les modes de couplage entre une source de perturbation et une victime peuvent être classifiés selon le type de perturbation et son support de propagation :

I.6.1. Perturbation conduites

Le couplage par conduction électrique se traduit par l'injection des perturbations à travers les fils reliant les capteurs, les commandes, les alimentations, les masses et les mises à terre. Ce type de couplage comporte deux modes :

❖ Mode différentiel

Le courant de mode différentiel (ou mode série) se propage sur l'un des conducteurs, passe à travers l'appareil, y générant ou non des dysfonctionnements et revient par un autre conducteur (Fig. I.12).

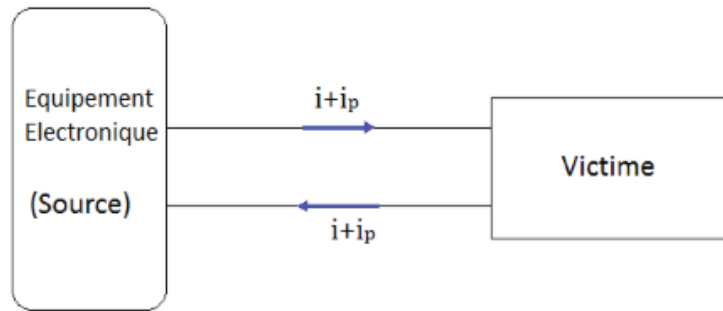


Figure I.12. Perturbation en Mode Différentiel [2].

❖ Mode commun

Le courant de mode commun se propage sur tous les conducteurs dans le même sens et revient par la masse à travers des capacités parasites. Il se partage entre les différents fils de liaison, dans le même sens sur chacun des fils (Fig. I.13).

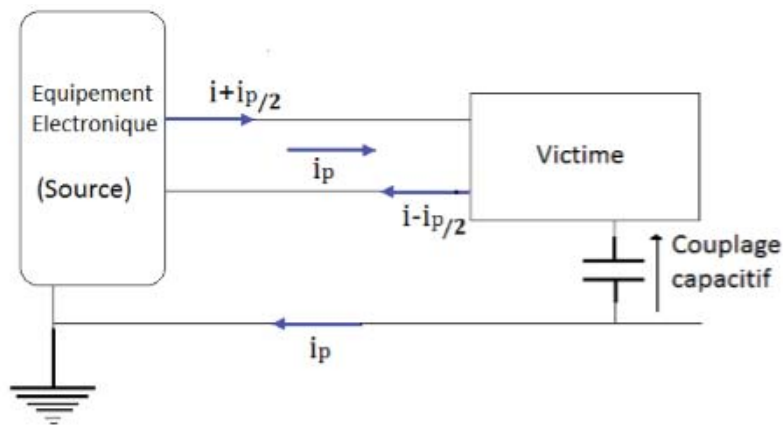


Figure I.13. Perturbation en Mode Commun [2].

I.6.2. Perturbations rayonnées

Le couplage par rayonnement électromagnétique correspond à l'interaction d'une onde électromagnétique avec des fils, des câbles, des ouvertures dans les blindages, etc...

Ensuite, ces perturbations se couplent par conduction dans les composants et les circuits adjacents. Pour ce mode de couplage, il est nécessaire de différencier le rayonnement en champ proche et celui en champ lointain [10].

Quand la source se trouve dans une zone lointaine de la victime, le couplage se fait par rayonnement et nous parlons d'un couplage « *champ à fil* » ou un couplage « *champ à boucle* ».

Pendant quand la source se trouve dans une zone proche de la victime le couplage se fait par diaphonie qui peut être de nature capacitive ou inductive. Ce champ rayonné est constitué de deux composantes, un champ magnétique H et un champ électrique E qui échangent de l'énergie et se régénèrent l'un à l'autre dans leur propagation à travers l'espace [11].

❖ Champ proche

Si la source de courant considérée est à basse impédance, le courant produit est élevé en comparaison avec la tension, et au voisinage du conducteur, l'action du champ magnétique est prépondérante devant celle du champ électrique. Si au contraire, la source de courant est à haute impédance, le courant produit est faible devant la tension et le champ électrique est plus important.

❖ Champ lointain

Au fur et à mesure qu'on s'éloigne de la source, le processus d'échange d'énergie entre les deux champs annihile cette différence initiale, jusqu'à l'obtention de l'équilibre énergétique entre les deux champs décrits précédemment. On dit qu'on a alors atteint la zone de rayonnement proprement dite (Fig. I.14), et on a :

$$\varepsilon_0 \frac{E^2}{2} = \mu_0 \frac{H^2}{2} \quad (\text{I-1})$$

Le rapport des amplitudes des composantes électriques et magnétiques du champ électromagnétique est donné par :

$$\frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\pi = 377 \Omega \quad (\text{I-2})$$

Avec : $\mu_0 = (4\pi \cdot 10^{-7})$ H/m : la perméabilité du vide.

$\varepsilon_0 = (1/36\pi \cdot 10^9)$ F/m : la permittivité du vide.

Ce rapport est appelé l'impédance caractéristique du milieu de propagation (Z_c) dans le vide. Il est clair que l'énergie émise par la source se dispersant dans un volume croissant sans cesse avec la distance D à cette source (Fig. I.14), les amplitudes des champs électrique E et magnétique H décroissent lorsque cette distance D augmente.

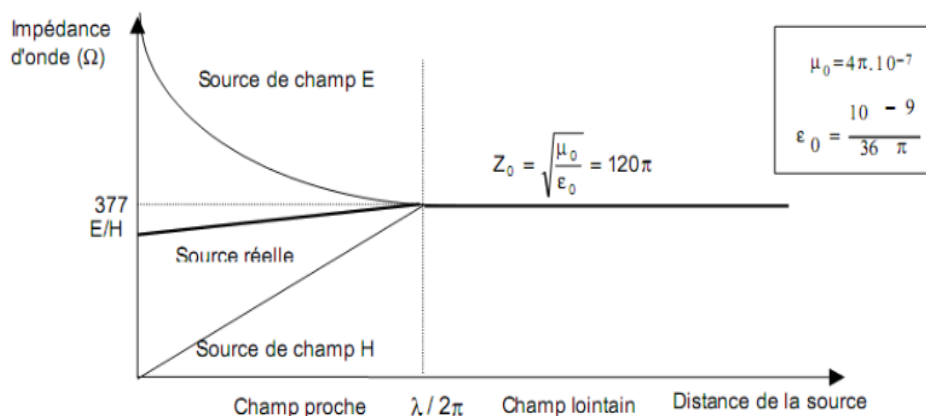


Figure I.14. Impédance d'onde d'un champ électromagnétique [11].

A distance faible du conducteur émetteur, cette décroissance est en $1/D^3$ (il s'agit d'un phénomène statique). Aux distances intermédiaires (zone d'induction quasi-

stationnaire) la décroissance est en $1/D^2$, jusqu'à une distance d'environ $\lambda/2\pi$, (λ étant la longueur d'onde rayonnée).

Enfin, dans la zone de rayonnement proprement dite la décroissance est en $1/D$: on a alors une onde plane [11].

I.7. CEM EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

I.7.1. Causes des perturbations en électronique de puissance

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 50 kV/ 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) [12, 13].

I.7.2. Etendue spectrale du bruit dans les convertisseurs statiques

Une chaîne de conversion d'électronique de puissance comprend généralement plusieurs étages de conversion, ces étages sont souvent constitués d'un redresseur suivi d'une étape de commutation comme pour un variateur de vitesse (Fig. I.15), une alimentation à découpage, un onduleur pour système chauffage par induction, etc.

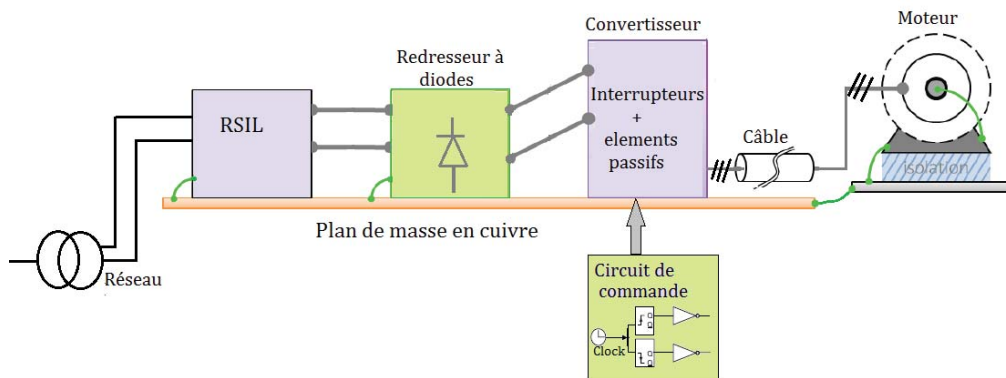


Figure I.15. Chaîne de conversion d'électronique de puissance [12].

L'ensemble de dispositifs de conversion statique émet une pollution électromagnétique sur une plage très large de fréquences décrite dans la figure I.16.

En effet, chaque étage de conversion va contribuer à créer des perturbations dans une certaine plage de fréquences. On note que le redresseur influe jusqu'à quelques 10 kHz, l'étage de commutation jusqu'à quelques mégahertz et enfin les phénomènes liés aux transitions de commutation (résonances, excitation des modes propres) jusqu'à quelques dizaines de mégahertz [12].

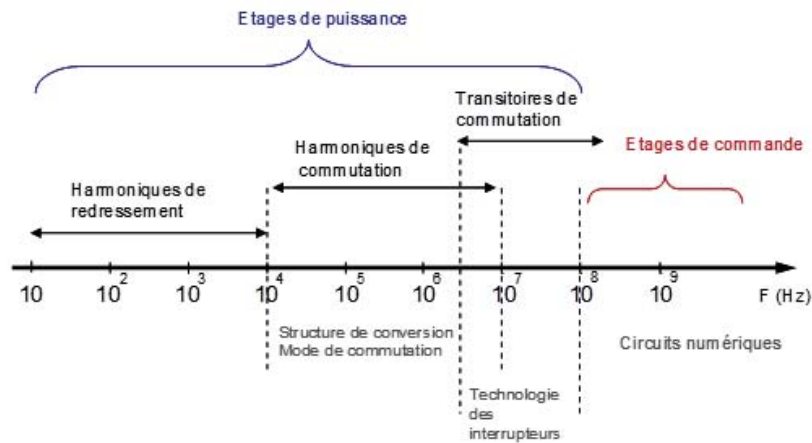


Figure I.16. Etendue spectrale des phénomènes perturbateurs dans un convertisseur statique [12].

I.7.3. Sources de bruit : la cellule de commutation et sa commande

La conversion d'énergie en électronique de puissance est basée sur deux phases complémentaires, le découpage et le stockage d'énergie. Le découpage est fait par des interrupteurs de puissance avec des composants semi-conducteurs. Il existe des interrupteurs à commutation commandée (*MOSFET*, *IGBT*, *JFET*) qui nécessitent une commande et d'autres à commutation naturelle (diode, Schottky). Le stockage d'énergie s'effectue dans des composants passifs comme les condensateurs et les inductances. L'intégration de ces deux phases est le principe de la cellule de commutation.

La figure I.17 représente une cellule de commutation élémentaire filtrée par un condensateur et les formes d'ondes associées à cette structure. L'interrupteur principal est commandé par une fonction de modulation ($F_m(t)$ périodique de période T_d à valeur binaire et à rapport cyclique $\alpha = t_{on}/T_d$ variable). Le rapport cyclique module le transfert en puissance [12].

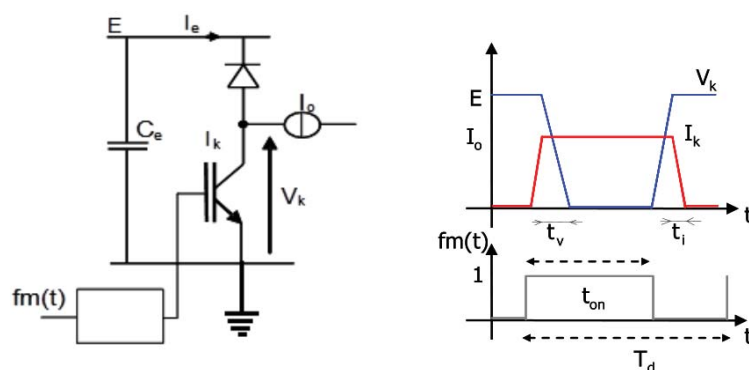


Figure I.17. Cellule de commutation et formes d'ondes associées [12].

1.7.4. Origine des perturbations électromagnétiques

Le convertisseur statique, par son fonctionnement en découpage, produit des variations brusques de tension et de courant. Ces variations sont à l'origine de parasites,

appelés perturbations électromagnétiques, qui se propagent de manière involontaire au sein du circuit et/ou vers son extérieur.

Ces perturbations s'ajoutent aux signaux utiles et nuisent au fonctionnement normal du circuit et celui des appareils du voisinage. Ainsi, chaque système peut être vu comme émetteur ou récepteur des perturbations, on parle d'émission et de susceptibilité.

Deux types de perturbations peuvent être distingués suivant la nature de leurs propagations.

Les perturbations conduites se propagent par conduction électrique (plan de masse, câblages, etc...) et les perturbations rayonnées se propagent par champ électromagnétique.

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

Une définition classique, très souvent utilisée, des tensions et des courants de mode commun (V_{MC}, I_{MC}) et de mode différentiel (V_{MD}, I_{MD}) est exprimée par les équations suivantes [14] :

$$I_{MD} = \frac{I_1 - I_2}{2} \quad (I-3)$$

$$V_{MD} = V_1 - V_2 \quad (I-4)$$

$$I_{MC} = I_1 + I_2 \quad (I-5)$$

$$V_{MC} = \frac{V_1 + V_2}{2} \quad (I-6)$$

I.8. 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 : [15, 16]

- ✓ 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.8.1. Normes fondamentales

Ces normes donnent les règles et les conditions générales pour réaliser la *CEM* et servent de référence pour les comités produits. Elles concernent (non exclusivement) la terminologie, la description des phénomènes électromagnétiques, la spécification des niveaux de compatibilité, la limitation des émissions, la description et la classification des environnements et les méthodes de mesure et d'essai.

Pour les essais d'immunité, les normes fondamentales décrivent les méthodes d'essai, elles sont des normes ouvertes (elles proposent plusieurs niveaux d'essais préférentiels) ne prescrivent pas de limites mais proposent une série de critères d'acceptabilité : [15, 16]

- Comportement normal dans la limite de la spécification ;
- dégradation temporaire ou perte de fonction ou de comportement auto récupérable ;
- dégradation temporaire ou perte de fonction ou comportement nécessitant l'intervention d'un opérateur ou la remise à zéro du système ;
- dégradation ou perte de fonction non récupérable du fait d'une avarie de matériel (composants) ou du logiciel ou encore de pertes de données.

I.8.2. Normes génériques

Les normes génériques concernent un environnement particulier. Elles spécifient un ensemble de prescriptions essentielles, de procédures d'essais et de critères de performance généraux applicables à tous les produits ou systèmes en service dans cet environnement.

Pour les méthodes d'essai et les mesures détaillées, les normes génériques se réfèrent aux normes fondamentales. Les normes génériques incluent les prescriptions et essais concernant :

- l'émission en se référant en *BF* aux normes *CEI 77A* et en *HF* au *CISPR* ;
- l'immunité, incluant un nombre limité de perturbations et un nombre minimum de niveaux d'essais et de critères d'acceptation afin d'assurer qu'une immunité adéquate est obtenue par un optimum technico-économique.

Actuellement, les deux environnements concernés sont l'environnement domestique, commercial et industrie légère d'une part et l'environnement industriel d'autre part.

Ces normes sont aux nombres de quatre décrivant séparément l'immunité et les émissions pour deux catégories d'équipement : [15, 16]

- ✓ *CEI 61000-6-1* : Immunité pour les environnements résidentiels et l'industrie légère.
- ✓ *CEI 61000-6-2* : Immunité pour les environnements industriels.

- ✓ *CEI 61000-6-3* : Émission pour les environnements résidentiels et l'industriel léger.
- ✓ *CEI 61000-6-4* : Émission pour les environnements industriels.

Remarquons que ces normes sont continuellement réadaptées en fonctions des besoins. Par conséquent, il convient de se renseigner auprès des organismes de normalisation pour savoir quelle est la dernière version de la norme en cours.

I.8.3. Normes de familles de produits

Ces normes contiennent des prescriptions et des méthodes d'essai spécifiques à une famille de produits particulière. Une famille de produits est un groupe de produits, systèmes ou installations similaires pour laquelle on applique les mêmes normes.

Les normes de familles de produits indiquent les conditions d'installation et de fonctionnement appropriées en donnant des critères d'acceptation précis en fonction du matériel considéré. Elles doivent utiliser les normes fondamentales en y faisant référence pour les méthodes d'essais et les mesures détaillées et être coordonnées avec les normes génériques.

Les normes de familles de produits ont précedence sur les normes génériques mais ces dernières s'appliquent si le matériel considéré n'est couvert par aucune norme de famille de produits [9].

I.8.4. Exigences des normes

Depuis le 1^{er} Janvier 1996, l'Europe impose une certification électromagnétique de tous les produits industriels ou grand public comportant des éléments électriques ou électroniques :

Tous les produits doivent, lors de leur première mise sur le marché, être en conformité avec les objectifs de protection de la compatibilité électromagnétique fixées par la directive Européenne 89/336/CEE, ainsi que les produits doivent être conformes à la réglementation en vigueur sur la *CEM* et portant le marquage *CE* qui est obligatoire pour tous les appareils électriques mis sur le marché Européen.

Il fait suite à une déclaration *CE* de conformité qui doit être tenue à la disposition de l'autorité compétente pendant 10 ans à partir de la mise sur le marché des appareils concernés [19].

Pour qu'un appareil fonctionne correctement sans perturber les autres appareils, et sans être gêné par les émissions des autres appareils, des normes ont été établies pour spécifier le niveau maximal que l'appareil devait émettre et ces normes définissent également les niveaux minimums que devait pouvoir supporter l'appareil sans pour autant être gêné au cours de son fonctionnement [19].

Les résultats de mesures dépendant très fortement de la façon dont ils sont mesurés, les dispositifs de mesures ont donc été spécifiés dans les normes citées précédemment.

Tous les appareils ne devant pas supporter les mêmes valeurs de champs électromagnétiques, ces normes concernent une catégorie d'appareils. Par exemple on

comprend bien que les niveaux maximums d'émission pour les appareils à usage médical sont beaucoup plus faibles que, par exemple, pour le domaine industriel.

Nous ne voulons pas préciser exactement pour chaque type d'appareils la méthode de mesures donnée par la norme, ni spécifier exactement les niveaux à respecter pour qu'un appareil soit conforme aux normes *CEM*.

Par contre, du point de vue de la compréhension il est intéressant de se pencher sur les dispositifs classiques de mesures pour satisfaire à la norme [19].

I.9. NORMES CEM EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

I.9.1. Réglementations en électronique de puissance

Historiquement, les premières normes *CEM* sont nées dans les années 1930 pour protéger la radiodiffusion. Plus tard, les industriels ont proposés des normes afin d'améliorer la protection de leurs matériels.

Une rationalisation des différentes normes issues de plusieurs secteurs d'activités industriels s'est produite dans les années 1980 [15].

Principalement, les normes internationales pour la protection des émissions radioélectriques sont gérées par le Comité International Spécial des Perturbations Radioélectrique (*CISPR*).

Par nature, les normes *CEM* peuvent se diviser en deux catégories. La première définit les niveaux tolérés d'émission conduite ou rayonnée. La deuxième définit la susceptibilité électromagnétique des équipements.

Nous allons nous intéresser à la norme européenne *EN 55022* qui spécifie les niveaux hautes fréquences des émissions conduites et rayonnées applicables dans les domaines résidentiels, commerciaux et l'industrie légère, le niveau des limites imposé par cette norme est présenté sur la figure I.18.

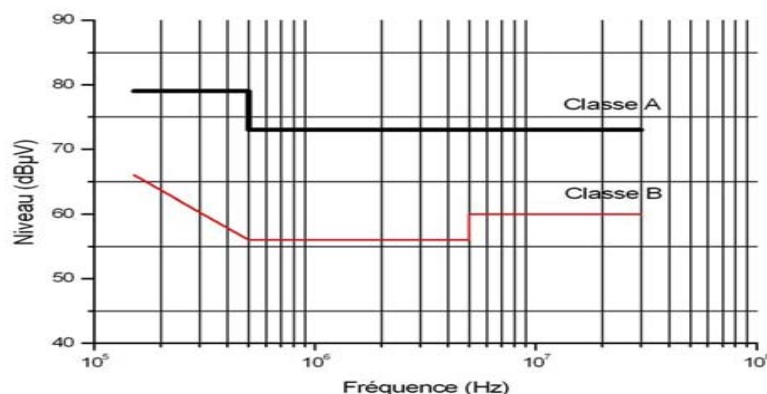


Figure I.18. Niveaux des perturbations conduites et rayonnées fixés par la norme *EN55022* : [15]
 Classe A : appareil destiné au secteur industriel, Classe B : appareil destiné au secteur hospitalier et domestique.

L'objectif des normes ne se limite pas à fixer les niveaux de tolérance en fonction des domaines d'application, mais elle va jusqu'à la spécification des conditions et moyens de mesures afin d'assurer des mesures reproductibles et fiables.

Il s'agit de caractériser aussi précisément que possible l'environnement de mesure en conduit et en rayonné (mesure en espace libre, en chambre anéchoïque, support des appareils, etc...), les conditions de mesures (longueurs de câbles, distances des appareils, hauteur, etc...) ainsi que la calibration et le réglage des appareils de mesures utilisés [16].

La figure I.19 présente les différentes conditions de mesures normatives en mode conduit [15].

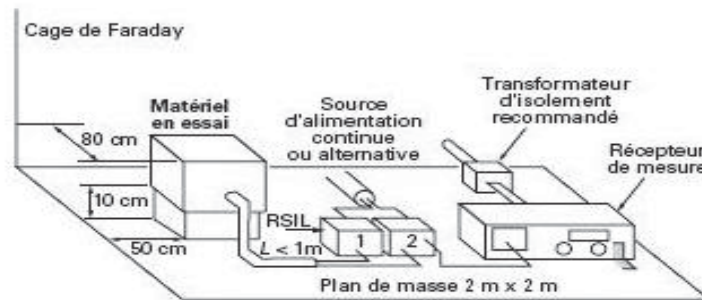


Figure I.19. Conditions de mesure normative des perturbations conduites [15].

I.9.2. Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne RSIL

Le *RSIL* est équivalent à un filtre inséré entre le réseau d'alimentation et l'entrée de l'équipement sous test. Son rôle est multiple, il permet d'isoler l'équipement sous test du réseau d'énergie, de fixer l'impédance prescrite aux points de mesure et de canaliser les perturbations conduites vers le récepteur de mesure. Par ces différentes tâches, le *RSIL* assure ainsi la reproductibilité des mesures.

Il existe plusieurs structures de *RSIL*, chacune est fixée par la norme relative au domaine d'application. Le point commun à toutes les structures est l'impédance équivalente, qui va de 5Ω à 10 kHz jusqu'à 50Ω à 30 MHz .

Le *RSIL* normatif est un filtre à double cellule [15]. Dans la littérature, une structure simplifiée, qui donne entière satisfaction sur toute la plage fréquentielle, est souvent utilisée. Son schéma est présenté par la figure I.20.

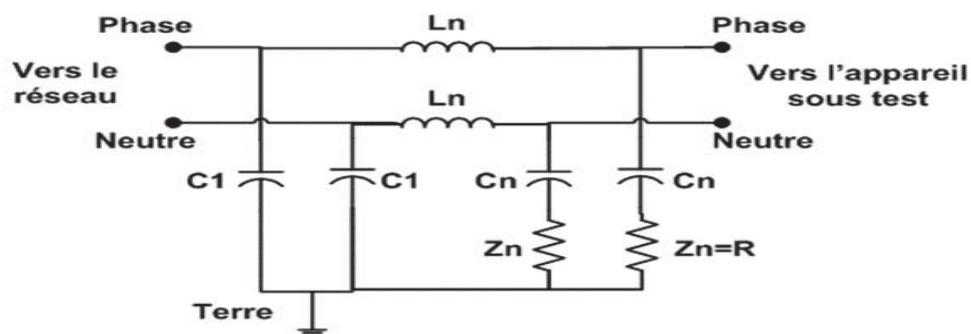


Figure I.20. Structure simplifiée du *RSIL* ($C_1 = 1 \mu\text{F}$, $L_n = 5 \mu\text{H}$, $C_n = 100 \text{ nF}$, $R = 50 \Omega$) [15].

Le condensateur C_1 , par sa forte valeur, permet de détourner les perturbations issues du réseau. L'inductance L_n , par sa forte valeur aussi, empêche le courant issu de l'équipement sous test de revenir au réseau et canalise son passage dans la branche comportant C_n et Z_n .

Le condensateur C_n permet de filtrer la puissance (BF) et ne laisse le passage qu'aux perturbations (HF) vers l'impédance de mesure Z_n .

I.10. ETUDE PHENOMENOLOGIQUE

Une étude très souvent utilisée en *CEM* pour mettre en évidence les différents phénomènes mis en jeu, est l'étude phénoménologique. Elle consiste à identifier le problème en trois parties : les sources, le chemin et la victime.

Les sources des perturbations sont les commutations des interrupteurs de puissance. Ces commutations sont à l'origine des brusques variations de tensions et de courants qui donnent lieu aux perturbations électromagnétiques. Le chemin de propagation comporte toute les connexions entre le convertisseur et l'extérieur (réseau d'alimentation et/ ou sa charge), les connexions internes entre les divers composants du convertisseur ainsi que leurs éléments parasites, et les capacités parasites entre certains potentiels flottants et la référence de potentiel (la terre).

La victime est normalement à l'extérieur du convertisseur, le réseau d'alimentation et/ou la charge. Par contre le *RSIL*, intercalé entre l'extérieur et le circuit, canalise les perturbations conduites vers son impédance adaptée (Fig. I.21) [15].

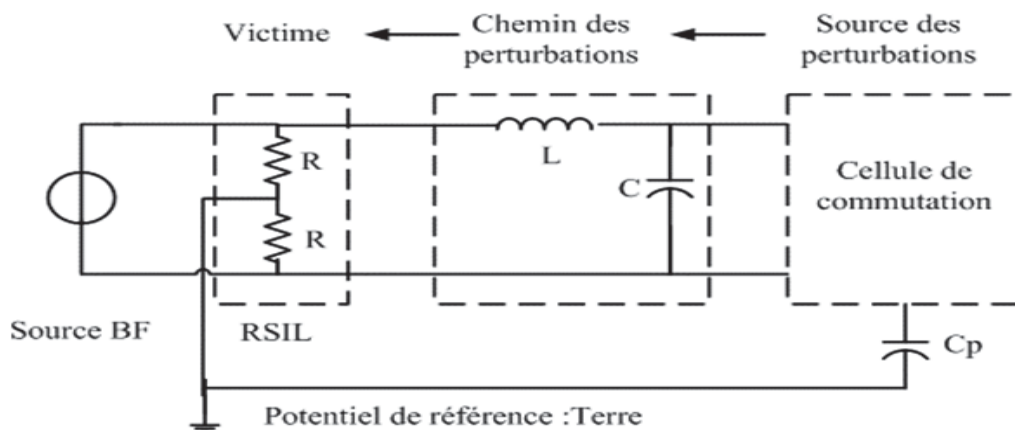


Figure I.21. Etude phénoménologique en CEM [15].

I.11. ETAT DE L'ART SUR LES METHODES D'ESTIMATION SPECTRALE

D'un point de vue général, on peut distinguer deux classes de méthodes d'estimation spectrale. La différence se situe dans le domaine de calcul du spectre.

La première classe se base sur un calcul du spectre directement dans le domaine fréquentiel, on parle de méthode directe.

Dans la deuxième classe, le spectre est déduit suite à des simulations temporelles, appelée méthode indirecte [14].

I.11.1. Méthode indirecte

Les méthodes indirectes sont basées sur une simulation temporelle du système suivi d'une analyse fréquentielle des signaux simulés, le spectre des perturbations n'est déterminé qu'une fois le calcul temporel effectué. Dans le cas des composants unipolaires, des simulations de type circuit sont suffisante pour retrouver des formes d'onde temporelle assez précise.

Dans le cadre d'une étude de la CEM, cela implique aussi une caractérisation complète du circuit d'étude (éléments parasites des composants et câblages) ainsi que la prise en compte des capacités parasites entre potentiels flottants et la référence.

Plus généralement, le circuit à simuler doit comporter les éléments parasites des composants et du circuit susceptible de contribuer dans les perturbations.

L'analyse fréquentielle est généralement faite à l'aide d'une transformée de fourrier rapide (*FFT*). Pour que cette analyse soit cohérente, trois conditions sont nécessaires, mais pas forcément suffisantes.

- ✓ La première consiste à ce que le régime permanent soit établi.
- ✓ La seconde impose que le pas de simulation (Δt) soit choisi en fonction de la plage de fréquence désirée en respectant les critères de Nyquist-Shannon relatif à l'échantillonnage :

$$\Delta t = \frac{1}{2 E(F_{\max} * T_{\text{étude}})} \quad (I-7)$$

Où : $E = E(x) =$ partie entière de x , qui représente le $x^{\text{ème}}$ échantillon du signal temporel

$$T_{\text{étude}} = N.T \quad (I-8)$$

Avec T : la période du signal.

N : le nombre de périodes.

F_{\max} : la fréquence maximale du spectre.

- ✓ La dernière condition impose que la fenêtre temporelle ($T_{\text{étude}}$) sur laquelle est réalisée la *FFT* doit correspondre à un multiple entier de la période réelle du signal considéré (Fig. I.22), dans le cas contraire, des harmoniques supplémentaires peuvent apparaître [17].

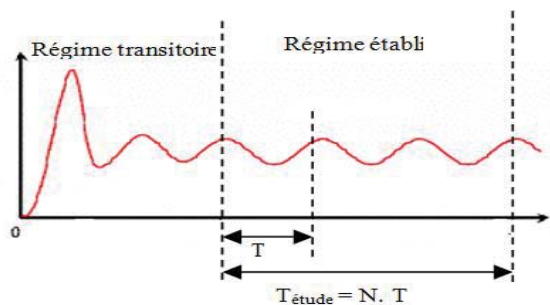


Figure I.22. Signal temporel simulé avec la méthode indirecte [17].

I.11.2. Méthode directe

L'objectif de cette méthode est de proposer des modèles analytiques qui permettent le calcul directement du spectre. Suivant le schéma sur lequel se base l'étude CEM, on peut distinguer entre deux méthodes. La première se base sur des schémas équivalents et la seconde prend en compte le circuit réel.

I.11.2.1. Méthode des sources équivalentes

Les premières méthodes de modélisation analytique se basent sur le schéma conventionnel d'étude de la CEM, l'étude phénoménologique : identification des sources de perturbations, du chemin de propagation et de la victime.

Les sources de perturbations sont constituées par la cellule de commutation, celle-ci est remplacée par des sources de tensions et de courants pour former un schéma CEM équivalent.

Chaque mode de propagation est remplacé par une source équivalente, le mode commun est remplacé par une source de tension et le mode différentiel par une source de courant. Les formes d'ondes de ces générateurs sont choisies trapézoïdales, afin de rendre compte des commutations non idéales des éléments actifs.

Le chemin de propagation est formé par les composants passifs, les pistes du convertisseur et les capacités parasites. La victime est généralement constituée par le RSIL du côté de l'alimentation, mais il peut être aussi celui du côté de la charge.

Malgré les résultats satisfaisants de cette méthode, celle-ci reste non totalement rigoureuse sur le plan théorique [17, 18], et le choix des sources des perturbations reste heuristique. Elle demande beaucoup de savoir-faire ainsi qu'une bonne connaissance de la structure de puissance et des mécanismes mis en jeu dans l'étude de la CEM (sources et chemins de propagation).

I.11.2.2. Méthodes des variables d'états

Cette deuxième méthode, plus récente, repose sur la représentation des convertisseurs par des variables d'états. Elle se base sur le schéma réel du circuit et ne fait pas intervenir des hypothèses de sources équivalentes. L'interrupteur n'est plus considéré comme idéal, il comporte certains éléments parasites, tels que les capacités à l'état ouvert évaluée sous forte tension et les inductances de câblage interne et/ou externe sous un certain courant.

Ceci permet d'avoir une meilleure précision que les anciennes méthodes surtout en haute fréquence (au delà de 20 MHz) [17].

I.12. CEM AU NIVEAU INDUSTRIEL

Il est recommandé de se préoccuper d'assurer la compatibilité électromagnétique dès le stade de la conception d'une installation. C'est la meilleure assurance contre les dysfonctionnements et la dérive des coûts (Fig. I.23) pour tout produit :

- ✓ qui risque de se trouver dans un environnement perturbé.

- ✓ qui est particulièrement sensible.

On estime que si la *CEM* est prise en considération :

- ✓ à la conception \Rightarrow coût majoré de 5%.
- ✓ après la construction du prototype \Rightarrow coût majoré de 50%.
- ✓ quand le produit est sur le marché \Rightarrow coût majoré de 100% [15].

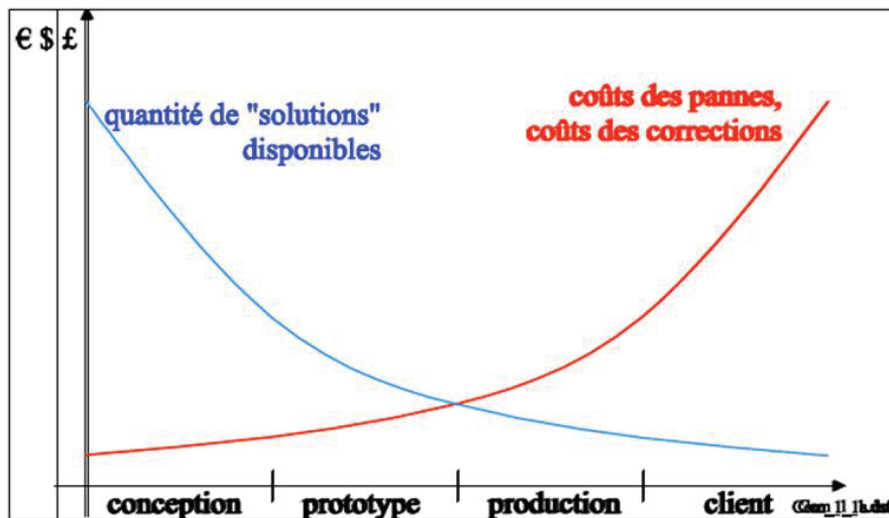


Figure I.23. Développement du produit en fonction de l'échelle du temps [15].

I.13. TECHNIQUES DE PROTECTION EN CEM

L'amélioration de la compatibilité électromagnétique agit du côté des sources en tentant de réduire les perturbations qu'elles émettent, et du côté des victimes en les protégeant des influences extérieures.

Bien qu'il s'agisse à première vue de deux approches distinctes, on met en œuvre, dans la pratique, des techniques apparentées. Nous avons vu qu'une source de perturbations atteignait sa victime par le biais d'un couplage. C'est à ce niveau qu'il faut agir. On a recours pour cela à des dispositifs de découplage, terme qui existait bien avant que la compatibilité électromagnétique ne figure au vocabulaire.

I.13.1. Blindage

Un blindage ou un écran électromagnétique (Fig. I.24) est une enveloppe conductrice qui sépare l'espace en deux régions, l'une contenant des sources de champs électromagnétiques, l'autre non.

Le but d'un blindage est double : contenir les émissions rayonnées à l'intérieur de l'enceinte blindée et exclure les émissions rayonnées de sources se trouvant à l'extérieur de l'enceinte [20].

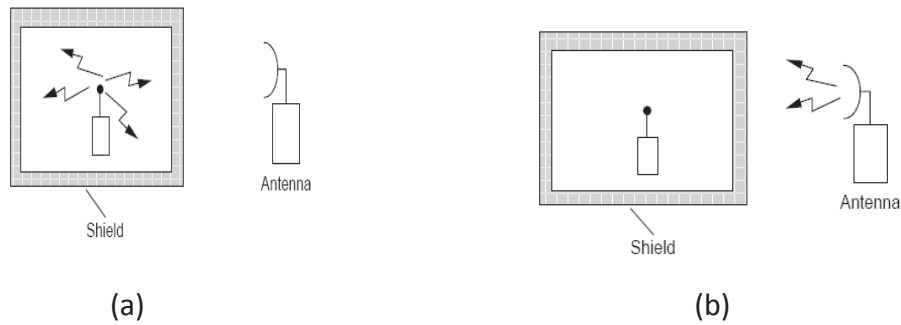


Figure I.24. Blindage ou écran électromagnétique : [20]
 (a) Contenir les émissions rayonnées ; (b) exclure les émissions rayonnées

I.13.2. Filtrage

Les filtres ont pour fonction de laisser passer les signaux utiles et de supprimer la partie indésirable du signal transmis (Fig. I.25).

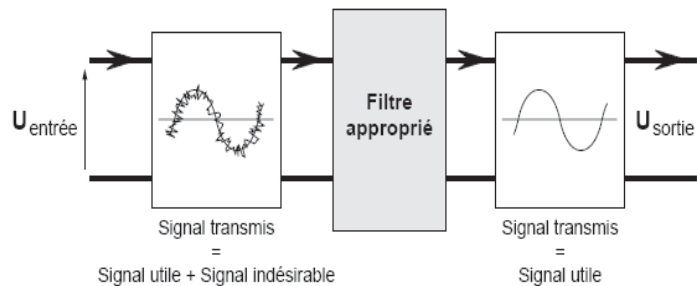


Figure I.25. Filtrage des perturbations [20].

I.13.3. Ferrites

Ce sont des filtres de mode commun en HF (Fig. I.26). Les ferrites sont constituées de matériaux à forte perméabilité magnétique μ_r .

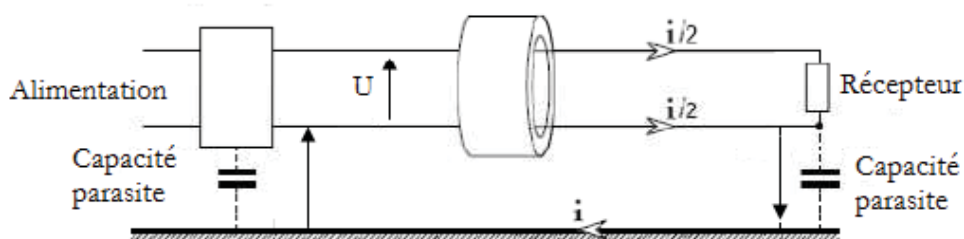


Figure I.26. Filtrage HF en mode commun par Ferrite [20].

I.13.4. Torsadage

Le torsadage consiste à remplacer une grande boucle formée de deux conducteurs parallèles par une multitude de petites boucles dont les flux d'induction coupés se compensent 2 à 2 (Fig. I.27).

Les différentes boucles n'étant pas identiques au micromètre près, il restera toujours un signal perturbateur, d'autant plus faible que les boucles sont plus petites. Ce moyen de protection n'est efficace qu'en basse fréquence (jusqu'à 100 kHz voir 1MHz) [21].

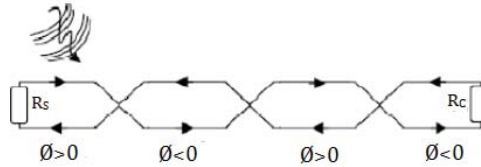


Figure I.27. Diminution du champ magnétique par le principe de torsadage [21].

I.14. CONCLUSION

Ce chapitre nous a permis de généraliser la compatibilité électromagnétique et avoir expliqué le phénomène selon les trois parties suivantes : dans un premier temps, nous avons défini que le problème de la Compatibilité électromagnétique *CEM* était un phénomène très courant, et même parfois très gênant dans certains cas et avoir étudié comment sont créées ces perturbations et comment les éviter au maximum, tout en restant assez général sur le sujet [2].

Alors que dans un second temps, nous avons traité l'aspect fondamental de la *CEM*, le vecteur de propagation et leurs différents modes de transmission.

La transmission d'une perturbation entre la source et une victime qui fait intervenir un ou plusieurs phénomènes physiques que l'on appelle couplages peut se faire tant directement par rayonnement que par conduction dans les câbles.

Dans un troisième temps, nous nous sommes attachés à présenter les impacts et les influences de la *CEM* dans le monde de l'électronique de puissance ainsi les essais effectués dans la *CEM*, les normes et les techniques de protection.

La conversion d'énergie en électronique de puissance est basée sur deux phases complémentaires, le découpage et le stockage d'énergie. Le découpage est fait par des interrupteurs de puissance avec des composants semi-conducteurs.

Le but recherché est d'analyser l'impact CEM des connectiques et le rôle du blindage des câbles sur le rayonnement. Afin d'identifier les chemins de propagations et de couplage de ces courants HF dans un système complet et de proposer des solutions permettant de réduire les perturbations en CEM, il est nécessaire et important d'étudier un cas de couplage entre câbles blindés et non blindés et d'identifier l'importance des courants de mode commun et de mode différentiel, sujet qui sera traité dans le chapitre suivant.

Chapitre 2

Perturbations Conduites dans L'Electronique de Puissance



*" Science... never solves a problem without creating
ten more "*

George Bernard Shaw

Chapitre 2

Perturbations Conduites dans L'Electronique de Puissance

INTRODUCTION

Actuellement, le développement de convertisseurs en électronique de puissance dans les différents domaines de l'énergie électrique notamment pour des applications dans l'aéronautique, automobile, les réseaux de transport et de distribution, la traction ferroviaire imposent de nouvelles spécifications comme le fonctionnement à hautes fréquences de commutation, densités de puissance élevées, hautes températures et hauts rendements [21-23].

Le progrès dans la conception des nouveaux composants en électronique de puissance a, en effet, créé de nouveaux problèmes en *CEM*. Les composants augmentent les niveaux d'émissions conduites et rayonnées à cause des nouvelles conditions de fonctionnement à hautes fréquences et des vitesses de commutation plus élevées (forts di/dt et dv/dt) par rapport aux autres composants utilisés en électronique de puissance

La conception des convertisseurs de puissance doit être fortement liée avec les normes *CEM* [24].

Un appareil ou un système électrique ou électronique sera compatible du point de vue électromagnétique avec son environnement proche ou lointain, si son fonctionnement n'est pas altéré par les perturbations électriques et magnétiques générées par ce dernier. Réciproquement, l'environnement ne doit pas être perturbé par l'appareil ou le système. Si tout fonctionne correctement, il y a compatibilité électromagnétique (*CEM*).

Dans l'absolu, il existe toujours un niveau de perturbation électromagnétique émis par l'appareil ou l'environnement, il devra alors être inférieur à un certain seuil prédéfini par les normes de compatibilité électromagnétique [25-27].

De même, l'appareil ou le système devra présenter un certain seuil d'immunité intrinsèque, c'est-à-dire tolérer sans dysfonctionnement un niveau minimum de

perturbation.

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, aérien et automobile, dans les applications domestiques et grand public et dans les énergies renouvelables. Ils sont basés sur un fonctionnement en commutation des semi-conducteurs et les différents types de connectique.

Les convertisseurs statiques de part leur fonctionnement sont de puissantes sources de perturbation. L'étude des perturbations créées par les dispositifs d'électronique de puissance est récente mais nécessaire compte tenu d'une part de la vitesse de commutation élevée des interrupteurs statiques (elles proviennent principalement de l'ouverture et/ou de la fermeture des interrupteurs) ainsi que leur fréquence de commutation, et d'autre part l'accroissement rapide des dispositifs électriques intégrant une électronique de puissance (variation de vitesse, éclairage chauffage, automobile, etc...) [28].

Dans ce chapitre on présentera l'origine et les chemins de propagation des perturbations électromagnétiques conduites dans une structure de convertisseurs statiques.

II.1. EMISSIONS DANS LES CONVERTISSEURS STATIQUES

Le principe même de l'électronique de puissance est d'assurer une transformation de l'énergie électrique par découpage à des fréquences usuellement de 100 Hz à quelques centaines de kHz.

Les temps de commutation sont classiquement supérieurs à 100 ns, alors que les circuits numériques dédiés au signal présentent des temps de transition souvent inférieurs à 5 ns. Par contre, les tensions et les courants mis en jeu, qui dictent le choix des composants de puissance, conduisent à des croissances des tensions assez voisines mais à des vitesses de croissance de courant beaucoup plus élevées [29].

Les « di/dt » vont créer des impulsions brèves de tensions aux bornes des inductances parasites ou de connexions et, par suite, perturber par couplage dit par impédance commune les circuits sensibles utilisant les mêmes conducteurs dénommés bus de puissance.

Les « dv/dt » vont créer des impulsions très brèves de courant dans les capacités parasites diverses (couplage carte à châssis par exemple) et occasionner, de même que précédemment, des perturbations dans les cartes de contrôle-commande.

Les convertisseurs sont donc à la fois agresseurs et victimes :

- ✓ **Agresseurs** principalement par les phénomènes liés aux commutations de la structure de puissance.
- ✓ **Victimes** parce que leurs cartes de contrôle-commande, généralement numérique ou hybride, sont auto perturbées par la partie puissance, les perturbations

extérieures issues de l'environnement naturel et industriel pouvant également intervenir, mais de manière moindre.

Les signaux numériques des cartes de contrôle-commande seront décomposés en séries de Fourier de manière, en appliquant des formules convenables, à évaluer le risque par rang d'harmonique afin de proposer une solution d'immunité en compatibilité électromagnétique [24].

II.2. ORIGINE DES PERTURBATIONS DANS LES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE

Les perturbations conduites et rayonnées ont une origine commune, elles sont liées aux composantes spectrales des tensions et courants.

Le convertisseur statique, par son fonctionnement en découpage, produit des variations brusques de tension et de courant. Ces variations sont à l'origine de parasites, appelés perturbations électromagnétiques.

En champ électrique, les perturbations sont principalement rayonnées par les conducteurs soumis à des variations de potentiel.

En champ magnétique, les perturbations sont rayonnées par les boucles.

La commutation de la tension génère des courants HF de mode commun que nous retrouvons dans les composants parasites et celle du courant crée des perturbations de mode différentiel [30].

Pour comprendre l'origine des perturbations électromagnétiques, commençons par analyser le comportement spectral des formes d'ondes en électronique de puissance.

La forme la plus élémentaire et la plus générique est l'onde trapézoïdale qui permet de définir des temps de montée et de descente plus facilement.

Il est donc assez simple d'établir l'expression analytique de cette forme dans le domaine temporel et fréquentiel.

II.3. CONTENU SPECTRAL DES SIGNAUX DE L'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE

En électronique de puissance, deux types de signaux de commandes sont généralement considérés; il s'agit du signal trapézoïdal et du signal rectangulaire.

II.3.1. Onde trapézoïdale

La figure II.1 montre une forme d'onde trapézoïdale d'amplitude A et de période T , avec des temps de montée t_r et des temps de descente t_f , (avec $t_r \neq t_f$). Son évolution en fréquence montre que les fréquences de coupure sont liées au temps de montée et de descente et à la durée d'impulsion τ . Plus les commutations sont rapides (t_r et t_f petits), plus ces fréquences de coupure se décalent vers les hautes fréquences [12].

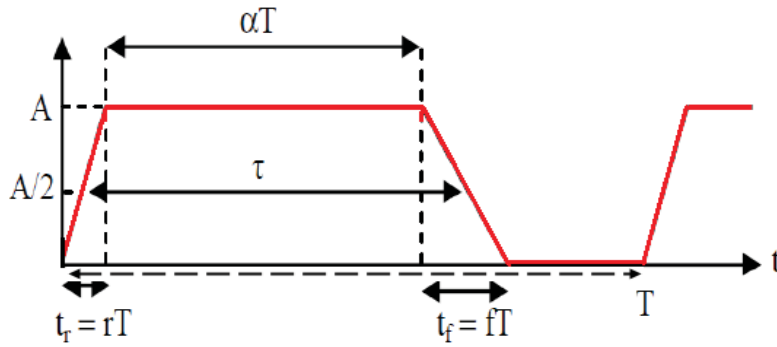


Figure II.1. Représentation temporelle d'une forme d'onde trapézoïdale dissymétrique [12].

Avec : t_r : Temps de montée.

t_f : Temps de descente du trapèze dissymétrique.

τ : Durée d'impulsion : c'est le temps de commutation important dans le mécanisme de génération de perturbations car il contrôle les « dv/dt » et les « di/dt », défini par :

$$\tau = t_r + \alpha T + t_f \quad (\text{II-1})$$

En posant :

$$\alpha = \frac{\tau - t_r - t_f}{T} \quad (\text{II-2})$$

$$\delta = \frac{t_r + t_f}{2T} \quad (\text{II-3})$$

$$\delta_r = \frac{t_r}{T} \quad (\text{II-4})$$

$$\delta_f = \frac{t_f}{T} \quad (\text{II-5})$$

L'expression mathématique de l'amplitude en valeur efficace réduite de son harmonique de rang n est donné par : [30]

$$\frac{S_n}{A} = \sqrt{2} \alpha \left| \frac{\sin(n\delta_r\pi)}{n\delta_r\pi} \right| \cdot \left| \frac{\sin[\alpha + 0,5(\delta_r - \delta_f)]n\pi}{[\alpha + 0,5(\delta_r - \delta_f)]n\pi} \right| \cdot \left| \frac{\sin(\delta_f - \delta_r)n\pi}{(\delta_f - \delta_r)n\pi} \right| \quad (\text{II-6})$$

Dans le cas particulier de l'impulsion trapézoïdale symétrique ($t_r = t_f$) l'expression mathématique de l'harmonique de rang n (II.6) s'écrit alors : [30]

$$\frac{S_n}{A} = \sqrt{2} \cdot \alpha \left| \frac{\sin(n\delta\pi)}{n\delta\pi} \right| \cdot \left| \frac{\sin(n\alpha\pi)}{n\alpha\pi} \right| \quad (\text{II-7})$$

Le tracé de l'enveloppe correspondante qui est le lieu des maximums de la fonction $S_n(t)$ en fonction du rang d'harmoniques est donné à la figure II.2 [30].

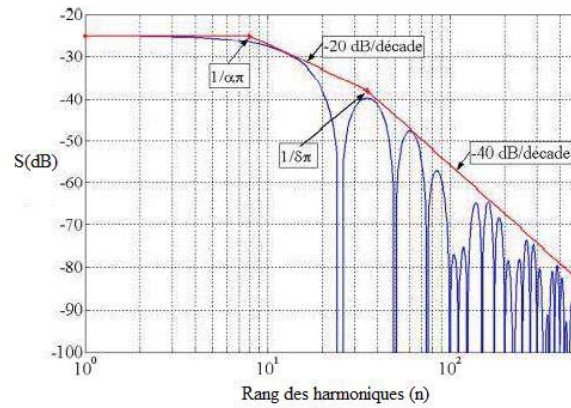


Figure II.2. Spectre d'un signal trapézoïdal symétrique [30].

II.3.2. Impulsion rectangulaire

C'est le signal type des cartes numériques de contrôle-commande des convertisseurs, ou de l'onde de sortie idéale d'un hacheur (Fig. II.3) [30].

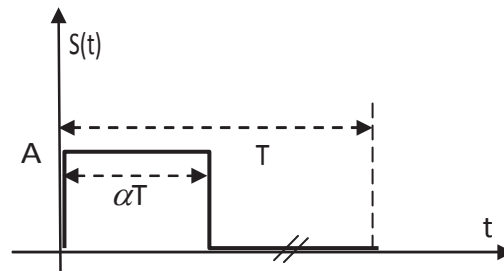


Figure II.3. Impulsion rectangulaire [30].

L'expression mathématique de l'amplitude en valeur efficace réduite de l'harmonique de rang n est exprimée comme suit:

$$\frac{S_n}{A} = \frac{\sqrt{2}}{n\pi} |\sin n\alpha\pi| \quad (\text{II-8})$$

L'allure de l'amplitude des harmoniques et leur enveloppe correspondante sont donnés à la figure II.4.

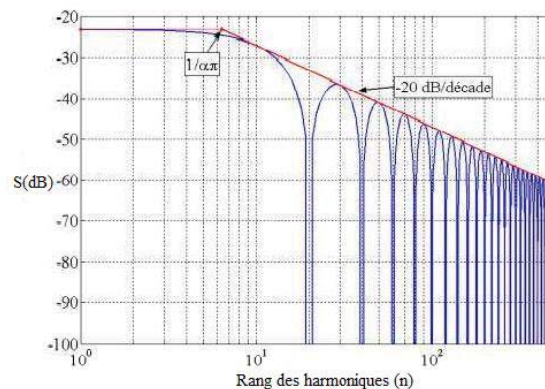


Figure II.4. Spectre d'un signal carré [30].

II.4. CLASSIFICATION DES EMISSIONS DES CONVERTISSEURS

Le tableau II.1 donne la classification des perturbations selon les fréquences et leurs limites de plages correspondant aux normes en émission [30].

Tableau II.1. Classification des perturbations selon les fréquences [30].

Fréquences	0 Hz à 50 Hz	50 Hz à 2 kHz	9 kHz à 150 kHz	150 kHz à 30 MHz	150 kHz à 300 MHz	30 MHz à 1 GHz	
Grandeurs le plus souvent observées	Sous harmoniques des courants	Harmoniques des courants et des tensions	Courants radio fréquences	Courants radio fréquences	Rayonnement des câbles	Rayonnement avec les champs généralement couplés	
			Tensions perturbatrices	Champs proches	Puissances perturbatrices		
			Champ magnétique				
Convertisseurs statiques et appareils électriques pouvant être concernés	Gradateurs en trains d'ondes	Redresseurs	Appareils électriques d'éclairage et analogues	Micro ordinateurs	Outils électriques avec moteurs ou dispositifs thermiques	Micro-ordinateurs	
	Cyclo-convertisseurs	Gradateurs en angle de phase		Alimentations à découpage		Appareils électro-domestiques	Alimentations à découpage
					Alimentations à découpage		Tout système numérique
					Alimentations à découpage		Tout système numérique

Les perturbations électromagnétiques créées par les convertisseurs statiques d'énergie peuvent être classées selon leur mode de propagation. On distingue des perturbations conduites et des perturbations rayonnées.

II.4.1. 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, triacs, thyristors *GTO*, etc...

Parmi les convertisseurs émetteurs de ce type de perturbations, on peut citer [30]:

- Les structures à alimentation monophasée et triphasée sans préjuger de leurs applications;
- Les redresseurs;
- Les gradateurs;
- Les cyclo-convertisseurs.
- Etc....

II.4.2. 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 : [30]

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

II.4.3. Perturbations en mode rayonné

Ce mode de perturbation se caractérise par une émission électromagnétique, dont le couplage avec des dispositifs électriques induits des courants perturbateurs.

Hormis les champs proches de fréquences multiples des fréquences de fonctionnement, il y aura ceux qui correspondent aux commutations rapides, donc essentiellement celles de l'alimentation à découpage.

Les perturbations rayonnées des convertisseurs proviennent donc, principalement des circuits numériques et de leurs cartes de contrôle. Les structures de puissance rayonnent à des fréquences inférieures [30].

Dans le cadre de notre travail nous nous intéressons aux perturbations conduites par les convertisseurs de puissance ; vu leurs diversités, ces derniers trouvent leurs applications dans les équipements embarqués qui sont de plus en plus complexes et fonctionnent dans un environnement plus compacte et plus vulnérable par les équipements avoisinants.

II.5. MODE DE COUPLAGE D'UNE ONDE ÉLECTROMAGNÉTIQUE

Après couplage du champ électromagnétique avec un dispositif électrique, dans la littérature trois types de modes sont répertoriés.

Le phénomène inverse de la génération de champ électromagnétique est communément appelé couplage électromagnétique [30-32]. Ce phénomène pour sa part est générateur de courants induits (champ magnétique) et de fluctuations de tension (champ électrique) à l'intérieur du système considéré. Il peut être à l'origine de dysfonctionnement des systèmes électroniques.

Pour cette raison, on qualifie généralement ce phénomène parasite de "*perturbation*" ou "*d'agression électromagnétique*".

Un champ électromagnétique peut se coupler à un circuit électronique selon trois modes : modes différentiels, commun ou antenne [30].

La figure II.5 illustre le principe de couplage pour chacun d'entre eux.

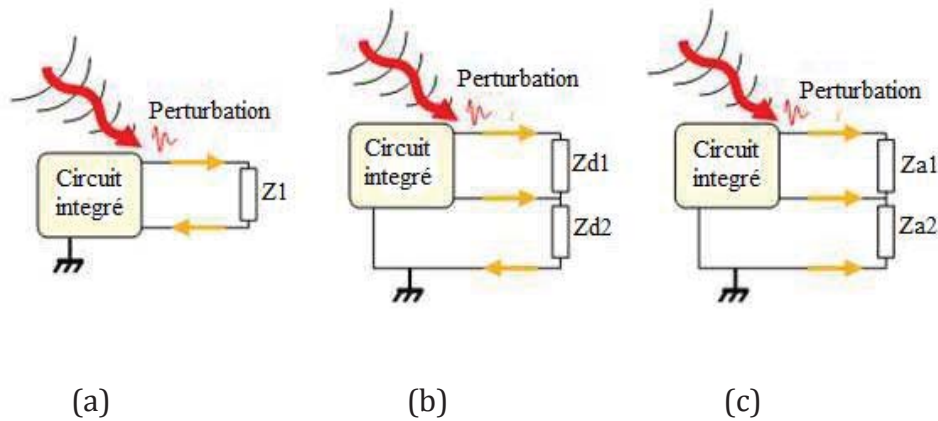


Figure II.5. Principes des différents modes de couplage d'une onde électromagnétique avec un circuit [30].

Dans le cas de deux conducteurs très proches, une perturbation peut se coupler au système (Fig. II.5 (a)) et induire un courant de mode différentiel. C'est-à-dire que le chemin de retour ne passe pas directement par la référence du système. Dans ce mode de couplage, le plan de référence ne joue aucun rôle dans le couplage.

Dans le cas d'un couplage en mode commun (Fig. II.5 (b)), l'ensemble des courants (aller) se propagent dans le même sens, et le courant de retour s'effectue directement par la référence de masse [25].

Enfin le dernier mode de couplage est le mode antenne (Fig. II.5 (c)). Ce mode de couplage est principalement rencontré dans les systèmes de transports : par exemple un avion traversant un champ de radar. Dans ce mode, tous les courants circulent dans le même sens, que ce soient les courants aller ou retour. Ce mode ne génère donc pas de problèmes particuliers, excepté si ces courants sont transformés en courants de mode différentiel ou de mode commun par des variations d'impédance de différents chemins de courant [34].

Au-delà d'un certain niveau de perturbation, tout système est vulnérable et peut entrer en dysfonctionnement. On a alors atteint son seuil de susceptibilité. Il convient de lui conférer une immunité suffisante en corrélation avec les seuils normalisés d'émissions de perturbations admis.

Le convertisseur est par ailleurs supposé être disposé dans un environnement électromagnétique perturbé [25].

Dans ce qui suit, nous décrivons les différents types de couplage conduit qui existent entre les différents éléments du système, et par la suite nous donnons un exemple qui représente un variateur de vitesse alimentant un moteur à courant continu.

II.6. APPLICATIONS

II.6.1. Chemins de propagation et de couplage conduit

Le but recherché est d'analyser l'impact *CEM* des connectiques et le rôle du blindage des câbles sur le rayonnement.

II.6.1.1. Introduction

Afin d'identifier les chemins de propagations et de couplage de ces courants HF dans un système complet et de proposer des solutions permettant de réduire les perturbations en CEM , il est nécessaire et important d'étudier un cas de couplage entre câbles blindés et non blindés et d'identifier l'importance des courants de mode commun et de mode différentiel [35-37].

Les conducteurs blindés ont déjà fait l'objet de nombreux travaux, par exemple [38]. Il est à constater que les longueurs de câbles peuvent devenir très importantes (plusieurs dizaines de mètre) ce qui implique que les effets de propagations ne peuvent plus être négligés lorsque le spectre des perturbations est de plus en plus HF [39].

Nous avons étudié dans un montage expérimental, le couplage entre un câble bifilaire blindé et un fil conducteur non blindé (Figs. II.6 et II.7), et surtout mesurer l'influence de la mise à la masse du blindage.

Nous avons aussi mesuré les courants de mode commun et de mode différentiel à l'aide d'un banc de mesures adéquat en utilisant un analyseur de réseaux vectoriels à quatre voies, nous permettant d'effectuer les mesures précises en effectuant auparavant une phase de calibrage nécessaire lorsque l'on travaille en HF [35-37].

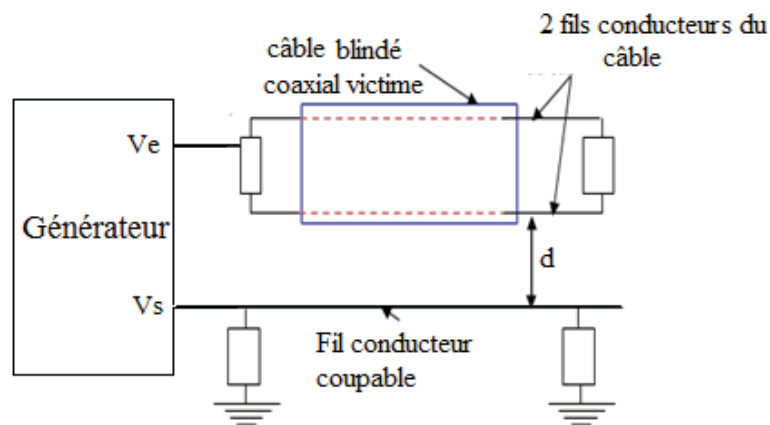


Figure II.6. Banc d'essai de test de fil avec câble blindé [35].



Figure II.7. Photographie du banc d'essai expérimental [35].

II.6.1.2. Résultats

II.6.1.2.1. Couplage d'un câble blindé avec ou sans mise à la masse du blindage par rapport à un fil conducteur non blindé.

Les variations du couplage (V_s/V_e) en dB en fonction de la fréquence pour les distances 6 cm et 10 cm sont représentés respectivement par les figures II.8 et II.9.

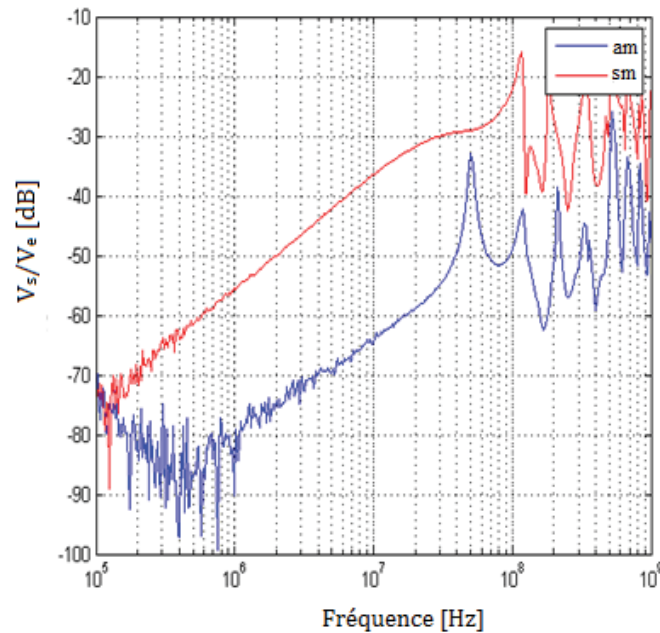


Figure II.8. Variation du couplage (V_s/V_e) en dB en fonction de la fréquence pour une distance entre le câble blindé et le fil conducteur égale à 6 cm (am : avec masse, sm : sans masse).

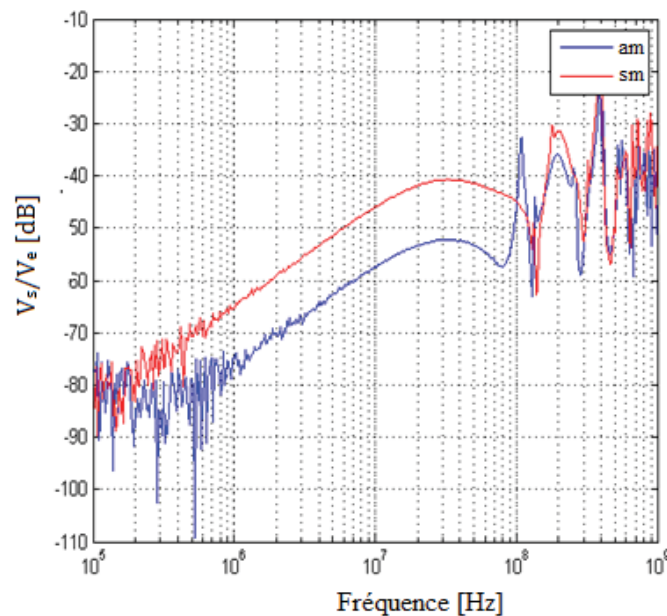


Figure II.9. Variation du couplage V_s/V_e en dB en fonction de la fréquence pour une distance entre le câble blindé et le fil conducteur égale à 10 cm (am : avec masse, sm : sans masse).

D'après les résultats (Figs II.8 et II.9), on peut constater que:

- En *BF*, avant le phénomène de résonance lié à la longueur des lignes, le couplage augmente avec la fréquence avec une pente de 20 dB/décade.
- Le blindage avec une mise à la masse protège les lignes internes d'environ 25 dB. Au-delà apparaissent les phénomènes de résonances et d'anti-résonances liés aux terminaisons des lignes.

Il faudra apporter particulièrement des soins à la connectique aux extrémités des lignes, en évitant tout effet de couplage du champ magnétique à travers des boucles [35-37].

On remarque que le couplage augmente lorsque la distance entre le câble perturbé et le fil perturbateur diminue.

II.6.1.2.2. Couplage d'un câble bifilaire torsadé non blindé par rapport à un fil conducteur non blindé.

Les câbles bifilaires torsadés ou tressés permettent une diminution du couplage en réduisant la surface effective de la ligne.

En fonctionnement normal de ces lignes torsadées, les signaux parasites se superposent aux signaux utiles soit en mode différentiel, soit en mode commun (Fig. II.10) [35, 36].

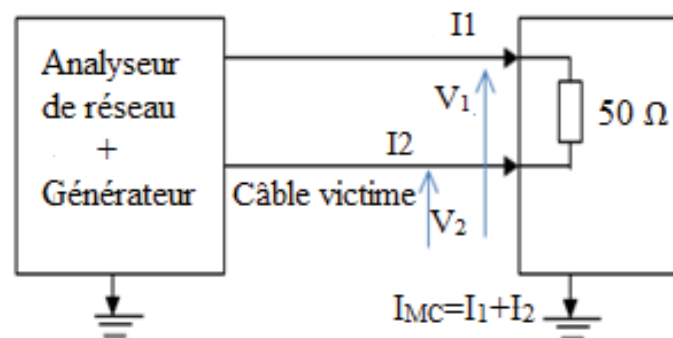


Figure II.10. Couplage en Modes commun et différentiel [35].

Les relations entre les courants et les tensions de ce modèle, sont exprimées dans le chapitre 1 par les équations I-3, I-4, I-5 et I.6.

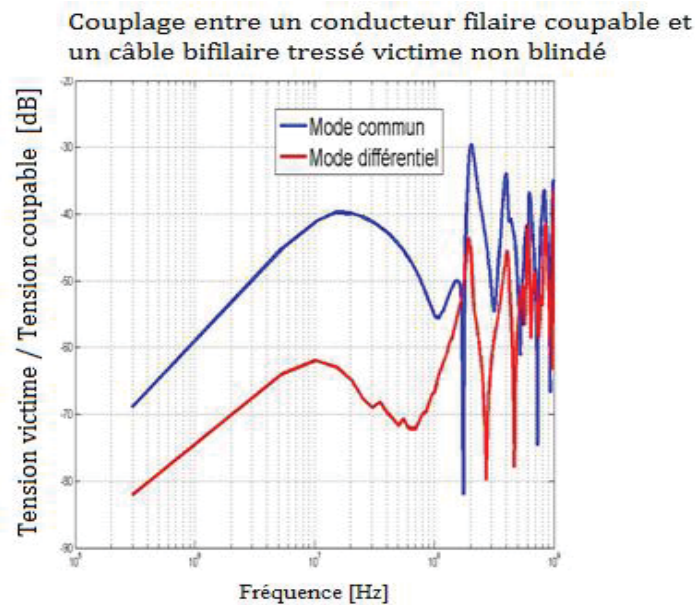


Figure II.11. Variation du couplage mode commun et mode différentiel en dB en fonction de la fréquence, entre un câble bifilaire tressé non blindé et un fil conducteur ($d = 6$ cm).

D'après les résultats des mesures de la figure II.11 où l'on mesure la para-diaphonie, nous pouvons constater que les perturbations de mode différentiel, même si elles sont faibles par rapport au mode commun (de 15 à 25 dB plus faible en *BF* avant l'apparition des phénomènes de résonance), celles-ci seront à priori plus gênantes, car elles sont en série et seront donc directement superposées aux signaux utiles de la ligne bifilaire tressée [35-37].

Pendant les perturbations de mode commun sont en général de plus forte amplitude par rapport au mode différentiel.

Celles-ci peuvent se transformer en partie en mode différentiel dès qu'il y a un déséquilibre des impédances d'entrée des systèmes électroniques (effet capacitif d'une ligne différente de l'autre par rapport à la masse, ou effet selfique dû à la différence de la longueur des lignes ou des rayons [35-37]).

II.6.2. Variateur de vitesse alimentant un moteur à courant continu

II.6.2.1. Introduction

Les perturbations électromagnétiques (*PEM*) sont généralement connues comme la principale raison de l'échec dans les circuits numériques. En particulier, pour les variateurs de vitesse de puissance, l'un des problèmes les plus communs dans la définition optimale est l'analyse des perturbations électromagnétiques, qui fonctionne habituellement en mode numérique.

En particulier, les perturbations électromagnétiques ont été observées sur deux effets distincts. La première est une fausse commutation ou échec statique, qui se produit en cas de perturbations électromagnétiques, elle a une amplitude qui donne

lieu à un changement indésirable de l'état du signal logique. Le deuxième effet c'est les retards induits par les perturbations électromagnétiques (*PEM*) [40].

Il a été observé que des changements significatifs, dans le temps de propagation d'un dispositif, se produisent à des amplitudes beaucoup plus faibles de perturbations électromagnétiques [41-43].

On va examiner l'effet des perturbations électromagnétiques (*PEM*) sur les défaillances dans les circuits numériques en utilisant en premier temps un Logiciel *LTspice* qui est adéquat pour évaluer l'influence des perturbations électromagnétiques dans le circuit du variateur de vitesse (oscillateur) et en deuxième temps par un test expérimental.

II.6.2.2. Etude théorique

Un système de conversion de puissance est généralement fait par deux sections principales : circuit de puissance (l'alimentation) et circuit de commande. La section d'alimentation est la principale source des perturbations électromagnétiques, en raison des commutateurs discrets qui travaille avec des valeurs élevées de dv/dt et di/dt .

Une structure simple de variateur de vitesse alimentant un moteur à courant continu est considérée, un commutateur *MOSFET* (transistor de puissance) a été ajouté sur la partie de commande. La tension nominale du transistor de puissance *MOSFET* est de 5 V, tandis que le courant peut aller jusqu'à 1 A.

Pour ce qui concerne la fréquence d'oscillation de fonctionnement, elle est de 500 kHz. L'alimentation est assurée par un générateur de tension continue.

Le schéma de la carte de commande (variateur de vitesse alimentant un moteur *DC*) est présenté sur les figures II.12 et II.13.

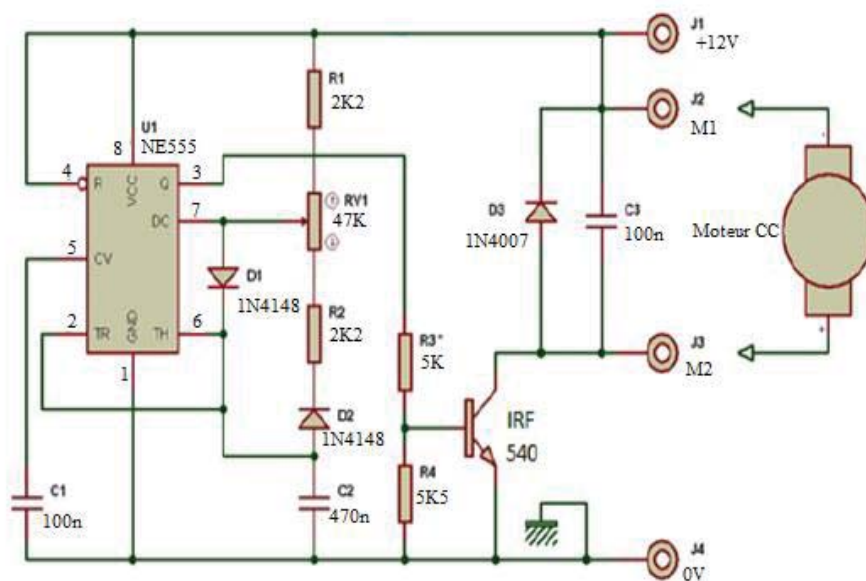


Figure II.12. Schéma du circuit de commande à base d'un NE555 et un potentiomètre RV1 de 47 kΩ [40].

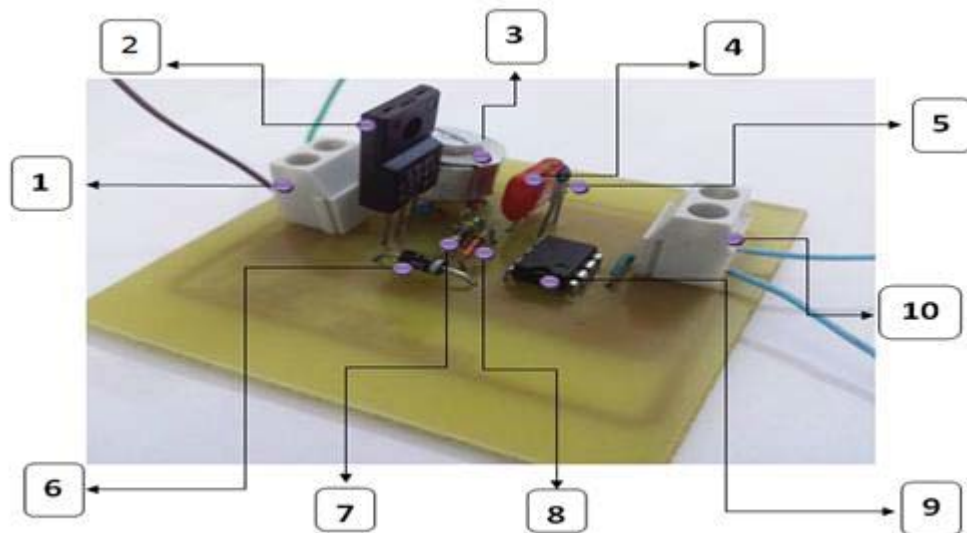


Figure II.13. Circuit imprimé après l'implantation des composants du variateur de vitesse à base de NE555.

- 1- Entrée du circuit.
- 2- MOSFET IRFZ44.
- 3- Potentiometre de 10 k Ω .
- 4- Condensateur de 100 nF.
- 5- Condensateur de 10 nF.
- 6- Diode 1N4148 *2.
- 7- Résistance.
- 8- Diode 1N4007.
- 9- Circuit intégré NE555.
- 10- Sortie du circuit.

Le cœur du circuit est constitué par NE555, qui est un simple circuit intégré jouant le rôle d'oscillateur. Un potentiomètre bien placé permet de varier le rapport cyclique, il est à la sortie du pin 7 de valeur 47 k Ω . Les valeurs choisies sont $C_1 = 100$ nF et le potentiomètre 10 k Ω en fonction de la fréquence d'oscillation et du rapport cyclique de fonctionnement [39, 40].

Les signaux de synchronisation représentent la faiblesse réelle de la commande (variateur de vitesse pour moteur DC) vis-à-vis du moteur à courant continu en termes des problèmes d'immunité [40].

II.6.2.3. Résultats de simulation

II.6.2.3.1. Branchement direct avec la charge

Pour ce montage de simulation, on a fait le branchement direct de la charge au variateur de vitesse pour moteur DC, à la sortie du drain (D) du transistor de puissance MOSFET (Fig. II.14).

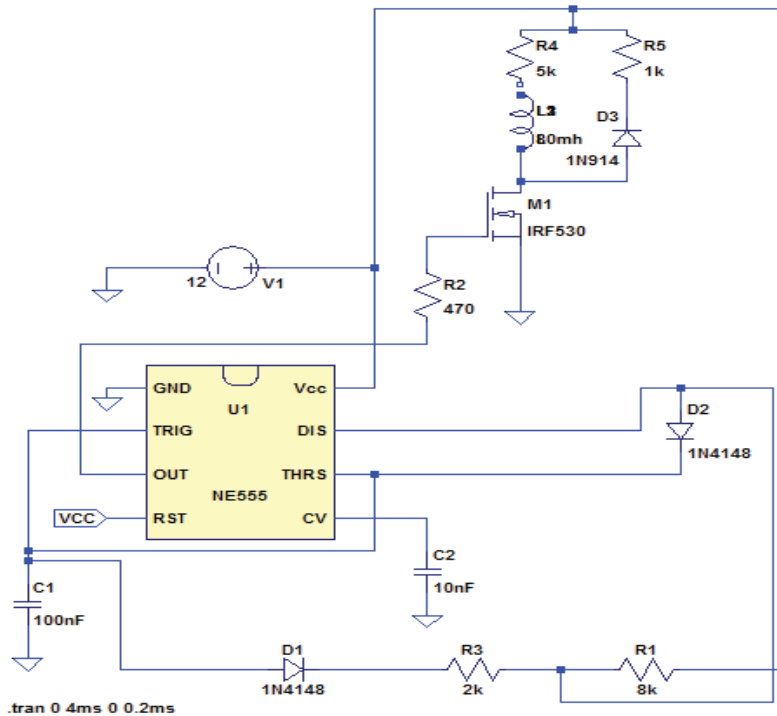


Figure II.14. Schéma du branchement direct avec charge.

a) Simulation de la tension à la sortie du circuit intégré NE555

Pour le résultat dans le domaine temporel (Fig. II.16), l'amplitude des oscillations de la tension de sortie hachée du NE555 pour une valeur de 2 k Ω du potentiomètre est de 12V.

Dans le domaine fréquentiel, l'amplitude du spectre présente de 11 dB à -120 dB un gain important dans une plage de fréquence de 1 kHz à 100 kHz et une légère perturbation à -50 dB d'amplitude (Fig. II.15).

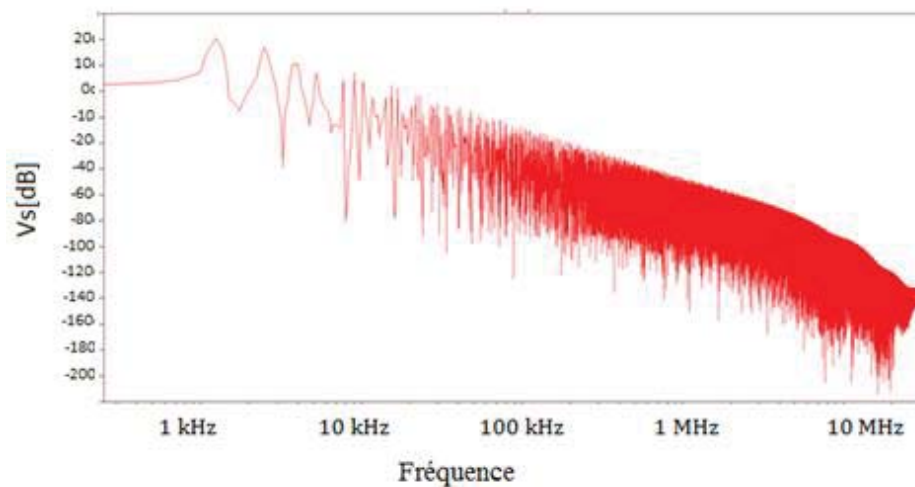


Figure II.15. Réponse fréquentielle pour la tension de sortie du NE555.

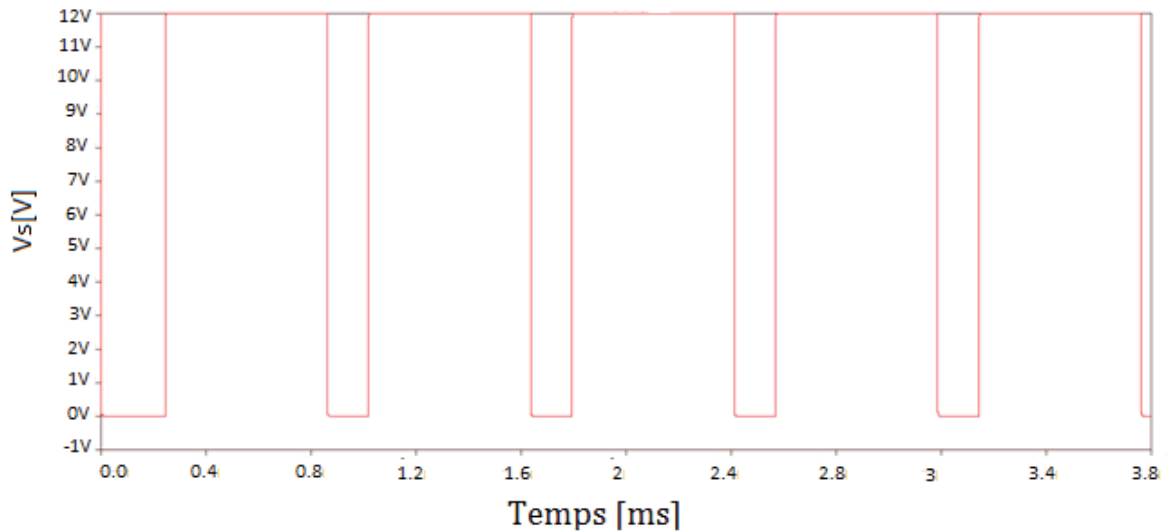


Figure II.16. Réponse temporelle pour la tension de sortie du NE555.

b) Simulation de la tension à la sortie du variateur de vitesse

Le résultat des perturbations dans le domaine temporel (Fig. II.18) montre que la tension hachée de sortie du variateur de vitesse pour une valeur de 2 k Ω du potentiomètre présente des perturbations qui déforment le signal à une amplitude qui tend vers 15 V.

La figure II.17 présente le spectre dans le domaine fréquentiel pour les niveaux des perturbations importants d'amplitude de 11 dB à -110 dB aux environs de 10 kHz. A partir de cette fréquence et jusqu'à 100 kHz, le spectre d'amplitude entre -30 dB à -40 dB présente des perturbations plus élevée.

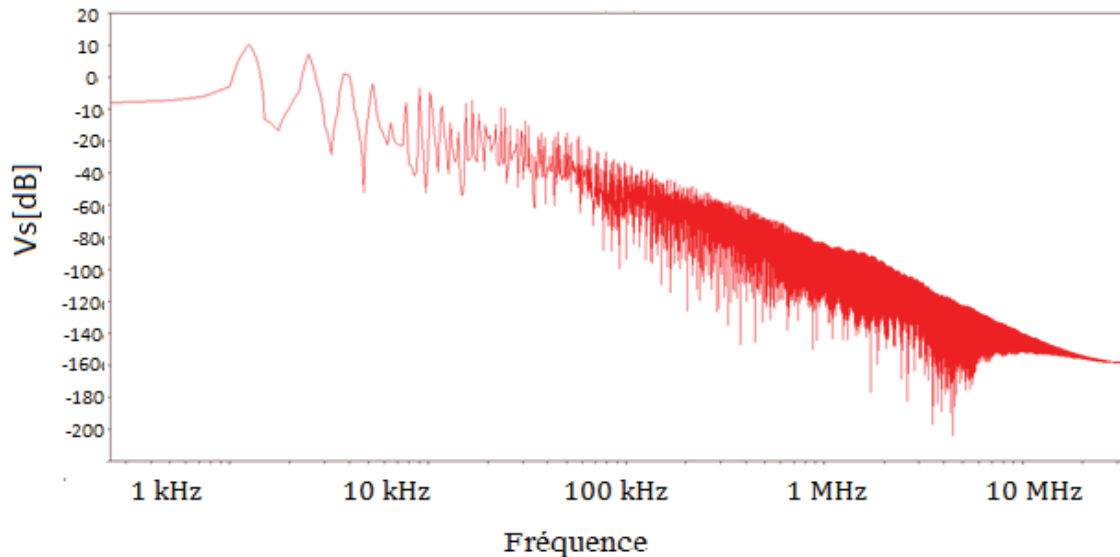


Figure II.17. Réponse fréquentielle pour la tension de sortie du variateur de vitesse.

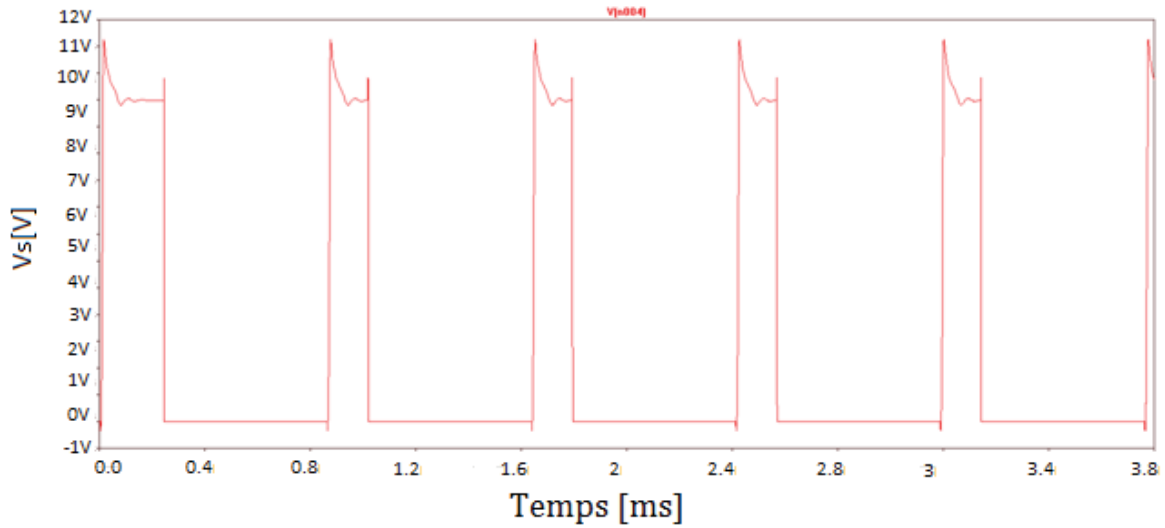


Figure II.18. Réponse temporelle pour la tension de sortie du variateur de vitesse.

II.6.2.3.2. Branchement sans charge

Dans ce montage, on va utiliser le même circuit du variateur de vitesse pour moteur *DC* que précédemment sauf qu'il n'y a pas de charge (Fig. II.19).

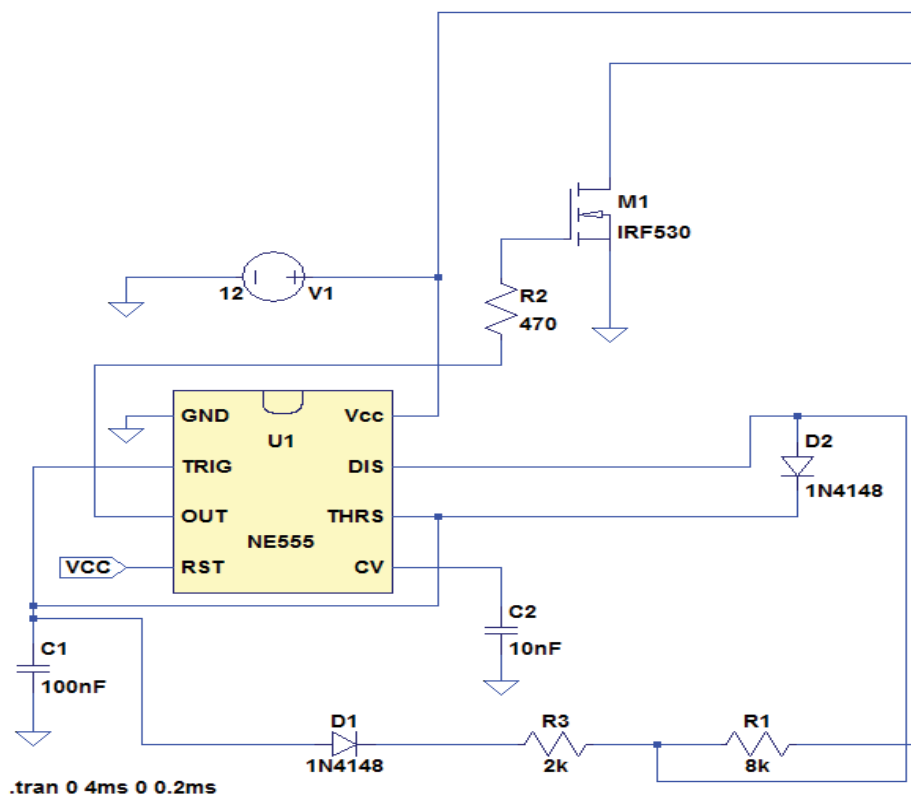


Figure II.19. Schéma de Branchement sans la charge.

a) Simulation de la tension à la sortie du NE555

Dans le domaine fréquentiel, l'amplitude du spectre présente de 15 dB à -130 dB un gain important dans une plage de fréquence de 1 kHz à 100 kHz et une légère perturbation à -60 dB d'amplitude (Fig. II.20).

Pour le résultat dans le domaine temporel (Fig. II.21), l'amplitude des oscillations de la tension de sortie hachée du NE555 pour une valeur de 2 k Ω du potentiomètre est de 12 V.

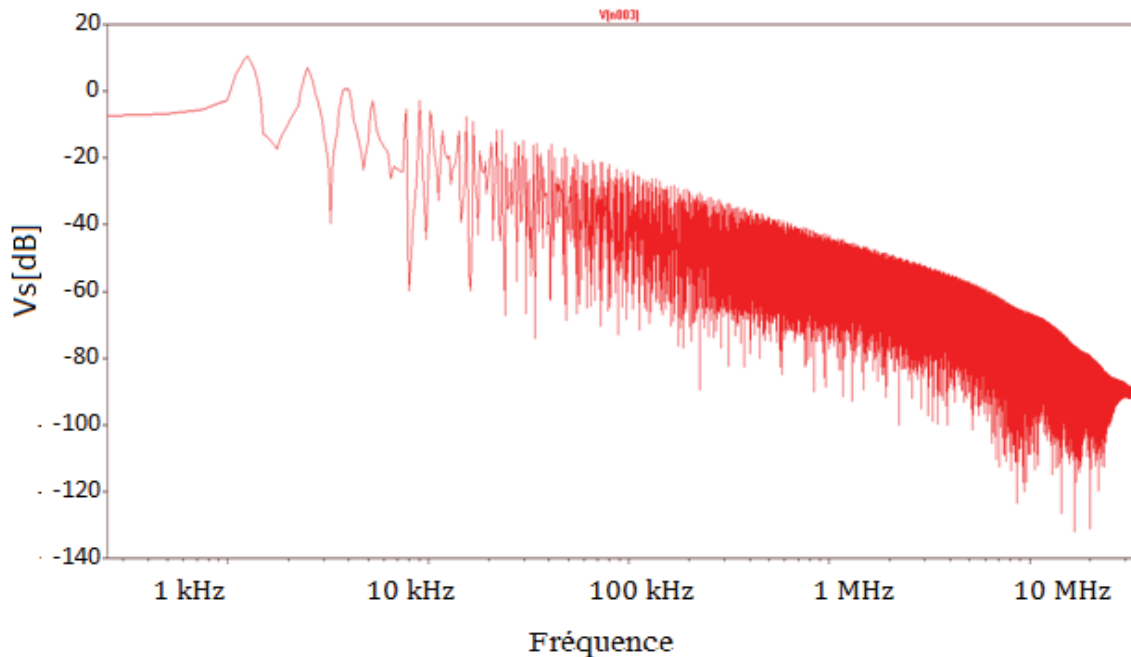


Figure II.20. Réponse fréquentielle de la tension de sortie du NE555.

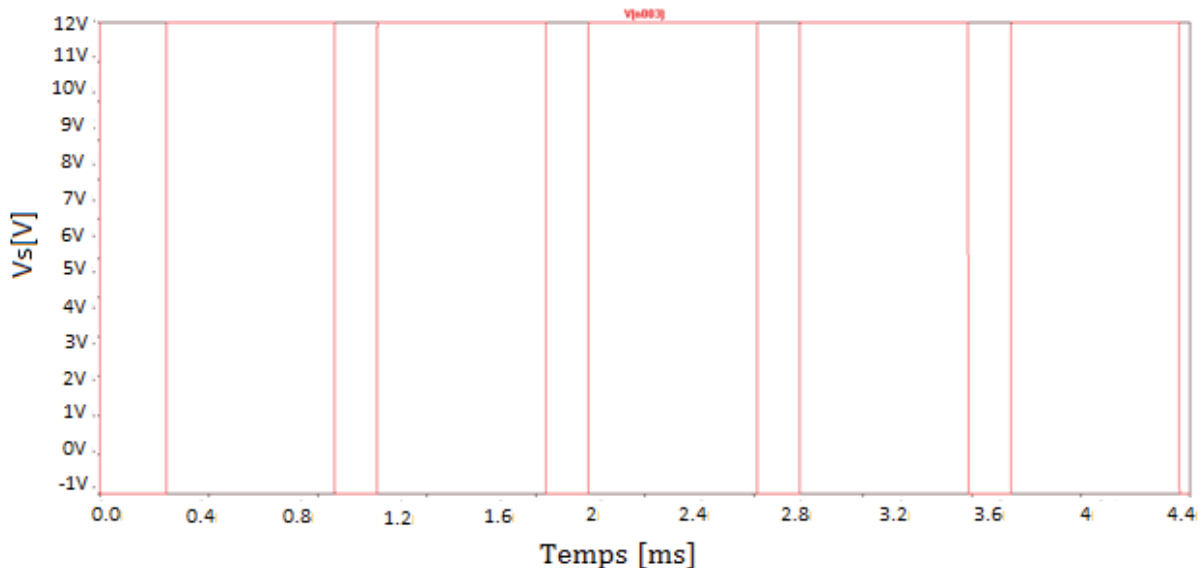


Figure II.21. Réponse temporelle de la tension de sortie du NE555.

b) Simulation de la tension à la sortie du variateur de vitesse

Les figures II.22 et II.23 montrent les signaux temporels et fréquentiels déformés avec des surtensions induites dues au niveau de montées et de descentes des impulsions fournies par un variateur de vitesse pour moteur *DC* à vide.

Ces surtensions intempestives sont dues aux forts dv/dt et di/dt de ces signaux carrés et dépassent les tensions crêtes d'un rapport du double environ.

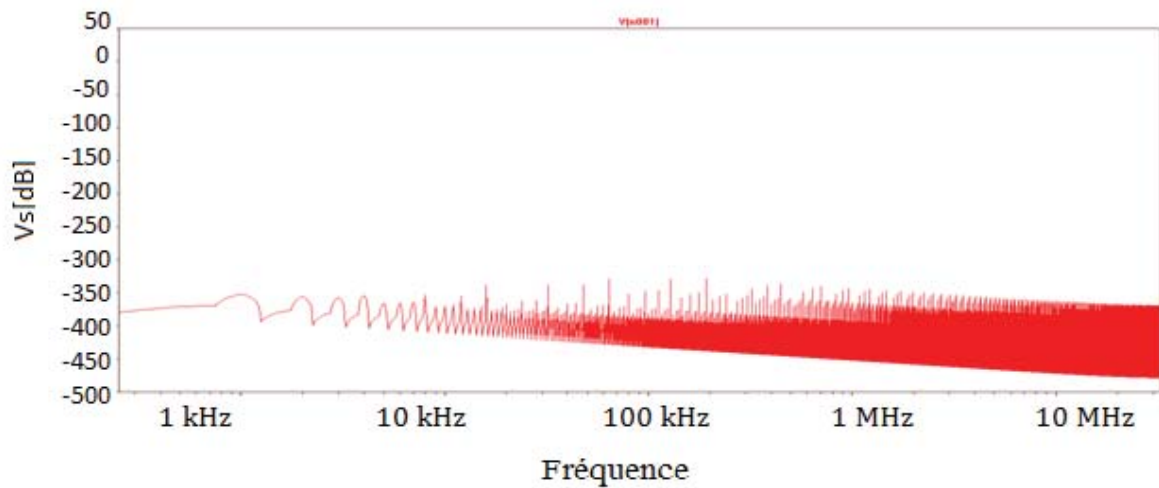


Figure II.22. Réponse fréquentielle de la tension de sortie du variateur de vitesse.

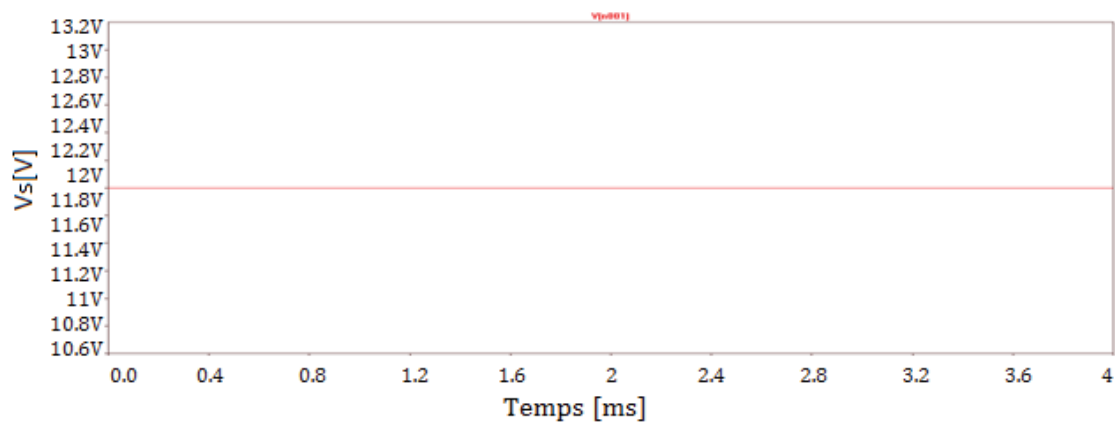


Figure II.23. Réponse temporelle de la tension de sortie du variateur de vitesse.

II.6.2.3.3. Branchement à la charge avec câble sans pertes

Dans ce montage, on va utiliser le même circuit du variateur de vitesse pour moteur *DC* que précédemment sauf qu'il y a un branchement d'un câble sans perte à la charge (Fig. II.24).

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

$$Z = jL\omega \quad (\text{II-9})$$

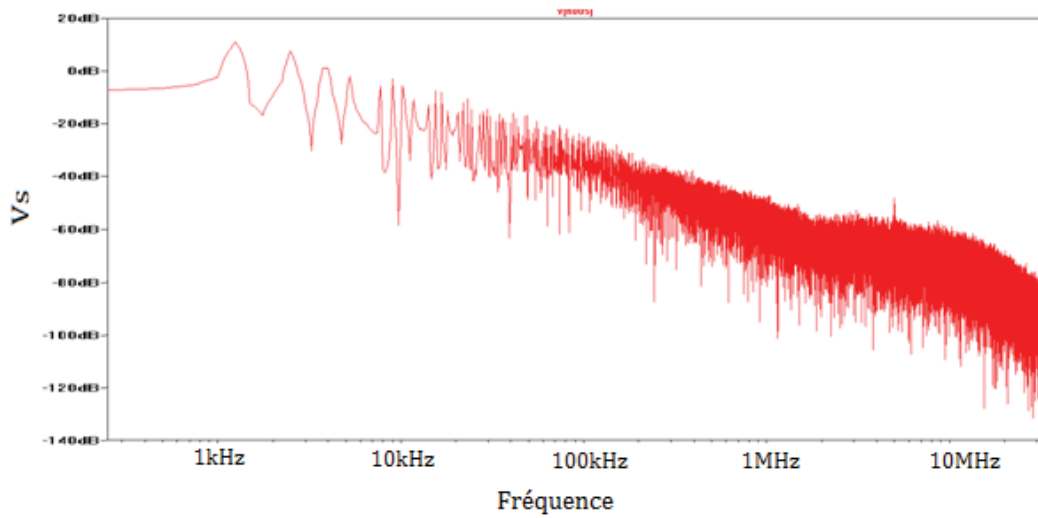


Figure II.25. Réponse fréquentielle pour une tension de sortie du variateur de vitesse pour $Z = 15 \Omega$.

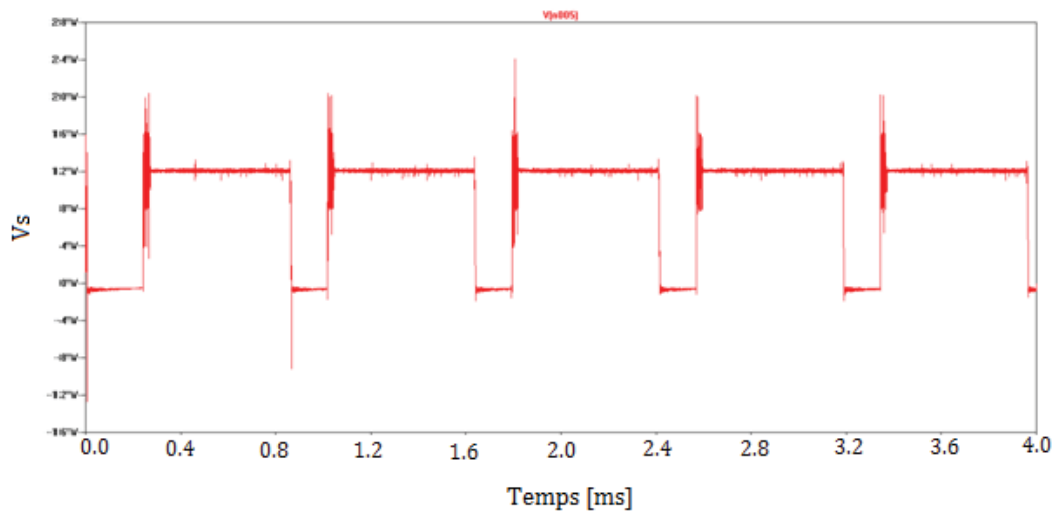


Figure II.26. Réponse temporelle pour une tension de sortie du variateur de vitesse pour $Z = 15 \Omega$.

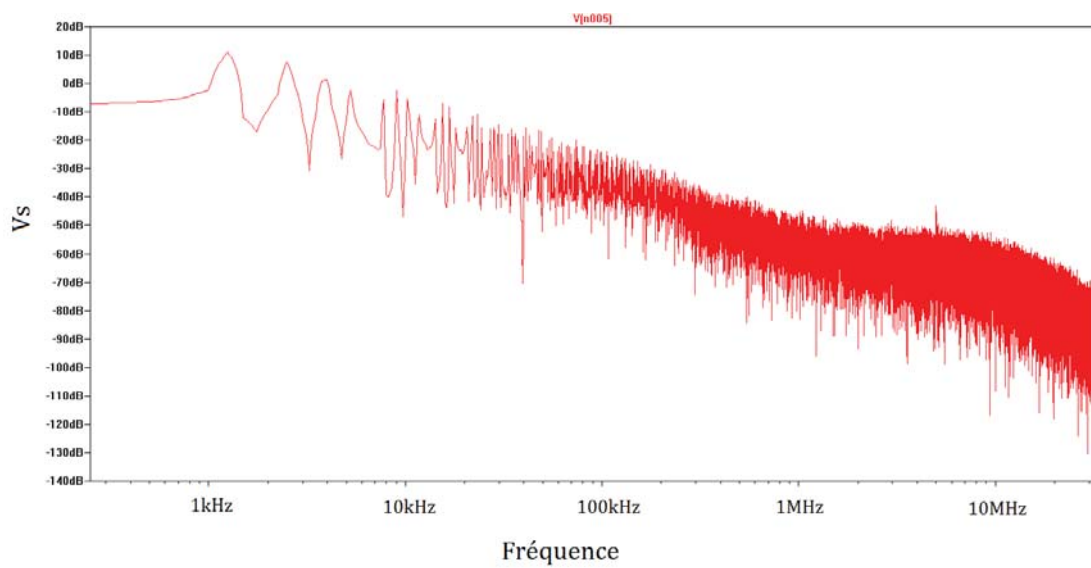


Figure II.27. Réponse fréquentielle pour une tension de sortie du variateur de vitesse pour $Z = 30 \Omega$.

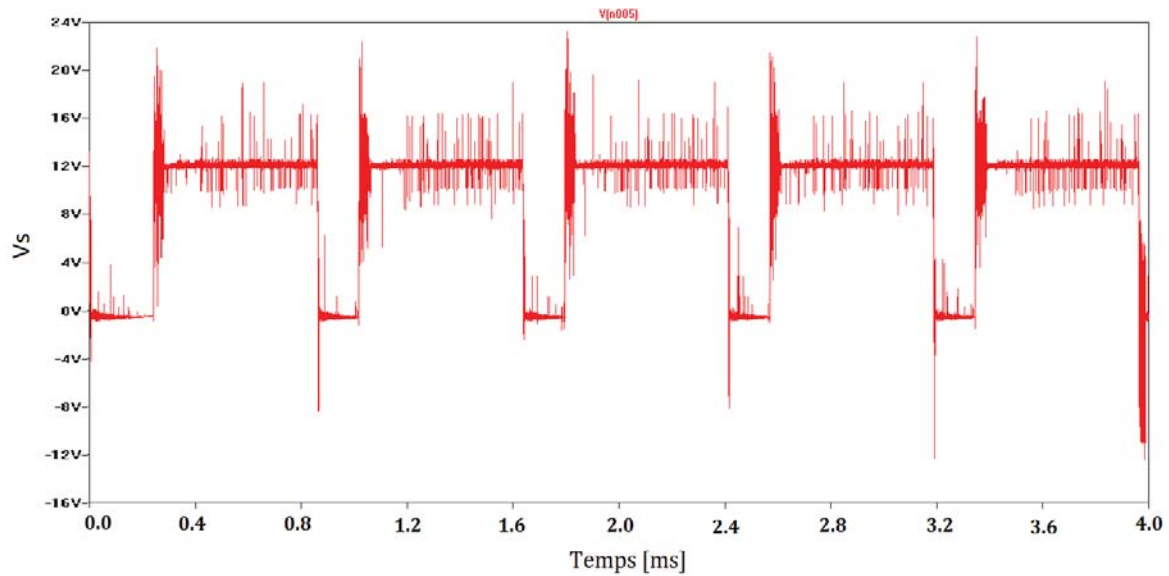


Figure II.28. Réponse temporelle pour une tension de sortie du variateur de vitesse pour $Z = 30 \Omega$.

b) Simulation de la tension à la sortie du NE555

Dans le domaine fréquentiel, les deux figures II.29 et II.31 montrent respectivement que l'amplitude du spectre présente de -10 dB à -120 dB un gain important dans une plage de fréquence aux environs de 50 kHz et une légère perturbation de -120 dB d'amplitude aux environs de 5 MHz pour le câble $Z = 15 \Omega$ et des perturbations importantes d'amplitude -110 dB à 120 dB de 2MHz à 8MHz pour le câble $Z = 30 \Omega$.

Les figures II.30 et II.32, qui donnent la réponse temporelle du signal de sortie du NE555, l'amplitude des oscillations de la tension de sortie hachée du NE555 est de 12 V.

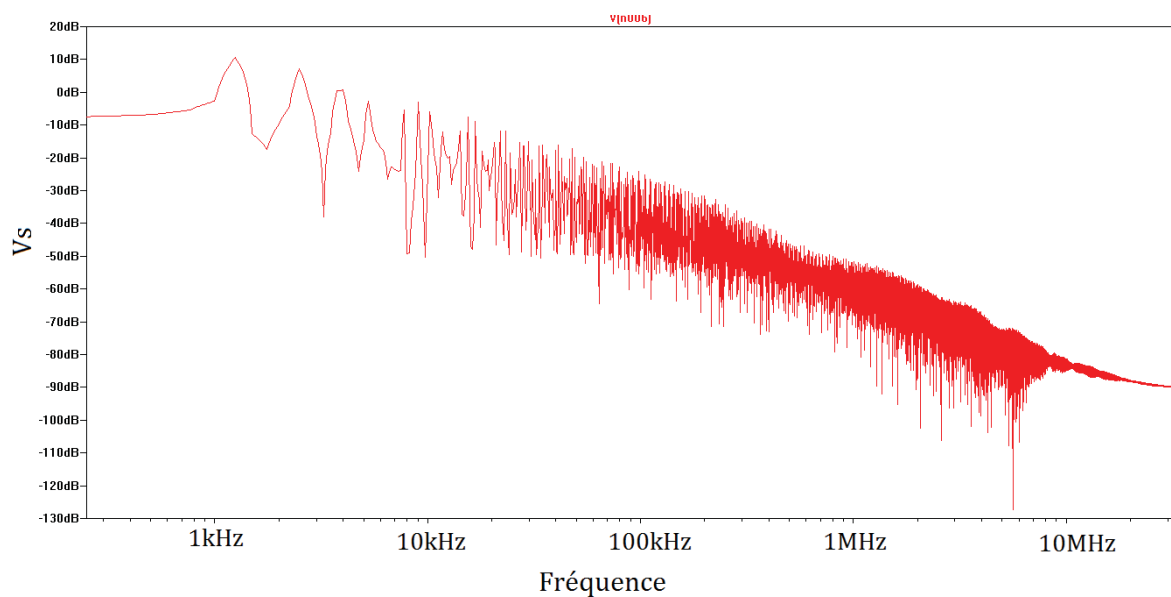


Figure II.29. Réponse fréquentielle de la tension de sortie du NE555 pour $Z = 15 \Omega$.

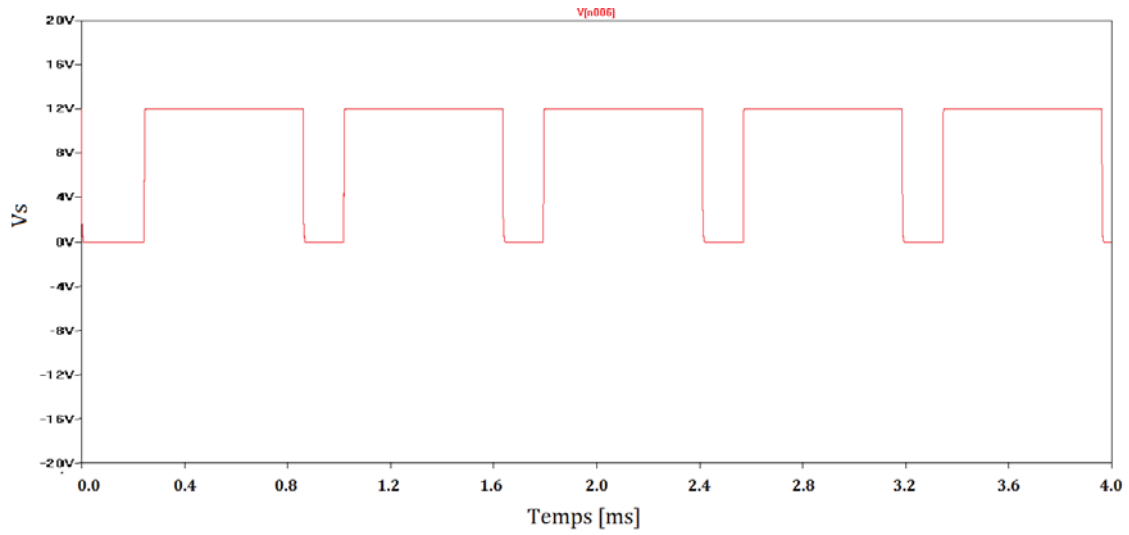


Figure II.30. Réponse temporelle de la tension de sortie du NE555 pour $Z = 15 \Omega$.

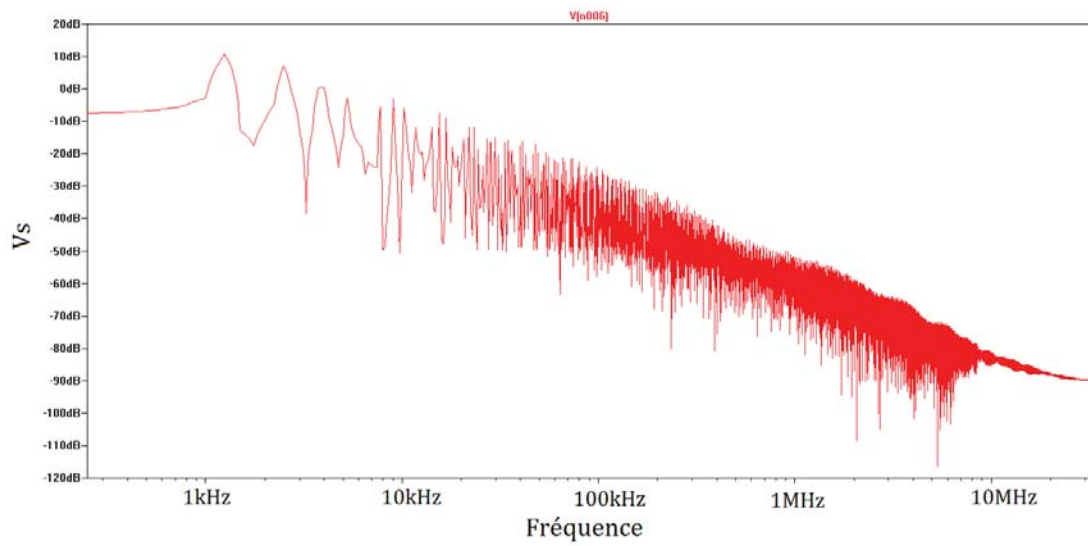


Figure II.31. Réponse fréquentielle de la tension de sortie du NE555 pour $Z = 30 \Omega$

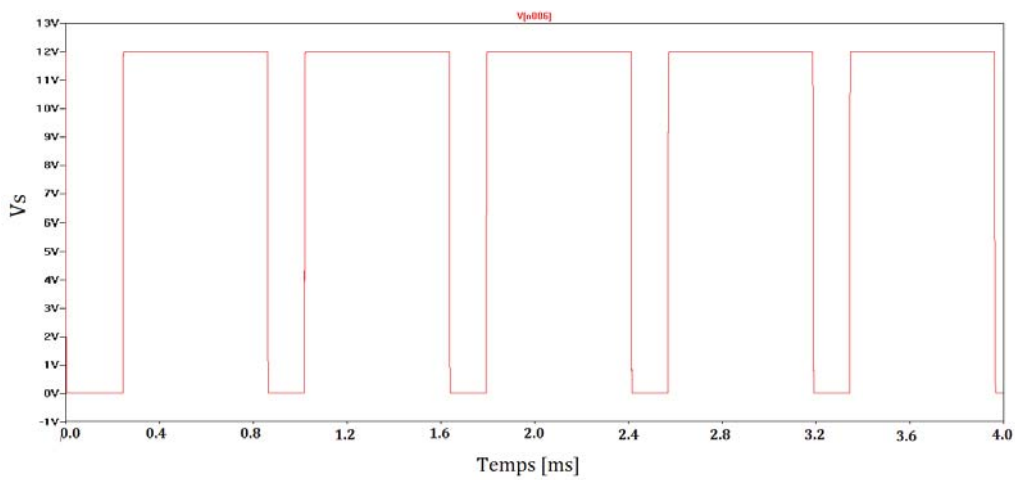


Figure II.32. Réponse temporelle de la tension de sortie du NE555 pour $Z = 30 \Omega$.

II.6.2.3.4. Branchement du câble à la charge avec pertes

Dans cette étude, on va utiliser le même circuit du variateur de vitesse pour un moteur *DC* que précédemment sauf qu'il y a un branchement d'un câble avec perte à la charge (Fig. II.33).

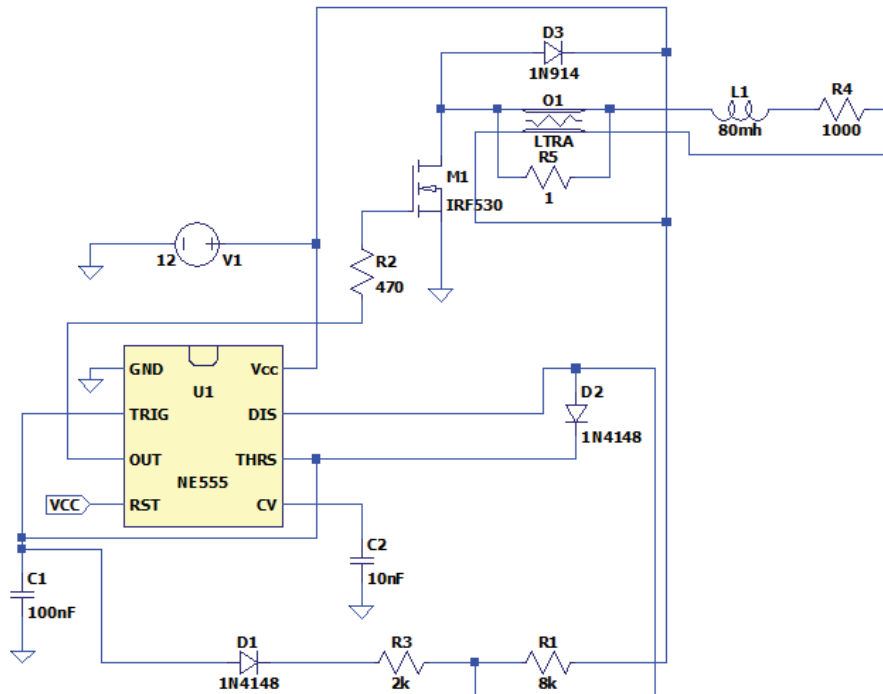


Figure II.33. Schéma d'un Branchement avec câble avec pertes.

a) Simulation de la tension à la sortie du variateur de vitesse

Les figures II.37 et II.35, qui donnent la réponse temporelle du signal de sortie du variateur de vitesse, montrent la différence d'amplitude entre deux exemples de câbles $L = 1\mu\text{H}$ et $L = 10\mu\text{H}$ respectivement à une amplitude de 27 V et 34 V.

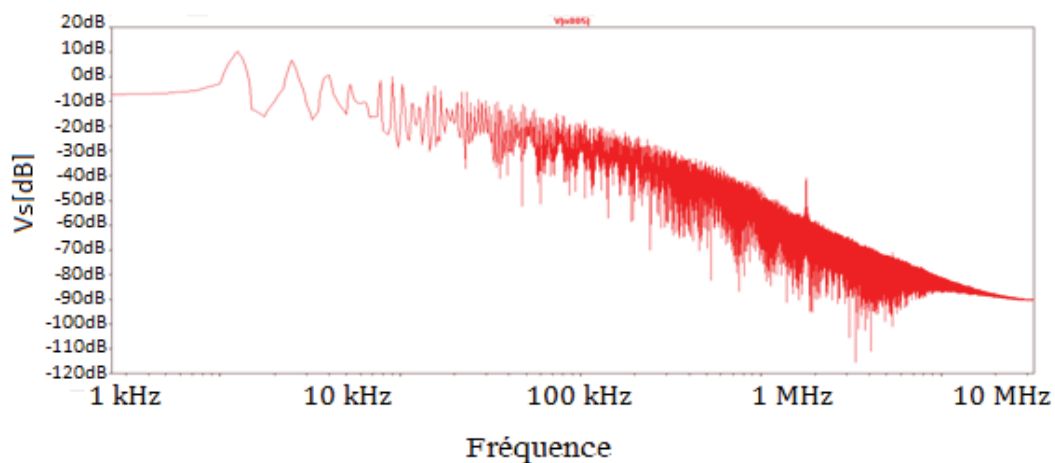


Figure II.34. Réponse fréquentielle pour une tension de sortie du variateur de vitesse pour $L = 10\mu\text{H}$.

Pour les réponses fréquentielles qui sont étés visualisées dans les figures II.34 et II.36, on observe des perturbations importantes d'amplitude de -25 dB à une fréquence de 8 kHz et dans une plage de fréquence de 10 kHz jusqu'à 1 MHz on a un gain de -110 dB pour le câble $L = 10 \mu\text{H}$.

Par contre pour le câble $L = 1 \mu\text{H}$, un gain d'une amplitude de -45 dB à une bande de fréquence de 8 kHz et entre 10 kHz jusqu'à 1 MHz on a -110 dB.

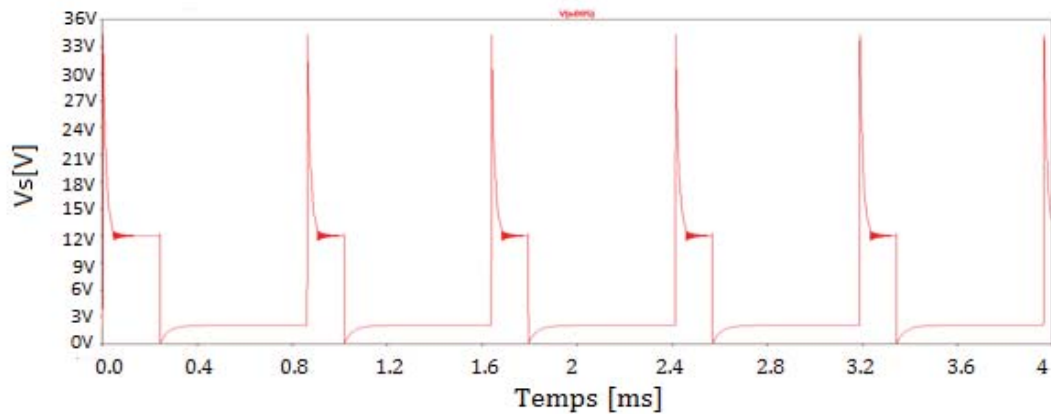


Figure II.35. Réponse temporelle pour une tension de sortie du variateur de vitesse pour $L = 10 \mu\text{H}$.

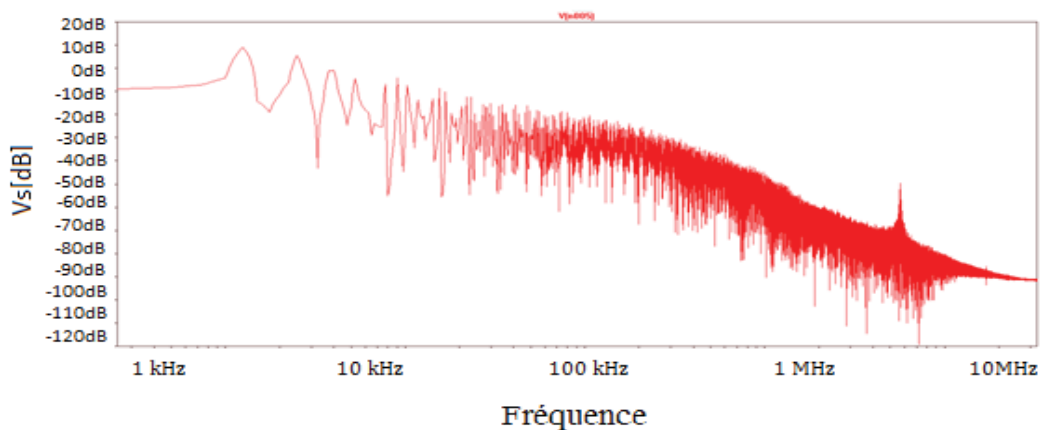


Figure II.36. Réponse fréquentielle pour une tension de sortie du variateur de vitesse pour $L = 1 \mu\text{H}$.

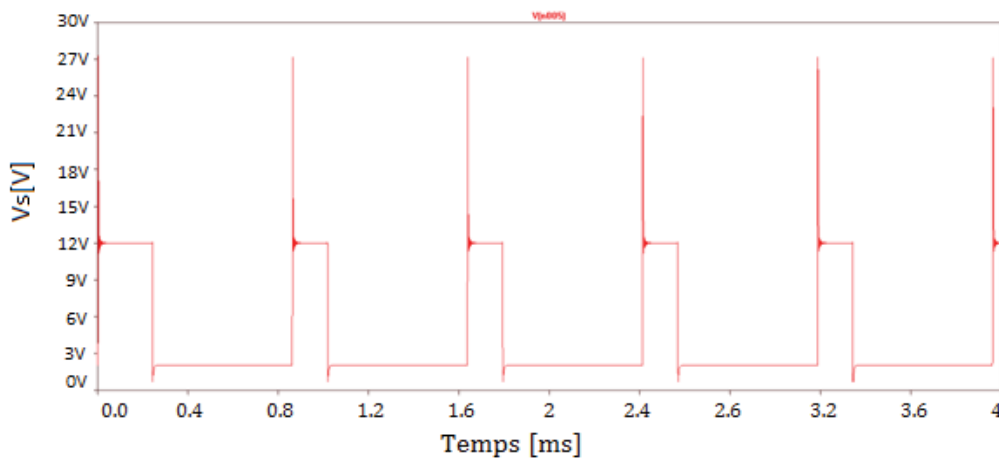


Figure II.37. Réponse temporelle pour une tension de sortie du variateur de vitesse pour $L = 1 \mu\text{H}$.

b) Simulation de la tension à la sortie du NE555

Dans le domaine fréquentiel, les deux figures II.38 et II.40 montrent respectivement que l'amplitude du spectre présente de - 8 dB à - 105 dB un gain important dans une plage de fréquence aux environs de 50 kHz et une légère perturbation de -100 dB d'amplitude aux environs de 5 MHz pour le câble $L = 1 \mu\text{H}$ et des perturbations importantes d'amplitude -40 dB à -110 dB entre 110 kHz à 8 MHz pour le câble $L = 10 \mu\text{H}$.

Les figures II.39 et II.41, qui donnent la réponse temporelle du signal de sortie du NE555, l'amplitude des oscillations de la tension de sortie hachée du NE555 est de 12 V.

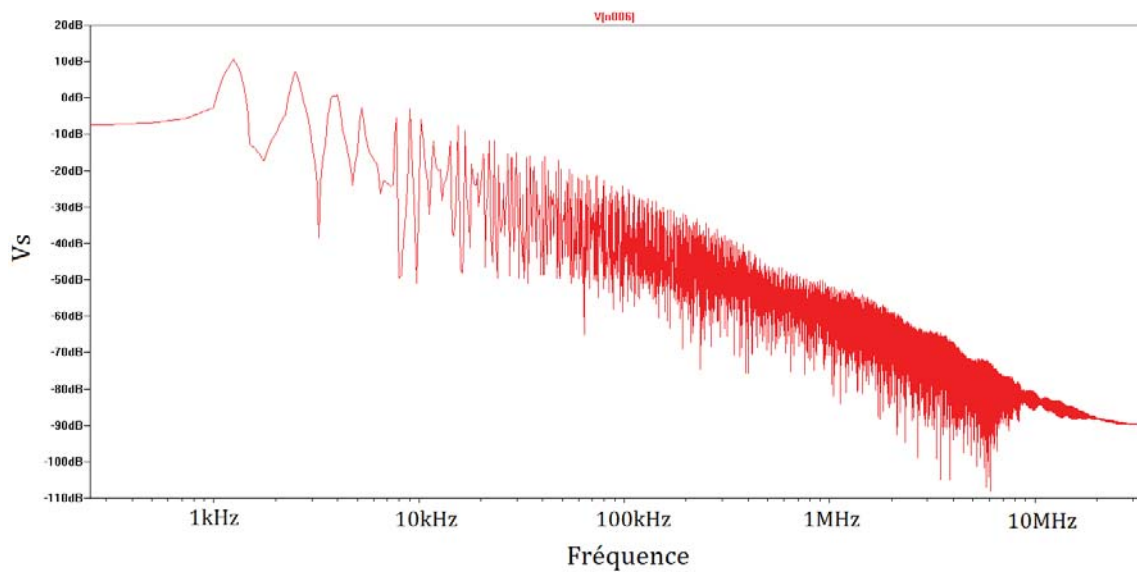


Figure II.38. Réponse fréquentielle pour une tension de sortie du NE555 pour $L = 1 \mu\text{H}$.

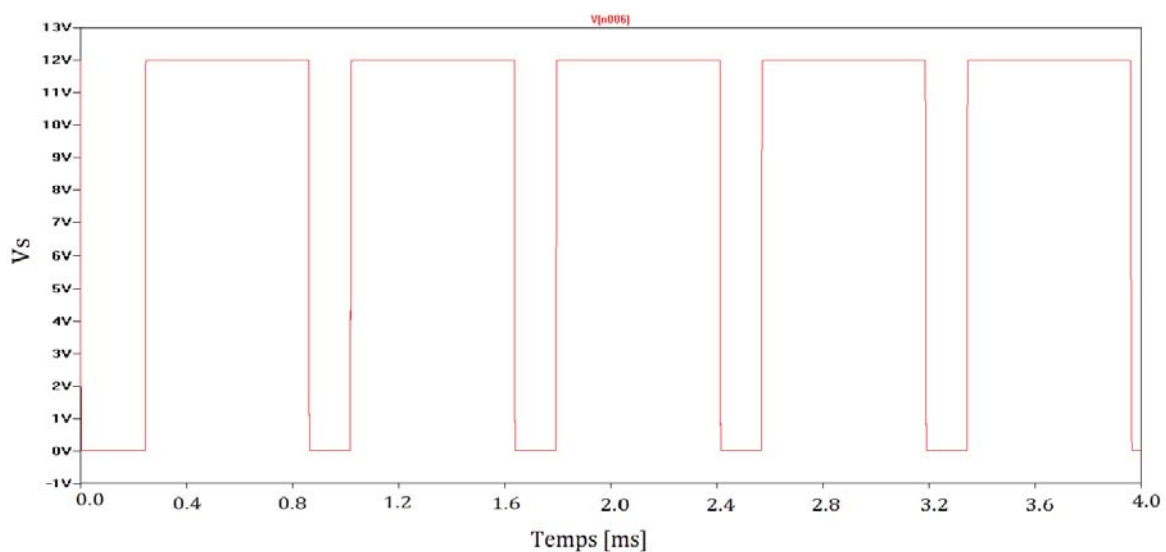


Figure II.39. Réponse temporelle pour une tension de sortie du NE555 pour $L = 1 \mu\text{H}$.

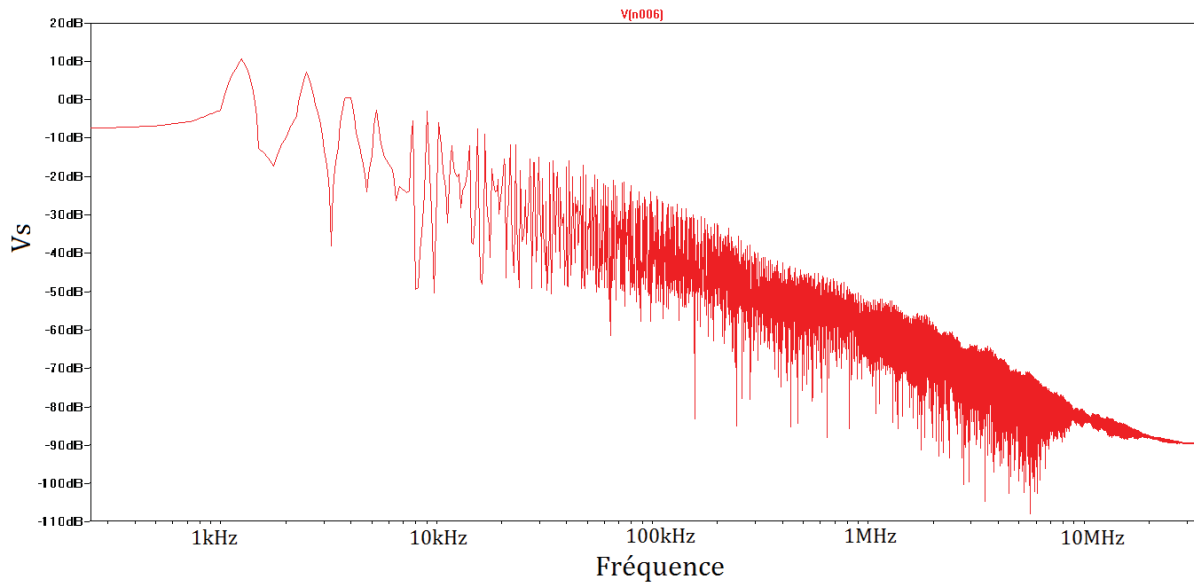


Figure II.40. Réponse fréquentielle pour une tension de sortie du NE555 pour $L = 10 \mu\text{H}$.

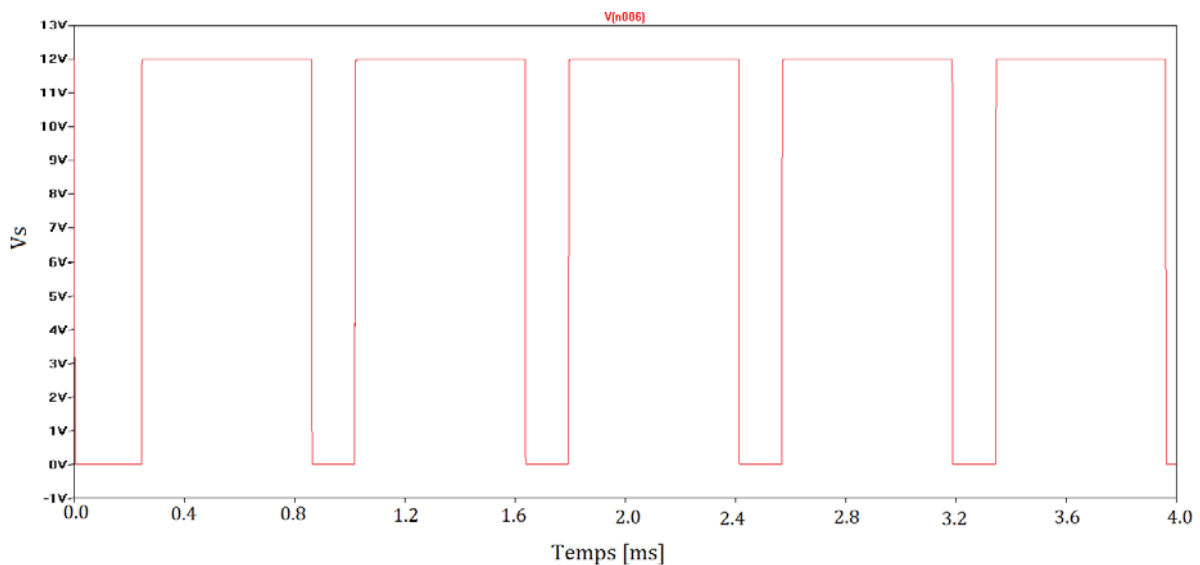


Figure II.41. Réponse temporelle pour une tension de sortie du NE555 pour $L = 10 \mu\text{H}$.

On conclut que dans le branchement direct avec charge, il y a existence des perturbations électromagnétiques plus importantes par rapport au branchement direct sans charge

II.6.2.4. Résultats expérimentaux

Afin de réaliser une analyse complète et précise, le circuit de commande a été monté dans le laboratoire de compatibilité électromagnétique à l'institut *Xlim* de Limoges en France en utilisant les normes européennes en vigueur sur *CEM* et ensuite le circuit du variateur de vitesse a été amélioré au niveau du laboratoire *APELEC* de la faculté du Génie Electrique de l'université Djilali Liabès à Sidi Bel-Abbès [40].

Nous présentons une méthode expérimentale d'identification des couplages électromagnétiques en champ proche entre le convertisseur statique DC/DC (variateur de vitesse à base de $NE\ 555$) et la charge (moteur à courant continu).

En électronique de puissance, les sources de perturbations sont principalement les transitoires de tension, plus rarement de courant [42].

Une fois on a installé le banc de mesure des perturbations, nous pouvons mesurer et tracer l'évolution des perturbations (des tensions) en temporel et fréquentiel.

Le circuit de mesure a été réalisé sur une portion d'un circuit imprimé et les différents composants qui ont été intégrés sur ce circuit sont des composants montés sur une carte d'essais. Toutes les dispositions pour minimiser les dimensions du circuit ont été prises afin de limiter au maximum les influences des éléments parasites et les effets de propagation. Le circuit de mesure est relié au dispositif de mesure directement par des connecteurs des sondes de l'oscilloscope (Fig. II.42).

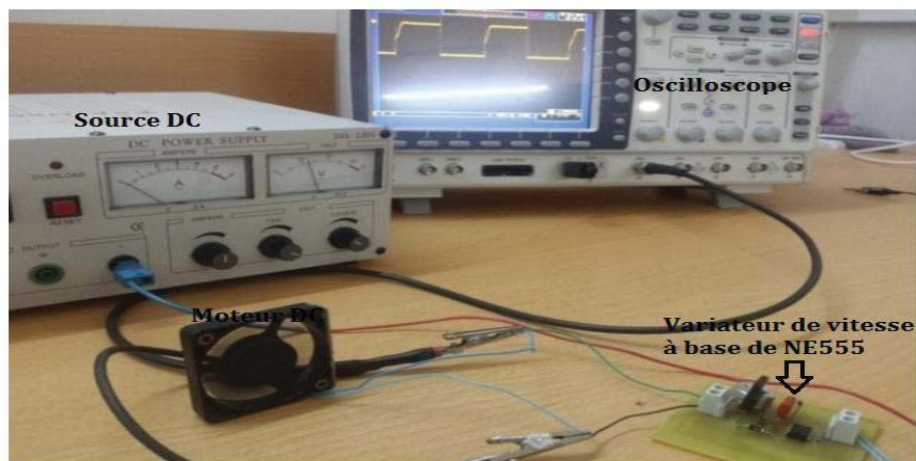


Figure II.42. Photographie du banc expérimental du variateur de vitesse à base d'un NE555 pour un MCC.

II.6.2.4.1. Mesure de la tension à la sortie du variateur de vitesse avec charge

Pour cet essai, on a fait le branchement direct du moteur à courant continu de 12 V au variateur de vitesse alimentant un moteur DC , à la sortie drain (D) du transistor de puissance $MOSFET$ de la carte de commande pour une valeur de 2 k Ω de potentiomètre (Fig. II.12) et sans l'utilisation de câble coaxial multifilaire torsadé blindé [40].

Les résultats des réponses temporelles et fréquentielles des signaux de sortie sont montrés dans les figures II.43 et II.44.

Le résultat de mesure temporelle montre que la tension de sortie du variateur de vitesse est bien hachée mais avec des perturbations qui déforment le signal à une amplitude qui dépasse 12V (Fig. II.43).

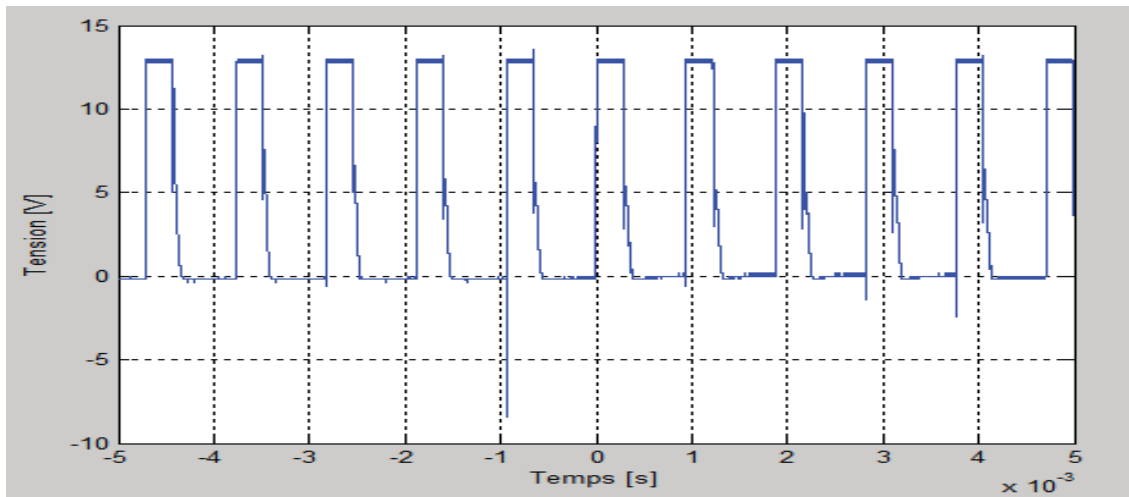


Figure II.43. Réponse temporelle de la tension à la sortie du variateur de vitesse avec la charge (Branchement directe).

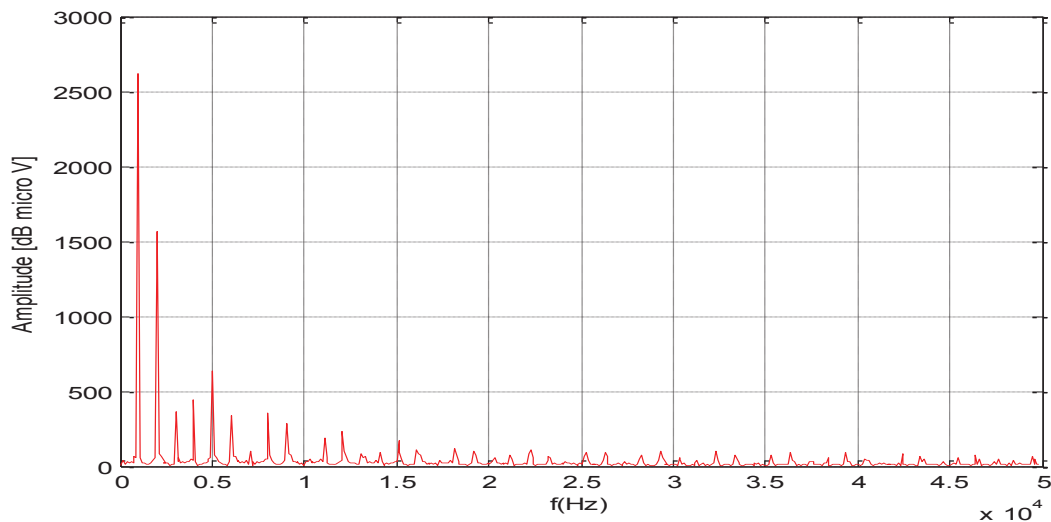


Figure II.44. Réponse fréquentielle de la tension à la sortie du variateur de vitesse avec la charge (Branchement directe).

Le résultat de mesure fréquentielle, montre qu'au-delà de certaines fréquences, telles que 5 kHz, le signal de sortie n'est pas considérablement perturbé d'où l'effet du moteur à courant continu est influent sur la diminution des effets des perturbations électromagnétiques, par la suite le niveau de perturbation est inférieure à celle des premiers tests.

Par ailleurs, on peut constater comment l'effet des perturbations électromagnétiques du variateur de vitesse donne naissance à une très grande erreur de l'amplitude moyenne de la tension d'attaque du moteur à courant continu.

On remarque que lorsque le variateur de vitesse pour moteur *DC* est en charge sur ce dernier, les surtensions induites au niveau des impulsions (montée et descente), sont atténuées, à cause du filtre constitué par la forte self (induit et inducteur) du moteur.

II.6.2.4.2. Mesure de la tension à la sortie du variateur de vitesse sans charge

Le circuit électrique du variateur de vitesse pour moteur *DC* a un niveau d'émission important et l'effet des perturbations électromagnétiques sur le reste de la carte de commande a été évalué par la mesure du signal de sortie du variateur de vitesse pour moteur *DC*, sans câble coaxial [40].

Les figures II.45 et II.46 montrent les signaux temporels et fréquentiels déformés avec des surtensions induites dues au niveau de montées et de descentes des impulsions fournies par un variateur de vitesse pour moteur *DC* à vide.

Ces surtensions intempestives sont dues aux forts dv/dt et di/dt de ces signaux carrés et dépassent les tensions crêtes d'un rapport double environ, comme observés sur les figures II.45 et II.46.

Ceci peut endommager par la suite le moteur, et ainsi diminuer la durée de vie du moteur, car ces oscillations hautes fréquences, peuvent engendrer un phénomène de pincement ou de corrosion des roulements à billes, ou des balais, à travers les effets capacitifs, constitués par ces éléments du moteur [40].

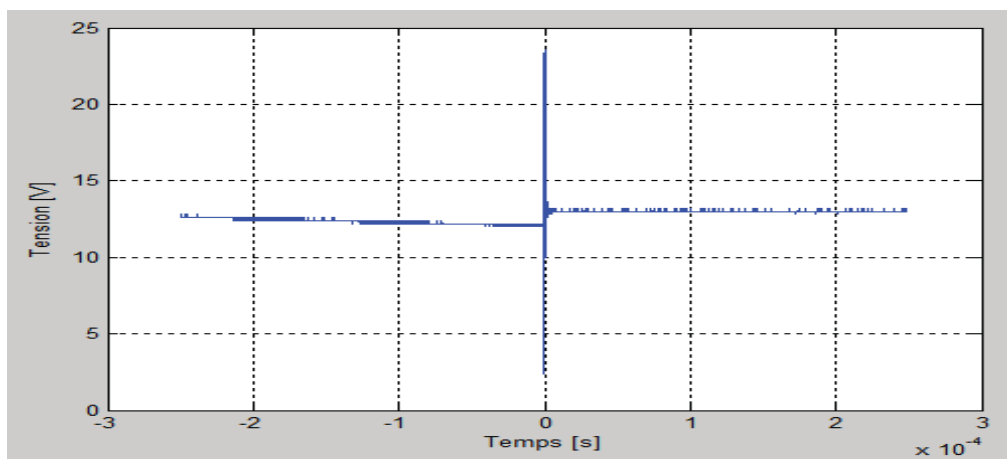


Figure II.45. Réponse temporelle de la tension à la sortie du variateur de vitesse sans la charge (Branchement à vide).

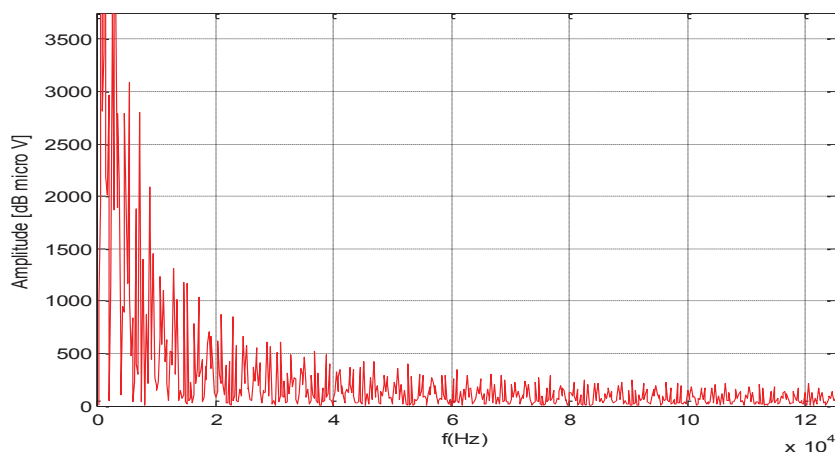


Figure II.46. Réponse fréquentielle du signal de sortie du variateur de vitesse pour moteur *DC* à vide.

Dans la figure II.46, qui représente la réponse des signaux en domaine fréquentiel à la sortie du variateur de vitesse pour moteur *DC* (borne 3 de la figure II.12) qui n'est pas branché au moteur (à vide), on voit qu'il y a des perturbations électromagnétiques dans les signaux de sortie et en particulier autour de la fréquence de 40 kHz et après il n'y a pas de perturbations électromagnétiques.

Par conséquent, on peut voir comment, en raison du fonctionnement de la carte de commande (variateur de vitesse pour moteur *DC*), le signal est fortement déformé. Par conséquent, il est confirmé que la principale génération des perturbations électromagnétiques provient de la carte de commande [40].

II.7. CONCLUSION

Ce chapitre est illustré par des résultats de simulation sous le logiciel LTspice, et des essais expérimentaux dont on a fait l'étude sur les perturbations électromagnétiques générées par un variateur de vitesse pour un moteur à courant continu et les effets de la connectique sur le branchement entre les différentes parties du système électronique.

L'analyse effectuée a montré que les perturbations électromagnétiques dépendent principalement des configurations des circuits particuliers de la carte de commande.

Au lieu de cela, elles dépendent fortement du niveau d'émission absolu des dispositifs de commande qui atteint une valeur maximale autour de certaines fréquences particulières.

Au moyen de l'analyse des perturbations électromagnétiques, il est possible de travailler sur le niveau d'émission maximale qui garantit le contrôle des erreurs du signal en dessous d'une certaine valeur.

Par ailleurs, en cas de fréquences critiques constantes, le variateur de vitesse peut être conçu pour fonctionner avec une fréquence, qui ne génère pas de fortes perturbations.

Aussi, nous avons étudié l'influence du blindage de la connectique en mode commun et en mode différentiel sur la diminution du couplage, et surtout l'importance de la mise à la masse du blindage. Les diaphonies capacitive et inductive interviennent dès que des conducteurs ont un cheminement parallèle et proche.

Le prochain chapitre va être consacré à l'étude du Modélisation et synthèse des sources de perturbations conduites en *MD* et en *MC*.

Chapitre 3

Analyse des perturbations émises par des Convertisseurs DC/DC (Buck et Boost)



" I am never content until I have constructed a [...] model of the subject I am studying. If I succeed in making one, I understand; otherwise I do not ".

Lord Kelvin

Chapitre 3

Analyse des perturbations émises par des Convertisseurs DC/DC (Buck et Boost)

INTRODUCTION

L'étude sera réalisée dans la base mode commun et mode différentiel afin de limiter l'étude à deux modèles découplés. Cette hypothèse de travail suppose que le convertisseur étudié a une impédance de couplage de modes très faible voire nulle. Ceci revient naturellement à considérer que les chemins de retour à la terre sont symétriques, ainsi que les impédances de liaison avec la source [44, 45].

L'identification proprement dite sera alors réalisée dans la base mode commun – mode différentiel sous la forme de deux modèles. Une étude sera alors réalisée sur la possibilité de remonter un modèle complet à partir de ces deux modèles. Cette étape ne sera possible qu'à la condition de considérer que les impédances Z_{PG} et Z_{NG} sont identiques. Le modèle obtenu alors sera donc un modèle dégradé ne représentant pas correctement les couplages de modes [44, 45].

L'utilisation de convertisseurs statiques fonctionnant sur la base de la commutation engendre beaucoup de perturbations Electromagnétiques. Celles-ci doivent être bien maîtrisées par la CEM.

Dans ce chapitre, notre étude se place donc dans une démarche d'analyse des perturbations émises par des convertisseurs DC/DC (hacheurs "Buck" et "Boost") positionnés, par des câbles bifilaires entre un RSIL et la charge. Cette étude entre dans le cadre des réseaux d'énergie électrique embarqués complexes dans une automobile [46].

Dans le cadre de cette thèse, nous nous n'intéresserons qu'aux perturbations conduites générées par les convertisseurs de puissance en présence des câbles de connexions. Nous n'aborderons pas les phénomènes de susceptibilité et d'émissions rayonnées.

III.1. MODES DE PROPAGATION DES PERTURBATIONS

Les signaux parasites émis par la source (dans un convertisseur statique, la ou les cellules de commutations) sont propagés vers la source d'énergie, vers la charge ou

vers un dispositif voisin qui est désigné par le terme de « victime », de plusieurs façons, liées à leur environnement respectif. Deux cas peuvent alors se présenter. [47].

Si la source et la victime sont voisines avec ou sans liaison galvanique, le couplage est dit proche et il peut être de nature capacitive, inductive ou résistive. Les outils d'analyse font appel à des modèles de types réseau électrique où les couplages sont représentés par des capacités, des inductances mutuelles ou des résistances (dans le cas de liaisons galvaniques directes). Les phénomènes perturbateurs sont dans ce cas les variations rapides de courant ou de tension. Ces perturbations, appelées perturbations conduites, se développent dans les câbles ou conducteurs de liaisons aux réseaux, sources d'énergie ou charges [47].

Si la source et la victime sont éloignées et sans liaison galvanique, la perturbation est transmise par une onde électromagnétique d'où on parle de perturbations rayonnées [47].

III.2. TECHNIQUES DE PROTECTION EN CEM EN ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE

Cette partie s'attache à décrire les principes de réduction des perturbations électromagnétiques des convertisseurs statiques. la prise en considération de la CEM dans la conception d'un convertisseur statique est devenue une réalité plus ou moins bien maîtrisée.

Elle demande au concepteur une bonne pluridisciplinarité, tant pour ce qui est du domaine de la conversion statique (connaissance des techniques pour accroître le rendement, les performances statiques et dynamiques, la compacité) que pour ce qui est du domaine de la CEM (connaissance des phénomènes, optimisation des formes d'onde, minimisation des couplages, respect des gabarits de normes, susceptibilité électromagnétique), et enfin de la métrologie (haute fréquence et fort courant) associée à ces domaines [48].

Les outils de simulation ne permettent actuellement de traiter la CEM des convertisseurs statiques que partiellement. Les logiciels utilisés sont de type «circuit » en ce qui concerne les perturbations conduites et spécifiques pour les perturbations rayonnées. Une tendance émergente est l'apparition de logiciels de calculs des éléments parasites de câblage ou de phénomènes rayonnés.

Cependant, pour en faire de véritables outils de CAO (Conception assistée par ordinateur), ces logiciels souffrent encore de limitations quant aux modèles disponibles, aux fonctionnalités et au temps de calculs. Enfin, ils n'ont pas encore un aspect totalement intégré comme cela existe pour la CAO en électronique des courants faibles. Cependant, les améliorations sont rapides et les puissances de calcul s'accroissant, les logiciels de CAO en électronique de puissance intégrant tous les aspects CEM seront bientôt une réalité [48].

Après avoir explicité les phénomènes de génération et de transmission des perturbations dans les convertisseurs statiques: sources de perturbations, couplages, Dans ce chapitre on expose quelques principes de réduction des parasites

électromagnétiques, en agissant à la source ou sur les couplages des perturbations conduites et rayonnées; les principes du câblage seront aussi abordés.

La réduction des perturbations émises par un convertisseur statique passe par trois principes:

- La réduction à la source qui consiste à contrôler les gradients de commutation, soit par le mode de commutation, soit par des circuits d'assistance, soit par la commande.

- La minimisation des couplages parasites qui consiste à agir sur la topologie physique du convertisseur, ou à ajouter des dispositifs réduisant les couplages.

- Le filtrage qui reste indispensable malgré la prise en considération des deux premiers points, il peut être optimisé en termes de volume et d'efficacité [48].

Pour notre étude, on va s'intéresser uniquement pour le cas où nous allons faire des dispositifs en connectique qui vont réduire les couplages parasites.

Parmi les nombreuses connexions présentées au sein d'un véhicule automobile, celle reliant la batterie aux éléments clés du moteur que sont le groupe alternateur / démarreur, les convertisseurs statiques et la boîte de servitude moteur (BSM, élément d'où partent toute les liaisons électriques du véhicule et qui contient essentiellement des fusibles) [49].

En effet les connexions présentées dans le véhicule sont vitales, elles doivent par conséquent transporter des signaux exempts de bruits électromagnétiques. Ce qui n'est pas forcément le cas car des résonances peuvent apparaître [49].

L'objectif principal de l'étude est de comprendre les phénomènes de résonance existant au niveau de certaines terminaisons de la connexion existant entre la source et les convertisseurs statiques.

Au final, nous devons être capables de déterminer les éléments responsables de ces résonances puis de proposer des solutions pour réduire leur amplitude, la fréquence des résonances étant de l'ordre de la centaine de kilohertz.

Les connexions considérées ici peuvent être réalisées par des câbles blindés bifilaires de section quelconque en cuivre.

Une telle étude consiste à obtenir un schéma équivalent complet de ces liaisons, y compris les couplages capacitifs entre les deux câbles qui constituent chacune de ces connexions.

III.3. APPLICATION AU HACHEUR SERIE

Le hacheur série possède la structure présentée dans la figure III.1.

Les différents hacheurs ont été réalisés afin de mettre en évidence l'influence des éléments et des couplages de modes sur la justesse de l'identification et de la démarche mise en œuvre.

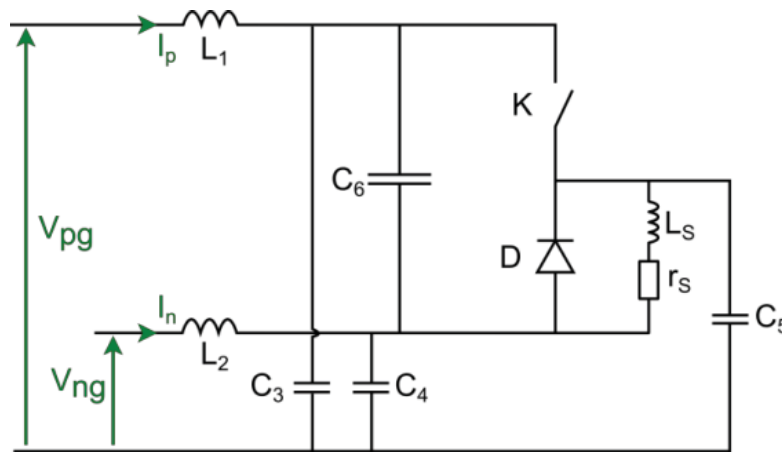


Figure III.1. Schéma d'un hacheur série.

Afin de bien comprendre et de justifier notre choix du circuit électrique à base d'un hacheur série, nous allons procéder à une étude préliminaire.

La configuration globale de notre système est représentée par le schéma de la figure III.2.

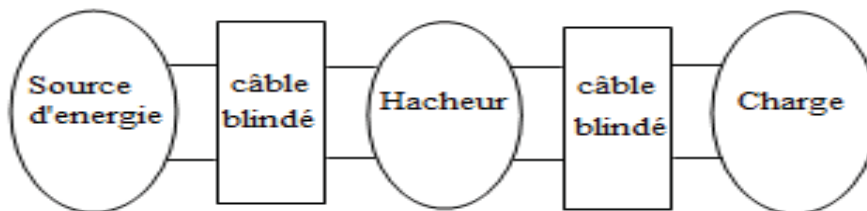


Figure III.2. Représentation globale du système expérimental [46].

Le système électrique est constitué d'une source d'énergie primaire, d'une première liaison bifilaire (câble blindé) reliant la source au hacheur "Buck" et d'une deuxième liaison bifilaire (câble blindé) reliant le hacheur "Buck" à la charge.

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

Les chemins de propagation sont favorisés par la longueur des câbles, imposée par la disposition des différentes parties du système électrique [46]. D'après plusieurs études, les perturbations conduites de mode commun sont souvent considérées comme les plus contraignantes [46].

Ainsi, sur cette base théorique le schéma explicatif du système étudié est donné à la figure III.3.

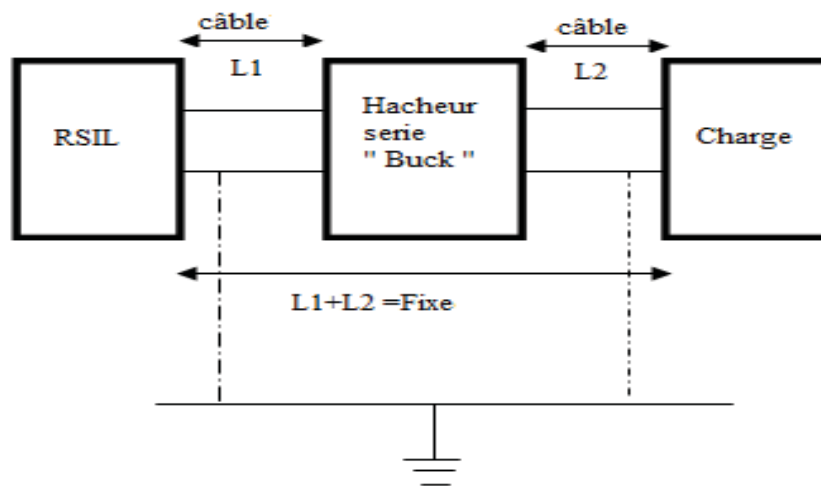


Figure III.3. Modèle complet représenté en bloc [46].

Le modèle global de cet ensemble peut se ramener au schéma équivalent présenté à la figure III.4. On note que l'inductance L est insérée dans la charge et non dans le hacheur. Le câble 2 est donc soumis à de fortes variations de tension.

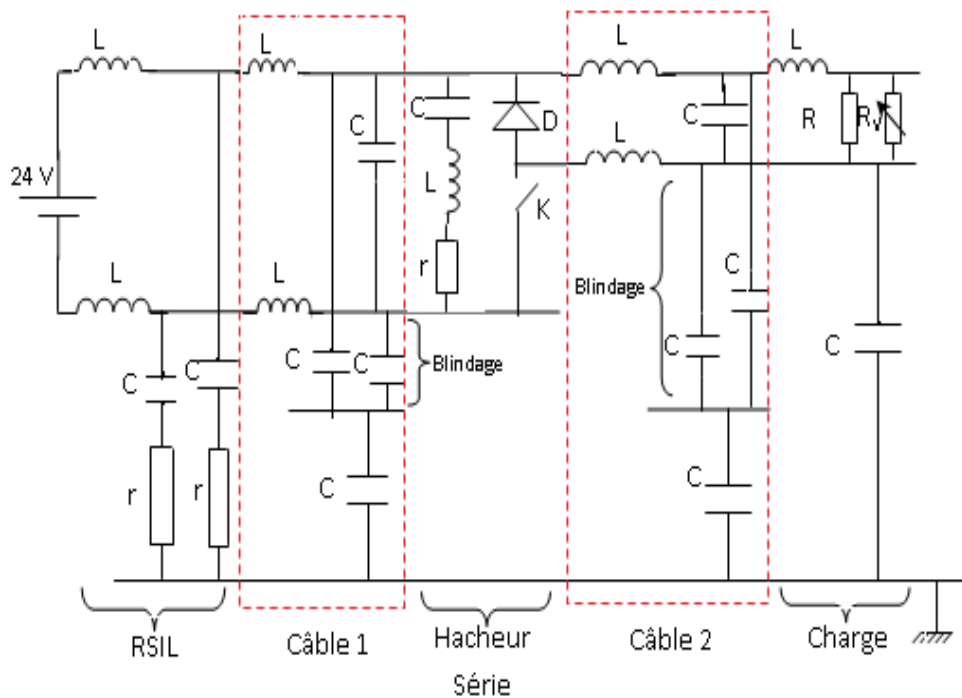


Figure III.4. Modèle du circuit connecté à un RSIL [46].

Afin de bien comprendre le chemin du courant du mode commun, on propose un schéma équivalent à base de sources de perturbations pour remplacer les semi conducteurs (Fig. III.5).

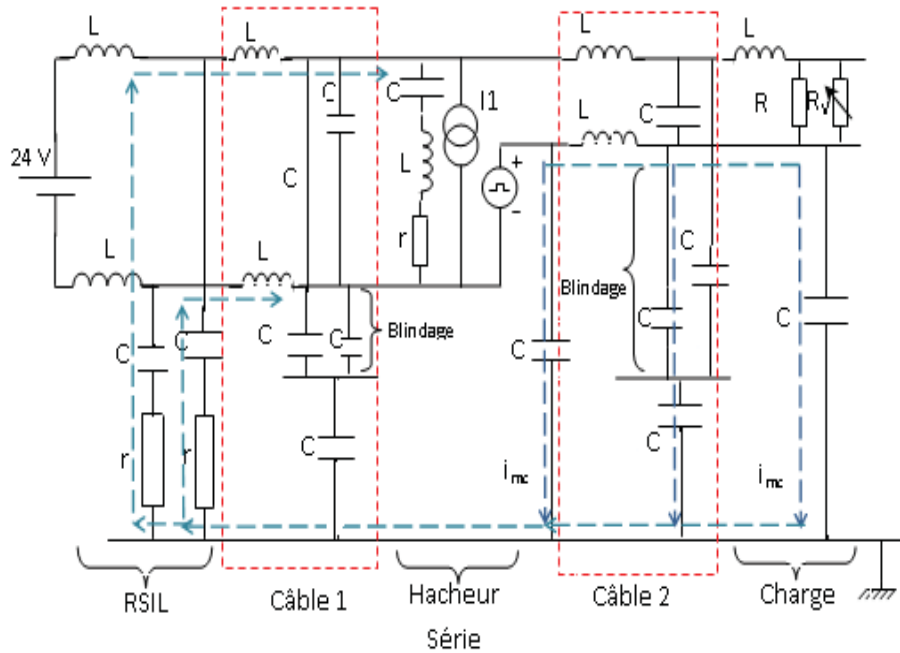


Figure III.5. Modèle du circuit connecté à un RSIL avec un hacheur modélisé [46].

Avant de s'intéresser aux mesures possibles, il est important de rappeler le contexte dans lequel le convertisseur fonctionne lors de son identification.

Lors de l'étude, pour des raisons de simplicité de mise en œuvre et pour rester dans le contexte de l'étude CEM, et afin de réaliser des mesures, nous avons choisi de travailler avec un RSIL simplifié.

Nous partons d'une étude simplifiée avec un RSIL, un câble1, un hacheur série, un câble 2 et une charge. Les deux câbles sont reliés à la masse du banc d'essai tantôt côté RSIL et tantôt côté charge.

Ainsi, on va voir par la suite l'influence de la longueur des câbles côté amont et aval sur les perturbations électromagnétiques du système étudié.

Ce cas simplifié est particulièrement intéressant puisque le circuit équivalent peut être facilement identifié [46].

L'objectif de cet essai étant de montrer la faisabilité de la démarche, nous limiterons notre analyse aux seules plages de fréquences pour lesquelles le dimensionnement est correct.

III.3.1. Analyse du système dans le domaine fréquentiel

Afin de valider et confronter les approches, nous consacrons ce chapitre à quelques applications. Nous validons l'approche fréquentielle que nous proposons par confrontation des résultats que nous obtenons à partir de nos propres réalisations expérimentales.

Le but est de calculer les perturbations électromagnétique émises par des convertisseurs DC/DC (hacheurs "Buck") positionnés, par des câbles bifilaires entre un

RSIL et la charge.

La figure III.6 montre une photographie du banc d'essai utilisé qui comporte une alimentation, un réseau stabilisateur d'impédances (*RSIL*), un hacheur "buck" et une charge ($L = 2 \times 500 \mu\text{H}$, $C = 8 \times 22 \mu\text{F}$, $R = 100 \Omega$) [46].



Figure III.6. Photographie du banc d'essai : Alimentation + *RSIL*+ Hacheur "buck" + Charge ($L = 2 \times 500 \mu\text{H}$, $C = 8 \times 22 \mu\text{F}$, $R = 100 \Omega$) avec un oscilloscope électronique et un analyseur de spectre [46].

Pour visualiser toutes les réponses temporelles et fréquentielles, on a utilisé respectivement un oscilloscope électronique et un analyseur de spectre (Fig. III.7). Seules les réponses fréquentielles seront présentées dans cette étude.

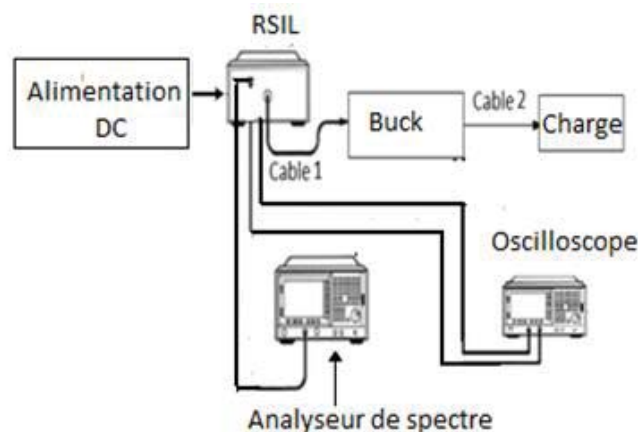


Figure III.7. Schéma en bloc de la manipulation [46].

La figure III.7 montre le schéma descriptif du dispositif expérimental du banc d'essai utilisé qui comporte une alimentation, un réseau stabilisateur d'impédances (*RSIL*), un hacheur "buck" et une charge ($L = 2 \times 500 \mu\text{H}$, $C = 8 \times 22 \mu\text{F}$, $R = 100 \Omega$).

III.3.2. Prédiction des perturbations CEM

Les perturbations conduites de mode commun (*MC*) et de mode différentiel (*MD*) sont mesurables à travers des grandeurs électriques qui transcrivent les phénomènes de propagation à travers les conducteurs qui relient le convertisseur (source de *PEM*) à la

source par un *RSIL* et à la charge (la victime).

En fonction du chemin de propagation des *PEM*, on parlera de courants de mode différentiel (i_{MD}) si ces derniers circulent d'un conducteur de puissance à un autre ; ou de courants de mode commun (i_{MC}) dans le cas où le chemin de propagation comprend à la fois les conducteurs de puissance et la « terre » [46].

Enfin, on va étudier l'influence de la longueur des câbles côtés amont et aval sur les perturbations électromagnétiques du système étudié.

Le hacheur Buck est connecté en entrée sur un *RSIL* via une liaison blindé bifilaire (câble 1 de longueur $L1$) et en sortie sur une charge fixe via une autre liaison blindé bifilaire (câble 2 de longueur $L2$).

Le circuit du système a été réalisé en connectant ou non le blindage des câbles au plan de masse. Les résultats obtenus dans l'analyse des perturbations électromagnétiques sont affichés.

Plusieurs conditions et configurations d'exploitations ont été prises en compte et des tests ont été effectués de la façon suivante : [46]

III.3.2.1. Configuration 1

Le circuit électrique est composé de :

RSIL + Câble1 + Hacheur + Câble2 + Charge.

Câble 1 : $L_1 = 5$ m, câble 2 : $L_2 = 2,5$ m.

Câble 1 : $L_1 = 2,5$ m, câble 2 : $L_2 = 5$ m. Les câbles 1 et 2 sont raccordés à la masse.

Le modèle global de cet ensemble est présenté dans le schéma équivalent présenté à la figure III.8.

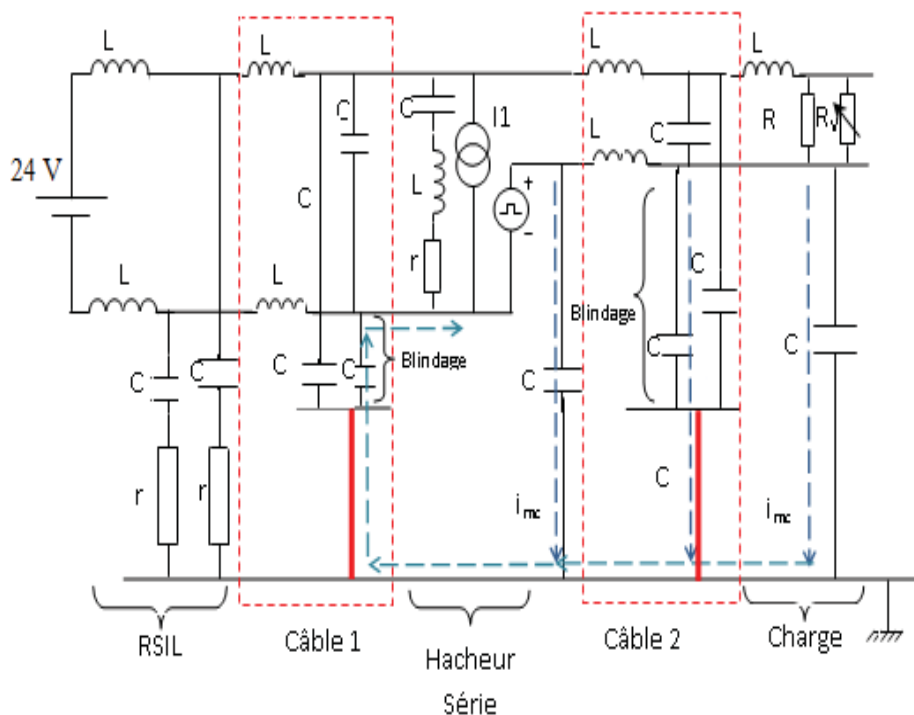


Figure III.8. Modèle du circuit connecté à un *RSIL* avec un hacheur modélisé et les deux câbles 1 et 2 reliés à la masse [46].

On prend le cas où le câble 1 est court : $L_1 = 2,5$ m et le câble 2 est long $L_2 = 5$ m.

La figure III.9 montre la réponse fréquentielle de la tension *RSIL* en fonction de l'influence des perturbations générées par un hacheur abaisseur " Buck" et de son environnement tels que les deux câbles bifilaires blindés respectivement 1 court et 2 long.

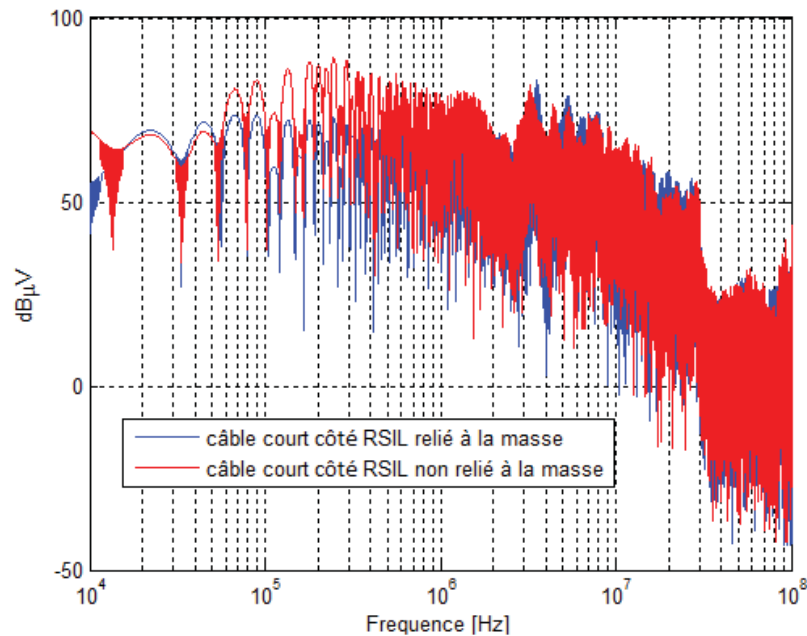


Figure III.9. Réponse fréquentielle de la tension *RSIL* dont le câble 1 est court.

Le 1^{er} spectre (en rouge) pour le câble 1 court, non relié à la masse, entre la source et le hacheur est important, il y a apparition d'un pic de fréquence de résonance entre 5 MHz et 10 MHz qui est dû aux capacités de mode commun.

Dans le 2^{ème} spectre (en bleu) pour le câble 1 court, relié à la masse, entre la source et le hacheur, le niveau global est augmenté puisque les capacités de *MC* de la charge (y compris celles du câble 2) sont plus grandes, et celles de la source sont réduites.

On prend le cas où le câble 1 est long : $L_1 = 5$ m et le câble 2 est court, $L_2 = 2,5$ m.

La figure III.10 montre la réponse fréquentielle de la tension *RSIL* en fonction de l'influence des perturbations générées par un hacheur abaisseur "Buck" et de son environnement tels que les deux câbles bifilaires blindés respectivement 1 long et 2 court.

On voit que le 1^{er} spectre (en rouge) pour le câble 1 long, non relié à la masse, entre la source et le hacheur est globalement réduit, c'est l'impact des capacités de *MC* de ce câble côté source qui réduit les perturbations mesurées sur le *RSIL*.

Dans le 2^{ème} spectre (en bleu) pour le câble 1 long, relié à la masse, entre la source et le hacheur, le niveau est réduit par rapport au 1^{er} cas, ce qui confirme l'impact positif des capacités de *MC*.

De plus, les perturbations se rebouclent directement par les blindages des deux câbles reliés à la masse et ne passent plus par le *RSIL*. Plus le câble 1 est long, plus le pic de résonance se réduit à 5 MHz.

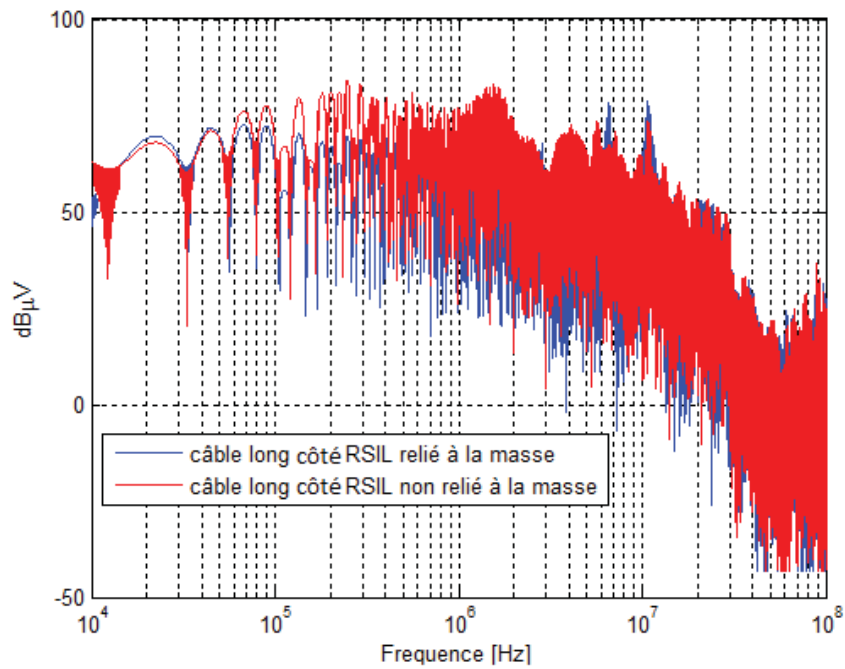


Figure III.10. Réponse fréquentielle de la tension RSIL dont le câble 1 est long.

On distingue parfaitement l'influence de la masse par rapport aux perturbations électromagnétiques, d'où le câble 1 joue le rôle de filtrage de MC, alors que le câble 2 émet des perturbations en MC.

III.3.2.2. Configuration 2

Le circuit électrique est composé de : RSIL + Câble court + Hacheur + Charge
Câble court de longueur $L = 2,5$ m

Le schéma équivalent du modèle de l'ensemble, dont le hacheur est directement lié à la charge, est présenté dans la figure III.11.

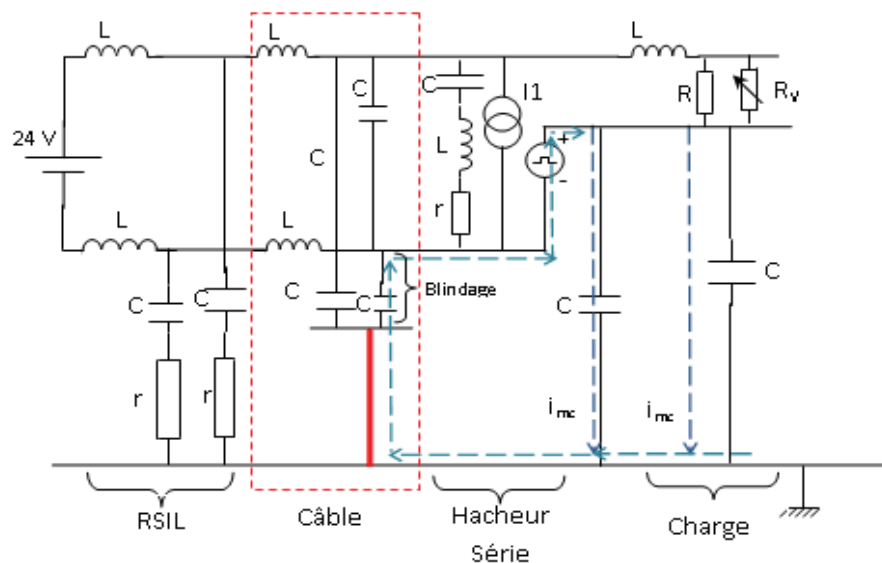


Figure III.11. Modèle du circuit connecté à un RSIL avec un hacheur modélisé (le câble côté source est relié à la masse) [46].

La figure III.12 montre la réponse fréquentielle de la tension $RSIL$ en fonction de l'influence des perturbations générées par un hacheur abaisseur "Buck" qui est relié directement à la charge et de son environnement tel que le câble court bifilaire (côté source) dont son blindage est relié à la masse.

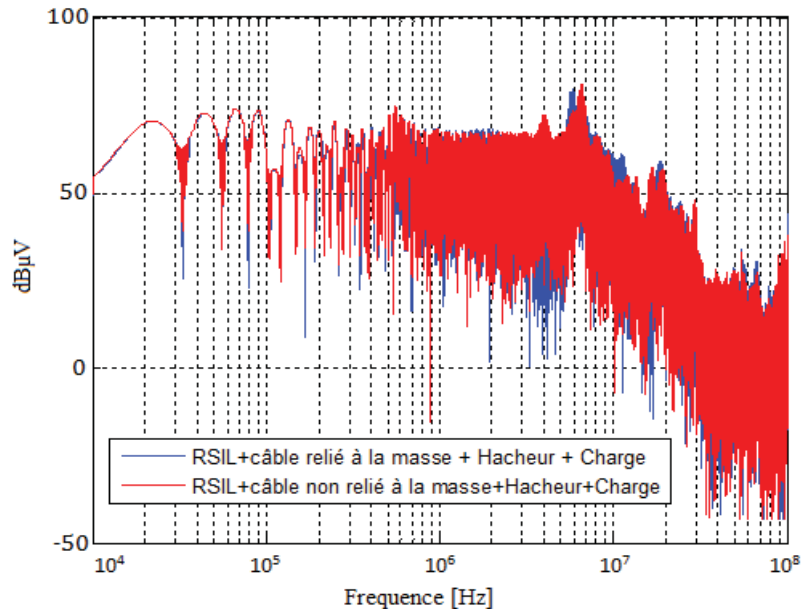


Figure III.12. Réponse fréquentielle de la tension $RSIL$ dont le blindage du câble côté source est relié à la masse du banc d'essai.

On voit que le 1^{er} spectre (en rouge), pour un câble court non relié à la masse entre la source et le hacheur, est réduit ce qui confirme l'impact des capacités de MC .

Pour le 2^{ème} spectre (en bleu) qui est important, on voit qu'il y a apparition des pics de résonance qui sont dus aux nombres de capacités en séries entre 5 MHz et 10 MHz.

III.3.2.3. Configuration 3

Le circuit électrique est composé de : $RSIL$ + Hacheur + Câble court + Charge.

Le schéma équivalent du modèle de l'ensemble, dont le hacheur est directement lié à la source, est présenté dans la figure III.13.

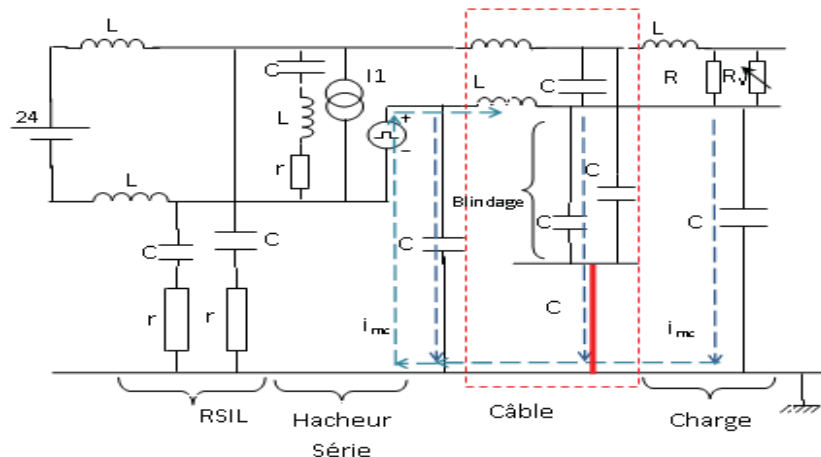


Figure III.13. Modèle du circuit connecté à un $RSIL$ avec un hacheur modélisé (le câble court côté charge relié à la masse) [46].

La figure III.14 montre le comportement fréquentiel de la tension *RSIL* en fonction de l'influence des perturbations générées par un hacheur abaisseur " Buck" qui est relié directement à la source et de son environnement tel que le câble court bifilaire (côté charge) dont son blindage est relié à la masse.

Le 1^{er} spectre (en rouge) pour un câble court non relié à la masse entre le hacheur et la charge est globalement réduit, c'est l'impact des capacités de *MC* qui réduisent les perturbations mesurées sur le *RSIL*.

Dans le 2^{ème} spectre (en bleu) pour un câble court relié à la masse entre le hacheur et la charge, le niveau global est augmenté puisque les capacités de *MC* de la charge sont plus grandes.

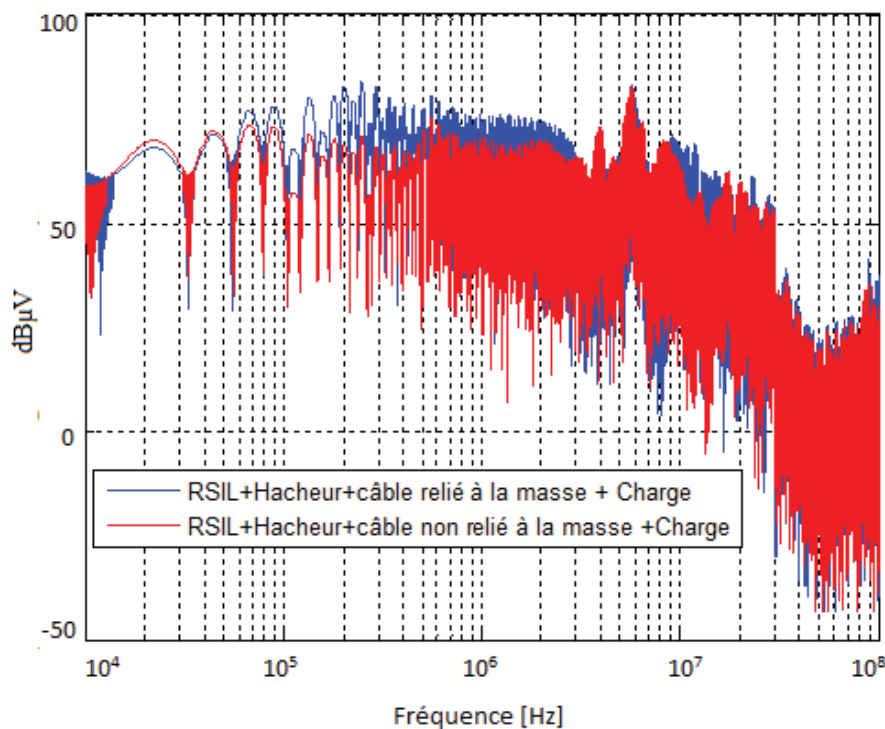


Figure III. 14. Réponse fréquentielle de la tension *RSIL* dont le blindage du câble court côté charge est relié à la masse.

III.3.2.4. Configuration 4

Le circuit électrique est composé de : *RSIL* + Hacheur + Câble long + Charge
Câble long de longueur $L = 5$ m.

La figure III.15 montre le comportement fréquentiel de la tension *RSIL* en fonction de l'influence des perturbations générées par un hacheur abaisseur " Buck" et de son environnement tel que le câble long bifilaire (côté charge) dont son blindage est relié à la masse.

On voit que le 1^{er} spectre (en rouge) pour un câble long, non relié à la masse, entre le hacheur et la charge est globalement réduit.

Dans le 2^{ème} spectre (en bleu) pour un câble long, relié à la masse, entre le hacheur et la charge, le niveau est important, il y a présence des pics de résonance aux environs de 5 MHz et après diminution du spectre au delà de 10 MHz.

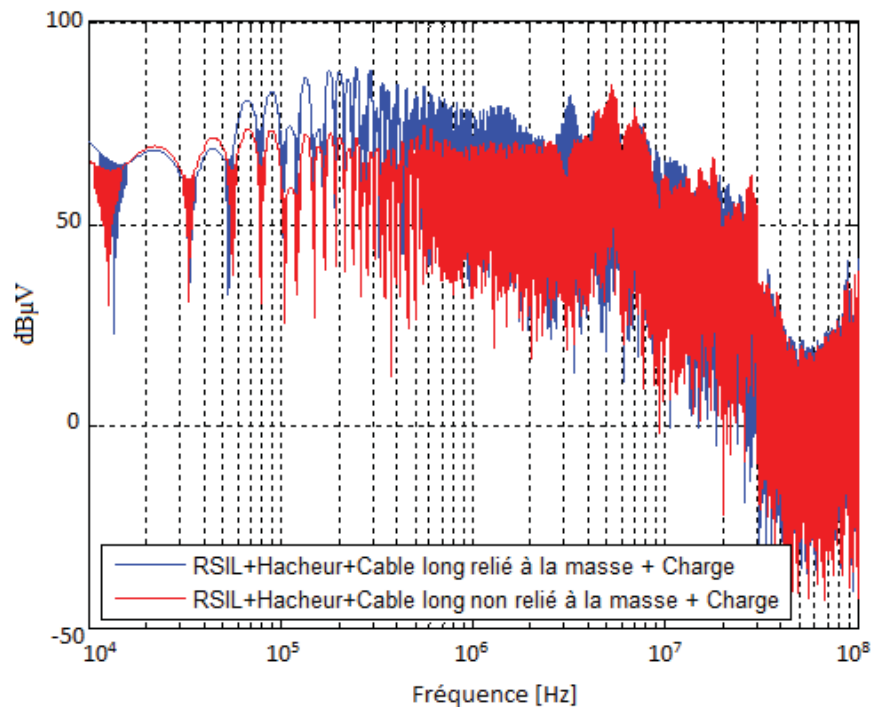


Figure III.15. Réponse fréquentielle de la tension RSIL dont le blindage du câble long côté charge est relié à la masse.

III.3.2.5. Configuration 5

Le circuit électrique est composé de : RSIL + Câble long + Hacheur + Charge.

La figure III.16 montre le comportement fréquentiel de la tension RSIL en fonction de l'influence des perturbations générées par un hacheur abaisseur " Buck" qui est relié directement à la charge et de son environnement tel que le câble long bifilaire (côté source) dont son blindage est relié à la masse.

Le 1^{er} spectre (en rouge) pour un câble long non relié à la masse entre la source et le hacheur est plus ou moins important à cause des capacités de Mode Commun.

Dans le 2^{ème} spectre (en bleu) pour un câble long relié à la masse entre la source et le hacheur, le niveau est augmenté puisque les capacités de MC de la source sont réduites.

On distingue parfaitement l'influence de la masse par rapport aux perturbations électromagnétiques, d'où le câble 1 joue le rôle de filtrage de MC, alors que le câble 2 émet des perturbations en MC.

Plus les longueurs des câbles blindés bifilaires sont importantes entre le hacheur et la source (RSIL) moins il y a de perturbations et plus ils sont courts, plus les perturbations sont importantes.

Le câble entre l'alimentation et le convertisseur a un rôle de filtrage en MC, alors que le câble qui se trouve entre le hacheur et la charge émet des perturbations en MC, plus il est long plus il y a des émissions fortes de mode commun et moins sous estimées en MD à cause des impédances du blindage des câbles.

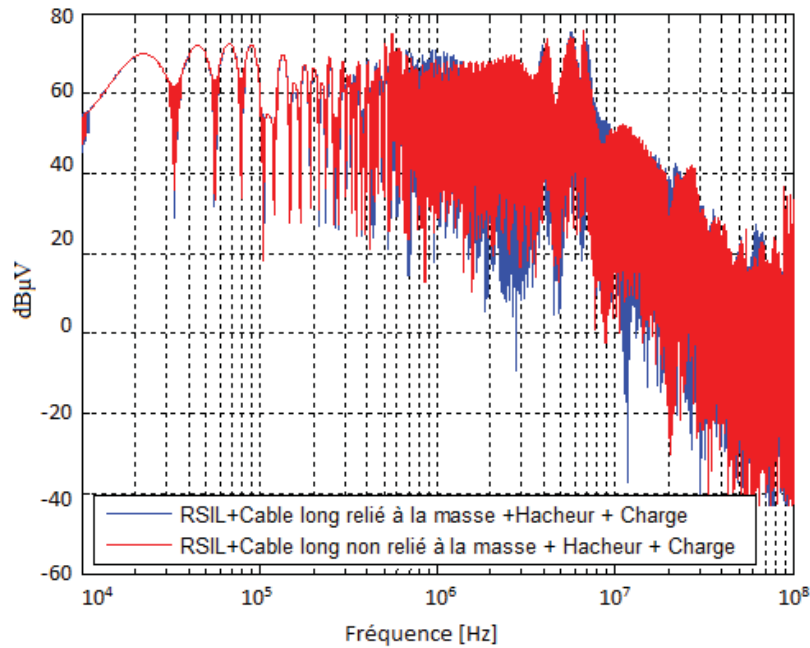


Figure III.16. Réponse fréquentielle de la tension RSIL dont le blindage du câble long côté source est relié à la masse.

III.4. APPLICATION AU HACHEUR PARALLELE

L'intérêt d'étudier le hacheur parallèle en plus du hacheur série peut se voir à partir du modèle de ce dernier (Fig. III.17). En effet, on remarquera la présence d'une unique source de perturbations. Ainsi, l'analyse de l'impact de cette unique source sera plus facilement interprétable.

III.4.1. Structure du hacheur

Le hacheur parallèle étudié possède la structure présentée dans la figure III.17.

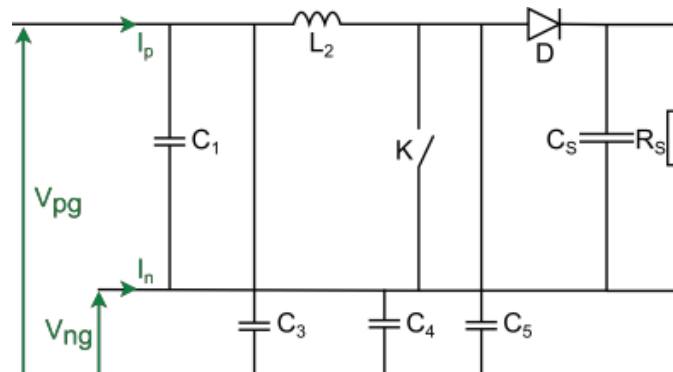


Figure III.17. Hacheur parallèle (boost).

Afin de ne pas être redondant avec l'étude réalisée sur les hacheurs série, le choix des valeurs des éléments a été effectué de telle sorte que l'impédance de couplage soit la plus faible possible et donc limiter l'importance des termes de couplage sur les tensions mesurées. Pour notre application, c'est-à-dire la vérification de la faisabilité d'identification, le seul paramètre qui sera impacté est l'enveloppe du spectre des

sources qui auront une décroissance simplifiée.

Du point de vue de la fréquence de découpage, il a été choisi de conserver une commande équivalente à celle du hacheur série. L'objectif étant d'accentuer les perturbations conduites aux multiples de la fréquence de découpage.

Nous commençons par une étude simplifiée avec un *RSIL*, un câble 1, un hacheur parallèle, un câble 2 et une charge (Fig. III.18).

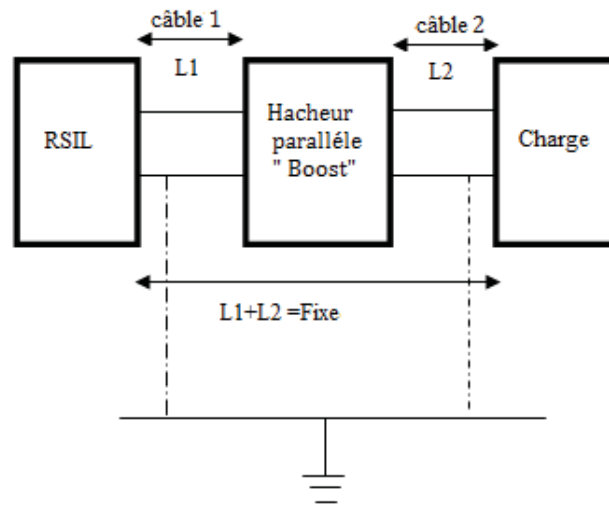


Figure III.18. Modèle complet représenté en bloc à base du hacheur Boost.

Ainsi théoriquement, on va voir par la suite l'influence de la longueur des câbles côté amont et côté aval sur les perturbations électromagnétiques du système étudié en utilisant le logiciel *LTSPICE*.

En électronique de puissance, ce genre de simulation implique une linéarisation du fonctionnement du convertisseur en remplaçant les interrupteurs de puissance par des sources équivalentes de tension ou de courant. Ainsi, il est nécessaire d'avoir une bonne représentation des chemins de propagation ainsi que des sources de bruit [47].

Le modèle *CEM* du hacheur Boost pour notre étude qui est relié à la source (*RSIL*) via un câble est représenté dans la figure III.19.

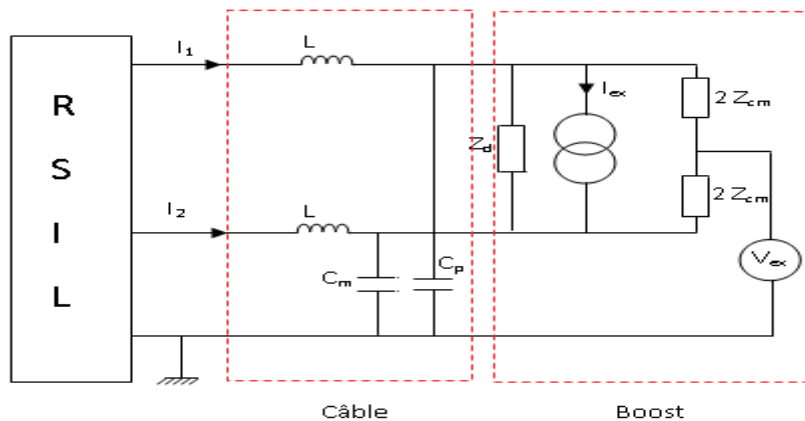


Figure III.19. Modèle CEM d'un Boost connecté à un *RSIL* via un câble.

III.4.2. Simulation fréquentielle et temporelle

Le but de cette simulation est de calculer les perturbations électromagnétiques émises par des convertisseurs *DC/DC* (hacheurs "Boost") positionnés, par des câbles bifilaires entre un *RSIL* et la charge. Le hacheur Boost est connecté en entrée sur un *RSIL* à travers une liaison blindé bifilaire (câble 1 de longueur L_1) et en sortie sur une charge fixe à travers une autre liaison blindé bifilaire (câble 2 de longueur L_2).

La simulation fréquentielle est une approche généralement utilisée pour la détermination des perturbations de *MC* et de *MD* à des endroits spécifiques de l'Équipement Sous Test (*EST*), c'est pour cela nous avons besoin de connaître le comportement fréquentiel de l'impédance, du courant et de la tension du produit utilisé. Comme le nom l'indique, c'est de la simulation dans le domaine fréquentiel. Nous avons donc besoin de connaître le comportement fréquentiel (impédance, spectre de courant...etc.) du produit [47]. Les résultats fréquentiels obtenus sous logiciel *LTSPICE* dans l'analyse des perturbations électromagnétiques sont affichés comme suit.

III.4.2.1. Configuration 1

Le circuit électrique de la configuration 1 est composé de : *RSIL* + Câble bifilaire 1 + Hacheur + Câble bifilaire 2 + Charge. Les deux câbles bifilaires sont blindés et leurs blindages sont reliés à la masse.

Les figures III.20 et III.21 montrent les réponses fréquentielles respectivement la tension *RSIL* et le courant du *RSIL* (Fig. III.19) en fonction de l'influence des perturbations générées par un hacheur abaisseur "Boost" et de son environnement tels que les deux câbles bifilaires 1 et 2 dont leurs blindages sont reliés à la masse.

Dans la figure III.20, on voit clairement que le spectre est globalement réduit, c'est l'impact des capacités de *MC* du câble côté source qui réduisent les perturbations mesurées sur le *RSIL* et il y a également apparition d'un pic de fréquence de résonance entre 5 MHz et 10 MHz qui est dû aux capacités de *MC*, l'inductance du câble côté charge et les capacités de *MC* de la charge sont plus grandes.

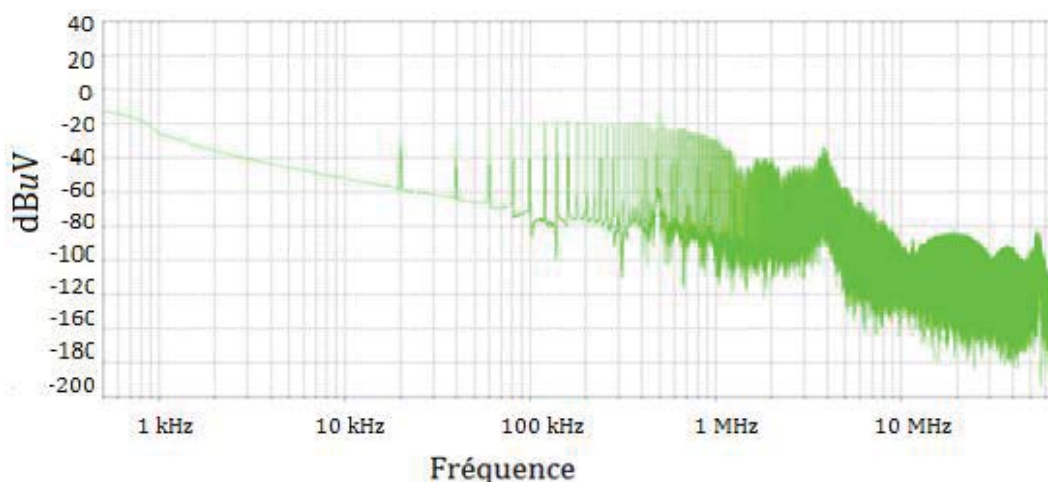


Figure III.20. Réponse fréquentielle de la tension *RSIL* pour la configuration 1.

Pour la figure III.21, on observe nettement que la pulsation à partir de laquelle l'amplitude du spectre décroît est à -75 dB et à chaque commutation des oscillations faiblement amorties qui se traduisent par des pics à haute fréquence (quelques 10 MHz) dans le spectre des grandeurs d'au delà d'une dizaine de MHz, nous pouvons voir la contribution des couplages parasites.

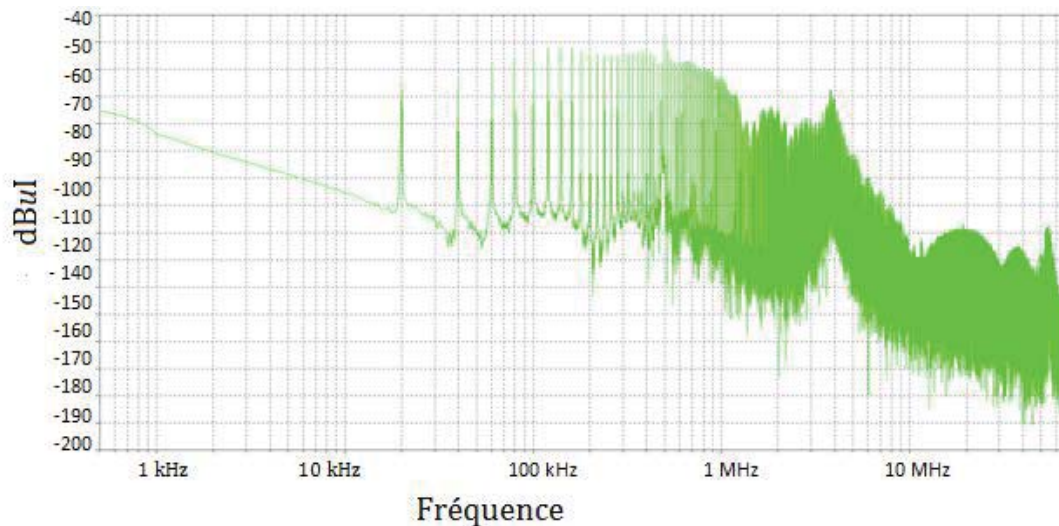


Figure III.21. Réponse fréquentielle du Courant RSIL pour la configuration 1.

III.4.2.2. Configuration 2

Le circuit électrique de la configuration 2 est composé de : RSIL + Câble bifilaire 1 + Hacheur + Câble bifilaire 2 + Charge. Les deux câbles bifilaires sont blindés et leurs blindages ne sont pas reliés à la masse.

Les figures III.22 et III.23 montrent les réponses fréquentielles respectivement la tension RSIL et le courant du RSIL (Fig. III.19) en fonction de l'influence des perturbations générées par un hacheur abaisseur "Boost" et de son environnement tels que les deux câbles bifilaire 1 et 2 dont leurs blindages non reliés à la masse.

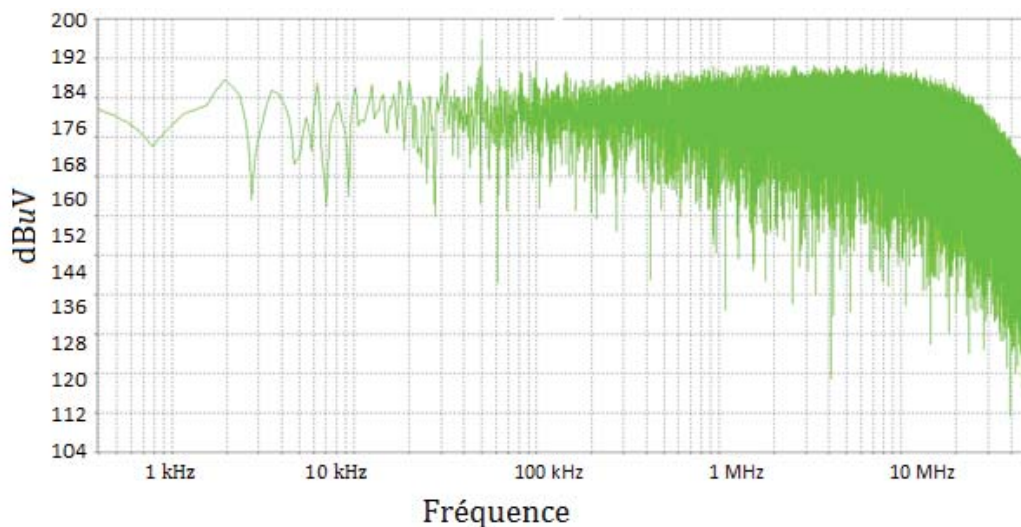


Figure III.22. Réponse fréquentielle de la tension RSIL pour la configuration 2.

Comme nous pouvons le constater sur la figure III.22, de la réponse fréquentielle de la tension *RSIL*, qu'il y a une meilleure réponse à partir de quelques *MHz*, c'est les effets indésirables qui résonnent les uns avec les autres qui créent des oscillations à des fréquences élevées (supérieures à 10 *MHz*).

Pour la figure III.23, on observe nettement que la pulsation à partir de laquelle l'amplitude du spectre décroît à 150 dB et à chaque commutation des oscillations faiblement amorties qui se traduisent par des pics à haute fréquence (quelques 10 *MHz*) dans le spectre des grandeurs d'au delà d'une dizaine de *MHz*.

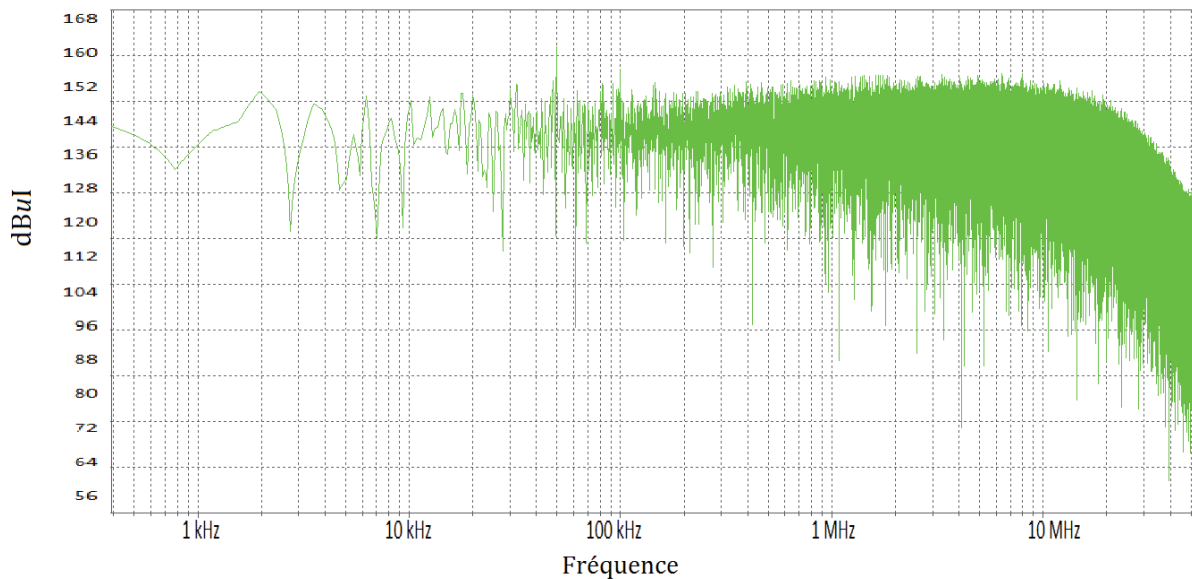


Figure III.23. Réponse fréquentielle du Courant *RSIL* pour la configuration 2.

III.4.2.3. Configuration 3

Le circuit électrique de la configuration 3 est composé de : *RSIL* + Câble bifilaire 1 + Hacheur + Câble bifilaire 2 + Charge.

Le Blindage du câble bifilaire 2 est relié à la masse par contre celui du câble bifilaire 1 est non relié à la masse.

Les figures III.24 et III.25 montrent les réponses fréquentielles respectivement la tension *RSIL* et le courant du *RSIL* (Fig.III.19) en fonction de l'influence des perturbations générées par un hacheur abaisseur "Boost" et de son environnement tels que les deux câbles bifilaires 1 et 2 dont respectivement le blindage du 1 non relié à la masse et celui du 2 relié à la masse.

Dans la figure III.24, on voit clairement que le spectre est réduit par rapport au cas précédant ce qui confirme l'impact positif des capacités de *MC*. On note aussi que l'augmentation de la longueur du câble 2 engendre une augmentation des capacités de mode commun.

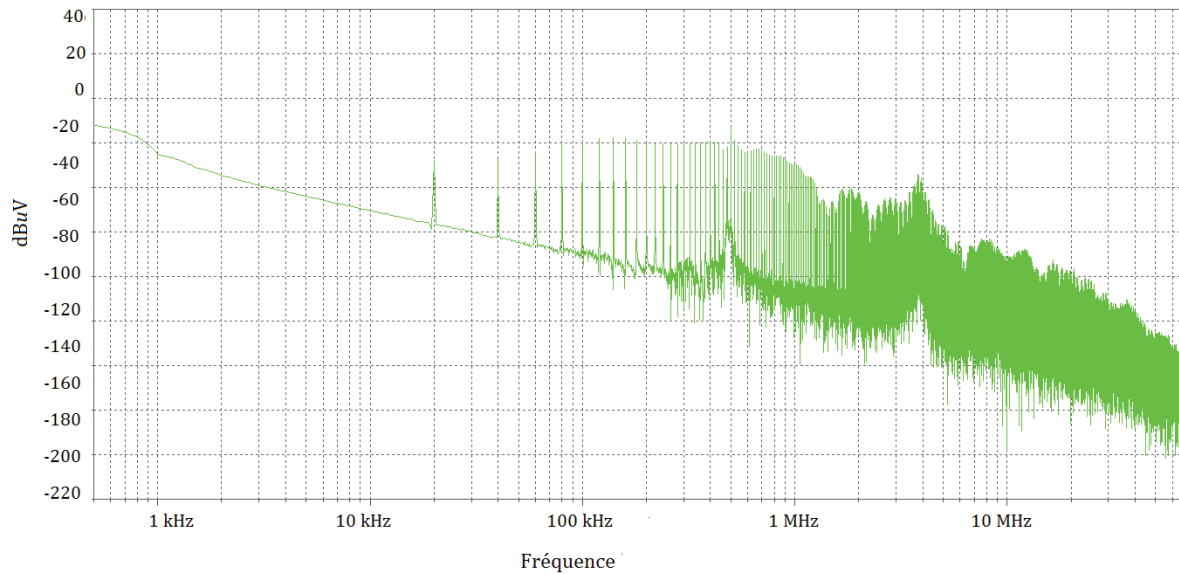


Figure III.24. Réponse fréquentielle de la tension RSIL pour la configuration 3.

Pour la figure III.25, on observe nettement que la pulsation à partir de laquelle l'amplitude du spectre décroît à -78 dB et à chaque commutation des oscillations faiblement amorties qui se traduisent par des pics à haute fréquence (quelques 10 MHz) dans le spectre des grandeurs d'au delà d'une dizaine de MHz.



Figure III.25. Réponse fréquentielle du Courant pour la configuration 3.

III.4.2.4. Configuration 4

Le circuit électrique de la configuration 4 est composé de : RSIL + Câble bifilaire 1 + Hacheur + Câble bifilaire 2 + Charge. Le Blindage du câble bifilaire 1 est relié à la masse par contre celui du câble bifilaire est non relié à la masse.

Les figures III.26 et III.27 montrent les réponses fréquentielles respectivement la tension RSIL et le courant du RSIL (Fig. III.19) en fonction de l'influence des

perturbations générées par un hacheur abaisseur "Boost" et de son environnement tels que les deux câbles bifilaires 1 et 2 dont respectivement le blindage du 1 relié à la masse et celui du 2 non relié à la masse.

Pour la figure III.26, on voit clairement que le spectre est globalement réduit, c'est l'impact des capacités de MC du câble 1 qui réduisent les perturbations mesurées sur le RSIL. Il y a également apparition d'un pic de fréquence de résonance ente 5 MHz et 10 MHz qui est du aux capacités MC et l'inductance du câble 2.

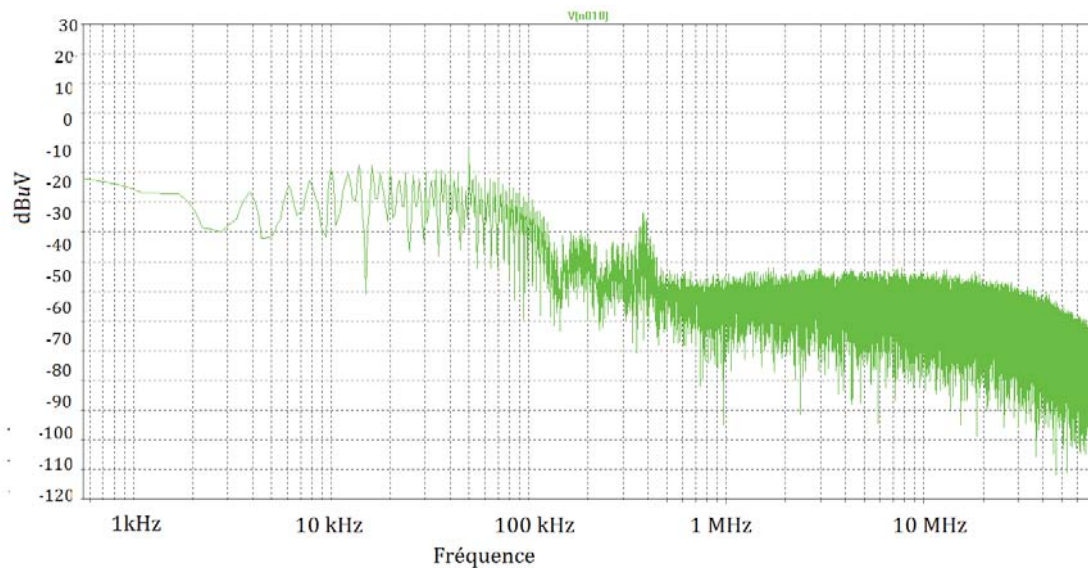


Figure III.26. Réponse fréquentielle de la tension RSIL pour la configuration 4.

Pour la figure III.27, on observe nettement que la pulsation à partir de laquelle l'amplitude du spectre décroît à -85 dB et à chaque commutation des oscillations faiblement amorties qui se traduisent par des pics à haute fréquence (quelques 10 MHz) dans le spectre des grandeurs d'au delà d'une dizaine de MHz.

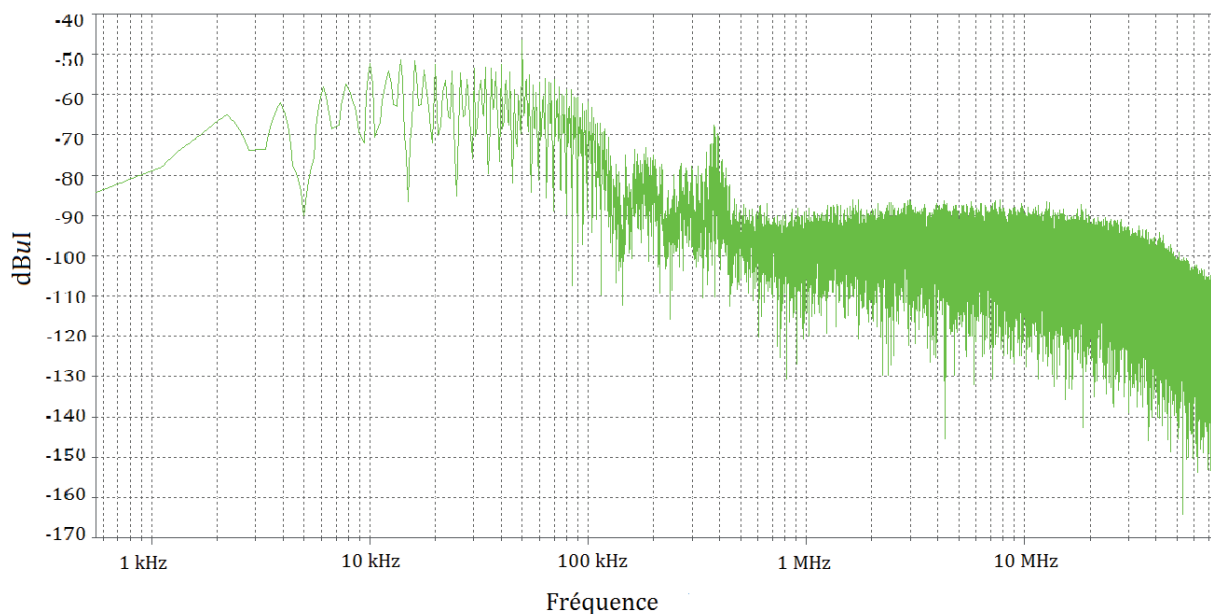


Figure III.27. Réponse fréquentielle du Courant RSIL pour la configuration 4.

A la fin de cette partie de travail, on peut dire qu'afin de réduire les émissions électromagnétiques de longs câbles fournis par les tensions élevées avec des dv/dt importants, les câbles en sortie du convertisseur sont blindés. Le blindage est relié à ses deux extrémités aux châssis des divers équipements pour assurer un effet blindage efficace. Cependant, cela crée un couplage capacitif à la terre via les capacités entre les conducteurs et le blindage.

III.5. CONCLUSION

L'utilisation de convertisseurs de puissance, est largement utilisée pour son très bon rendement. En contre partie, elle est une source de perturbations électromagnétiques.

L'objectif de ce travail était de bien comprendre comment et pourquoi les câbles de liaison entre la source *RSIL* et les convertisseurs statiques *DC/DC* (Hacheur Série et parallèle) ont une influence sur les perturbations électromagnétiques et comment les minimiser.

Plus les longueurs des câbles blindés bifilaires sont importantes entre le hacheur et la source (*RSIL*) moins il y a de perturbations et plus ils sont courts plus les perturbations sont importantes. Le câble entre l'alimentation et le convertisseur a un rôle de filtrage en *MC*, alors que le câble qui se trouve entre le hacheur et la charge émet des perturbations en *MC*, plus il est long plus il y a des émissions fortes de mode commun.

Ainsi nous avons pu voir dans notre exemple que le circuit était sensible aux variations trop importantes des capacités de mode commun et de la liaison. Par suite, on a raccordé les câbles à la masse et on a pu voir l'effet de cette dernière dans la minimisation des *PEM*.

Les résultats obtenus permettent de confirmer la réalité de la pollution électromagnétique des convertisseurs statiques *DC/DC* "Buck et Boost " en fonction des liaisons.

Dans le chapitre suivant, on va voir l'impact *CEM* dans un réseau embarqué à base de convertisseurs statiques *DC/DC* avec un connectique de câble bifilaire blindé entre la source et la charge.

Chapitre 4

Impact CEM dans un Réseau Embarqué à Base de Convertisseurs Statiques DC/DC



"Why speculate when you can calculate?"

John Baez

Chapitre 4

Impact CEM dans un Réseau Embarqué à Base de Convertisseur Statique DC/DC

INTRODUCTION

Le développement de la technologie de l'électronique de puissance implique une augmentation des fréquences de commutation des composants de puissance. Cependant, avec une fréquence de commutation, la croissance du niveau dV/dt augmente. Il provoque une plus grande quantité de génération d'interférences électromagnétiques (*EMI*).

De nos jours, les réseaux intégrés modernes comprennent un grand nombre d'alimentations à découpage (*SMPS*). Les filtres *EMI* dans certains réseaux peuvent être surdimensionnés du fait que la caractérisation des convertisseurs et la conception des filtres *EMI* sont habituellement effectuées sur des réseaux de stabilisation d'impédance de ligne (*RSIL*) avec une caractéristique d'impédance connue. L'impédance des réseaux intégrés dépend de tous les composants qui s'y trouvent. De plus, les interactions entre les filtres dans les réseaux ne sont pas bien connues. Il peut générer des résonances inattendues ou changer une efficacité du filtre. En outre, les câbles peuvent avoir une influence significative sur les problèmes mentionnés [53, 54].

Dans de nombreuses applications telles que les systèmes de conversions électriques, il est crucial est important d'étudier et d'identifier les interactions globales entre les convertisseurs et les câbles dans les réseaux afin de les optimiser [53, 54].

IV.1. PREDICTION DES PERTURBATIONS CONDUITES

L'augmentation du nombre de convertisseurs au sein d'un réseau embarqué (Fig. IV.1) nous pousse à revoir la méthode de prédiction des perturbations *CEM*. En effet, une prédiction *CEM* globale du système avec une étude des interactions semble inévitable. Bien que l'étude *CEM* d'un convertisseur sur *RSIL* reste simple, à condition de connaître entièrement ou partiellement les caractéristiques internes du convertisseur, cette méthode devient problématique lorsque nous avons un ensemble de convertisseurs connectés sur un même réseau [46, 50-52].

De plus, il faudrait dans ce cas connaître intimement ou en partie les éléments internes de tous les convertisseurs, rendant l'étude globale complexe et longue. Par conséquent, des efforts ont été faits récemment pour proposer des méthodes alternatives, menant à des modèles *CEM* plus compacts [55, 56].

Dans cette partie, nous allons proposer un modèle de type boîte noire (Fig. IV.1) qui nous affranchit de la connaissance interne du convertisseur et de la connectique existant entre la source et les convertisseurs d'un côté et entre les convertisseurs et la charge de l'autre côté.

L'objectif du travail est de proposer un modèle *CEM* d'un convertisseur plus simple et toujours précis, afin de permettre et faciliter l'étude globale d'un réseau avec ses convertisseurs statiques *DC/DC* en parallèle liés avec des connectiques.



Figure IV.1. Modèle d'un réseau comportant deux convertisseurs.

Toute analyse CEM doit tenir compte du potentiel de terre (*GND*). Par conséquent, le convertisseur d'électronique de puissance est alimenté par une seule phase ou une ligne à tension continue.

Comme le convertisseur *DC/DC* peut être considéré comme un générateur de perturbations, certaines sources doivent être ajoutées à la représentation, afin de la rendre passive en une représentation active qui correspond à notre convertisseur. Pour notre étude, on a choisi un convertisseur *DC/DC* Boost.

IV.1.1. Convertisseur Boost

Nous avons choisi d'ajouter des sources de courant. Par conséquent, le modèle générique CEM pour un convertisseur de puissance est celui présenté dans la figure IV.2.

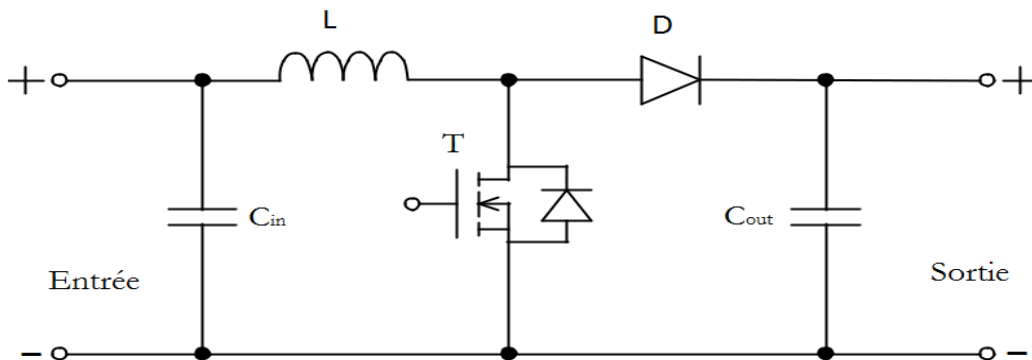


Figure IV.2. Structure d'un convertisseur Boost [45].

Nous avons utilisé comme objet d'étude le convertisseur DC-DC Boost (Fig. IV.1), car ce convertisseur est beaucoup utilisé dans l'industrie et permet, malgré sa simplicité, de représenter les phénomènes rencontrés dans la plupart des structures d'électronique de puissance.

IV.1.2. Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne

Pour effectuer des tests normatifs en CEM, il est nécessaire d'utiliser un Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (*RSIL*). Ce dernier a deux fonctions principales : isoler le dispositif sous test des perturbations générées par le réseau qui l'alimente (fonction de filtrage) et rendre les mesures effectuées indépendantes de l'alimentation (fonction de reproductibilité), ne nécessitant pas de modèle pour le réseau [45].

Il existe plusieurs structures pour un *RSIL*. Celle utilisée dans ce travail est présentée à la figure IV.3. Elle est compatible avec les normes internationales et c'est la structure disponible au laboratoire pour les essais expérimentaux effectués.

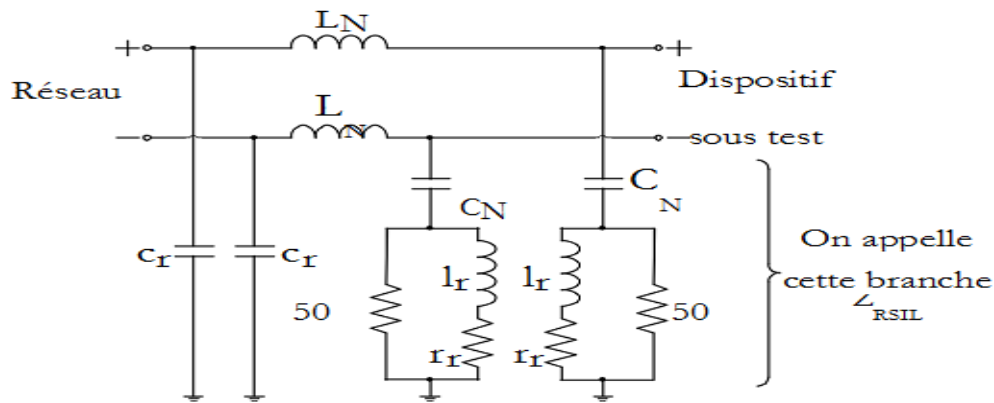


Figure IV.3. Réseau stabilisateur d'impédance de ligne (*RSIL*) [45].

IV.1.3. Identification du Modèle de Boost

Le circuit modèle proposé du boost est composé d'une impédance Z_1 , de deux impédances Z_2 , d'une source de courant I_{ex} et d'une source de tension V_{ex} , comme présenté dans la figure IV.4.

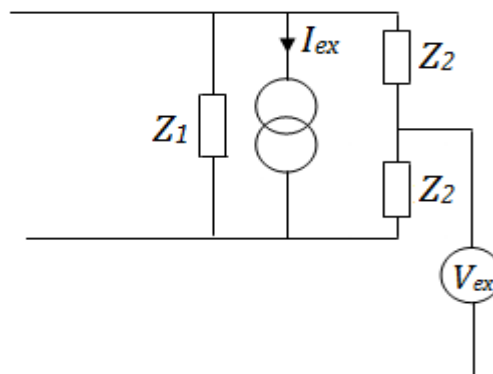


Figure IV.4. Modèle CEM du Boost proposé.

Le fait d'avoir des impédances Z_2 identiques provient de l'hypothèse classique en CEM de l'indépendance des modes différentiel et commun, et aussi facilitera grandement l'identification. Elle impose une certaine symétrie de réalisation du convertisseur, ce que nous supposerons valide dans notre étude.

Pour identifier ce modèle nous choisissons de mesurer les impédances de mode commun et de mode différentiel du convertisseur modélisé de ce fait notre modèle se simplifiera comme suit :

❖ En *Mode différentiel*

Le modèle différentiel est caractérisé par une impédance Z_{MD} en parallèle avec une source de courant I_{ex} . (Fig. IV.5).

$$Z_{MD} = \frac{2Z_1 Z_2}{2Z_2 + Z_1} \quad (IV-1)$$

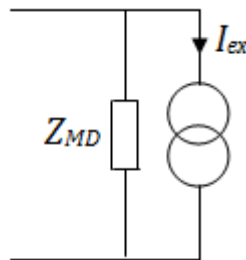


Figure IV.5. Modèle simplifié en MD.

❖ En *Mode commun*

Le mode commun est caractérisé par une impédance Z_{MC} en série avec un générateur de tension V_{ex} qui se calcule par : (Fig. IV.6).

$$Z_{MC} = \frac{Z_2}{2} \quad (IV-2)$$

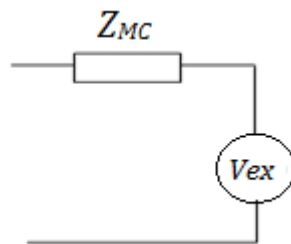


Figure IV.6. Modèle simplifié en MC.

IV.2. IDENTIFICATION

Le modèle de la boîte noire présenté permet d'avoir une bonne prédiction des perturbations conduites d'un convertisseur sur le RSIL, malgré ses limitations en haute fréquence. Il autorise ainsi la prédiction des perturbations conduites émises par le convertisseur étudié selon les normes CEM en vigueur.

Cependant l'augmentation du nombre de convertisseurs au sein d'un réseau embarqué nous pousse à revoir la méthode de prédiction des perturbations CEM [51].

Pour trouver les équations qui donnent I_{ex} et V_{ex} , on doit analyser le montage complet en chaque mode. L'identification du modèle se basera sur un certain nombre d'essais, en faisant varier les impédances du réseau en amont du convertisseur. Le modèle étant fréquentiel et les essais préliminaires s'effectuant en simulation fréquentielle, ceci a nécessité la mise en place d'une procédure de conversion temps fréquence adaptée [48].

IV.2.1. Identification en mode différentiel

Afin de bien comprendre et de justifier le choix de la détermination des paramètres du modèle, nous allons procéder à une étude préliminaire. Cette étude consiste à s'intéresser uniquement au mode différentiel.

Dans cette partie, nous allons proposer un modèle de type boîte noire (Fig. IV.7) qui nous affranchit de la connaissance interne du convertisseur.

Dans ce cas, nous allons chercher dans un premier temps à représenter un circuit simple connu constitué d'une impédance en parallèle avec une source de courant. Puis, nous appliquerons la méthode d'identification à un convertisseur complet ne comportant que le mode différentiel.

En mode différentiel le circuit équivalent est représenté à la figure IV.7.

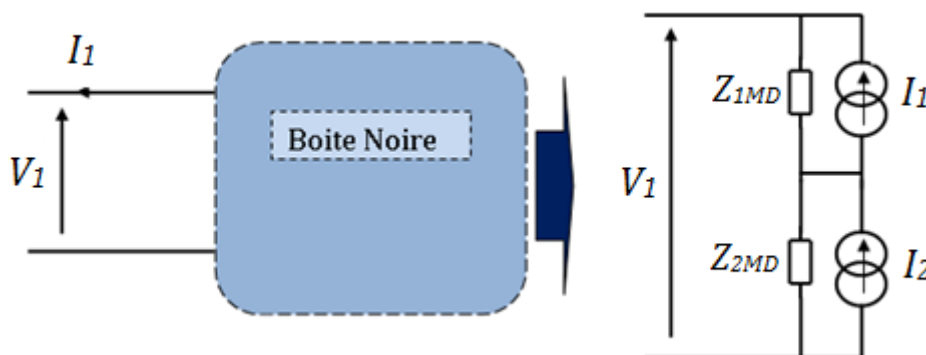


Figure IV.7. Représentation en bloc du modèle en MD de la boîte noire proposée.

Pour identifier le modèle, il faut au préalable le mettre en équation afin de déterminer la méthode d'identification à utiliser.

Nous partons d'un cas simple constitué d'une source de courant en créneau et d'un composant comportant des imperfections inductives, résistives et l'inductance parasite équivalente ESL ainsi que la résistance parasite équivalente ESR .

Ce cas simplifié est particulièrement intéressant puisque le circuit équivalent peut être facilement identifié par son impédance équivalente Z_{MD} et la source de courant I_{ex} .

On retiendra également qu'il s'agit d'une approximation pour vérifier l'impact de la liaison sur la précision de l'identification. En effet, pour un convertisseur réel, la valeur

de Z_{MD} devrait représenter tous les parasites de la cellule de commutation du convertisseur [59-65].

La modélisation de ce circuit sera, bien entendu, un modèle à 2 paramètres une impédance en parallèle avec une source de courant (Fig. IV.8).

Les conducteurs utilisés sont de type câbles blindés et ceci afin de limiter le rayonnement produit. Dans le cas de l'utilisation d'un câble blindé, le couplage de mode commun se produit via les capacités entre les conducteurs et le blindage.

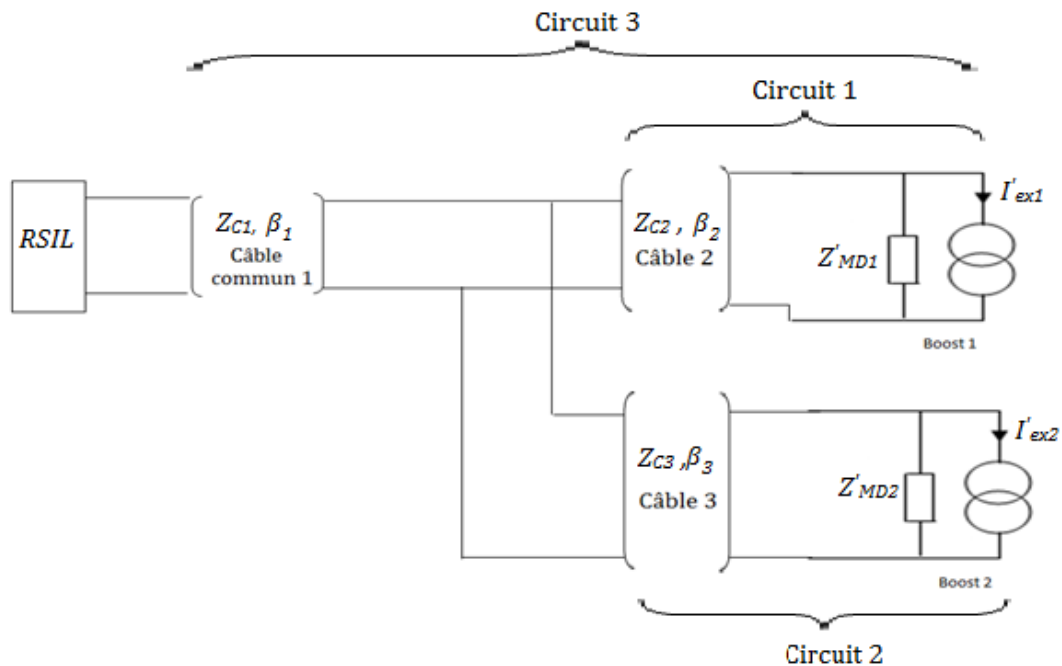


Figure IV.8. Modèle global en MD du circuit global connecté à un RSIL.

❖ L'impédance caractéristique d'un câble est défini par :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{IV-3})$$

❖ La constante de propagation ou coefficient de phase [rad/m] est défini par :

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{IV-4})$$

Avec : L : Inductance par unité de longueur (H/m),

C : Capacité par unité de longueur (F/m).

Les paramètres des câbles sont : (Fig. IV.8)

✓ Pour le câble commun 1

La constante de propagation ou coefficient de phase est donné par :

$$\beta_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (\text{IV-5})$$

L'impédance caractéristique:

$$Z_{C1} = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad (IV-6)$$

✓ Pour le câble 2

La constante de propagation ou coefficient de phase est donné par :

$$\beta_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (IV-7)$$

L'impédance caractéristique:

$$Z_{C2} = \sqrt{\frac{L_2}{C_2}} \quad (IV-8)$$

✓ Pour le câble 3 :

La constante de propagation ou coefficient de phase est donné par :

$$\beta_3 = \frac{1}{\sqrt{L_3 C_3}} \quad (IV-9)$$

L'impédance caractéristique:

$$Z_{C3} = \sqrt{\frac{L_3}{C_3}} \quad (IV-10)$$

Afin de déterminer les paramètres du modèle, il faut procéder à des calculs mathématiques en appliquant la théorie des lignes de transmission dans des conditions différentes pour avoir des grandeurs d'entrées V_1 et I_1 différentes d'un Boost en MD (Fig. IV.9) [59-63].

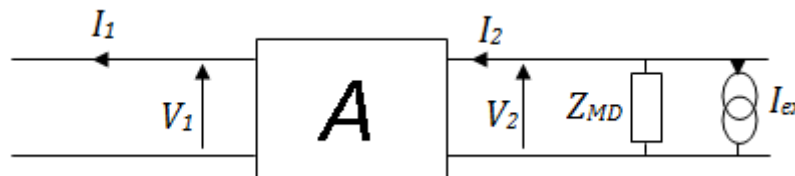


Figure IV.9. Schéma équivalent matricielle d'un Modèle en MD pour le calcul de l'impédance Z_{MD} globale et du courant de source I_{ex} .

La matrice A (Fig. IV.9) est défini par :

$$A = \begin{bmatrix} \cos(\beta \cdot l) & jZ_C \sin(\beta \cdot l) \\ \frac{1}{Z_C} j \cdot \sin(\beta \cdot l) & \cos(\beta \cdot l) \end{bmatrix} \quad (IV-11)$$

La représentation en matrice est basée sur l'écriture des équations régies par les lois de Kirchhoff. Ces lois permettent de relier les courants et les tensions d'un circuit.

D'après la théorie des lignes de transmission [63] et en appliquant la formule des calculs des impédances ramenées pour un système global d'une phase à une autre, on peut exprimer la tension d'entrée en fonction du courant : $V_1 = f(I_1)$.

Les équations qui décrivent le MD sont présentées ci-dessous :

$$V_2 = Z_{MD} \cdot I_{ex} - Z_{MD} \cdot I_2 \quad (IV-12)$$

$$\begin{cases} V_2 = V_1 \cos(\beta \cdot l) + jZ_C I_1 \sin(\beta \cdot l) \\ I_2 = \frac{V_1}{Z_C} j \cdot \sin(\beta \cdot l) + I_1 \cos(\beta \cdot l) \end{cases} \quad (\text{IV-13})$$

Avec l : longueur du câble.

En remplaçant (IV-13) dans l'équation (IV-12), on aura :

$$V_1 \cos(\beta \cdot l) + jZ_C I_1 \sin(\beta \cdot l) = Z_{MD} \cdot I_{ex} - Z_{MD} \left[\frac{V_1}{Z_C} j \sin(\beta \cdot l) + I_1 \cos(\beta \cdot l) \right] \quad (\text{IV-14})$$

Après simplification, on aura :

$$V_1 = I_{ex} Z_C \frac{Z_{MD}}{Z_C \cos(\beta \cdot l) + jZ_{MD} \sin(\beta \cdot l)} - I_1 Z_C \frac{Z_{MD} + jZ_C \operatorname{tg}(\beta \cdot l)}{Z_C + jZ_{MD} \operatorname{tg}(\beta \cdot l)} \quad (\text{IV-15})$$

Nous voulons arriver à la forme de l'équation de la théorie des lignes de transmission [58] qui est :

$$V_1 = Z_{ramenée} I'_{ex} - Z_{ramenée} I_1 \quad (\text{IV-16})$$

Où : I'_{ex} représente le courant de source équivalent du Boost après le calcul de $Z_{ramenée}$.

Par identification avec (IV-15), on peut tirer les valeurs de $Z_{ramenée}$ et $Z_{ramenée} I'_{ex}$:

$$Z_{ramenée} = Z_C \frac{Z_{MD} + jZ_C \operatorname{tg}(\beta \cdot l)}{Z_C + jZ_{MD} \operatorname{tg}(\beta \cdot l)} \quad (\text{IV-17})$$

$$Z_{ramenée} I'_{ex} = I_{ex} \frac{Z_{MD} Z_C}{Z_C \cos(\beta \cdot l) + jZ_{MD} \sin(\beta \cdot l)} \quad (\text{IV-18})$$

En remplaçant l'équation (IV-17) dans l'équation (IV-18), on aura le rapport qui détermine le facteur de transformation de la source :

$$\frac{I'_{ex}}{I_{ex}} = \frac{Z_{MD}}{Z_{MD} \cos(\beta \cdot l) + jZ_C \sin(\beta \cdot l)} \quad (\text{IV-19})$$

Si on revient au modèle global en MD du circuit global connecté à un $RSIL$ de la figure IV.8, et après avoir effectué des calculs analytiques pour déterminer l'impédance ramenée Z_{MD} pour un câble de longueur l , de coefficient de phase β et d'impédance caractéristique Z_C d'un Boost en MD à base d'une ligne de transmission, les équations qui décrivent le model en MD peuvent écries comme suit :

❖ Pour le circuit 1 (Boost 1 + câble 2), les équations équivalentes de l'impédance en MD et du courant sont :

$$Z'_{MD1} = Z_{C2} \frac{Z_{MD1} + jZ_{C2} \operatorname{tg}(\beta_2 \cdot l_2)}{Z_{C2} + jZ_{MD1} \operatorname{tg}(\beta_2 \cdot l_2)} \quad (\text{IV-20})$$

$$I'_{ex1} = I_{ex} \frac{Z_{MD1}}{Z_{MD1} \cos(\beta_2 \cdot l_2) + jZ_{C2} \sin(\beta_2 \cdot l_2)} \quad (\text{IV-21})$$

❖ Pour le circuit 2 (Boost 2 + câble 3), les équations équivalentes de l'impédance en MD et du courant sont :

$$Z'_{MD2} = Z_{C3} \frac{Z_{MD2} + jZ_{C3} \operatorname{tg}(\beta_3 \cdot l_3)}{Z_{C3} + jZ_{MD2} \operatorname{tg}(\beta_3 \cdot l_3)} \quad (\text{IV-22})$$

$$I'_{ex2} = I_{ex} \frac{Z_{MD2}}{Z_{MD2} \cos(\beta_3.l_3) + jZ_{C3} \sin(\beta_3.l_3)} \quad (IV-23)$$

❖ Le circuit 3 équivalent (câble commun 1+ circuit 1+circuit 2) peut être représenté par le modèle du circuit 3 équivalent en MD connecté à un RSIL montré à la figure IV.10.

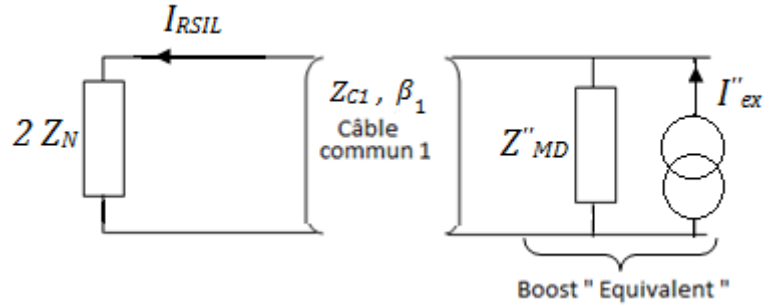


Figure IV.10. Modèle du circuit 3 équivalent en MD connecté à un RSIL.

Dans la figure IV-10, le circuit "Boost équivalent" représente l'équivalence de deux circuits 1 et 2 en parallèle, à base de Boost 1 et 2 respectivement, en MD.

En posant :

$$I''_{ex} = I'_{ex1} + I'_{ex2} \quad (IV-24)$$

Les équations équivalentes de l'impédance en MD et du courant sont :

$$I''_{ex} = I_{ex} \left[\frac{Z_{MD1}}{Z_{MD1} \cos(\beta_2.l_2) + jZ_{C2} \sin(\beta_2.l_2)} + \frac{Z_{MD2}}{Z_{MD2} \cos(\beta_3.l_3) + jZ_{C3} \sin(\beta_3.l_3)} \right] \quad (IV-25)$$

$$Z''_{MD} = \frac{Z'_{MD1} Z'_{MD2}}{Z'_{MD1} + Z'_{MD2}} \quad (IV-26)$$

Le circuit équivalent final (RSIL+Circuit 3 + Circuit 2 + Circuit 1) en MD sera simplifié comme montré à la figure IV.11.

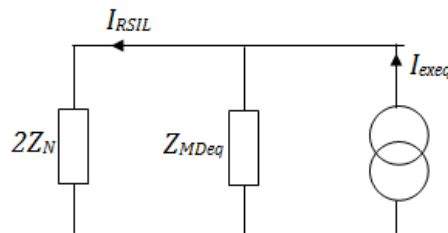


Figure IV.11. Modèle du circuit équivalent final en MD.

Avec :

$$Z_{MDeq} = Z_{C1} \frac{Z''_{MD} + jZ_{C1} \operatorname{tg}(\beta_1.l_1)}{Z_{C1} + jZ''_{MD} \operatorname{tg}(\beta_1.l_1)} \quad (IV-27)$$

$$I_{exeq} = I''_{ex} \frac{Z''_{MD}}{Z''_{MD} \cos(\beta_1.l_1) + jZ_{C1} \sin(\beta_1.l_1)} \quad (IV-28)$$

Avec l_1 : la longueur du câble commun 1

Ce qui va nous ramener à dire que le courant du RSIL de circuit équivalent final en MD (Fig. IV.11) dépend de I_{exeq} , Z_{MDeq} et $Z_{RSIL} = 2.Z_N$, par suite l'équation du I_{RSIL} est :

$$I_{RSIL} = I_{ex1} \frac{Z_{MDeq}}{Z_{MDeq} + Z_{RSIL}} \quad (IV-29)$$

A présent que les critères d'identifications en *MD* du courant *RSIL* d'un circuit global I_{RSIL} ont bien été vus dans la partie précédente, on peut faire l'étude comparative sur la somme des modules des perturbations de deux circuits à base des convertisseurs statiques *DC/DC* "boost" 1 et 2 séparément sur *RSIL*.

Le schéma électrique (Fig. IV.12) montre les structures des deux circuits à base des Boost 1 et 2 séparément en *MD* avec des liaisons sur *RSIL*.

Pour retrouver à partir du modèle, les perturbations électromagnétiques générées par les convertisseurs d'un côté et par les inductances des câbles de l'autre côté, nous allons comparer les courants sur le *RSIL* en *MD* entre un circuit global et deux circuits séparément liés sur un *RSIL* en *MD*.

Nous devons donc élaborer les équations du schéma électrique de la figure IV.12, qui représente deux circuits (a) et (b) respectivement à base du Boost 1, des liaisons (câble 2 + câble commun 1) sur *RSIL* et à base du Boost 2, des liaisons (câble 3 + câble commun 1) sur *RSIL*, afin d'identifier notre modèle en *MD*.

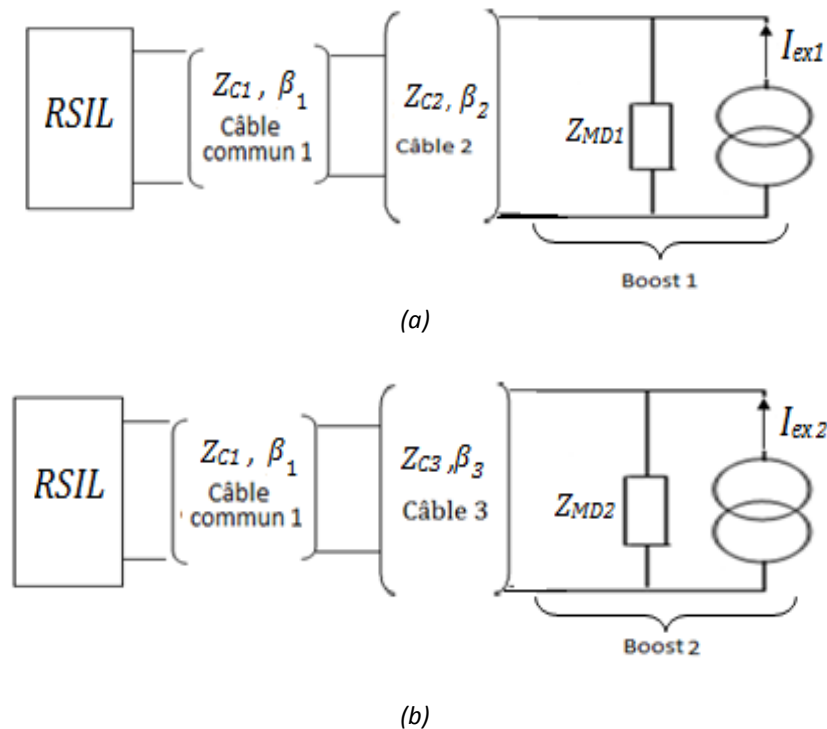


Figure IV.12. Modèle en MD de deux circuits connectés sur *RSIL* séparément : (a) Circuit à base du Boost 1 et les liaisons (câble 2 + câble commun 1) et (b) Circuit à base du Boost 2 et les liaisons (câble 3+ câble commun 1).

Nous appliquerons la méthode d'identification pour ce type de modèle (Fig. IV.12) en *MD*. Pour cela, l'équation du courant I_{RSIL_a} qui décrit le *MD* du modèle du circuit (a) de la figure IV.12 peut être écrite comme suit : (Fig. IV.13)

$$I_{RSIL_a} = I'_{ex1} \frac{Z'_{MD1}}{Z'_{MD1} + Z_{RSIL}} \quad (IV-30)$$

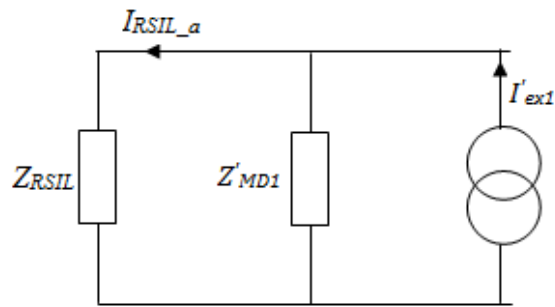


Figure IV.13. Modèle équivalent en MD du circuit (a) de la figure IV.12 connecté sur un RSIL.

L'équation du courant I_{RSIL_b} qui décrit le MD du modèle du circuit (b) de la figure IV.12 peut être écrite comme suit : (Fig. IV.14)

$$I_{RSIL_b} = I'_{ex2} \frac{Z'_{MD2}}{Z'_{MD2} + Z_{RSIL}} \quad (IV-31)$$

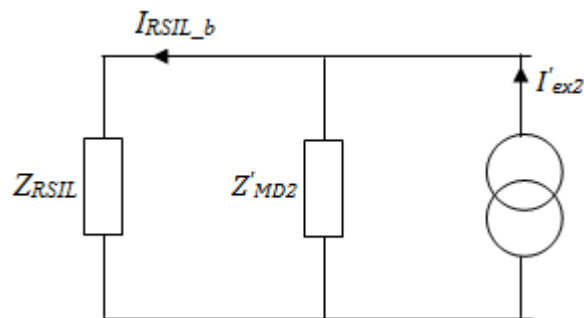


Figure IV.14. Modèle équivalent en MD du circuit (b) de la figure IV.12 connecté sur un RSIL.

On peut voir la somme des modules des perturbations des convertisseurs des deux modèles équivalents en MD des deux circuits (a) et (b) de la figure IV.12 connectés au RSIL qui est représenté dans la figure IV.15.

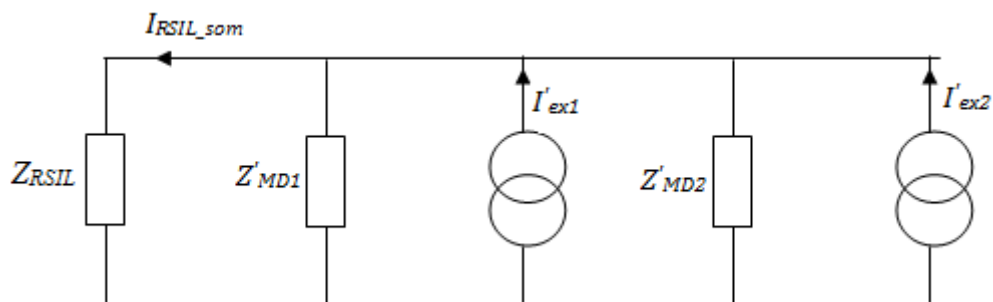


Figure IV.15. Modèle équivalent en MD de la somme des modules des perturbations des deux convertisseurs Boost 1 et 2 des deux circuits (a) et (b) de la figure IV.12.

Après simplification, le modèle équivalent final en MD de la somme des modules des perturbations des deux convertisseurs Boost 1 et 2 des deux circuits (a) et (b) de la figure IV.12, ce qui donne la figure IV.16.

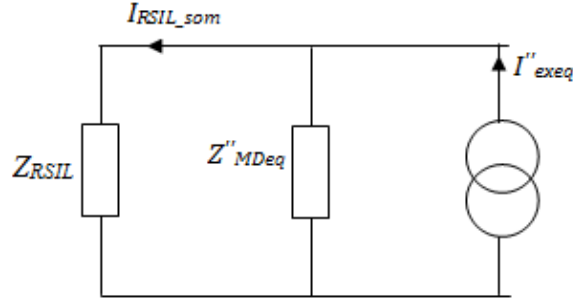


Figure IV.16. Modèle équivalent final en MD de la somme des modules des perturbations des deux convertisseurs Boost 1 et 2 des deux circuits (a) et (b) de la figure IV.12.

Enfin, les équations qui décrivent le MD du modèle équivalent final de la somme des modules des perturbations des convertisseurs des deux circuits (a) et (b) de la figure IV.12 séparément sont les suivantes :

$$I_{RSIL_{som}} = \frac{Z''_{MDeq}}{Z''_{MDeq} + Z_{RSIL}} \cdot I''_{ex1} \quad (IV-32)$$

$$Z''_{MDeq} = \frac{Z'_{MD1} \cdot Z'_{MD2}}{Z'_{MD1} + Z'_{MD2}} \quad (IV-33)$$

$$I''_{ex1} = I'_{ex1} + I'_{ex2} \quad (IV-34)$$

En remplaçant les deux équations (IV-33) et (IV-34) dans l'équation (IV-32), on trouve :

$$I_{RSIL_{som}} = \frac{Z'_{MD1} \cdot Z'_{MD2}}{(Z'_{MD1} \cdot Z'_{MD2}) + Z_{RSIL}(Z'_{MD1} + Z'_{MD2})} \cdot (I'_{ex1} + I'_{ex2}) \quad (IV-35)$$

Si on remplace les valeurs de Z'_{MD1} , Z'_{MD2} , I'_{ex1} et I'_{ex2} et afin de simplifier l'équation (IV-35), nous introduisons dans (IV-35) quatre suppositions :

$$A = \frac{Z_{MD1} + jZ_{C2} \operatorname{tg}(\beta_2 \cdot l_2)}{Z_{C2} + jZ_{MD1} \operatorname{tg}(\beta_2 \cdot l_2)} \quad (IV-36)$$

$$B = \frac{Z_{MD2} + jZ_{C3} \operatorname{tg}(\beta_3 \cdot l_3)}{Z_{C3} + jZ_{MD2} \operatorname{tg}(\beta_3 \cdot l_3)} \quad (IV-37)$$

$$C = \frac{Z_{MD1}}{Z_{MD1} \cos(\beta_2 \cdot l_2) + jZ_{C2} \sin(\beta_2 \cdot l_2)} \quad (IV-38)$$

$$D = \frac{Z_{MD2}}{Z_{MD2} \cos(\beta_3 \cdot l_3) + jZ_{C3} \sin(\beta_3 \cdot l_3)} \quad (IV-39)$$

Dès lors l'équation (IV-35) devient:

$$I_{RSIL_{som}} = \frac{(Z_{C2} \cdot A) \cdot (Z_{C3} \cdot B)}{[(Z_{C2} \cdot A) \cdot (Z_{C3} \cdot B)] + Z_{RSIL}[(Z_{C2} \cdot A) + (Z_{C3} \cdot B)]} [I_{ex1} \cdot C + I_{ex2} \cdot D] \quad (IV-40)$$

On voit clairement que le courant $I_{RSIL_{som}}$ dépend des caractéristiques des câbles 2 et 3 et aussi en fonction des courants de source des deux Boost I_{ex1} et I_{ex2} .

Afin de valider et confronter les approches d'identification en MD, nous proposons par confrontation des résultats que nous obtenons à partir de nos propres

développements par le logiciel Mathcad et par le biais des essais expérimentaux que nous verrons par la suite.

IV.2.2. Identification en mode Commun

Après l'identification des paramètres du modèle en *MD*, nous appliquons celui-ci sur le *MC* pour la prédiction des perturbations sur le réseau de convertisseurs *DC/DC* proposé. Cette étude consiste à s'intéresser uniquement au mode commun. Nous appliquerons la méthode d'identification à un convertisseur Boost complet ne comportant que le mode commun. En mode commun le circuit équivalent est donné à la figure IV.17.

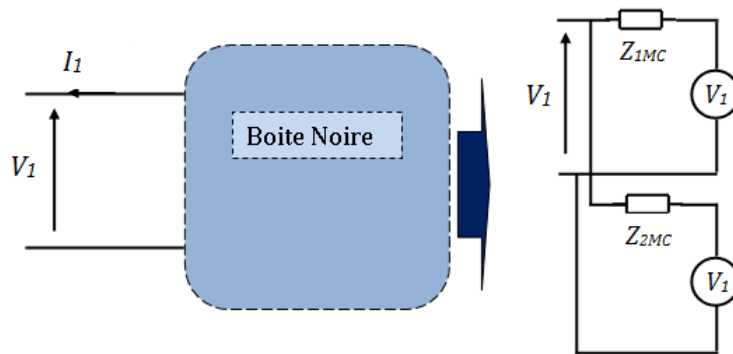


Figure IV.17. Représentation en bloc du circuit en MC de la boîte noire proposée.

Pour identifier le modèle, il faut au préalable le mettre en équation afin de déterminer la méthode d'identification à utiliser. La modélisation de ce circuit sera, bien entendu, un modèle à 2 paramètres une impédance en série avec une source de tension (Fig. IV.18).

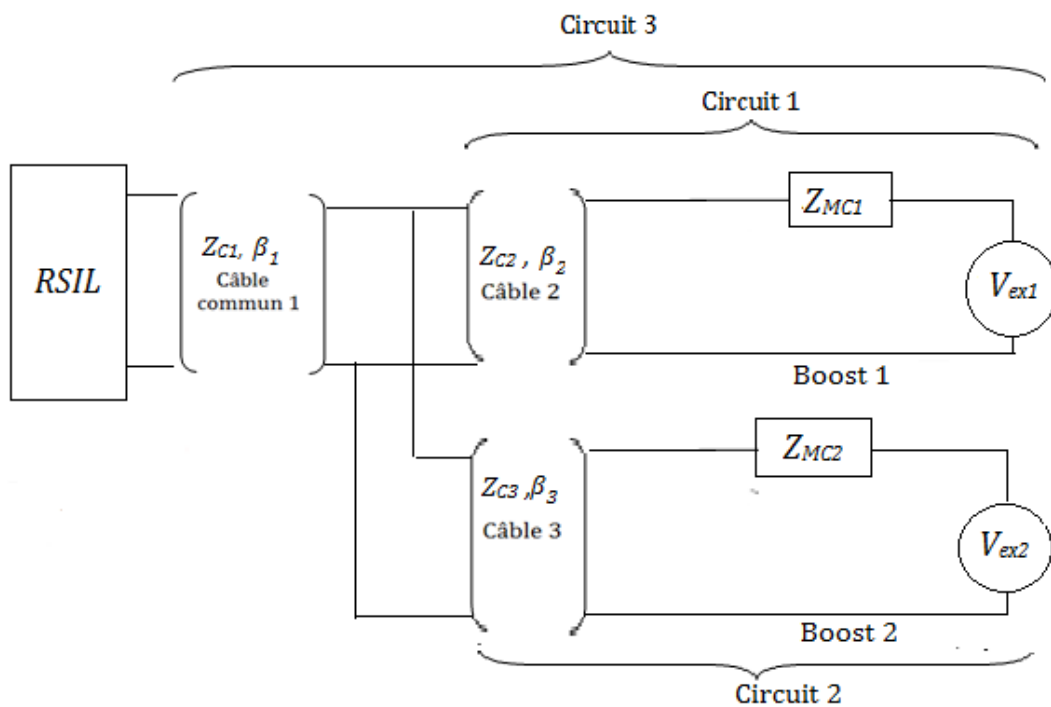


Figure IV.18. Modèle global en MC du circuit global connecté à un RSIL.

On retiendra qu'il s'agit d'une approximation pour vérifier l'impact de la liaison sur la précision de l'identification. En effet, pour un convertisseur réel, la valeur de Z_{MC} devrait représenter tous les parasites de la cellule de commutation du convertisseur.

Afin de déterminer les paramètres du modèle, il faut procéder à des calculs mathématiques en appliquant la théorie des lignes de transmission dans des conditions différentes pour avoir des grandeurs d'entrées V_1 et I_1 différentes d'un Boost en MC (Fig. IV.19) [59-63].

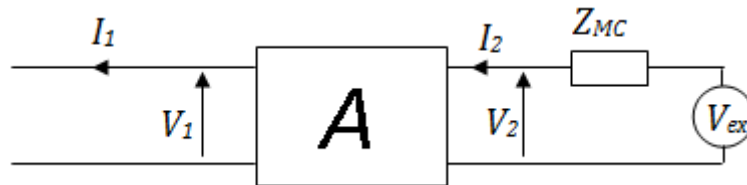


Figure IV.19. Schéma équivalent matricielle du Modèle en MC pour le calcul de l'impédance Z_{MC} globale et de la tension de source V_{ex} .

La matrice A (Fig. IV.19) est défini par :

$$A = \begin{bmatrix} \cos(\beta \cdot l) & jZ_C \sin(\beta \cdot l) \\ \frac{1}{Z_C} j \cdot \sin(\beta \cdot l) & \cos(\beta \cdot l) \end{bmatrix} \quad (IV-41)$$

La représentation matricielle est basée sur l'écriture des équations régies par les lois de Kirchhoff. Ces lois permettent de relier les courants et les tensions d'un circuit.

D'après la théorie des lignes de transmission [63] et en appliquant la formule des calculs des impédances ramenées pour un système global d'une phase à une autre, on peut exprimer la tension d'entrée en fonction du courant : $V_1 = f(I_1)$.

Les équations qui décrivent le MC sont présentées par :

$$V_2 = V_{ex} - Z_{MC} \cdot I_2 \quad (IV-42)$$

$$\begin{cases} V_2 = V_1 \cos(\beta \cdot l) + jZ_C I_1 \sin(\beta \cdot l) \\ I_2 = \frac{V_1}{Z_C} j \sin(\beta \cdot l) + I_1 \cos(\beta \cdot l) \end{cases} \quad (IV-43)$$

Avec l : longueur du câble.

En remplaçant les deux équations (IV-43) dans l'équation (IV-42), on aura :

$$V_1 \cos(\beta \cdot l) + jZ_C I_1 \sin(\beta \cdot l) = V_{ex} - Z_{MC} \left[\frac{V_1}{Z_C} j \sin(\beta \cdot l) + I_1 \cos(\beta \cdot l) \right] \quad (IV-44)$$

Après simplification, on aura :

$$V_1 = V_{ex} \frac{Z_C}{Z_C \cos(\beta \cdot l) + jZ_{MC} \sin(\beta \cdot l)} - I_1 Z_C \frac{Z_{MC} + jZ_C \operatorname{tg}(\beta \cdot l)}{Z_C + jZ_{MC} \operatorname{tg}(\beta \cdot l)} \quad (IV-45)$$

Nous voulons arriver à la forme de l'équation de la théorie des lignes de transmission [63] qui est :

$$V_1 = Z_{ramenée} V'_{ex} - Z_{ramenée} I_1 \quad (IV-46)$$

De l'équation (IV-45), on peut tirer les valeurs de $Z_{ramenée}$ et $Z_{ramenée} V'_{ex}$.

$$Z_{ramenée} = Z_C \frac{Z_{MC} + jZ_C \operatorname{tg}(\beta.l)}{Z_C + jZ_{MC} \operatorname{tg}(\beta.l)} \quad (\text{IV-47})$$

$$Z_{ramenée} V'_{ex} = V_{ex} \frac{Z_C}{Z_C \cos(\beta.l) + jZ_{MC} \sin(\beta.l)} \quad (\text{IV-48})$$

Où : V'_{ex} représente la tension de source équivalent du Boost après le calcul de $Z_{ramenée}$.

En remplaçant l'équation (IV-47) dans l'équation (IV-48), on aura le rapport qui détermine le facteur de transformation de la source.

$$\frac{V'_{ex}}{V_{ex}} = \frac{1}{Z_{MC} \cos(\beta.l) + jZ_C \sin(\beta.l)} \quad (\text{IV-49})$$

Si on revient au modèle global en MC du circuit global connecté à un $RSIL$ de la figure IV.18 et après calculs analytiques effectués pour déterminer l'impédance ramenée Z_{MC} pour un câble de longueur l , de coefficient β et d'impédance caractéristique Z_C d'un Boost en MC à base d'une ligne de transmission, les équations qui décrivent le MC peuvent être écrites comme suit :

❖ Pour le circuit 1 (Boost 1 + le câble 2), les équations équivalentes de l'impédance en MC et du courant sont :

$$Z'_{MC1} = Z_{C2} \frac{Z_{MC1} + jZ_{C2} \operatorname{tg}(\beta_2.l_2)}{Z_{C2} + jZ_{MC1} \operatorname{tg}(\beta_2.l_2)} \quad (\text{IV-50})$$

$$V'_{ex1} = V_{ex1} \frac{Z_{C2}}{Z_{C2} \cos(\beta_2.l_2) + jZ_{MC1} \sin(\beta_2.l_2)} \quad (\text{IV-51})$$

❖ Pour le circuit 2 (Boost 2 + le câble 3), les équations équivalentes de l'impédance en MC et du courant sont :

$$Z'_{MC2} = Z_{C3} \frac{Z_{MC2} + jZ_{C3} \operatorname{tg}(\beta_3.l_3)}{Z_{C3} + jZ_{MC2} \operatorname{tg}(\beta_3.l_3)} \quad (\text{IV-52})$$

$$V'_{ex2} = V_{ex2} \frac{Z_{C3}}{Z_{C3} \cos(\beta_3.l_3) + jZ_{MC2} \sin(\beta_3.l_3)} \quad (\text{IV-53})$$

❖ Pour le circuit 3 équivalent (câble commun 1 + circuit 1 + circuit 2) (Fig. IV.20) :

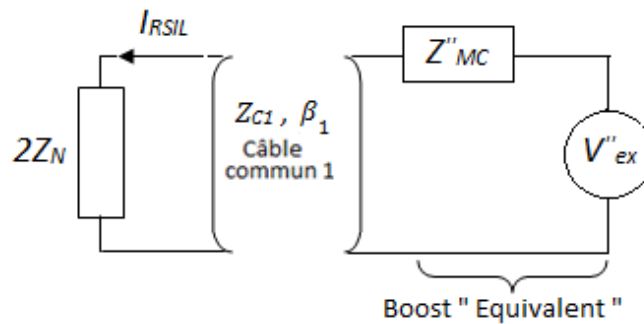


Figure IV.20. Modèle du circuit 3 équivalent en MC connecté à un $RSIL$.

Dans la figure IV.20, le circuit "Boost équivalent" représente l'équivalence de deux circuits 1 et 2 en parallèle à base de Boost 1 et 2 respectivement en MC (Fig. IV.21).

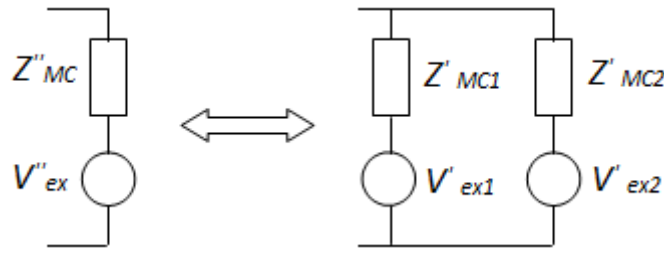


Figure IV.21. Présentation du Modèle du circuit 3.

Pour obtenir les équations équivalentes de l'impédance en MC et du courant, on appliquera le théorème de thevenin.

$$Z_{th} = \frac{1}{\frac{1}{Z'_{MC1}} + \frac{1}{Z'_{MC2}}} \quad (IV-54)$$

$$V_{th} = \frac{\frac{V'_{ex1}}{Z'_{MC1}} + \frac{V'_{ex2}}{Z'_{MC2}}}{\frac{1}{Z'_{MC1}} + \frac{1}{Z'_{MC2}}} \quad (IV-55)$$

Par suite, on aura $Z''_{MC} = Z_{th}$ et $V''_{ex} = V_{th}$ ce qui nous donne après calcul :

$$Z''_{MC} = \frac{Z'_{MC1}Z'_{MC2}}{Z'_{MC1} + Z'_{MC2}} \quad (IV-56)$$

A partir de l'équation (IV-55) et après quelques transformations mathématiques, nous déduisons l'expression de la tension de source équivalente du circuit 3 :

$$V''_{ex} = \frac{(V'_{ex1} \cdot Z'_{MC2}) + (V'_{ex2} \cdot Z'_{MC1})}{Z'_{MC1} + Z'_{MC2}} \quad (IV-57)$$

Le circuit équivalent final (RSIL+Circuit 3+Circuit 2+Circuit 1) en MC sera simplifié comme montré à la figure IV-22.

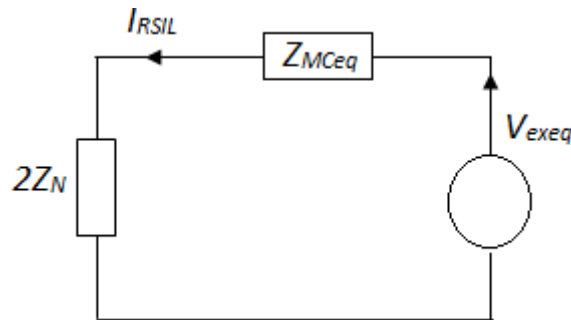


Figure IV.22. Modèle du circuit global équivalent en MC.

Nous obtenons ainsi, les équations d'identification en MC suivantes :

$$Z_{Mceq} = Z_{C1} \frac{Z''_{MC} + jZ_{C1} \operatorname{tg}(\beta_1 \cdot l_1)}{Z_{C1} + jZ''_{MC} \operatorname{tg}(\beta_1 \cdot l_1)} \quad (IV-58)$$

$$V_{exeq} = V''_{ex} \frac{Z_{C1}}{Z_{C1} \cos(\beta_1 l_1) + j Z''_{MC} \sin(\beta_1 l_1)} \quad (IV-59)$$

Avec l_1 : longueur du câble commun 1.

Ce qui va nous ramener à dire que le courant du *RSIL* dépend de V_{exeq} , Z_{MCeq} et $Z_{RSIL} = 2Z_N$, et le courant I_{RSIL} est donné par :

$$I_{RSIL} = \frac{V_{exeq}}{Z_{MCeq} + Z_{RSIL}} \quad (IV-60)$$

La méthodologie d'identification en *MC* du courant *RSIL* d'un circuit global (I_{RSIL}) a été bien vue dans la partie précédente. Alors, pour la suite de l'étude, on se base sur la séparation des circuits 1 et 2 à base des convertisseurs statiques *DC/DC* "boost" 1 et 2 séparément sur *RSIL*, afin de procéder à l'étude comparative sur la somme des modules des perturbations de deux circuits.

Le schéma électrique de la figure IV.23, montre les structures des deux circuits à base des Boost 1 et 2 séparément en *MC* avec des liaisons sur *RSIL*.

Pour identifier le nouveau modèle, nous devons élaborer les équations du schéma électrique de la figure IV.23, qui représente deux circuits (a) et (b) respectivement à base du Boost 1+câble 2+câble commun1 sur *RSIL* et à base du Boost 2+câble 3+câble commun1 sur *RSIL*, afin de prédire le modèle en *MC*.

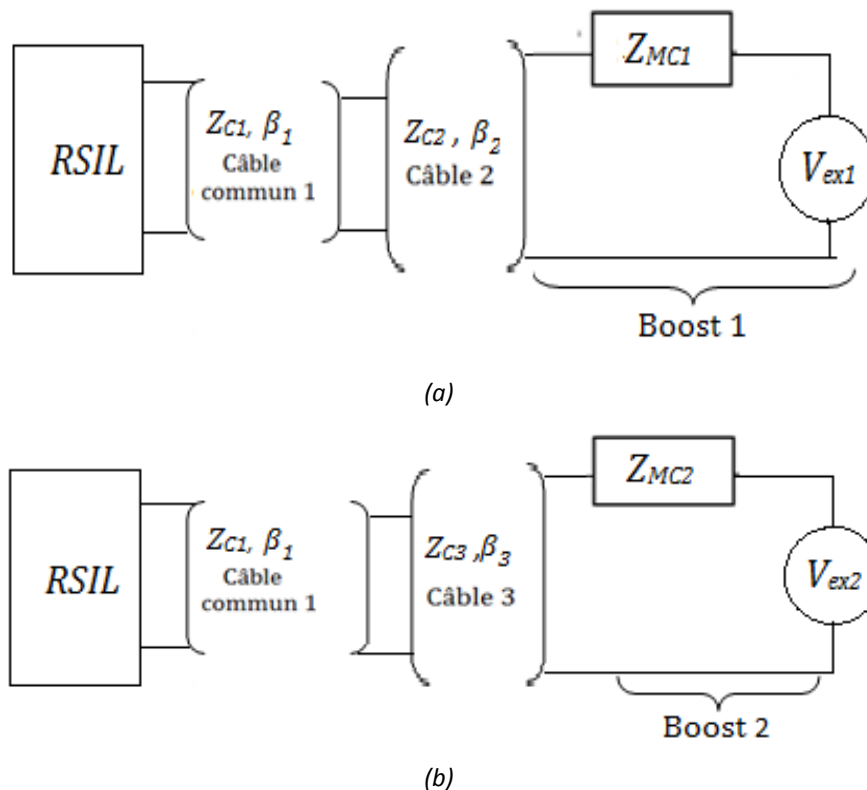


Figure IV.23. Modèle en *MC* de deux circuits connectés sur *RSIL* séparément : (a) Circuit à base du Boost 1 et liaisons (câble 2 + câble commun 1) et (b) circuit à base du Boost 2 et liaisons (câble 3 + câble commun 1).

Nous appliquerons la méthode d'identification pour ce type de modèle (Fig. IV.23) en *MC*. Pour cela, l'équation du courant I_{RSIL_a} qui décrit le *MC* du modèle du circuit (a) de la figure IV.23 peut être écrite comme suit : (Fig. IV.24)

$$I_{RSIL_a} = \frac{V'_{ex1}}{Z_{RSIL} + Z'_{MC1}} \quad (IV-61)$$

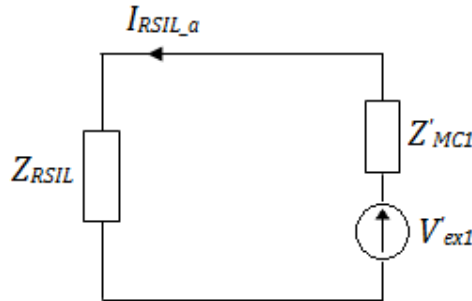


Figure IV.24. Modèle en *MC* du circuit (a) de la figure IV.23 connecté sur un *RSIL*.

L'équation du courant I_{RSIL_b} qui décrit le *MC* du modèle du circuit (b) de la figure IV.23 peut être écrite comme suit : (Fig. IV.25)

$$I_{RSIL_b} = \frac{V'_{ex2}}{Z_{RSIL} + Z'_{MC2}} \quad (IV-62)$$

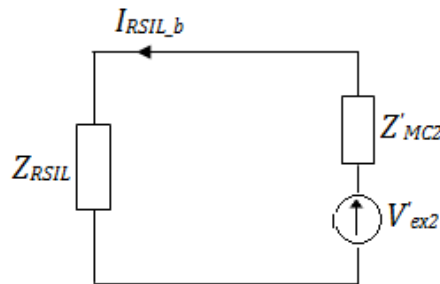


Figure IV.25. Modèle en *MC* du circuit (b) de la figure IV.23 connecté sur un *RSIL*.

On peut voir la somme des modules des perturbations des convertisseurs des deux modèles équivalents en *MC* des deux circuits (a) et (b) de la figure IV.23 connectés au *RSIL* qui est représenté dans la figure IV.26.

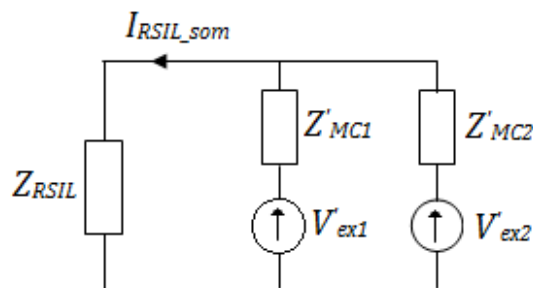


Figure IV.26. Modèle équivalent en *MC* de la somme des modules des perturbations des deux convertisseurs Boost 1 et 2 des deux circuits (a) et (b) de la figure IV.23.

Après simplification, le modèle équivalent final en MC de la somme des modules des perturbations des deux convertisseurs Boost 1 et 2 des deux circuits (a) et (b) de la figure IV.23, ce qui donne la figure IV.27.

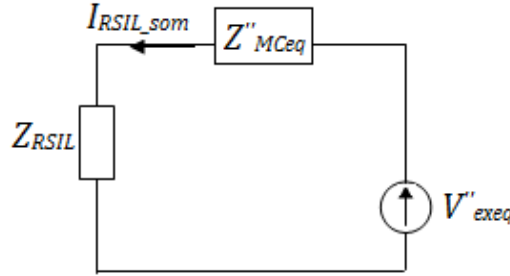


Figure IV.27. Modèle équivalent final en MC de la somme des modules des perturbations des deux convertisseurs Boost 1 et 2 des deux circuits (a) et (b) de la figure IV.23.

En appliquant le théorème de thevenin et le modèle des équations IV-54 et IV-55 pour le calcul du V''_{MCeq} , Z''_{MCeq} et le $I_{RSIL_{som}}$, on aura :

$$Z''_{MCeq} = \frac{Z'_{MC1} Z'_{MC2}}{Z'_{MC1} + Z'_{MC2}} \quad (IV-63)$$

$$V''_{ex eq} = \frac{(V'_{ex1} \cdot Z'_{MC2}) + (V'_{ex2} \cdot Z'_{MC1})}{Z'_{MC1} + Z'_{MC2}} \quad (IV-64)$$

D'après la loi des mailles on aura le courant $I_{RSIL_{som}}$:

$$I_{RSIL_{som}} = \frac{V''_{ex eq}}{Z''_{MCeq} + Z_{RSIL}} \quad (IV-65)$$

Si on remplace les valeurs de Z'_{MC1} , Z'_{MC2} , V'_{ex1} et V'_{ex2} et afin de simplifier l'équation (IV-65), nous introduisons quatre suppositions dans cette dernière :

$$A_1 = \frac{Z_{MC1} + jZ_{C2} \operatorname{tg}(\beta_2 \cdot l_2)}{Z_{C2} + jZ_{MC1} \operatorname{tg}(\beta_2 \cdot l_2)} \quad (IV-66)$$

$$B_1 = \frac{Z_{MC2} + jZ_{C3} \operatorname{tg}(\beta_3 \cdot l_3)}{Z_{C3} + jZ_{MC2} \operatorname{tg}(\beta_3 \cdot l_3)} \quad (IV-67)$$

$$C_1 = \frac{Z_{C3}}{Z_{C3} \cos(\beta_3 \cdot l_3) + jZ_{MC2} \sin(\beta_3 \cdot l_3)} \quad (IV-68)$$

$$D_1 = \frac{Z_{C2}}{Z_{C2} \cos(\beta_2 \cdot l_2) + jZ_{MC1} \sin(\beta_2 \cdot l_2)} \quad (IV-69)$$

Dès lors l'équation (IV-65) devient:

$$I_{RSIL_{som}} = \frac{[V_{ex2} \cdot C_1][Z_{C2} \cdot A_1] + [V_{ex1} \cdot D_1][Z_{C3} \cdot B_1] \cdot [[Z_{C2} \cdot A_1] + [Z_{C3} \cdot B_1]]}{[Z_{C2} \cdot A_1][Z_{C3} \cdot B_1]} \quad (IV-70)$$

On voit clairement que le courant $I_{RSIL_{som}}$ dépend des caractéristiques des deux câbles 2 et 3 et aussi en fonction des tensions de source des deux Boost 1 et 2 respectivement V_{ex1} et V_{ex2} .

Afin de valider et confronter les approches d'identification en MC , nous proposons par confrontation les résultats que nous obtenons à partir des développements en

utilisant le logiciel Mathcad et aussi par le biais des essais expérimentaux que nous verrons par la suite.

IV.3. VALIDATION DE L'IDENTIFICATION DU MODELE EN MD ET EN MC

IV.3.1. Mode Différentiel

Après avoir présenté le modèle en *MD* et les stratégies d'identification, nous allons les mettre en œuvre. Dans un premier temps, nous identifierons les systèmes par la mesure expérimentale, ensuite nous effectuerons des tests en simulation sous Mathcad.

IV.3.1.1. Etude expérimentale

Afin de mieux comprendre les phénomènes de perturbations conduites dans notre système étudié, nous avons mis en œuvre un banc expérimental permettant d'accéder à de nombreux potentiels et courants représentatifs des chemins de propagation des perturbations.

Pour les vérifications expérimentales, nous avons utilisé le montage présenté dans la figure IV.28.

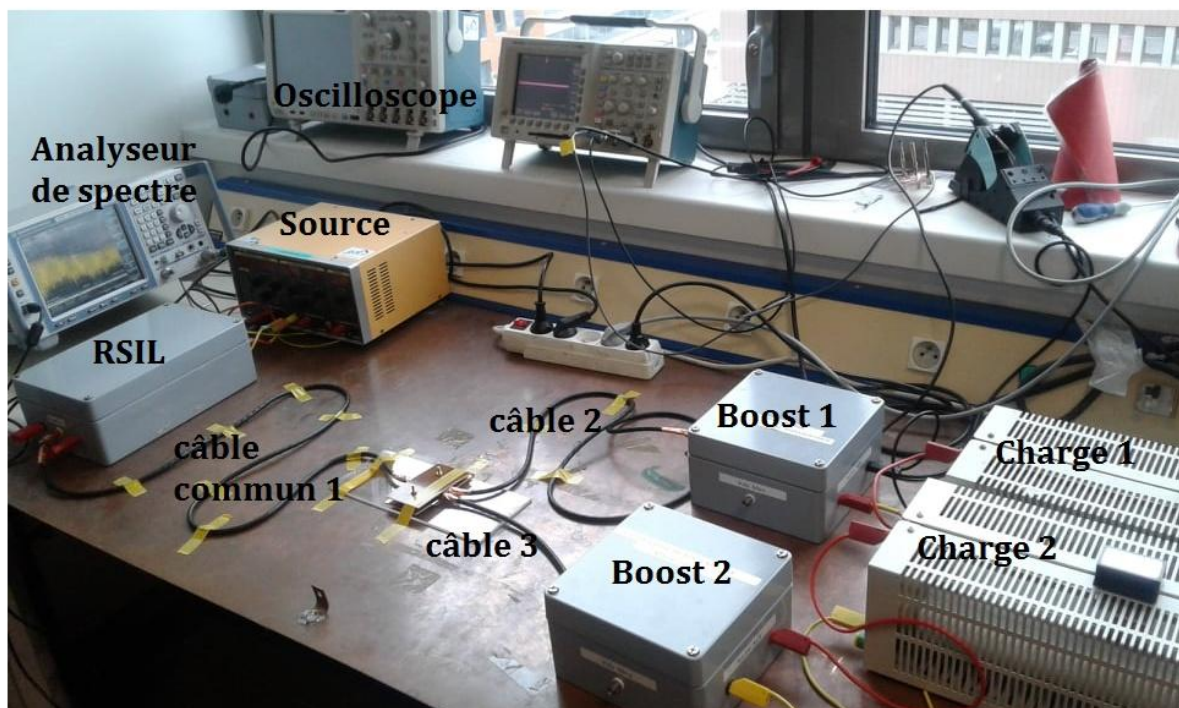


Figure IV.28. Photographie du banc expérimental utilisé.

Pour le banc d'essai, les matériels et outils utilisés sont :

- Une source DC (*AL936N 60 V 6 A*),
- *RSIL* comme celui de la figure IV.3 avec $L_N = 250 \mu\text{H}$, $C_r = 1 \mu\text{F}$, $C_N = 220 \text{nF}$, $l_r = 50 \mu\text{H}$ et $R_r = 5\Omega$,
- Deux convertisseurs Boost identiques (14 V/42 V),
- Deux charges 54Ω , 5 A,

- Un oscilloscope électronique (Tektronix MSO 5204),
- Un analyseur de spectre (ROHNDE / SCHWARZ 10Hz-3,6 GHz),
- Une sonde de courant (Tektronix P6021A).
- Des câbles blindés bifilaires.

Les deux convertisseurs Boost (14V/42 V) ont été réalisés : le premier avec une technologie du circuit imprimé (*CMS-PCB* masse large) (Fig. IV.29) et le deuxième avec une technologie *SMI* (Substrat Métallique Isolé) et un autre routage (*CMS-SMI* masse étroite) (Fig. IV.30).

Ce travail a été effectué au laboratoire *G2Elab* de l'université de Grenoble. Leurs schémas électriques sont les mêmes et les composants utilisés sont identiques mais la différence réside sur la largeur des pistes : sur la figure IV.29 les pistes sont fines afin de limiter la valeur de capacité de mode commun et sur la figure IV.30 les pistes sont larges afin d'augmenter cette capacité.

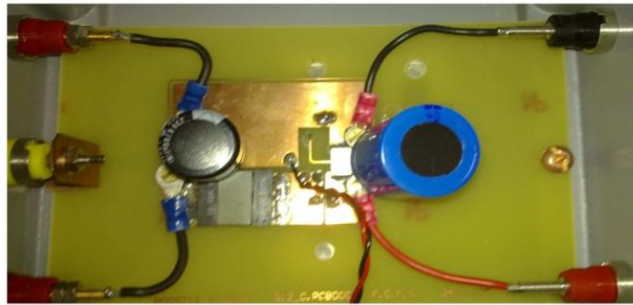


Figure IV.29. Photographie du Boost construit avec des grandes surfaces de piste.



Figure IV.30. Photographie du Boost construit avec des pistes fines.

Les deux convertisseurs ont été dimensionnés pour commuter à une fréquence de 100 kHz.

Comme nous trouvons une chute de tension de 3 V dans le *RSIL*, il nous faut un réglage d'une tension de 17 V avec un courant de 3 A dans la source d'alimentation pour avoir 14 V à l'entrée du Boost et pour qu'il opère en conduction continue.

Pour la mesure des courants du *RSIL* et ceux dans les câbles, on a utilisé un analyseur de spectre. Il a été aussi nécessaire d'utiliser un dispositif d'interconnexion pour permettre la reproductibilité des mesures (Fig. IV.28).

Les deux hacheurs Boost sont connectés en entrée sur un *RSIL* via une liaison blindé bifilaire (câble commun 1 de longueur L_1), une liaison (câble 2 de longueur L_2) et une autre liaison (câble 3 de longueur L_3) et en sortie directement à la charge (Fig. IV.31).

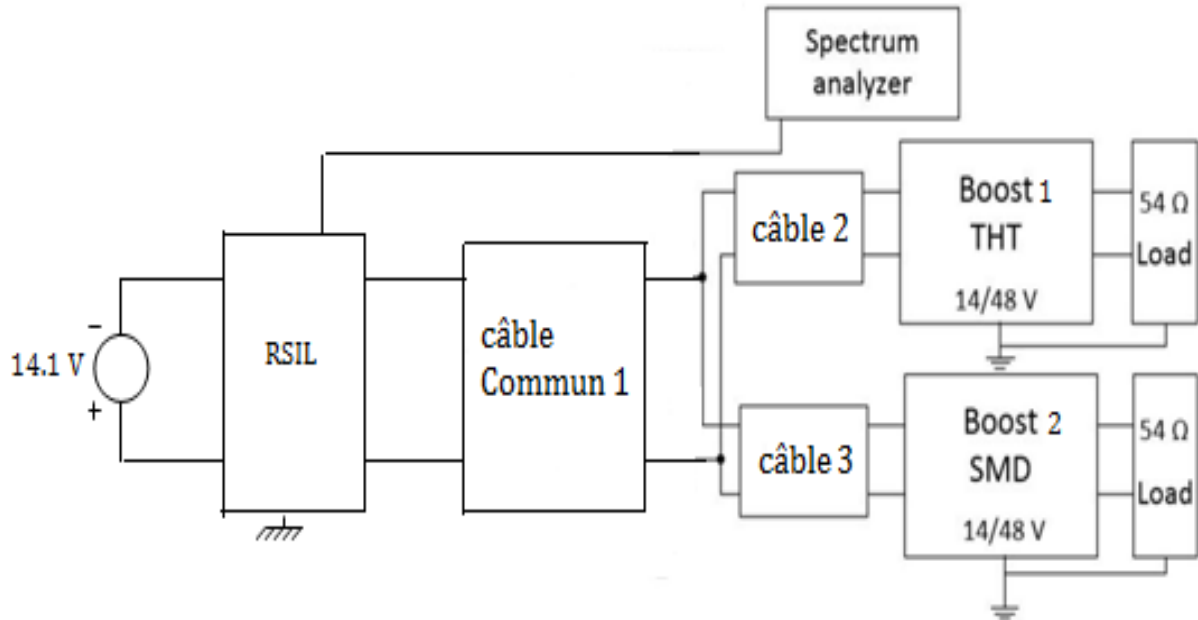


Figure IV.31. Représentation globale du système expérimental.

IV.3.1.2. Résultats et interprétations des mesures en MD

Une fois que les critères d'identifications en *MD*, du courant *RSIL* d'un circuit global (I_{RSIL}) et celui de la somme des modules des perturbations de deux circuit à base des convertisseurs statiques *DC/DC* "boost" 1 et 2 séparément sur *RSIL*, sont bien déterminés, on va procéder à la validation expérimentale.

A cet effet, pour notre étude expérimentale, on a proposé les configurations suivantes :

❖ Configuration 1

Dans cette application, nous nous intéressons aux deux systèmes 1 et 2 suivants :

✓ **Système 1** : circuit global (*RSIL*+câble commun 1 ($L = 2\text{m}$) + câble 2 ($L = 2\text{m}$) + Boost1 + charge) en parallèle avec le circuit (câble 3($L= 0,5\text{m}$) +Boost 2+charge) (Fig. IV.8).

✓ **Système 2** : circuit (a) (*RSIL*+câble commun 1 ($L = 2\text{m}$) + câble 2 ($L=0.5\text{m}$) + boost 1 + charge) (Fig. IV.12).

La figure IV.32 montre la réponse fréquentielle du courant *RSIL* en *MD* des systèmes 1 et 2 en fonction des Hacheurs Boost et des câbles utilisés.

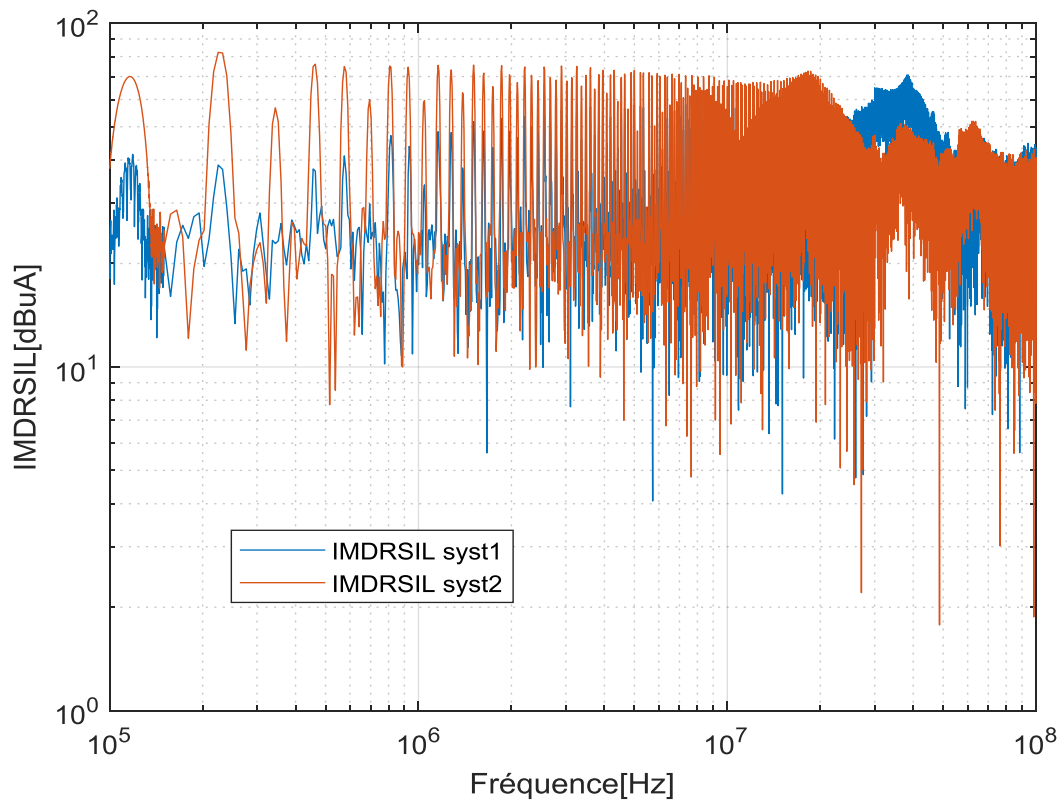


Figure IV.32. Réponse fréquentielle du courant I_{RSIL} global (système 1) et du courant I_{RSIL} individuel (système 2) en MD.

Nous pouvons constater qu'il y a une assez bonne concordance entre les mesures des deux systèmes sur une plage de fréquence jusqu'à 1 MHz. Au-delà et jusqu'à environ 20 MHz, le niveau des perturbations de MD du système 2 du 1^{er} spectre (en marron) est augmenté à cause des perturbations des commutations au niveau des Boost et de l'impact des capacités des parasites des câbles. Mais à partir de 30 MHz jusqu'à 100 MHz, on voit que le niveau des perturbations de MD du 1^{er} spectre (en marron) est globalement réduit par rapport au niveau du 2^{ème} spectre (en bleu) du système 1 (globale).

❖ Configuration 2

Pour ce cas, on a utilisé deux autres systèmes 1 et 3 expliqués comme suit :

- ✓ **Système 1** : circuit global ($RSIL$ +câble commun 1 ($L=2m$) + câble 2 ($L=2m$) + Boost 1 + charge) en parallèle avec le circuit (câble 3($L=0,5m$) +Boost 2+charge) (Fig. IV.8).
- ✓ **Système 3** : circuit (b) ($RSIL$ + câble commun 1 ($L =2m$) + câble 3 ($L =2m$) + boost 2 + charge) (Fig. IV.12).

La figure IV.33 montre la réponse fréquentielle du courant $RSIL$ en MD des systèmes 1 et 3 en fonction des Hacheurs Boost et des câbles utilisés.

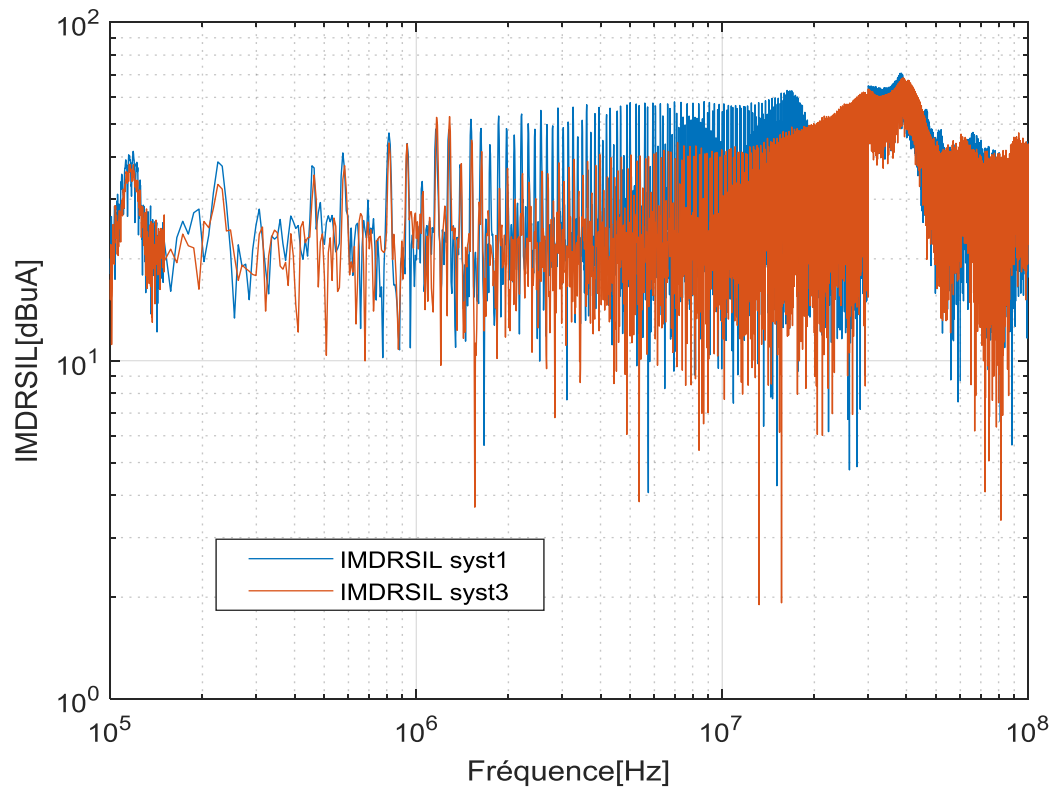


Figure IV.33. Réponse fréquentielle du courant *RSIL* global (système 1) et du courant *RSIL* individuel (système 3) en *MD*.

On constate qu'il y a une bonne concordance entre les deux spectres dans les deux plages de fréquence respectivement de 100 kHz à 1 MHz et de 30 MHz à 100 MHz. Mais dans la plage de fréquence de 1 MHz à 29 MHz, on voit qu'il y a des indifférences d'amplitude de quelques dB μ A entre les deux spectres (bleu et marron) qui sont dus aux inductances des câbles. La différence est insignifiante. Elle se produit de près de 3 dB μ A.

❖ Configuration 3

Pour ce cas, on veut comparer la mesure du courant *RSIL* du circuit global (système 1) en *MD* à celui de la somme des modules des perturbations des deux convertisseurs Boost 1 et 2 des deux systèmes 2 et 3 respectivement.

✓ **Système 1** : Circuit global (*RSIL*+câble commun 1 ($L = 2\text{m}$) + câble 2 ($L = 2\text{m}$) + Boost 1 + charge) en parallèle avec le circuit (câble 3 ($L = 0,5\text{m}$) + Boost 2 + charge) (Fig. IV.8).

✓ **Système 2** : circuit (a) (*RSIL*+câble commun 1 ($L = 2\text{m}$) + câble 2 ($L = 0,5\text{m}$) + boost 1 + charge) (Fig. IV.12).

✓ **Système 3** : circuit (b) (*RSIL*+ câble commun 1 ($L = 2\text{m}$) + câble 3 ($L = 2\text{m}$) + boost 2 + charge) (Fig. IV.12).

La figure IV.34 montre la réponse fréquentielle du courant $RSIL$ du système 1 et du courant de la somme des modules des perturbations des deux convertisseurs Boost 1 et 2 des deux systèmes 2 et 3 respectivement en MD , en fonction des Hacheurs Boost et des câbles utilisés.

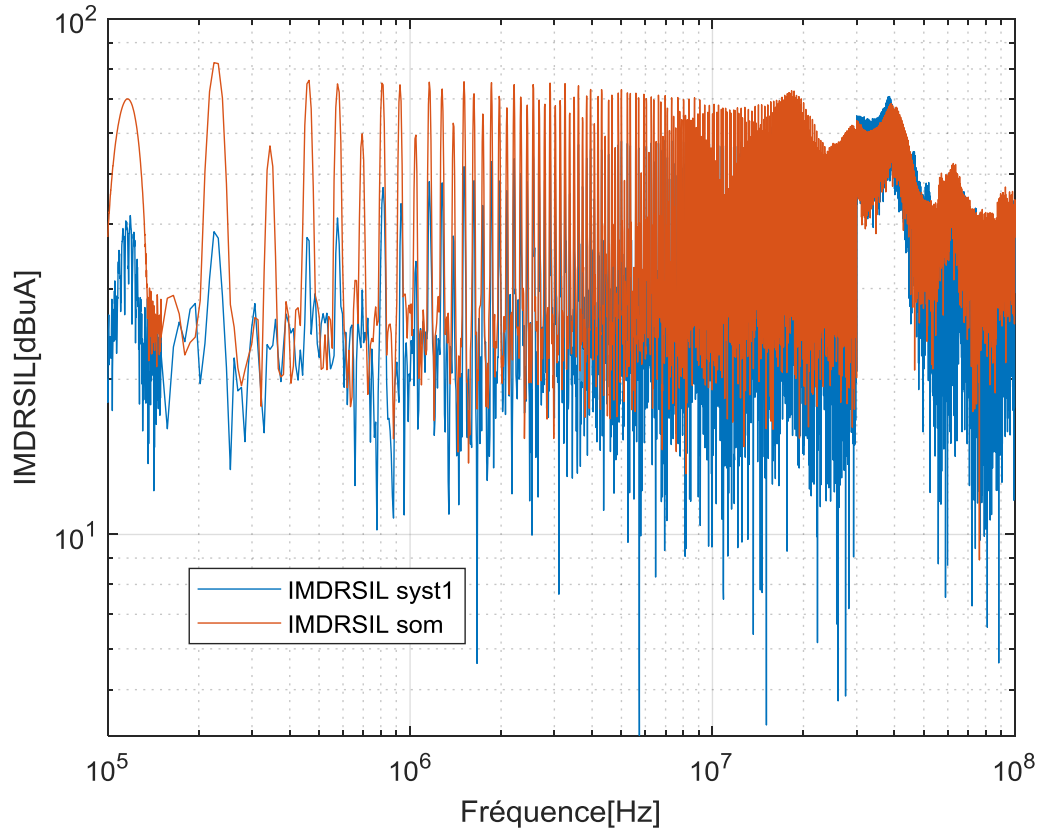


Figure IV.34. Réponse fréquentielle du courant I_{RSIL_som} de la somme des perturbations des deux convertisseurs Boost 1 et 2 des deux systèmes 2 et 3 et du I_{RSIL} global du système 1 en MD .

Les différences sont insignifiantes de la basse fréquence jusqu'à 50 MHz. Il montre que seule l'interaction des câbles blindés de puissance et les composants parasites en hautes fréquences provoquent des modifications de la propagation EMI dans le système étudié. On voit clairement que le niveau du spectre1 (en marron), qui représente la somme des modules des deux convertisseurs Boost 1 et 2, est globalement important par rapport au spectre 2 (bleu) qui représente le système 1 global, qui est dû à l'impédance d'entrée des deux convertisseurs, aux inductances parasites de la cellule de commutation et les capacités à l'état bloqué des semi-conducteurs.

IV.3.1.3. Etude de simulation en MD

Dans cette section, nous allons faire l'étude de simulation afin de pouvoir bien caractériser et valider l'identification de notre modèle. C'est pour cela, pour s'affranchir des imprécisions liées à la mesure, on s'intéresse à faire cette même démarche dans une simulation en utilisant le logiciel Mathcad.

La démarche pour identifier notre modèle est comme suit :

❖ Configuration 1

✓ **Système 1** : circuit global ($RSIL$ +câble commun ($L=2m$) + câble 2 ($L=2m$) + Boost 1 + charge) en parallèle avec le circuit (câble 3 ($L=0,5m$) +Boost 2+charge) (Fig. IV.8).

✓ **Système 2** : circuit (a) ($RSIL$ +câble commun 1 ($L=2m$) + câble 2 ($L = 0,5m$) + boost 1 + charge) (Fig. IV.12).

✓ **Système 3** : circuit (b) ($RSIL$ +câble commun 1 ($L=2m$) + câble 3 ($L=2m$) + boost 2 + charge) (Fig. IV.12).

On veut comparer le courant I_{RSIL} global (système 1) en MD à celui du courant I_{RSIL_som} de la somme des modules des perturbations des deux convertisseurs Boost 1 et 2 des circuits des systèmes 2 et 3.

La figure IV.35 montre la réponse fréquentielle, du courant $RSIL$ du système 1 et du courant I_{RSIL_som} de la somme des modules des perturbations des deux convertisseurs Boost 1 et 2 des systèmes 2 et 3 en MD , en fonction des hacheurs Boost et des câbles utilisés.

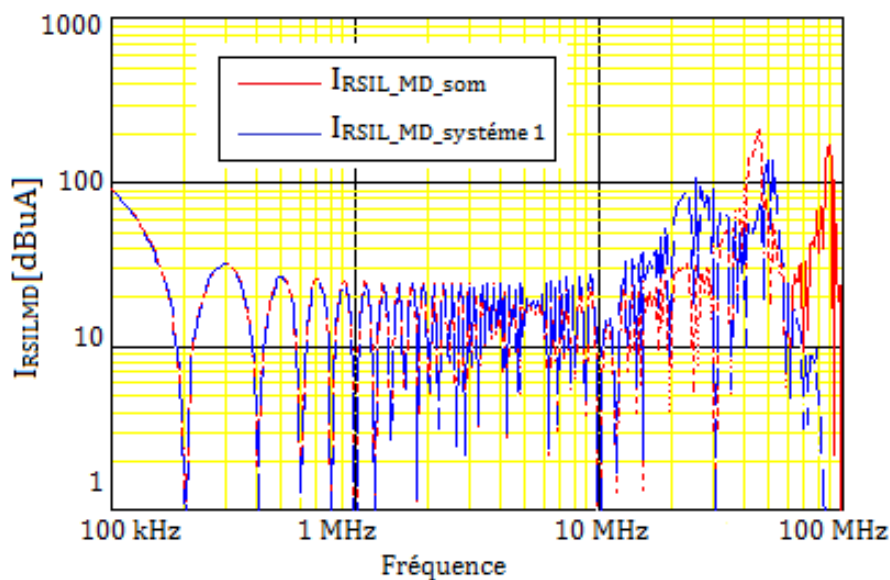


Figure IV.35. Réponse fréquentielle du courant I_{RSIL} somme de la somme des modules des perturbations des deux convertisseurs Boost 1 et 2 des deux systèmes 2 et 3 et du courant I_{RSIL} global du système 1 en MD .

Les résultats font apparaître une bonne concordance entre les deux spectres mais à partir du 50 MHz, on voit qu'il y a un écart de 3 $dBuA$ à cause des inductances des câbles de longueurs différentes et des capacités parasites d'entrée des deux boost 1 et 2.

IV.3.2. Mode Commun

Après avoir présenté le modèle en MC et les stratégies d'identification, nous allons les mettre en œuvre. Dans un premier temps, nous identifierons les systèmes par la mesure expérimentale, ensuite nous effectuerons des tests en simulation sous Mathcad.

IV.3.2.1. Etude expérimentale

On a utilisé le même banc d'essai (figure IV.28 et IV.29) avec les mêmes matériels et outils utilisés en *MD*.

Les longueurs de câbles industriels sont dans une fourchette allant de 1 à 200 m, la capacité de mode commun peut de fait devenir importante. Une telle valeur de capacité induit des courants de mode commun importants [60, 61].

IV.3.2.2. Résultats et interprétations des mesures en Mode Commun

Une fois que les critères d'identifications en *MC*, du courant *RSIL* d'un circuit global (I_{RSIL}) et celui de la somme des modules des perturbations de deux circuits à base des convertisseurs statiques *DC/DC* "boost" 1 et 2 séparément sur *RSIL*, sont bien déterminés, on va procéder à la validation expérimentale.

A cet effet pour notre étude expérimentale, on a proposé les configurations suivantes :

❖ Configuration 1

Pour ce cas, on veut comparer la mesure du courant *RSIL* du circuit global (système 1) en *MC* à celui du courant *RSIL* du circuit individuel (système 2).

✓ **Systeme1** : circuit global (*RSIL*+câble commun 1 ($L=2m$) + câble 2 ($L=2m$) + Boost 1 + charge) en parallèle avec le circuit (câble 3 ($L=0,5m$) + Boost 2 + charge) (Fig. IV.18).

✓ **Systeme 2** : circuit (a) (*RSIL*+câble commun 1 ($L=2m$) + câble 2 ($L=0,5m$) + boost 1 + charge) (Fig. IV.23).

La figure IV.36 montre la réponse fréquentielle, du courant *RSIL* du système 1 et du courant *RSIL* du système 2 en *MC*, en fonction des perturbations générées par les Boost et des câbles utilisés.

On voit clairement que, sur toute la plage des fréquences, les perturbations de *MC* du circuit global du système 1 (spectre bleu) sont largement supérieures aux perturbations individuelles du système 2 (spectre marron) qui sont dues d'un côté à l'effet inductif des câbles de puissance et de l'autre côté à l'effet des capacités de mode commun du Boost 1.

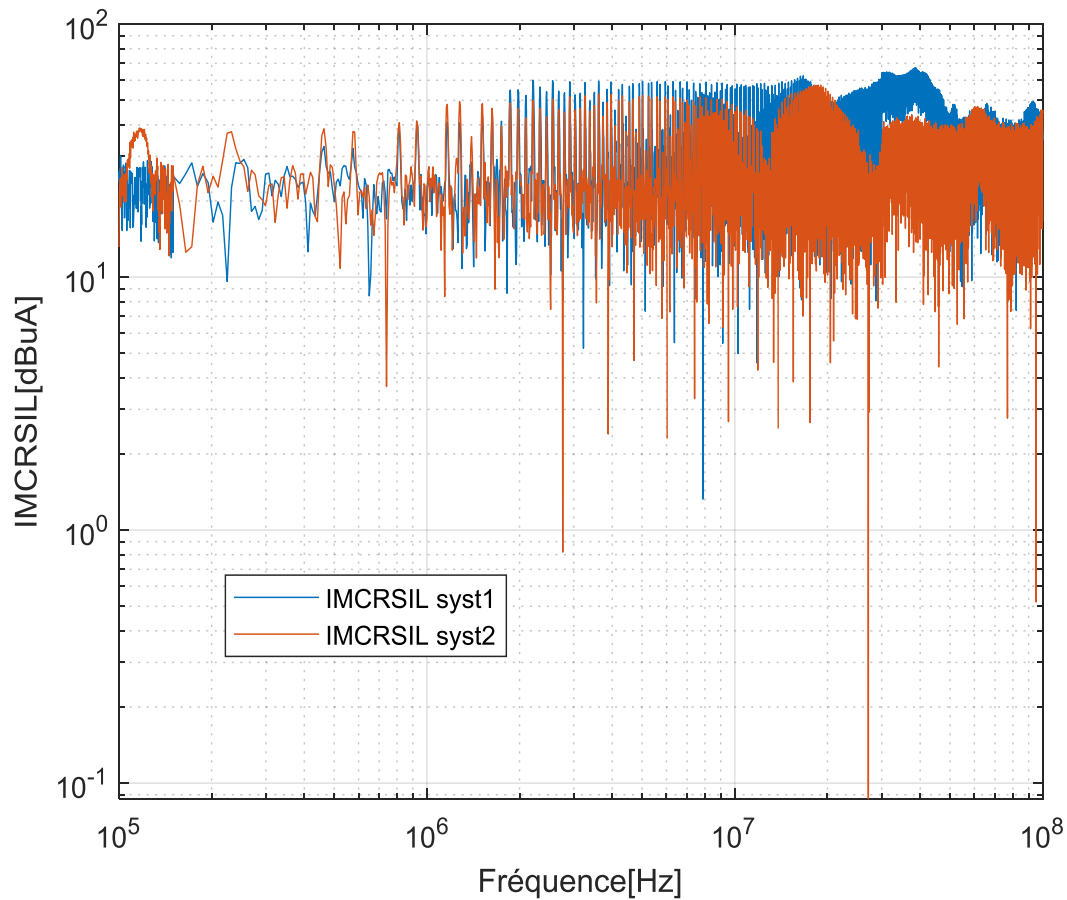


Figure IV.36. Réponse fréquentielle du courant global I_{RSIL} du système 1 et du courant I_{RSIL} du système 2 en MC.

❖ Configuration 2

Dans ce cas, on veut comparer la mesure du courant $RSIL$ du circuit global (système 1) en MC à celui du courant $RSIL$ du circuit individuel (système 3) en MC.

✓ **Système 1** : circuit global ($RSIL$ +câble commun 1 ($L=2m$) + câble 2 ($L=2m$) + Boost 1 + charge) en parallèle avec le circuit (câble 3 ($L=0,5m$) + Boost 2 + charge)(Fig. IV.18).

✓ **Système 3** : Circuit (b) ($RSIL$ +câble commun 1 ($L=2m$) + câble 3 ($L=2m$) + boost 2+ charge) (Fig. IV.23).

La figure IV.37 montre la réponse fréquentielle, du courant $RSIL$ du système 1 et du courant $RSIL$ du circuit individuel (système 3) en MC, en fonction des hacheurs Boost et des câbles utilisés.

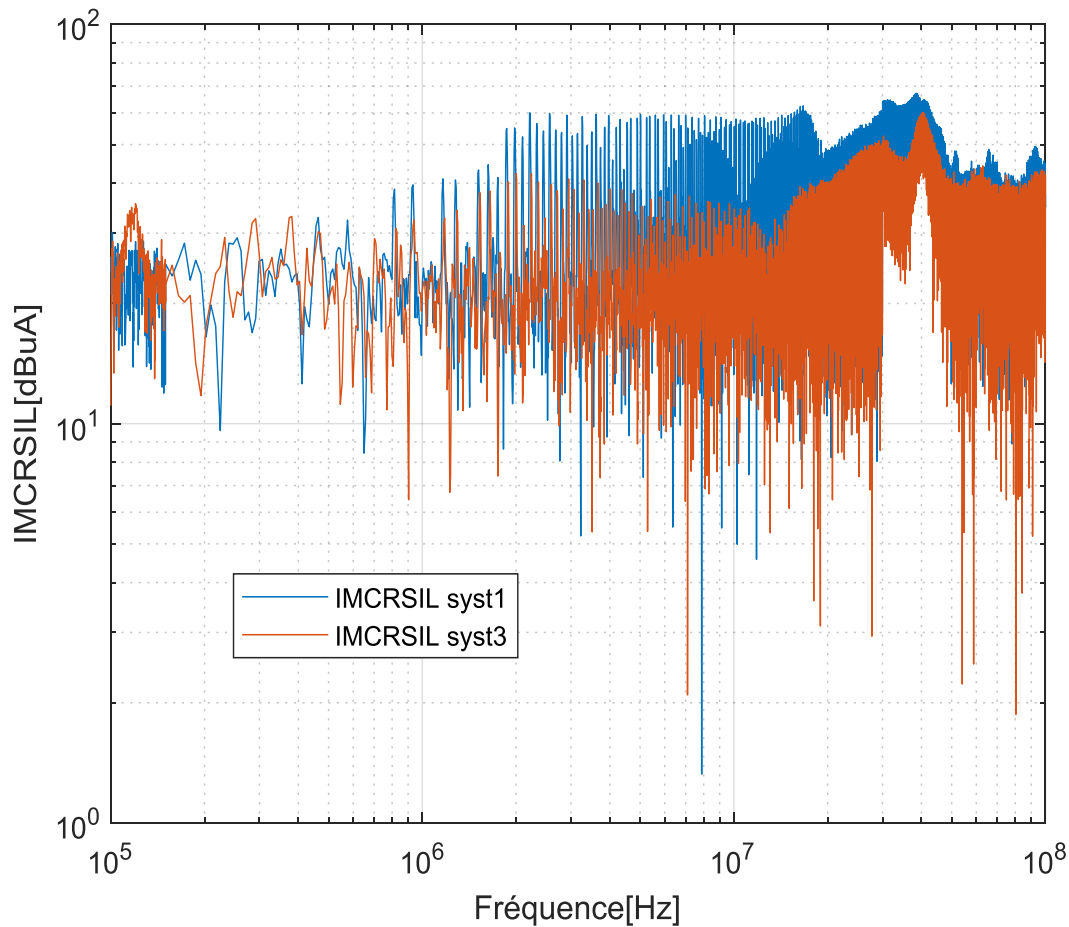


Figure IV.37. Réponse fréquentielle du courant global I_{RSIL} (système 1) et du courant individuel I_{RSIL} (système 3) en MC.

En basse fréquence, on remarque qu'il y a une bonne concordance. Mais à partir de la plage des fréquences du 1 MHz jusqu'à 100 MHz, on constate que les perturbations de MC du circuit global du système 1 (spectre bleu) sont largement supérieures aux perturbations individuelles en MC (spectre marron). En revanche, au-delà de 50 MHz la somme des deux perturbations ne semble pas si différente à cause de l'inductance des câbles et les capacités parasites en MC des deux Boost.

❖ Configuration 3

Pour ce cas, on veut comparer la mesure du courant $RSIL$ du circuit global (système 1) à celui de la somme des modules des perturbations des deux convertisseurs Boost 1 et 2 respectivement des systèmes 2 et 3 en MC.

✓ **Système 1** : circuit global ($RSIL$ +câble commun 1 ($L=2m$) + câble 2 ($L=2m$) + Boost1 + charge en parallèle avec le circuit (câble 3 ($L=0,5m$) + Boost 2+charge)(Fig. IV.18).

✓ **Système 2** : circuit (a) ($RSIL$ +câble commun 1 ($L=2m$) + câble 2 ($L=0,5m$) + boost 1 + charge) (Fig. IV.23).

✓ **Système 3** : circuit (b) ($RSIL$ +câble commun 1 ($L=2m$) + câble 3 ($L=2m$) + boost 2+charge) (Fig. IV.23).

La figure IV.38 montre la réponse fréquentielle, du courant $RSIL$ du système 1 et du courant $RSIL$ de la somme des modules des perturbations des deux convertisseurs Boost 1 et 2 respectivement des systèmes 2 et 3 en MC , en fonction des hacheurs Boost et des câbles utilisés.

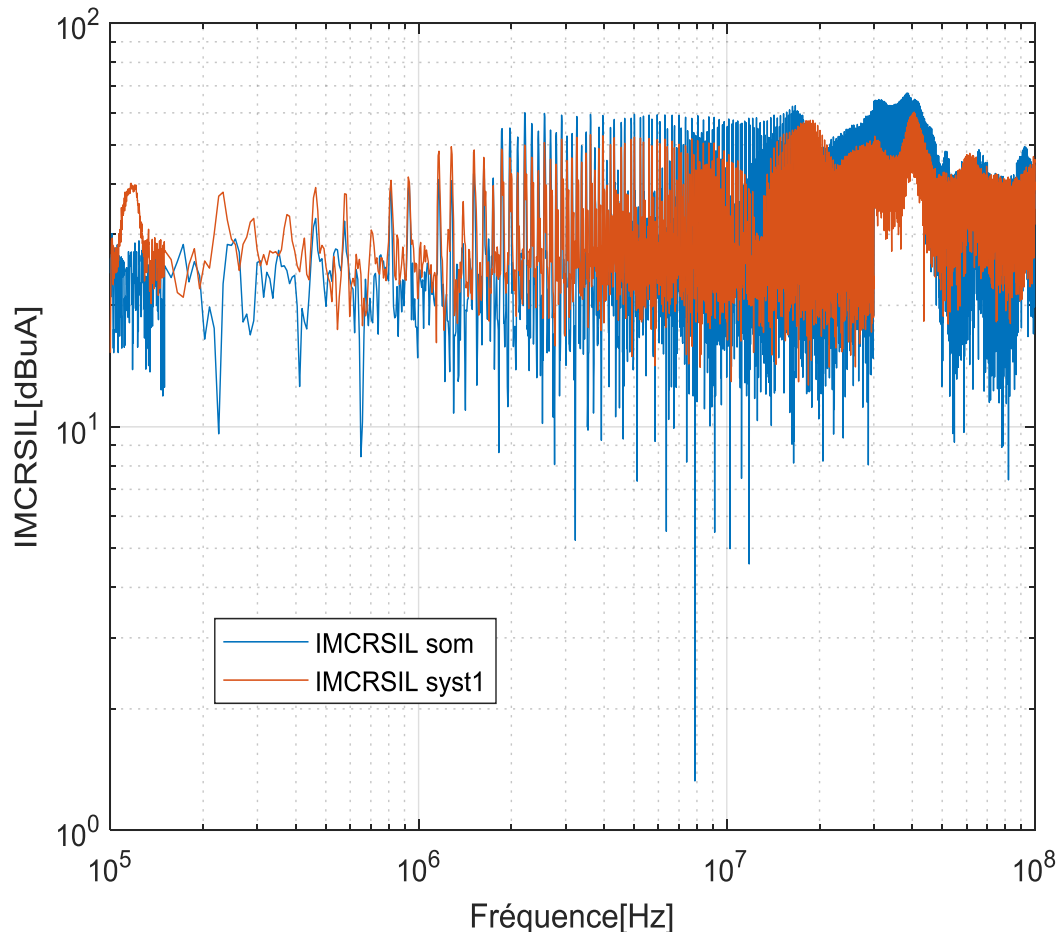


Figure IV.38. Réponse fréquentielle du courant global I_{RSIL} (système 1) et du courant I_{RSIL} de la somme des modules des perturbations des deux convertisseurs Boost 1 et 2 des systèmes 2 et 3 respectivement en MC .

On voit clairement l'influence des longueurs des câbles et les effets des capacités parasites en MC des deux Boost, car les perturbations de MC de la somme des modules des perturbations des deux convertisseurs Boost 1 et 2 respectivement des systèmes 2 et 3 (spectre marron) sont supérieures aux perturbations du système global (spectre bleu) sur toute la plage des fréquences du 100 kHz jusqu'à 100 MHz.

IV.3.2.3. Etude de simulation en MC .

Dans cette partie, nous allons faire l'étude en simulation afin de pouvoir bien caractériser et valider l'identification de notre modèle. C'est pour cela, pour s'affranchir

des imprécisions liées à la mesure, on s'intéresse à faire cette même démarche de simulation en utilisant le logiciel Mathcad.

Pour valider aussi la démarche d'identification de notre modèle en *MC*, on a fait la simulation sur MathCad suivant la démarche suivante :

❖ Configuration 1

✓ **Système 1** : circuit global ($RSIL$ +câble commun ($L=2m$) + câble 2 ($L=2m$) + Boost1 + charge en parallèle avec le circuit (câble 3 ($L=0,5m$) +Boost 2+charge) (Fig. IV.18).

✓ **Système 2** : Circuit (a) ($RSIL$ +câble commun 1 ($L=2m$) + câble 2 ($L=0,5m$) + boost1+charge) (Fig. IV.23).

✓ **Système 3** : Circuit (b) ($RSIL$ +câble commun 1 ($L=2m$) + câble 3 ($L=2m$) + boost2+charge) (Fig. IV.23).

La figure IV.39 montre la réponse fréquentielle, du courant $RSIL$ du système 1 et de la somme des modules des perturbations des deux convertisseurs Boost 1 et 2 des deux systèmes 2 et 3 en *MC*, en fonction des perturbations générées par les Boost et celles des câbles.

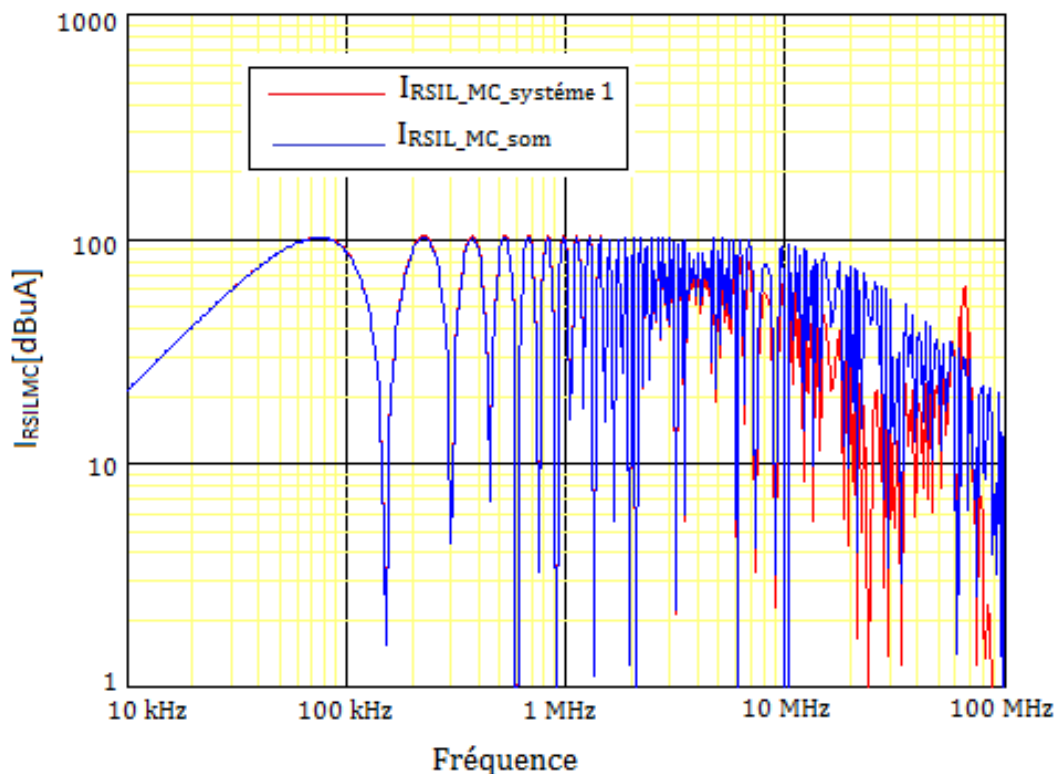


Figure IV.39. Réponse fréquentielle du courant I_{RSIL} de la somme des modules des perturbations des deux convertisseurs Boost 1 et 2 des systèmes 2 et 3 et du courant global I_{RSIL} (système 1) en *MC*.

On constate qu'il y a une bonne concordance des niveaux des perturbations de *MC* des deux spectres (rouge et bleu) dans la plage de basse fréquence. Mais à partir du 5 MHz jusqu'à 100 MHz, le niveau de ces perturbations (1^{er} spectre en bleu) qui

représente la somme des modules des deux convertisseurs boost 1 et 2 respectivement des systèmes 2 et 3, est globalement supérieure par rapport au 2^{ème} spectre en rouge qui représente le réseau (système global), qui est due à l'influence de l'inductance des câbles et des effets des capacités parasites en *MC* des deux Boost 1 et 2.

Par suite, on peut dire que la diminution de l'inductance des câbles dans un réseau (2^{ème} spectre rouge) n'a pas engendré une dégradation de la prédiction de notre modèle en *MC*. En revanche, l'augmentation de cette inductance dans le 1^{er} spectre en bleu a engendré une détérioration de la prédiction du modèle en *MC*.

IV.4. CONCLUSION

On peut dire que, les perturbations électromagnétiques sont transmises à l'extérieur d'un réseau via différents couplages.

On a pu présenter les principaux mécanismes à l'œuvre dans la génération des perturbations électromagnétiques dans les réseaux *DC/DC*. La compréhension de ces mécanismes (sources et modes de couplage) permet la prise en compte de la *CEM* dès leur conception.

Les résultats de la validation d'identification montrent une concordance plutôt bonne jusqu'à 10 MHz, mais pas parfaite au delà. Néanmoins, le résultat global des perturbations *CEM* d'un réseau *DC/DC* est l'objectif principal, il est illustré par le courant du *RSIL*. Il montre que le modèle a été bien identifié, puisque la correspondance entre simulation et la prédiction du modèle est satisfaisante

On remarque que l'effet capacitif de mode différentiel ou de mode commun généré par les câbles, surtout s'ils sont longs, est très important.

On constate de plus que l'identification de la "boite noire" nécessite la connaissance des ordres de grandeur des impédances du système. Ceci ne pose pas vraiment de problème, puisque si les schémas électriques réels sont supposés inconnus, les ordres de grandeur des impédances ne le sont pas. Les impédances de mode commun sont usuellement de faibles capacités parasites donc fortes en basse fréquence, alors que celles de mode différentiel sont de fortes capacités parasites (négligeables par rapport au *MC*).

L'objectif de ce chapitre était de présenter quelques méthodes de modélisation des perturbations conduites afin conduire à établir le modèle proposé et de définir son identification. Pour modéliser les perturbations *CEM* conduites, on a utilisé une étude fréquentielle en remplaçant les commutations par des sources équivalentes de tension et de courant, tout en représentant le plus fidèlement possible l'environnement des semi-conducteurs, tous les éléments parasites et les couplages étant décrits le plus précisément possible.

Ensuite, nous avons étudié l'identification de ce nouveau modèle que nous avons identifié en procédant à des essais avec des liaisons différentes (des longueurs de câbles blindés différents). Ainsi dans nos essais, nous avons pu utiliser plusieurs choix de

connexion (liaisons) dans plusieurs configurations proposées que ce soit dans la partie expérimentale ou dans la partie simulation.

A la fin de ce chapitre, on peut dire qu'on a pu voir la comparaison des perturbations conduites générées entre un modèle réseau DC/DC à base de deux convertisseurs et celui de la somme des modules de deux convertisseurs boost 1 et 2, qui sont plus importantes.

Conclusion Générale



" Il n'y a pas de problèmes résolus, il y a seulement des problèmes plus ou moins résolus "

Henri Poincaré

Conclusion Générale

Le travail réalisé au cours de cette thèse s'est concentré sur l'étude des perturbations électromagnétiques dans les convertisseurs statiques destinés à des conversions électriques sans oublier les câbles qui s'intègrent dans des systèmes électriques complexes composés de convertisseurs statiques d'énergie électrique, ainsi que de charges.

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

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

L'objectif de notre étude était d'analyser et de prédire les différents modes de rayonnement des convertisseurs électroniques de puissance et les câbles de puissance dans les conditions spécifiques imposées par les normes *CEM*.

Dans un premier temps, nos travaux concernaient, d'une part, la modélisation d'un circuit électrique composé de convertisseur statique *DC/DC* pour des variateurs de vitesse intégrant les câbles de puissance, et d'autre part, la validation expérimentale des résultats théoriques sur un banc d'essai représentatif.

Pour répondre à cet objectif, nous avons utilisé des topologies de câblage et les différentes architectures de connexion du câble de puissance afin de définir le mode de rayonnement. Ainsi et selon le mode de rayonnement, on a modélisé chacune des parties du système électrique.

A cet effet, nous avons conçus plusieurs bancs d'essai afin de voir l'aspect fondamental de la *CEM*, le vecteur de propagation et leurs différents modes de transmission.

Dans le deuxième temps, nous nous sommes attachés à présenter les impacts et les influences de la *CEM* dans le monde de l'électronique de puissance ainsi les essais effectués dans la *CEM*, les techniques de protection et les normes.

A cet effet, l'analyse des résultats de simulation sous logiciel LTspice, les essais expérimentaux dont on a fait l'étude sur les perturbations électromagnétiques générées par un variateur de vitesse d'un moteur à courant continu et les effets de la connectique sur le branchement entre les différentes parties du système électrique, a montré que les perturbations électromagnétiques dépendent principalement des configurations des circuits particuliers de la carte de commande.

En plus, l'influence du blindage de la connectique en mode commun et en mode différentiel sur la diminution du couplage, et surtout l'importance de la mise à la masse du blindage.

En troisième temps, notre étude s'est basée sur une démarche d'analyse des perturbations émises par des convertisseurs DC/DC (hacheurs "Buck" et "Boost") positionnés, par des câbles bifilaires entre un RSIL et la charge. Nous avons développé un modèle d'un convertisseur DC/DC (hacheurs "Buck" et "Boost") qui est réalisé expérimentalement.

Par suite, nous avons pu voir que le circuit à base des convertisseurs statiques DC/DC était sensible aux variations trop importantes des capacités de mode commun et de la liaison, d'où le raccordement des câbles de puissance à la masse était nécessaire dans la minimisation des PEM.

Les résultats obtenus permettent de confirmer la réalité de la pollution électromagnétique du convertisseur statique DC/DC "Buck et Boost" en fonction des liaisons dans un circuit électrique.

En dernier lieu et afin de voir l'impact CEM dans un réseau embarqué à base de convertisseur statique DC/DC, la méthode de prédiction des perturbations CEM globale du système avec une étude des interactions semble inévitable d'où la nécessité de la proposition d'un modèle de type boîte noire et plus que nécessaire.

On a utilisé une étude fréquentielle en remplaçant les commutations par des sources équivalentes de tension et de courant, tout en représentant le plus fidèlement possible l'environnement des semi-conducteurs, tous les éléments parasites et les couplages étant décrits le plus précisément possible.

On a pu voir la comparaison des perturbations conduites générées entre un modèle réseau DC/DC à base de deux convertisseurs et celui de la somme des modules de deux convertisseurs boost 1 et 2, qui sont plus importantes.

Les résultats de la validation d'identification montrent une concordance plutôt bonne jusqu'à 10 MHz, mais pas parfaite au delà.

On a constaté de plus que l'identification de la "boîte noire" nécessite la connaissance des ordres de grandeur des impédances du système. Ceci ne pose pas vraiment de problème, puisque si les schémas électriques réels sont supposés inconnus, les ordres de grandeur des impédances ne le sont pas. Les impédances de mode commun sont usuellement de faibles capacités parasites donc fortes en basse fréquence, alors que celles de mode différentiel sont de fortes capacités parasites (négligeables par rapport au MC).

Par conséquent, il est possible de dire que la méthode développée présente des apports en termes de modélisation des émissions conduites des convertisseurs statiques DC/DC dans réseau embarqué.

En termes de perspectives, on peut dire que les suites de cette thèse doivent être vues à différents horizons temporels en fonction des priorités. Voici quelques voies à explorer dans la continuité de ces travaux :

- A court terme, il semble essentiel de réaliser l'étude d'un réseau DC/DC constitué de convertisseurs qui ont été étudiés en simulation dans un circuit sous d'autres formes de liaisons (monofilaire, torsadé, etc...) avec des nouvelles matières conductrices.
- A moyen terme, la méthode de dimensionnement et d'optimisation d'un réseau DC/DC et de calcul des émissions conduites générées par des câbles blindés de puissance pour les applications d'automobiles électriques semble ensuite prioritaire.
- A long terme, une adaptation plus grande au besoin industriel sera aussi à envisager et sera intéressant de définir clairement les critères de la conception du convertisseur DC/DC d'un réseau embarqué.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] S. Demarty, "*Contribution à l'étude électromagnétique théorique et expérimentale des cartes de circuit imprimé*", Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2006.
- [2] H. Slimani, "*Estimation des Perturbations Conduites et Rayonnées dans les Câbles de Puissance*", Thèse de doctorat en Electrotechnique, Université de Sidi Bel-Abbès, 2016.
- [3] M. Ramdani, "*La Compatibilité Electromagnétique dans les Circuits Intégrés*", Techniques de l'Ingénieur, Traité électronique E 2475.
- [4] G-G. Champiot, "*Présentation générale de la Compatibilité électromagnétique*", Techniques de l'Ingénieur, Traité Génie Electrique D 1300.
- [5] Groupe Schneider, "*Compatibilité électromagnétique «CEM» Manuel didactique*", SA Centre Télémécanique, France, Avril 1997.
- [6] F. Chauvet, "*La Compatibilité Electromagnétique*", Techniques de l'Ingénieur, traité électronique E 3750.
- [7] S. Atrous, "*Mise en place d'une méthodologie de caractérisation en immunité champ proche de dispositifs électroniques*", Thèse doctorat, Université de Rouen, Janvier 2009.
- [8] F. Rachidi, "*Introduction à la CEM*", Notes de cours, École polytechnique fédérale de Lausanne, 2004.
- [9] C. Girard, "*Contribution à la modélisation des structures filaires en régime transitoire – Application en Compatibilité Électromagnétique*", Thèse de doctorat, UER des Sciences de Limoges, France, Décembre 1997.
- [10] Chahine, "*Caractérisation et Modélisation de la susceptibilité conduite des circuits intégrés aux perturbations électromagnétique*", Thèse de doctorat, Université de Rouen, Décembre 2007.
- [11] Cerge, "*compatibilité électromagnétique*", Note de cours Académie de Paris, Créteil, Versailles, France, 2003.
- [12] Eliana Rondon-Pinilla, "*Conception de convertisseurs électroniques de puissance à faible impact électromagnétique intégrant de nouvelles technologies d'interrupteurs à semi-conducteurs*", Thèse de doctorat de l'école centrale de Lyon, France, 18 juin 2014.
- [13] F. Costa , C. Vollaire, "*Caractéristiques et évolution du bruit électromagnétique dans les dispositifs d'alimentation embarqués sur aéronef*", CEM 2008, Paris, France, 9-11 juillet,
- [14] H. Helali, "*Méthodologie de pré-dimensionnement de convertisseurs de puissance : Utilisation des techniques d'optimisation multi-objectif et prise en compte de contraintes CEM*", Thèse de doctorat, Institut national des sciences appliquées, Lyon, 2006.
- [15] G. G. Champiot, "*Compatibilité électromagnétique : Normalisation, réglementation et mesure*", Techniques d'ingénieurs, D1310.
- [16] F. Costa, G. Rojat, "*CEM en électronique de puissance : Sources de perturbations, couplage, SEM*" Techniques d'ingénieurs, D3290.
- [17] B. Revol, J. Roudet, P. Loizelet, "*Modèle CEM d'un actionneur Electromécanique*", Revue Internationale de Génie Electrique, Vol 7 n° 3-4, 2004.
- [18] R. M. Popescu, "*Vers de nouvelles méthodes de prédiction des performances CEM dans les convertisseurs d'électronique de puissance*", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Grenoble, France, 1999.
- [19] J. Cuvellier, "*cours de CEM, notions élémentaires*", Génie électrique et informatique industriel, IUT de Nantes, France, Mars 2003.
- [20] F. Rachidi, "*Blindage*", Notes de cours, École Polytechnique Fédérale de Lausanne EPFL-DE-LRE CH- 1015 Lausanne, 12 Mai 2014.

- [21] H. Slimani, "*Comportement et calcul du champ électromagnétique Engendré à proximité de lignes d'énergie transportant des signaux HF*", Mémoire de magister, Université UDL de Sidi Bel Abbès, Décembre 2010.
- [22] B. Benazza, A. Bendaoud, H. Slimani, F. Benhamida, H. Miloudi, A. Tilmatine, "*Rayonnement électromagnétique dans les câbles en faisceaux à basse tension*", pp: 286-291, ICEN'10 – International Conference on Electrical Networks. Sidi Bel-Abbès, September 28-29, 2010.
- [23] H. Slimani, A. Bendaoud, M. Bensetti, H. Miloudi, B. Benazza, F. Benhamida, "*Comportement et Calcul du Champ Electromagnétique Engendré à Proximité de Lignes d'Energie Transportant des Signaux HF*", pp: 182-187, ICEN'10 – International Conference on Electrical Networks. Sidi Bel-Abbès, September 28-29, 2010.
- [24] www.iufmrese.cict.fr/catalogue/2001/CEM_Lardelier/couplage_perturbatio.pdf
- [25] P. Poulichet, "*Introduction à la compatibilité électromagnétique*", Ecole de la chambre et d'industrie de commerce de Paris, Septembre 2013.
- [26] N. Benhadda, A. Bendaoud, B. Benazza, H. Slimani, "*Finite Difference Modeling to Predict Near and Far-End Crosstalk in Coupled Micro-Strip Lines*", International Conference on Automatics and Mechatronics, Oran, Algeria, November 10-11, 2015.
- [27] H. Slimani, A. Bendaoud, A. Lousdad, H. Miloudi, B. Benazza, "*Computation of Electromagnetic Radiation Provoked by HF Signals in the Vicinity of Electric Cables*", International Conference on Automatics and Mechatronics, USTOran, Algeria, November 10-11, 2015.
- [28] E. R. Pinilla, "*Conception de convertisseurs électroniques de puissance à faible impact électromagnétique intégrant de nouvelles technologies d'interrupteurs à semi-conducteurs*", Thèse de doctorat, Université de Lyon, France, 2014.
- [29] E. Rondon, F. Morel, C. Vollaire, J-L. Schanen, "*Impact of SiC components on the EMC behaviour of a power electronics converter*," Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE, pp.4411-4417, Raleigh, États-Unis, September 2012.
- [30] M. Melit, "*Etude des perturbations dans les convertisseurs de l'électronique de puissance*", Thèse de doctorat, Université Blaise Pascal, Clermont Ferrand II, France et Université de Jijel, Algérie, 2012.
- [31] C. Rambaut, S. Guy et R. Bausiere, "*Électronique de puissance structure, fonctions de base, principales applications*", Paris, Dunod, 2004.
- [32] J. L. Cocquerelle, C. Pasquier, "*Rayonnement électromagnétique des convertisseurs à découpage, approche simplifiées par le concept des îlots rayonnants*", EDP Sciences, 1^{ère} Edition , 05 janvier 2002.
- [33] A. Rufer, "*Cours d'électronique de puissance conversion DC/DC*", Ecole de polytechnique de Lausanne, Octobre 2001.
- [34] J. L. Cocquerelle, "*CEM et électronique de puissance*", Edition Technip, ISBN 2710807645, 1990.
- [35] B. Benazza, "*Experimental Study on the Behavior of the Crosstalk of Shielded or Untwisted-Pair Cables in HF*", International Conference on Automatics and Mechatronics, Oran, Algeria, November 10-11, 2015.
- [36] H. Slimani, A. Bendaoud, A. Reguig, B. Benazza, A. Reineix and O. Dafif, "*Experimental study of coupling between an electromagnetic wave and transmission lines in a GTEM cell*," Journal of Electrical Engineering, Vol. 16, N° 01, pp. 195–203, 2016.
- [37] B. Benazza , A. Bendaoud , A. Reineix, O. Dafif , H. Slimani, "*Experimental Study of the Behaviour of the Crosstalk of Shielded or Untwisted-Pair Cables in High Frequency*", Serbian Journal of Electrical Engineering, ISSN : 1451–4869, Vol. 16, No. 3, pp : 311-324, October 2019.

- [38] S. Baffreau, "*Susceptibilité des microcontrôleurs aux agressions électromagnétiques*", Thèse de doctorat de L.I.N.S.A, Toulouse, France, 2003.
- [39] T. Williams, "*EMC for product designer*", 2^{ème} édition, Publitrone/elktor, ISBN: 2-86661-106-3, Chapter 6, pp.147-153, March 1999.
- [40] B. Benazza, "*Etude Expérimentale des Perturbations Électromagnétiques Générées par des Variateurs de Vitesse pour Moteur DC à Liaisons Directes*", CISTEM'16, 2nd International Conference On Electrical Sciences and Technologies, October, 26-28, Marrakesh, Maroc 2016.
- [41] J. M. Escané, P. Escané, "*Modélisation des lignes et câble*", Techniques de l'ingénieur, Traité Génie électrique, Référence D1102 | Date de publication : 10 Août 2001.
- [42] H. Slimani, A. Bendaoud, B. Benazza, N. Chikhi, "*Etude théorique et expérimentale du blindage contre les perturbations électromagnétiques*", 10^{ème} conférence sur le Génie Electrique (CGE'10), EMP-Alger, 17-18 avril 2017.
- [43] N. Chikhi, A. Bendaoud, H. Slimani, B. Benazza, "*Impact CEM du à l'association de deux convertisseurs statiques*", 10^{ème} conférence sur le Génie Electrique (CGE'10), EMP-Alger, 17-18 avril 2017.
- [44] W. Yannick, "*Modélisation des câbles d'énergie soumis aux contraintes générées par les convertisseurs électroniques de puissance*", Thèse de doctorat en Génie Electrique, Université des Sciences et Technologies de Lille, France, 2006.
- [45] G. Frantz, "*Approche système pour l'étude de la compatibilité électromagnétique des réseaux embarqués*", Thèse de doctorat en Energie Electrique, Université de Grenoble, France, 2015.
- [46] B. Benazza, A. Bendaoud, J. L. Schanen, "*Impact des longueurs de câble sur les émissions CEM conduites d'un convertisseur DC/DC*", 19^{ème} Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Électromagnétique, (CEM 2018), 9- 11 juillet 2018, Paris.
- [47] F. Costa, G. Rojat, "*CEM en électronique de puissance, Réduction des perturbations, simulation*", Techniques de l'Ingénieur, Traité Génie électrique, Journal Electrical engineer pamphlet (D 3292).
- [48] F. Duval, "*Gestion du câblage des masses électriques dans un véhicule automobile - Application C.E.M*", Thèse de doctorat dans l'électromagnétisme, Université Paris sud, Paris XI, France, 2007.
- [49] B. Benazza, A. Bendaoud, J. L. Schanen, "*Etude expérimentale de l'influence des longueurs de câble sur les perturbations conduites d'un convertisseur DC/DC de type buck*", the 3rd International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb, CISTEM 2018, Algiers, Algeria, 28-31 October 2018.
- [50] N. Doorgah, "*Contribution à la modélisation prédictive CEM d'une chaine d'entraînement*", Thèse de doctorat en Génie Electrique, Université de Lyon, France, 2012.
- [51] M. Foissac, "*Méthodologie d'analyse CEM conduite d'un réseau multi-convertisseurs*", Thèse de doctorat, Electric power, Université de Grenoble, France, 2012.
- [52] A. Charoy, "*Parasites et perturbations des électroniques*", Tome 1, Edition Dunod, ISBN 2-10-001438-2, 1992.
- [53] K. W. Kamand, D. Pommerenke, "*EMI analysis methods for synchronous buck converter EMI root cause analysis*", IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat. Detroit, USA pp. 1-7, 18-22 Aug. 2008.
- [54] J. F. Chappel, S. G. Zaky, "*EMI effects and timing design for increased reliability in digital systems*", IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, Volume : 44, Issue : 2, pp. 130 -142, February 1997.
- [55] J. Delaballe, "*La CEM : la compatibilité électromagnétique*" Collection Technique de Schneider électrique, N°149, Edition de Décembre 2001.

- [56] D. Labrousse, "Amélioration des techniques d'estimation des perturbations conduites : application à une chaîne de traction de véhicule électrique", Thèse de doctorat, École Normale Supérieure de Cachan (ENS Cachan), France, 2010.
- [57] J. Genoulaz, "Contribution à l'Étude du Rayonnement des Câbles Soumis aux Signaux de l'Électronique de Puissance dans un Environnement Aéronautique", Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologie de Lille - Lille I, France, 2008.
- [58] M. Amara, C. Vollaire, M. Ali et F. Costa, "Black box EMC mode-ling of a three phase inverter", International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe), 27-30 August 2018, Amsterdam, Netherlands, 2018.
- [59] J. L. Kotny, T. Duquesne, N. Idir, "Design of EMI Filters for DC-DC converter", 2010 IEEE, Vehicule Power and Propulsion Conference, (VPPC'10)- Lille - France, 1-3 September 2010.
- [60] A. C. Baisden, D. Boroyevich, F. Wang, "Generalized Non-linear Terminal Modeling Electromagnetic Interference", Grand Challenges in Modeling and Simulation Symposium, (GCMS 2008) (SummerSim'08), Edinburgh, Scotland Ecosse, 16-19 June 2008.
- [61] Jin Meng, Ma. Weiming, "Noise Source Lumped Circuit Modeling and Identification for Power Converters », IEEE Transactions on industrials electronics, Vol. 53, N°6, Liverpool John Moores University, Novembre 2006.
- [62] P. Pelletier, J. M. Guichon, J-L. Schanen, "Optimization of a DC Capacitor Tank", IEEE- IAS'05, Hong Kong, 2-6 october 2005.
- [63] B. Démoulin, "Éléments sur la théorie des lignes de transmission", Techniques d'ingénieurs, D1322 V1, 10 février 2014.
- [64] C. Vermaelen. "Contribution à la modélisation et à la réduction des perturbations conduites dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable", Thèse de doctorat, Energie électrique, École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, 2003. Français.
- [65] N. Chikhi, A. Bendaoud, H. Slimani, B. Benazza, H. Miloudi, "Génération des perturbations dans un hacheur et identification des chemins de propagation vers le réseau électrique", 9^{ème} Conférence sur le Génie Electrique EMP, Bordj El Bahri, Alger, du 14 au 15 avril 2015.
- [66] Arnaud Videt, "Variateur de vitesse à impact électromagnétique réduit : onduleur multi-niveaux et nouvelles stratégies de modulation ", Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lille, Décembre 2008.
- [67] H. Miloudi, A. Bendaoud, M. Miloudi, "Réduction des perturbations électromagnétique conduites dans la machine asynchrone ", Mediterranean Journal of Modeling and Simulation MJMS 02 008-015, pp. 8-15, ISSN : 2335 – 1357, 2014.
- [68] H. Miloudi, A. Bendaoud, M. Miloudi, "A method for modeling a common-mode impedance for the AC motor", Elektrotehniški Vestnik Journal, ISSN: 0013-5852, 84(5) pp: 241-246, 2017.
- [69] M. Miloudi, A. Bendaoud, H. Miloudi, "Common and Differential Modes of Conducted Electromagnetic Interference in Switching Power Converters", Revue Roumaine Science Technique, Électrotechnique et Énergétique, Vol. 62, 3, pp. 246–251, ISSN 0035-4066, 2017.
- [70] R. Mrad, F. Morel, G. Pillonnet, C. Vollaire, P. Lombard, A. Nagari, "N-Conductor Passive Circuit Modeling for Power Converter Current Prediction and EMI Aspect". Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on, vol.55, N°.6, pp. 1169-1177, 2013.
- [71] P. Besnier, "Etude des couplages électromagnétiques sur des réseaux de lignes de transmission non uniformes a l'aide d'une approche topologique", Thèse de doctorat de l'Université des sciences et technologies de Lille, France, 1993.

Titre : " Etude des perturbations électromagnétiques conduites dans un réseau constitué de convertisseurs statiques DC/DC "

Résumé : L'augmentation des charges électriques embarquées dans un système de conversion électrique impose une vigilance accrue au niveau de la compatibilité électromagnétique. L'utilisation d'alimentation à découpage, nécessaire à la commande en vitesse des actionneurs électromécaniques, entraîne la circulation de courant de mode commun dans les câbles de puissance et donc la création de champs électromagnétiques.

Ce travail nous a permis de prédire les perturbations électromagnétiques de plusieurs architectures de connexions des câbles de puissance parcourus par les signaux de l'électronique de puissance, dans les conditions spécifiques imposées par la norme DO-160E et selon leur mode de connexion à la masse. Nous présentons dans un premier temps la modélisation d'un système électrique constitué d'un convertisseur statique à configuration versatile, d'un câble de puissance ainsi qu'une charge. Cette modélisation est ensuite utilisée pour déterminer les perturbations électromagnétiques conduites par les câbles de puissance. Dans un deuxième temps, nous validons les résultats théoriques par des mesures du champ électromagnétique sur un banc expérimental.

Mots clés : Compatibilité électromagnétique, Électronique de puissance, Câble de Puissance, Mode Commun, Perturbations Rayonnées et conduites, Mode différentiel, convertisseur statique.

Title: "Study of electromagnetic disturbances conducted in a network made up of static DC/DC converters"

Abstract : The increase in the electrical loads on board an electrical conversion system requires increased vigilance in terms of electromagnetic compatibility. The use of a switching power supply, necessary for the speed control of electromechanical actuators, causes common mode current to flow in the power cables and therefore the creation of electromagnetic fields.

This work allowed us to predict the electromagnetic disturbances of several power cable connection architectures traversed by the power electronics signals, under the specific conditions imposed by the DO-160E standard and according to their mode of connection to ground. The modeling of an electrical system consisting of a static converter with a versatile configuration, a power cable and a load are presented. This modeling is then used to determine the electromagnetic disturbances conducted by the power cables. Secondly, the theoretical results by measuring the electromagnetic field is validated on a test bench.

Keywords : Electromagnetic compatibility, Power electronics, Power cable, Common mode, Radiated and conducted disturbances, Differential mode, static converter

العنوان: "دراسة الاضطرابات الكهرومغناطيسية المنتشرة في شبكة مكونة من محولات ثابتة للتيار المستمر/لتيار المستمر"

ملخص : تتطلب الزيادة في الأحمال الكهربائية على متن نظام تحويل كهربائي مزيداً من اليقظة من حيث التوافق الكهرومغناطيسي. يؤدي استخدام مصدر طاقة التبديل ، وهو أمر ضروري للتحكم في سرعة المشغلات الكهروميكانيكية ، إلى تدفق تيار النمط الشائع في كبلات الطاقة وبالتالي إنشاء مجالات كهرومغناطيسية.

سمح لنا هذا العمل بالتنبؤ بالاضطرابات الكهرومغناطيسية للعديد من هياكل توصيل كبلات الطاقة التي تمر بها تيارات الطاقة ، في ظل الظروف المحددة التي يفرضها معيار DO-160E ووفقاً لطريقة اتصالها بالأرض. يتم تقديم نمذجة نظام كهربائي يتكون من محول ثابت يتكون من متعدد الاستخدامات وكابل طاقة وحمولة. ثم يتم استخدام هذه النمذجة لتحديد الاضطرابات الكهرومغناطيسية التي تحدث بواسطة كبلات الطاقة. ثانياً ، ثانياً ، يتم التحقق من صحة النتائج النظرية عن طريق قياس المجال الكهرومغناطيسي على طاولة اختبار.

الكلمات الرئيسية : التوافق الكهرومغناطيسي ، إلكترونيات الطاقة ، كابل الطاقة ، الوضع المشترك ، الاضطرابات المشعة والموجهة ، الوضع التفاضلي ، المحول الثابت.