REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE 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 :

ZEGHOUDI Abdelhakim

Pour l'obtention du diplôme de :

Doctorat en Électrotechnique

Spécialité : Réseaux Electriques

Intitulé de la thèse :

Mesure des perturbations électromagnétiques conduites et rayonnées dans les convertisseurs statiques - Application à l'alimentation des lampes LED

Soutenue devant le jury composé de :

Mr. MASSOUM Ahmed	Professeur	UDL. Sidi Bel-Abbès	Président
Mr. BENDAOUD Abdelber	Professeur	UDL. Sidi Bel-Abbès	Directeur de thèse
Mr. HAMID Azzedine	Professeur	Centre Universitaire El Bayadh	Examinateur
Mr. MILOUA Farid	Professeur	UDL. Sidi Bel-Abbès	Examinateur
Mr. MILOUDI Mohammed	Professeur	UDL. Sidi Bel-Abbès	Examinateur
Mr. NASSOUR Kamel..	MCA	UDL. Sidi Bel-Abbès	Examinateur
Mr. CANALE Laurent	Dr.	Université de Toulouse, France	Invité

Soutenu en : Juin 2023

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à exprimer ma gratitude envers Dieu, le Tout-Puissant, de m'avoir accordé tout ce que je possède et d'avoir guidé mes pas sur le chemin du savoir. Grâce à Sa grâce, ce travail a pu être réalisé au sein du laboratoire APELEC de l'Université Djilali Liabès de Sidi Bel-Abbès.

Je suis extrêmement reconnaissant envers mon directeur de thèse, le Professeur Abdelber BENDAOUD, pour avoir cru en mes capacités et pour sa rigueur dans la direction de ce travail. Je le remercie également pour son encadrement durant mon doctorat et ses encouragements tout au long de ces années. Je souhaite également exprimer ma gratitude envers le Dr. Laurent CANALE (mon co-directeur de thèse) pour son soutien essentiel et son optimisme constant, même dans les moments difficiles. Il m'a aidé à surmonter les difficultés souvent inévitables grâce à sa disponibilité et ses conseils scientifiques et humains.

Je tiens à remercier chaleureusement le Pr. Amar TILMATINE, Professeur à l'université de Sidi Bel-Abbès et Directeur du Laboratoire APELEC, de m'avoir offert l'opportunité d'effectuer cette thèse au sein de son laboratoire. Je le remercie également pour son soutien tant sur le plan humain que scientifique.

Je souhaite également exprimer ma gratitude envers Monsieur Ahmed MASSOUM, Professeur à l'UDL (SBA), d'avoir accepté de présider le jury de ma soutenance. Mes remerciements s'adressent également à Monsieur Azzedine HAMID, Professeur au CU d'El Bayadh, pour avoir accepté d'être examinateur de ce travail. Je remercie également Monsieur Mohammed MILOUDI, Professeur à l'UDL (SBA), Monsieur Farid MILOUA, Professeur à l'UDL (SBA), et Kamel NASSOUR, Maître de Conférences A à l'UDL (SBA).

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude, de manière très particulière, envers le Pr. Georges ZISSIS, responsable du groupe Lumière et Matière (LM) du Laboratoire LAPLACE, de m'avoir accueilli au sein de son équipe à Toulouse, en France.

Je remercie sincèrement le Pr. Domitru-Dorin Lucache, Vice-doyen de la Faculté Génie Électrique de l'Université Technique "Gheorges Asachi" à IASI, en Roumanie, de m'avoir accueilli pendant toute la durée de mon stage, ainsi que tous les enseignants de la faculté pour leur aide scientifique.

Enfin, mes remerciements vont à tous les enseignants du département d'Électrotechnique de l'UDL de Sidi Bel-Abbès, et en particulier à Dr. Sief-eddine BECHEKIR, ainsi qu'à mes collègues et membres des laboratoires ICEPS et APELEC, en particulier l'équipe CEM de l'Université de Sidi Bel-Abbès. Je tiens à exprimer ma sincère gratitude envers eux tous.

Mille fois merci à tous pour votre précieuse contribution et votre soutien indéfectible.



Abdelhakim ZEGHOUDI

Résumé

العنوان: قياس التداخلات الكهرومغناطيسية الموصلة والمشعة في المحولات الثابتة - التطبيق على مصدر طاقة مصباح LED

ملخص- يعد التوافق الكهرومغناطيسي (EMC) جانبًا أساسيًا في تصميم هياكل إلكترونيات الطاقة .في حالة المحولات الساكنة ، تحدث الاضطرابات التي تم إجراؤها (الوضع المشترك والتفاضلي) والإشعاع (المجال المغناطيسي والكهربائي) بشكل أساسي عن تبديل أشباه الموصلات وتفاعلها مع العناصر الطفيلية في النظام .في هذا العمل تم إجراء دراسة لتحديد التداخل الكهرومغناطيسي في المحولات الساكنة .في الجزء الأول ، تمت دراسة وتحقيق مقوم جسر الصمام الثنائي أحادي الطور والمروحية التسلسلية .ثم تمت دراسة مزيج من هذين الهيكلين .تم استخدام طريقة مسح المجال المغناطيسي لقياس المجالين الكهربائي والمغناطيسي وتقييم فعالية التصفيح .بعد ذلك ، تم تحديد تأثير التغير في التردد ودورة عمل التبديل لـ MOSFET لمروحية متسلسلة على الاضطرابات التي تم إجراؤها وإشعاعها .في الجزء الثاني من هذه الأطروحة ، أجريت دراسات تجريبية ومحاكاة لتحليل التداخل المشع والمجرى في مصابيح LED تم تنفيذ هذا المشروع في إطار برنامج PHC Maghreb "MELINA" (إتقان الإضاءة الفعالة في شمال إفريقيا) .
كان الهدف العام من هذا العمل هو فهم الاضطرابات الكهرومغناطيسية والتحكم فيها في المحولات الساكنة ومصابيح LED ، من أجل تصميم أنظمة أكثر كفاءة في استخدام الطاقة.

كلمات مفتاحية : الحث الحلقي ، الاضطرابات ، المروحية ، المجال المغناطيسي ، المجال الكهربائي ، المجال القريب ، التصفيح ، تحكم مصباح LED ، الوضع المشترك ، الوضع التفاضلي.

Title : " Measurement of Conducted and Radiated Electromagnetic Interferences in Static Converters - Application to LED Lamp Power Supply"

Abstract : Electromagnetic compatibility (EMC) is a crucial aspect in the design of power electronics structures. In the case of static converters, conducted (common mode and differential mode) and radiated disturbances (magnetic and electric fields) are primarily caused by semiconductor switching and their interactions with system parasitic elements.
This work conducted a study on the identification of electromagnetic interference in static converters. In the first part, the single-phase diode bridge rectifier and series chopper were studied and implemented. Subsequently, a combination of these two structures was investigated. The magnetic field scanning method was utilized to measure the electric and magnetic fields and evaluate shielding effectiveness.
Furthermore, the impact of varying the switching frequency and duty cycle of the series chopper's MOSFET on conducted and radiated disturbances was determined.
In the second part of this thesis, experimental studies and simulations were conducted to analyze conducted and radiated interference in LED lamps. This project was carried out within the framework of the PHC Maghreb program "MELINA" (Mastering Efficiency Lighting in North Africa).
The overall objective of this work was to understand and master electromagnetic disturbances in static converters and LED lamps, in order to design more energy-efficient systems.

Key words: Toroidal Inductance, Disturbances, Chopper, Magnetic Field, Electric Field, Near Field, Shielding, Lamp LED Driver, Common Mode, Differential Mode.

Titre : " Mesure des Perturbations Electromagnétiques Conduites et Rayonnées dans les Convertisseurs Statiques - Application à l'alimentation des Lampes LED "

Résumé : La compatibilité électromagnétique (CEM) est un aspect essentiel de la conception des structures de l'électronique de puissance. Dans le cas des convertisseurs statiques, les perturbations conduites (mode commun et différentiel) et rayonnées (champ magnétique et électrique) sont principalement causées par la commutation des semi-conducteurs et leurs interactions avec les éléments parasites des systèmes.
Dans ce travail, une étude sur l'identification des interférences électromagnétiques dans les convertisseurs statiques a été réalisée. Dans la première partie, le redresseur monophasé en pont de diodes et le hacheur série ont été étudiés et réalisés. Ensuite, une combinaison de ces deux structures a été étudiée. La méthode de scan du champ magnétique a été utilisée pour mesurer les champs électrique et magnétique et évalué l'efficacité du blindage.
Ensuite, l'impact de la variation de la fréquence et du rapport cyclique de commutation du MOSFET d'un hacheur série sur les perturbations conduites et rayonnées a été déterminé.
Dans la deuxième partie de cette thèse, des études expérimentales et des simulations ont été réalisées pour analyser les interférences conduites et rayonnées dans les lampes LED. Ce projet a été mené dans le cadre du programme PHC Maghreb "MELINA" (Mastering Efficiency Lighting in North Africa).
L'objectif global de ce travail était de comprendre et de maîtriser les perturbations électromagnétiques dans les convertisseurs statiques et les lampes LED, afin de concevoir des systèmes plus efficaces sur le plan énergétique.

Mots clés : Inductance Toroïdale, Perturbations, Hacheur, Champ magnétique, Champ électrique, Champ proche, Blindage, Driver lampe LED Mode commun, Mode différentiel.

Table des matières

Table des Matières

LISTE DES ABREVIATIONS
INTRODUCTION GÉNÉRALE 1

Chapitre 1. CEM dans les Systèmes Statiques de Conversion d'énergie

INTRODUCTION 4
I.1. GENERALITES SUR LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE 5
I.2. ASPECTS FONDAMENTAUX DE LA CEM 5
I.3. EXEMPLES DE PROBLEMATIQUE CEM 6
I.4. CONCEPTION DE LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE 6
I.5. NIVEAU DE COMPATIBILITE 7
I.5.1. Immunité 7
I.5.2. Emission 8
I.6. MECANISME DE PROPAGATION DES PERTUBATIONS ÉLECTROMAGNÉTIQUES 9
I.6.1. Couplage en mode conduit 9
I.6.2. Couplage en mode rayonné 12
I.7. NOTIONS DE CHAMP LOINTAIN ET DE CHAMP PROCHE 16
I.7.1. Caractéristiques d'une onde plane 16
I.7.2. Zones de rayonnement électromagnétique 17
I.8. NORMES DE LA COMPATIBILITE ÉLECTROMAGNÉTIQUES 19
I.8.1.Définition 19
I.8.2. Domaine d'application des normes CEM 20
I.9. PERTUBATIONS ELECTROMAGNETIQUES EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE 22
I.10. CLASSIFICATION DES PERTUBATIONS ELECTROMAGNETIQUES EN EP 23
I.10.1.Classification selon le mode de propagation 23
I.10.2. Classification selon la fréquence 24
I.11. MESURE DES ÉMISSIONS 25
I.11.1. Site ouvert 25
I.11.2. Cage de Faraday 25
I.11.3. Chambre anéchoïque 26
I.12. TECHNIQUES ET MOYENS DE MESURE EN CEM CONDUITE 26
I.13. ELEMENTS GENERATEURS DE LA POLLUTION EM 27
I.13.1. Composants parasites de type « circuit » 28
I.13.2. Composants parasites de couplage 28
I.14. METHODES DE MESURE DES EMISSIONS ELECTROMAGNETIQUES RAYONNEES 28
I.14.1. Chambre à brassage de mode 29
I.14.2. Méthodes des cellules TEM et GTEM 29
I.14.3. IC-Stripline 30
I.14.4. Méthode de champ proche 30
I.15. INTERET DE LA MESURE DU CHAMP PROCHE 31
I.16. METHODES DE MESURE DU CHAMP PROCHE 31

I.16.1. Méthodes de mesure directe....32
I.16.2. Méthode de mesure indirecte par rétro- diffusion....34
I.18. TECHNIQUES DE PROTECTION EN CEM....35
I.18.1. Blindage....35
I.18.2. Filtrage....36
I.18.3. Ferrites....36
I.18.4. Torsadage....36
I.19. CONCLUSION....37

Chapitre 2. Simulation et Mesure des Perturbations Conduites dans les Composants de Puissance et dans les Convertisseurs Statiques

INTRODUCTION....38
II.1.COMPOSANTS PASSIFS....39
II.1.1. Résistances....39
II.1.2. Condensateurs....40
II.1.3. Bobines....40
II.2. COMPOSANTS ACTIFS....41
II.2.1. Diode....41
II.2.2. Transistor MOSFET....42
II.2.3. Transistor IGBT....43
II.2.4. Thyristor....43
II.3. MODELISATION DES COMPOSANTS PASSIFS....44
II.3.1. Modèle de Résistance....44
II.3.2. Modèle du condensateur....46
II.3.3. Modèle de la Bobine....48
II.4. COMPORTEMENT REEL DES COMPOSANTS ACTIFS (SIMULATION ET MESURES)....50
II.4.1. Etude du comportement de la diode....51
II.4.2. Etude du comportement de transistor MOSFET....54
II.4.3. Etude du comportement du transistor IGBT....58
II.4.4. Etude du comportement du thyristor....61
II.5. CONVERTISSEURS ALTENATIF-CONTINU (AC/DC)....62
II.6. CONVERTISSEURS CONTINUS-CONTINUS (DC/DC)....63
II.7. PROBLEMATIQUE DES HARMONIQUES....64
II.8. REALISATION DES CONVERTISSEURS STATIQUES....65
II.8.1. Réalisation de convertisseur statique AC/DC....65
II.8.2. Réalisation du convertisseur statique DC/DC....67
II.8.3. Réalisation de l'association des 2 convertisseurs statiques....68
II.9. ETUDE DES PERTUBATIONS DANS LES CONVERTISSEURS AC/DC....68
II.9.1. Etude des perturbations à basses fréquences (BF)....69
II.9.2. Etude des perturbations à hautes fréquences HF....71
II.10. ETUDE DES PERTUBATIONS DANS LES CONVERTISSEURS DC/DC....75

II.10.1. Etude des perturbations en mode différentiel MD 77
II.10.2. Etudes des perturbations en mode commun MC 78
II.11. ETUDE DES PERTUBATIONS DANS L'ASSOCIATION REDRESSEUR-HACHEUR 78
II.11.1. Etude des perturbations en mode différentiel MD 82
II.11.2. Etudes des perturbations en mode commun MC 82
II.12. CONCLUSION 83

Chapitre 3. Mesure du Champ Magnétique Proche Au-dessus d'une Inductance Toroïdale et Etude de l'efficacité de Blindage

INTRODUCTION 84
III.1. NOTION DE CHAMP PROCHE 85
III.2. SONDES DE MESURE DU CHAMP ELECTROMAGNETIQUE 86
III.2.1. Sondes électriques 86
III.2.2. Sondes magnétiques 87
III.2.3. Influence de la sonde sur le champ à mesurer 88
III.3.DESCRIPTION DU BANC DE MESURE DU CHAMP MAGNETIQUE PROCHE 89
III.3.1. Principe général 89
III.3.2. Positionnement de la sonde 90
III.4. PRESENTATION DE L'INDUCTANCE 90
III.4.1. Définition et constitution d'une inductance 90
III.4.2. Applications des inductances 91
III.5. ETUDE D'UNE INDUCTANCE TOROIDALE 93
III.6. BALAYAGE DU CHAMP MAGNETIQUE PROCHE DANS LE DT ET DF 95
III.7. IMPACT DE SIGNAL D'IMPULSION APPLIQUE A L'INDUCTANCE 98
III.7.1. Impact de la variation de la fréquence du signal d'impulsion 98
III.7.2. Impact de la variation de la tension du signal d'impulsion 102
III.8. EFFICACITE DU BLINDAGE MAGNETIQUE EN CHAMP PROCHE 106
III.9. BANC DE MESURE DU CHAMP MAGNETIQUE PROCHE AVEC LE BLINDAGE 109
III.10. EFFICACITE DU BLINDAGE EN FONCTION DES PARAMETRES DU SIGNAL 111
III.10.1. Efficacité du blindage magnétique en fonction de la fréquence du signal 111
III.10.2. Efficacité du blindage en fonction des amplitudes de tension 114
III.11. CONCLUSION 116

Chapitre 4. Analyse des Perturbations Conduites et Rayonnées Générées par les Composants Utilisés dans un Hacheur Buck

INTRODUCTION 118
IV.1. ETUDE COMPARATIVE DES PERTURBATIONS CONDUITES 119
IV.1.1. Simulation du Hacheur série 119
IV.1.2. Réalisation expérimentale 119
IV.1.3. Résultats et discussion 121
IV.2. IMPACT DE VARIAION DU SIGNAL DE COMMANDE DU MOSFET 125
IV.2.1. Impact de variation du rapport cyclique 127

IV.2.2. Impact de la variation de la fréquence de commutation 129
IV.3. MESURE DU CHAMP MAGNETIQUE PROCHE DANS UN HACHEUR SERIE 132
IV.3.1. Mesure du champ magnétique du driver IR2110 utilisé dans l'hacheur 133
IV.3.2. Mesure du champ magnétique de la diode utilisé dans le hacheur 140
IV.3.3. Mesure du champ magnétique du MOSFET utilisé dans le hacheur 144
IV.4. MESURE DU CHAMP ELECTRIQUE PROCHE DANS UN HACHEUR SERIE 147
IV.4.1. Champ électrique au-dessus du driver IR2110 149
IV.4.2. Champ électrique proche mesuré pour la diode 153
IV.4.3. Champ électrique proche mesuré pour le MOSFET 156
IV.5. CONCLUSION 158

Chapitre 5. Etude et Mesure des Perturbations Conduites dans les Alimentations des lampes LED

INTRODUCTION 159
V.1. SOURCE DE LUMIERE 160
V.1.1. Soleil 160
V.1.2. Différentes sources incandescentes 160
V.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DES LEDs 165
V.3. ARCHITECTURE DES LEDs 166
V.3.1. Architecture classique 166
V.3.2. Architecture de la LED de forte puissance 166
V.4. ALIMENTATION ELECTRIQUE DES LEDs 167
V.4.1. Circuit diviseur capacitif 168
V.4.2. Circuit régulateur à courant constant 168
V.4.3. Circuit de pilotage à mode de commutation à un étage 168
V.4.4. Circuit de pilotage à mode de commutation à un étage 170
V.5. CORRECTION DU FACTEUR DE PUISSANCE 171
V.6. ETUDE DU FACTEUR DE PUISSANCE DANS UN CONVERTISSEUR AC/DC 172
V.6.1. Convertisseur AC/DC sans PFC 172
V.6.2. Convertisseur AC/DC avec PFC passif 175
V.6.3. Convertisseur AC/DC avec PFC actif 177
V.6.4. Convertisseur AC/DC Flyback PFC actif 179
V.7. NORMES CEM DANS LES EQUIPEMENTS DE LUMIERE 181
V.8. PERTURBATIONS DANS LE CS AC/DC AVEC ET SANS PFC PASSIF 182
V.9. PERTURBATIONS DANS LES CONVERTISSEURS AC/DC AVEC PFC ACTIF 185
V.10. ETUDE DE L'IMPACT DE L'EMPLACEMENT DU RSIL 187
V.11. CONCEPTION D'UN FILTRE CEM PASSIF 189
V.12. ETUDE EXPRIMENTALE DES PERTURBATIONS DANS LES LAMPES LED 194
V.12.1. Etude des perturbations à basse fréquence (BF) 194
V.12.2. Etude des perturbations à haute fréquence (HF) 197
V.13. CONCLUSION 201

Chapitre 6. Etude Expérimentale des Perturbations Electromagnétiques Générées par les lampes LED de type Spot

INTRODUCTION 202
VI.1. PRESENTATION DU DRIVER AC/DC D'UNE LAMPE LED 203
VI.2. BANC DE MESURE DU CHAMP MAGNÉTIQUE 203
VI.3. RESULTATS ET DISCUSSION 204
VI.3.1. Le Courant de ligne et la tension à l'entrée du Driver LED 204
VI.3.2. Champ Magnetique de toutes les composants 205
VI.3.3. Champ Magnetique en fonction des sondes 207
VI.3.4. Champ magnétique au-dessus du câble 211
VI.3.5. Le champ magnétique au-dessus de la lampe LED 212
VI.4. BANC DE MESURE DU CHAMP ELECTRIQUE 214
VI.5. IMPACT DE BLINDAGE SUR LE CHAMP MAGNETIQUE 216
VI.5.1. Impact du blindage du driver LED et l'inductance 217
VI.5.2. Impact du blindage sur le câble du driver 220
VI.6. IMPACT DU BLINDAGE SUR LE CHAMP ELECTRIQUE 220
VI.6.1. Champ électrique E_Z avec et sans blindage mesuré par la sonde RSE 10 220
VI.6.2. Champ électrique E_Z avec et sans blindage mesuré par la sonde RSE 02 222
VI.7. PERTURBATIONS CONDUITES D'UNE LAMPE LED TYPE SPOT 222
VI.7.1. Etude des perturbations à basse fréquence (BF) 224
VI.7.2. Etude des perturbations à haute fréquence (HF) 228
VI.8. MESURE DU CHAMP MAGNETIQUE PROCHE D'UNE LAMPE LED TYPE SPOT 233
VI.8.1. Banc de mesure du champ magnétique 233
VI.8.2. Sonde de Champ Magnétique Type TEKBOX EMC 235
VI.8.3. Impact du mode d'éclairage sur le champ magnétique 236
VI.8.4. Impact de La variation de la hauteur sur le champ magnétique 241
VI.8.5. Impact du type de sondes magnétiques utilisées 243
VI.9. MESURE DU CHAMP ELECTRIQUE PROCHE D'UNE LAMPE LED TYPE SPOT 246
VI.9.1. Banc de mesure le champ électrique 246
VI.9.2. Sonde de mesure du champ électrique proche E5 246
VI.9.3. Impact de mode d'éclairage sur le champ électrique 247
VI.9.4. Impact de variation de la hauteur Z 252
VI.10. CONCLUSION 254

CONCLUSION GÉNÉRALE 256
BIBLIOGRAPHIE

Liste d'Abréviation

LISTE DES ABREVIATIONS

AC	Alternative Current
AC	Alternatif Current
BF	Basse Fréquence
BJT	Bipolar Jonction Transistor
CCN	Contrôle Commande Numérique
CCT	Température de couleur corrélée
CE	Conformité Européenne
CEI	Commission Electrotechnique Internationale
CEM	Compatibilité Electromagnétique
CENELEC	Comité Européen de Normalisation en ELECtrotechnique
CFL	Fluo-Compact
CMS	céramique montées en surface
CRBM	Chambre Réverbérante à Brassage de Modes
CRI	indice de rendu des couleurs
CSPIR	Comité International Spécial des perturbations Radioélectriques
CST	composant sous test
DC	Direct Current
DOD	Department Of Defense
DST	Dispositif Sous Test
EEC	European Economic Consortium
EM	Electromagnétique
EMI	Electromagnetic Interference
EMS	Electromagnetic Susceptibility
EN	European Norme
ESD	ElectroStatic Discharge
ESL	l'inductance série équivalente
ESR	résistance série équivalente
EST	Equipement Sous Test
FCC	Federal Communications Commission
FD	Domaine Fréquentiel
FFT	Fast Fourier Transform
GRTE	Gestion du Réseau de Transport de l'électricité
GSM	Global System for Mobile
GTEM	Gega Transverse ElectroMagnétique
GTO	Gate Turn-Off
HF	Haute Fréquence
HID	High Intensity Discharge

HM	Halogénures Métalliques
HPM	Décharge haute pression de mercure
HPS	Décharge haute pression à vapeur de sodium
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IHM	Interface Home Machine
InGan	Indium Gallium nitride
IP	Indice de Protection
IRM	Imagerie par Résonance Magnétique
LED	Light-Emitting diode
MC	Mode Commun
MD	Mode Différentiel
MIL-STD	Militaire Standard.
MOS	Metal Oxyde Semiconductor
MOSFET	Metal Oxyde Silicium Field Effect Transistor
NFS	Near Field Scan
OLED	Organic Light-Emitting diode
PCB	Printed Circuit Board
PCG	Post Commande Groupé.
PD2	Pont de Diode 2
PEM	Perturbations ElectroMagnétiques
PF	Facteur de puissance
PFC	Power Factor Correction.
PHOLED	Phosphorescent Organic Light-Emitting Diode
PLED	Polymer Light-Emitting diode
RCC	Régulateur de Courant Constant
RFID	Dispositifs d'Identification de Radiofréquences
RSE	Rohde Schwartz Electrique
RSH	Rohde Schwartz Magnétique
RSIL	Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne
SE	Shielding Efficiency
SMPS	Switch Mode Power Supply.
SSL	Solid-State-Lightnig
TCI	Tracé de Circuits Imprimé
TD	Domaine Temporal
TEM	Transverse Electromagnétique
THD	Taux de Distorsion Harmonique.
UV	Ultra Violet
VNA	Analyseur Vectoriel du Réseau

Introduction Générale

Introduction Générale

Au cours des dernières années, l'électronique de puissance a connu une croissance considérable, ce qui a entraîné le développement rapide de technologies de composants et de structures. La hausse des performances en termes de tensions, de courants, de temps de commutation et de fréquences de fonctionnement a eu pour effet d'accroître considérablement les perturbations électromagnétiques dans les convertisseurs statiques. La propagation des perturbations se fait soit en mode rayonné (champ magnétique et/ou champ électrique) soit en mode conduit (mode commun et/ou mode différentiel).

Les convertisseurs d'électronique de puissance sont utilisés très largement dans diverses applications, y compris la production d'énergie renouvelable, les équipements industriels, les véhicules électriques, l'éclairage (une grande partie de ce travail), etc…

Cependant, leur avancée technologique, notamment avec l'utilisation des MOSFET (Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) et des IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) pour augmenter leur rendement et leur compacité, a engendré les problèmes liés à la compatibilité électromagnétique.

Actuellement, la technologie de l'éclairage LED remplace les sources d'éclairage classiques, qui est dû à ses avantages : efficacité énergétique, durée de vie plus longue, coût réduit et bonne qualité de lumière confortable pour l'œil et bon rendu des couleurs. Cependant, elle est plus complexe avec ses nombreux composants différents. Les convertisseurs statiques AC/DC des lampes LED sont une source de pollution de la qualité d'énergie et des émissions conduites et rayonnées.

Dans le cadre de ce travail, notre objectif est d'étudier les problèmes de la compatibilité électromagnétique dans les convertisseurs statiques. Dans la première partie, il s'agit d'étudier le comportement dynamique des composants d'électronique de puissance tel que les composants passifs et actifs, ensuite les perturbations électromagnétiques conduites des convertisseurs statiques suivants : redresseur et hacheur qui sont basés sur les composants passifs et actifs et aussi l'association des deux.

Dans la deuxième partie, nous présentons les techniques de mesure des émissions rayonnées par la méthode de scan du champ proche. Dans un premier temps, nous avons quantifié le champ magnétique par des sondes magnétiques au-dessus d'une inductance toroïdale. Ensuite on a étudié l'impact de la variation de la fréquence et le rapport cyclique sur les perturbations conduites et rayonnées (champs électrique et magnétique).

Dans la troisième partie, il s'agit d'étudier les drivers AC/DC de la lampe LED et de déterminer le facteur de puissance, le taux de distorsion harmonique à basse fréquence, les perturbations conduites à haute fréquence et aussi les perturbations rayonnées.

Dans le cadre de cette thèse, des bancs de tests expérimentaux ont été mis en place et réalisés au laboratoire « *Applications of Plasma, Electrostatics and Electromagnetic Compatibility (APELEC)* » de l'université de Sidi Bel-Abbès, sans oublier le soutien du Laboratoire Laplace de l'université de Toulouse, France dans le cadre du programme PHC Maghreb "MELINA" (Mastering Efficiency Lighting in North Africa) aboutissant à des travaux communs présentés dans des journaux internationaux et aussi dans des conférences.

Les travaux présentés dans cette thèse sont organisés en six chapitres abordant les sujets suivants :

❖ Le premier chapitre est consacré à la présentation de quelques généralités sur la compatibilité électromagnétique et les perturbations générées par les convertisseurs statiques. Ensuite un bref rappel sur les modes de propagations et de couplages. Puis, les techniques et les moyens de mesure en CEM conduite et rayonnée, particulièrement la méthode de mesure du champ proche par les différentes sondes au-dessus des circuits sous test. Enfin les techniques de protection en CEM afin de respecter les limites standard de la norme CEM.

❖ Le second chapitre s'intéressera à la présentation des deux types de composants d'électronique de puissance passifs et actifs et leur principe de fonctionnement. Ensuite une évaluation du bruit électromagnétique généré par ces composants qui a été faite par simulation avec le logiciel LTspice validé ensuite par l'expérimental. Puis une identification des interférences électromagnétiques EM dans les convertisseurs statiques en premier lieu le redresseur monophasé en pont de diodes ensuite le hacheur de type série suivi par une réalisation de ces deux convertisseurs, afin de quantifier les perturbations en modes commun et différentiel dans trois cas différents : redresseur monophasé en pont de diodes, hacheur série et enfin l'association redresseur-hacheur.

❖ Le contexte du troisième chapitre est une présentation des sondes de mesure du champ proche : les sondes électriques, les sondes magnétiques, la technique de mesure dans chaque direction. Puis, nous présentons le banc de mesure du champ magnétique proche dans les domaines fréquentiel et temporel au-dessus de l'inductance toroïdale, afin de mesurer le champ pour toutes les composantes en premier lieu en fonction de la variation de l'amplitude du signal d'impulsion appliqué à l'inductance, en fixant la fréquence de signal. Ensuite en fonction de la variation de la fréquence, en fixant l'amplitude. A la fin de ce chapitre nous déterminons l'efficacité du blindage magnétique par l'utilisation du matériau d'aluminium.

❖ Le quatrième chapitre est consacré à l'étude des perturbations électromagnétiques générées par un hacheur série. Après avoir réalisé le hacheur sous

circuit imprimé, nous avons mesuré par la simulation et par mesures expérimentales les perturbations conduites en deux modes : commun et différentiel. Nous avons étudié expérimentalement tout d'abord l'impact de la variation de la fréquence de commutation du MOSFET du convertisseur. Ensuite l'impact du rapport cyclique de fréquence sur les perturbations conduites. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous nous sommes intéressés à quantifier le champ magnétique et électrique au-dessus du hacheur série, et particulièrement : le MOSFET, la diode, le driver IR2110 dans les domaines temporel et fréquentiel en variant la fréquence de commutation et le rapport cyclique. Dans cette étude nous avons constaté que les commutateurs électroniques à haute fréquence sont des sources de perturbations conduites, mais aussi des émissions rayonnées.

❖ Dans le cinquième chapitre, nous nous sommes intéressés à l'étude des différentes topologies du driver AC/DC LED. Nous avons commencé tout d'abord par présenter les différents types d'éclairage, puis le principe de fonctionnement, les architectures de lampe LED. Nous avons ensuite réalisé la simulation sous logiciel LTspice des différentes topologies (redresseur en pont de diodes, redresseur avec la correction de facteur de puissance passif (CFPP), puis le redresseur avec la correction de facteur de puissance actif (CFPA) tel que : hacheur type boost, flyback et (boost + flyback). Le but de cette étude est de mesurer les harmoniques de courant et le facteur de puissance, puis les perturbations conduites en modes commun et différentiel. Dans la deuxième partie du chapitre, nous avons choisi la meilleure topologie du point de vue facteur de puissance et THD afin de définir un filtre CEM pour la prédiction les perturbations à haute fréquence en respectant la limite standard CISPR22 class B. La troisième partie de ce chapitre est consacré à des mesures expérimentales des harmoniques impaires de courant et de tension et le THD, les interférences conduites pour les différentes lampes LED disponibles dans le marché algérien.

❖ Le contexte du sixième chapitre est de faire des mesures expérimentales des perturbations rayonnées générées par le driver d'une lampe LED de type Spot (champ magnétique et champ électrique par la méthode de scan de champ proche). Les perturbations générées aussi par la lampe elle-même et le câble entre la lampe et le driver. Ensuite nous avons réalisé un blindage sur le driver (driver partiel sur l'inductance seulement, le blindage total sur tout le driver, le blindage double caractérisé par le blindage partiel et total en même temps). Dans la deuxième partie de ce chapitre, on a étudié l'impact de la variation du mode d'éclairage et la puissance des lampes sur les perturbations conduites à basse et à haute fréquences, ensuite sur le champ magnétique et le champ électrique.

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

Chapitre 1

CEM dans les Systèmes Statiques de Conversion d'Energie

Chapitre 1
CEM dans les Systèmes Statiques de Conversion d'Energie

INTRODUCTION

La problématique liée à la compatibilité électromagnétique (CEM) n'est pas récente, elle est apparue dans les années 30 avec l'apparition des communications radio. Il a été constaté que la transmission d'information par radio peut être perturbée par l'utilisation de certains appareils [1].

De nos jours, l'utilisation des systèmes électriques ou électroniques de plus en plus efficace de fait de leur haute performance en terme qualité, compacité et de coûts. Ainsi un pourcentage de l'énergie serait converti soit le passage de la haute tension à basse tension ou d'une forme à l'autre forme par exemple continu a alternative ou le contraire à l'aide de convertisseurs statiques. Cette dernière structure basée sur les composants d'électronique de puissance (composants passifs et actifs). Par exemple dans le monde de transport d'énergie, on se dirige vers l'utilisation du courant continu pour le transport d'énergie entre les pays et les régions à grande distance à l'aide des postes de conversion d'énergie, aussi les moyens de transport (avion, train, voiture).

Tout courant électrique, tant celui qui circule dans les lignes à haute tension que celui qu'alimente les appareils électroménagers ou qui circule dans des circuits intégrés (microprocesseur, microcontrôleur, etc...), engendre un champ électrique et un champ magnétique. Ce courant peut ensuite perturber d'autres circuits et systèmes, soit directement (en mode conduit), soit par l'intermédiaire de ces champs (en mode rayonné) [2].

Ce chapitre est consacré à la présentation d'un état de l'art de la problématique CEM en électronique de puissance. Dans la première partie de ce chapitre, Nous commencerons par une présentation générale de la compatibilité électromagnétique, ensuite l'origine des perturbations conduites dans les convertisseurs statiques. Ensuite, nous expliquerons les perturbations électromagnétiques en électronique de puissance. La deuxième partie de ce chapitre sera dédiée à décrire les émissions rayonnées (champ

électrique et magnétique), les techniques de mesure en CEM en particulier la méthode de mesure du champ proche par les différentes sondes au-dessus du circuit sous test.

I.1. GENERALITES SUR LA COMPATIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE

La compatibilité électromagnétique (CEM) est définie par le comité Electrotechnique international (CEI) comme *« l'aptitude d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système à fonctionner de façon satisfaisante dans son environnement électromagnétique, sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques intolérables pour d'autres matériels, appareils ou systèmes* » [3-7].

La compatibilité électromagnétique prend ainsi un triple aspect :

- ❖ Ne pas influencer de manière trop forte l'environnement électromagnétique dans lequel est situé le système ou le composant. Cette notion correspond au premier domaine de la CEM que l'on caractérise par le terme « *Emission* » ou émission parasite, (respect des normes d'émission).
- ❖ Ne pas être perturbé par l'environnement électromagnétique dans lequel se situe le système ou le composant. Dans ce cas, c'est le terme de *susceptibilité électromagnétique* qui est employé pour caractériser ce domaine, (respect des normes de susceptibilité).
- ❖ Ne pas interférer avec lui-même (*auto-compatibilité*) [8-10].

I.2. ASPECTS FONDAMENTAUX DE LA CEM

Il y a trois éléments essentiels qui sont la base de chaque étude CEM, d'où l'origine des problèmes à étudier. La figure I.1 illustre ces trois éléments : *la source* du phénomène électromagnétisme, *le récepteur* (victime) qui fonctionne de manière incorrecte à cause de ce phénomène, et enfin, le chemin entre la source et le récepteur qui pourra être la cible des différentes interférences électromagnétiques externes ou internes. Chacun de ces trois éléments doit être bien identifié selon l'environnement où il se trouve. Les problèmes de CEM peuvent être résolus si au moins deux de ces trois éléments sont bien identifiés. Avant d'aborder les études théoriques ou les mesures en CEM, il est important d'identifier auparavant les origines et les récepteurs des perturbations CEM [2].



-Foudre	- Par conduction	- Récepteur radio TV
- Décharges électrostatiques	- Par rayonnement	- Ordinateurs
- Émetteurs hertziens		- Capteurs analogiques

Figure I.1. *Eléments des perturbations électromagnétiques [11].*

I.3. EXEMPLES DE PROBLEMATIQUE CEM

Voici quelques exemples historiques de problèmes liés à la compatibilité électromagnétique dans le monde :

- en 1967 : destruction du porte avion Forrestal : un radar provoque la mise à feu d'une roquette qui détruit un avion et par effet boule de neige tout le porte avion.

- en 1982 : destruction du croiseur Sheffield par un missile : le système de contre-mesures était brouillé par les communications satellitaires.

- en 1990 : déclenchement de l'airbag lors de l'actionnement du klaxon (célèbres berlines allemandes).

- 1980 Les premiers allumages électroniques d'automobile sont perturbés par les Talky-walky de la police.

- la foudre qui s'abat sur l'empennage d'un avion et endommage les commandes de vol (un avion Airbus A340-300 d'Air France pendant l'atterrissage à l'aéroport international Pearson de Toronto, Canada le 2 août 2005, et aussi un avion de Delta Air Lines qui s'est écrasé à côté de l'aéroport de Dallas-Fort Worth International le 2 août 1985) [2].

- En 1996, le vol TWA 800 de New York à Paris s'est soldé par une explosion au-dessus de l'océan, peu après le décollage. Après une longue enquête qui a impliqué la récupération et la reconstruction de grandes parties de l'avion, il a été conclu que la cause la plus probable de l'explosion a été une étincelle dans le réservoir de carburant central. Cette étincelle a probablement été la conséquence directe d'une surtension transitoire [12].

- En 2007, les résultats d'une étude menée par des chercheurs de l'université d'Amsterdam ont documenté près de 50 incidents d'interférence électromagnétique qui viennent de l'utilisation des téléphones portables dans les hôpitaux dont 75% ont été classés comme importants ou dangereux. Une autre étude, publiée en 2008 par des chercheurs d'Amsterdam, a montré que les interférences électromagnétiques des dispositifs d'identification de radiofréquences (RFID) ont le potentiel d'arrêter le fonctionnement des équipements médicaux de soins intensifs [13].

I.4. CONCEPTION DE LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE

Depuis le 1er janvier 1996, tout produit commercialisé sur le marché européen doit satisfaire aux exigences des normes CEM d'émission et d'immunité. Actuellement, le CISPR recommande des valeurs limites d'émission et des techniques de mesures que plusieurs pays ont adoptées par la suite [11].

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.2) pour tout produit :

- Qui risque de se trouver dans un environnement perturbé.
- Qui est particulièrement sensible.

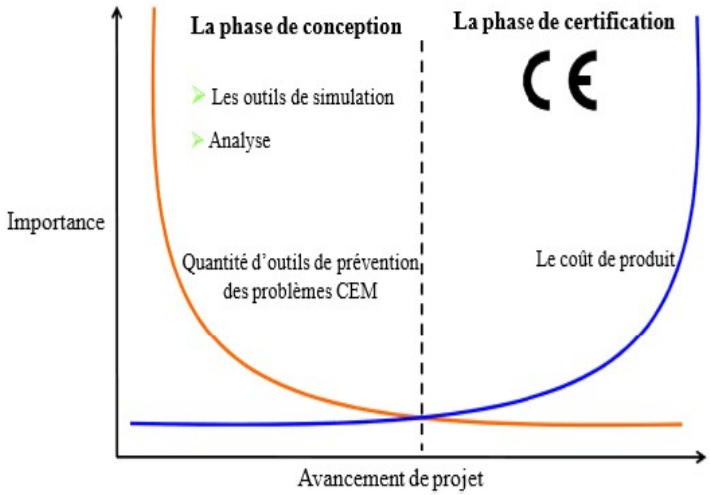


Figure I.2. *Prise en compte de la CEM dès la phase de conception [14].*

Cette approche donne de bons résultats du point de vue technique et économique, on estime que la CEM est prise en considération : [15]

- ✓ À la conception, le coût est majoré de 5%.
- ✓ Après la construction du prototype le coût est majoré de 50%.
- ✓ Quand le produit est sur le marché le coût est majoré de 100%.

I.5. NIVEAUX DE COMPATIBILITE

Le niveau de compatibilité est la relation fondamentale qui existe entre le niveau de perturbation et le niveau d'immunité. Dans le même esprit, on définit conventionnellement un niveau de compatibilité comme la valeur maximale spécifiée du niveau de perturbation susceptible d'être appliqué à un appareil, équipement ou système opérant dans des conditions données. Le niveau de perturbation est sujet à distribution statistique. Dans la pratique, il est très difficile, voire impossible, de déterminer le niveau réel le plus élevé de perturbation, qui apparaît très rarement. De même, il ne serait généralement pas économique de définir le niveau de compatibilité pour cette valeur là plus élevée à laquelle la majorité des dispositifs ne seraient pas exposés la plupart du temps [16, 17].

I.5.1. Immunité

Le sigle *Susceptibilité Electromagnétique* (E.M.S) caractérise l'immunité au rayonnement électromagnétique, donc tout appareil fonctionne de façon satisfaisante dans son environnement électromagnétique. Cela signifie que chaque appareil résiste aux agressions que constituent les perturbations provenant du milieu, et donc qu'il est immunisé contre celles-ci : son niveau d'immunité est suffisamment élevé.

Lorsque le niveau de perturbation dépasse le niveau d'immunité, il y a alors dysfonctionnement, on a atteint le seuil de susceptibilité de l'équipement. On définit également la susceptibilité électromagnétique, comme un manque d'immunité. Le niveau d'immunité doit être supérieur au niveau de compatibilité et la différence entre les deux niveaux est dite marge d'immunité [18].

I.5.2. Emission

Le sigle *Interférence Electromagnétique*(E.M.I) caractérise les émissions parasites produites par un appareil électrique ou électronique qui risquent, en fonction de leur intensité, de perturber d'autres équipements. Cela signifie qu'aucun appareil ne doit produire lui-même de perturbations électromagnétiques intolérables pour tout ce qui se trouve dans son environnement [18,19].

Pour assurer la CEM, différents niveaux et marges ont été définis comme indique dans la figure I.3.

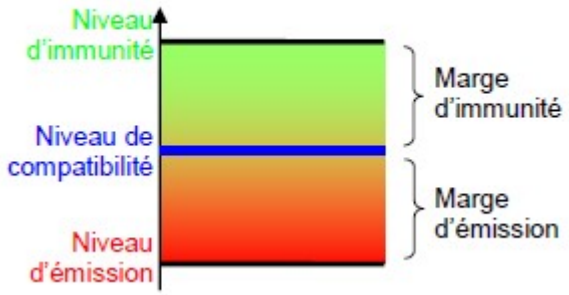


Figure I.3. *Niveaux de perturbation en CEM.*

• Niveau d'*immunité* : il s'agit du niveau à partir duquel il y a dysfonctionnement d'un matériel ou d'un système [20].

• Niveau de *compatibilité* : c'est le niveau maximal de perturbation auquel on peut s'attendre dans un environnement donné [5, 21].

• Niveau d'*émission* : c'est le niveau maximal d'émission de perturbation que ne doit pas dépasser un matériel.

• Marge d'*immunité* : c'est la marge qui existe entre le niveau de compatibilité et le niveau de limite d'immunité [22].

• Marge d'*émission*: c'est la marge qui existe entre le niveau de compatibilité et le niveau de limite d'émission [15].

Le niveau de compatibilité ne doit pas être considéré comme un niveau de perturbation défini, mais comme une valeur de référence conventionnelle, sur laquelle on se basera pour la coordination entre le niveau de perturbation et le niveau d'immunité (essais) [6].

I.6. MECANISME DE PROGAPATION DES PERTUBATIONS ELECTROMAGNETIQUES

Une perturbation électromagnétique est un signal parasite non désirable généré par une source de perturbation au niveau du récepteur du signal. Elle peut aussi avoir une variété de caractéristiques dépendant de la source et de la nature du mécanisme donnant lieu à la perturbation. Les différents types des perturbations peuvent être classés selon leurs origines :

- *Origine artificielle :* ce type de perturbations est dû aux circuits électroniques parcourus par des courants importants ou soumis à des variations de tension rapides.
- *Origine naturelle :* ce type de perturbations peut provenir de sources naturelles telles que la foudre.

Il existe plusieurs types de couplage des perturbations électromagnétiques de la source vers le récepteur (Fig. I.4) [23]. Les perturbations peuvent se propager de la source vers le récepteur (victime) de deux manières : soit en conduction, soit en rayonnement [24].

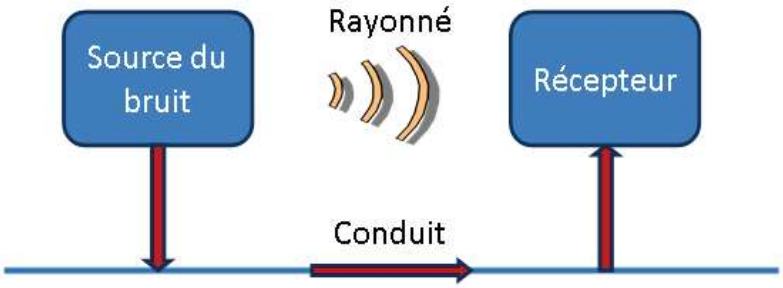


Figure I.4. *Couplage par rayonnement et par conduction [23].*

I.6.1. Couplage en mode conduit

Les modes de propagation des perturbations électromagnétiques conduites se font de plusieurs manières des sources jusqu'aux victimes : soit couplage par liaison direct (dans ce cas les perturbations interviennent soit en mode commun(MC) soit en mode différentiel (MD)), soit couplage par impédance commune ou couplage câble à câble et câble à plan de masse.

A) Couplage par liaison directe

Dans ce type de couplage, le système se perturbe par des courants parasites circulant dans les câbles, les conducteurs ou dans l'air (via des capacités parasites). On distingue deux types de courants parasites.

Les courants de mode différentiel conduisent à des perturbations symétriques. Ces courants parasites se superposent au courant utile et induisent des tensions de mode différentiel qui vont perturber le circuit victime. Ces courants circulent dans les

conducteurs intentionnels, c'est à dire principalement les câbles d'alimentation ou les conducteurs [25].

On considère deux conducteurs reliés à un équipement électrique ou électronique. Une tension est de mode différentiel (MD), si elle est appliquée entre les deux conducteurs. Les forts « di/dt » qui circulent dans le câblage sont la source de ces perturbations comme indique dans la figure I.5 [11].

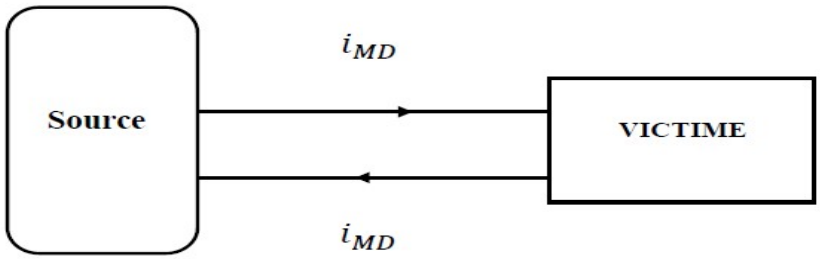


Figure I.5. *Propagation des perturbations par mode différentiel [26].*

Les courants de mode commun conduisent à des perturbations asymétriques. Ces courants parasites circulent également dans les conducteurs intentionnels et se referment à travers des capacités parasites dans les structures métalliques du dispositif comme les plans de masse, les châssis métalliques, la terre, etc..., comme il est indiqué dans la figure I.6 [3].

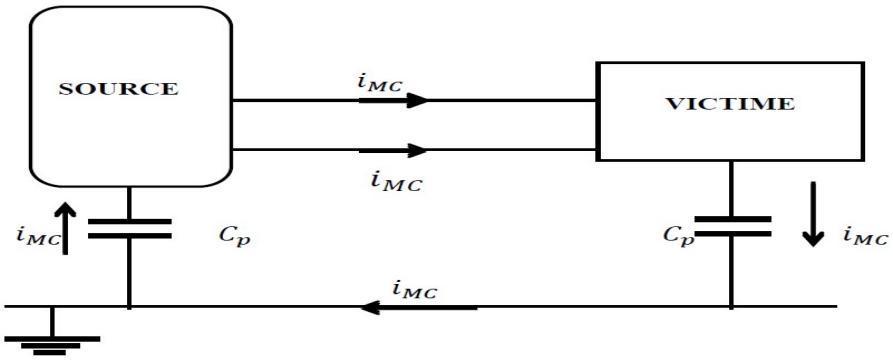


Figure I.6. *Propagation des perturbations par mode commun [26].*

Le courant se propage simultanément sur tous les conducteurs et se reboucle par les circuits de masse (Fig. I.6). Le couplage est de nature essentiellement capacitif (ce couplage est involontaire), les forts dv/dt sont la source de ces perturbations. Les perturbations se propageant en mode commun (MC) représentent environ 90% des problèmes rencontrés en mode conduit [25].

B) Couplage par impédance commune

Ce mode de transmission est bien plus difficile à identifier que celui présenté précédemment. Le couplage par impédance commune se produit lorsque des courants de deux systèmes différents traversent une impédance commune. La variation de

tension vue par l'un des systèmes dépendra de la variation de courant engendré par l'autre système [27].

La figure I.7 qui représente deux circuits partageant une même portion de conducteur de masse, illustre un tel couplage. La perturbation est produite par la chute de tension dans l'impédance commune *Z* qui perturbe un ou les deux systèmes.

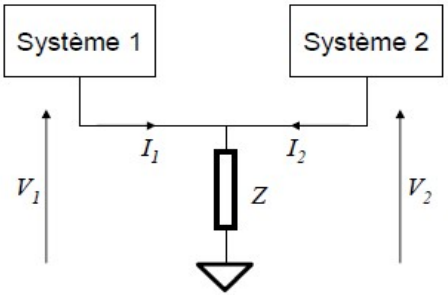


Figure I.7. *Couplage par impédance commune [27].*

C) Couplage câble à câble et câble à plan de masse

✓ *Couplage capacitif*

Dans ce cas, il existe sur un circuit perturbateur qui donne une tension susceptible de produire des perturbations. Il existe aussi une capacité entre ce circuit perturbateur et un autre circuit, qui sera la victime. Par cette capacité, l'énergie électrique perturbatrice atteint le circuit victime, comme indique dans la figure I.8.

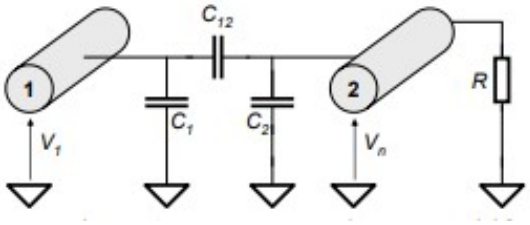


Figure I.8. *Couplage capacitif [27].*

✓ *Couplage inductif*

Dans ce cas, il existe dans le circuit perturbateur un courant susceptible de produire des perturbations. À proximité de ce circuit se trouve un circuit victime. Le courant du conducteur du circuit perturbateur produit autour de lui un champ magnétique. Ce dernier, induit un courant dans le circuit victime (Fig. I.9)

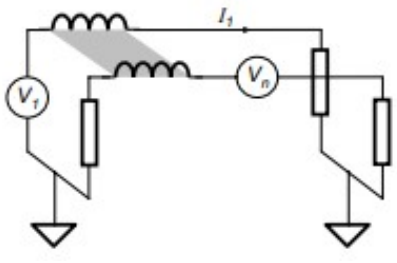


Figure I.9. *Couplage inductif [27].*

I.6.2. Couplage en mode rayonné

Ce couplage se manifestant par un champ magnétique et un champ électrique associés (agissant sur une antenne, à travers les ouvertures des blindages, ou directement sur les fils d'interconnexion). L'émission en champ magnétique, exprimé en A/m, est engendrée par un circuit électrique à basse impédance parcouru par un courant *I* (Fig. I.10 (a)). L'émission en champ électrique, exprimé en V/m, est produite par un circuit électrique à haute impédance soumis à une différence de potentiel *V* (Fig. I.10 (b)) [11].

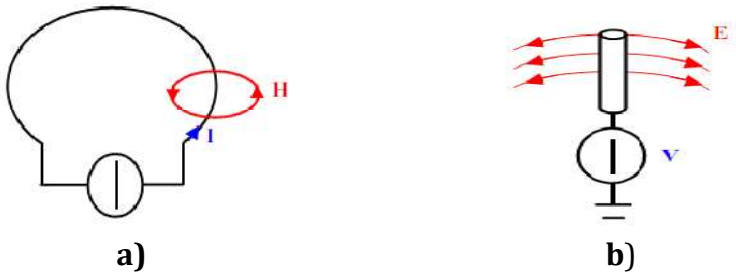


Figure I.10. *Emission en champ magnétique (a) et en champ électrique (b) [11].*

A) Champ magnétique

Le champ magnétique est une grandeur ayant le caractère d'un champ vectoriel, c'est à dire caractérisée par la donnée d'une norme, d'une direction et d'un sens, définie en tout point de l'espace, permettant de modéliser et quantifier les effets magnétiques du courant électrique ou des matériaux magnétiques comme les aimants permanents (Fig. I.11) [28].

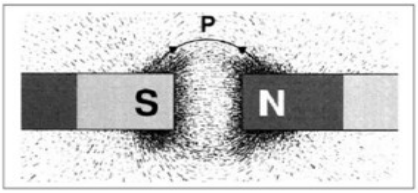


Figure I.11. *Champ magnétique.*

Le champ magnétique est un vecteur$\vec{B}$, ses caractéristiques sont (Fig. I.12) :

❖ la direction : celle de l'axe de l'aiguille aimantée à l'équilibre.

❖ Le sens : du pôle sud de l'aiguille vers son pôle nord.

❖ L'intensité :

$$B = \oint \frac{\mu_0 I.\overrightarrow{dl} \wedge \overrightarrow{u_r}}{4\pi r^2} \qquad \text{(I-1)}$$

Avec : $\overrightarrow{dl}$: Longueur du circuit portant la charge.

$\overrightarrow{u_r}$: Vecteur unitaire de r.

r: Distance de la charge au point d'expression de $\vec{B}$.

$\mu_0 = 4\pi.10^{-7} H/m$: Perméabilité magnétique du vide.

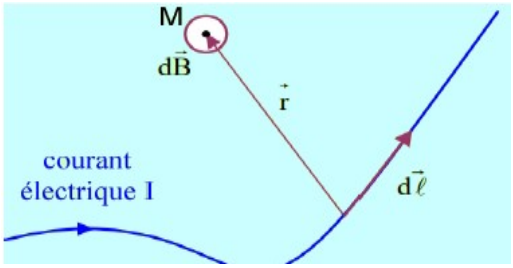


Figure I.12. *Caractéristiques d'un vecteur.*

Le champ magnétique est facile à mesurer. Cependant, il reste toujours un détail à prendre en compte lors de la mesure : la direction précise du champ magnétique. Il est donc nécessaire de placer l'appareil de mesure dans la même orientation que le champ. Ces rayonnements magnétiques sont mesurés grâce à un tesla-mètre, qui permet, par ailleurs, d'en connaître l'orientation. Cependant pour obtenir une mesure précise, le tesla-mètre doit être réglé de manière à ce qu'aucun autre champ ne perturbe le champ à mesurer. Non seulement on peut le mesurer, mais il est également possible de visualiser les lignes du champ magnétique à l'aide d'une carte dite carte de visualisation du champ magnétique. Les mesures ne nécessitent pas de courant, puisqu'il suffit de placer la carte de visualisation devant l'objet qui émet les lignes de champ correspondantes [28].

- **Flux magnétique**

Le flux magnétique ou flux d'induction magnétique, souvent notéØ, est une grandeur physique mesurable caractérisant l'intensité et la répartition spatiale du champ magnétique. Cette grandeur est égale au flux du champ magnétique à travers une surface orientée $\vec{S}$. Ce flux est par définition le produit scalaire de ces deux vecteurs, son unité d'expression dans le Système international d'unités est le weber(Wb).

$$\emptyset = \vec{B}.\overrightarrow{\mathrm{d}S} = \|\vec{B}\|.\|\overrightarrow{\mathrm{d}S}\|.\cos\theta \qquad \text{(I-2)}$$

Où θ: est l'angle entre les lignes du champ d'induction $\vec{B}$et le vecteur normal au plan de la surface S. Ainsi, si la surface est perpendiculaire aux lignes du champ $\vec{B}$, cet angle est égal à 0 et si son cosinus vaut 1 le flux est maximum [29].

B) Champ Electrique

Un champ électrique est généré par la présence de charges électriques. C'est le cas lorsqu'un objet est chargé positivement alors qu'un autre est chargé négativement. S'il n'y a pas de conducteur entre les deux (par exemple, l'air qui est isolant), aucun courant ne circule. Un champ électrique apparaît alors entre les deux objets. Par convention, le champ électrique est orienté de la zone positive vers la zone négative [30] (Fig. I-13).

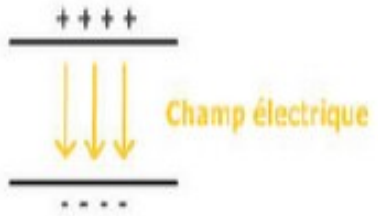


Figure I.13. *Champ électrique [31].*

- **Unité de mesure**

Le champ électrique est lié à la notion de la tension, qui représente la différence de potentiel (différence de concentration des charges électriques), et dont l'unité est le volt. Le champ électrique a donc une unité en V/m. La mesure du champ électrique ne nécessite pas forcément une circulation de charges électriques. On peut, par exemple, mesurer un champ électrique proche d'un appareil alors que celui-ci est éteint. C'est pourquoi on peut aussi retrouver son émission en lien avec l'électricité statique où il n'y a pas de circulation de charges. Lors d'une mesure, la personne qui tient l'appareil modifie le champ électrique à cause de sa main, ce qui rend difficile la mesure précise d'un champ de ce type. Certains appareils sont alors équipés d'une poignée isolante ou d'une perche [28].

- **Champ électrique uniforme**

Il est possible de produire un champ électrique uniforme grâce un condensateur plan. Il s'agit d'un composant électrique constitué de deux plaques métalliques parallèles, appelées armatures, séparées par un isolant (air, vide, matière isolante, etc…). L'une des armatures du condensateur porte une charge positive *+q* tandis que l'autre porte une charge négative *-q*.

Le champ électrique est alors quasiment uniforme entre ces deux armatures, il leur est perpendiculaire et orientée de celle qui est chargée positionnement vers celle qui est négative [30] (Fig. I.14).

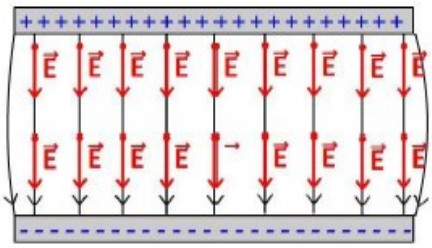


Figure I.14. *Champ électrique uniforme dans un condensateur plan.*

- ***Champ électrique d'une charge électrique ponctuelle***

Il s'agit d'un champ électrique radial, sa direction passe toujours par un point central qui est la charge ponctuelle. Si cette dernière est négative alors il est orienté vers elle et si elle positive il pointe dans la direction opposée (Fig. I.15).

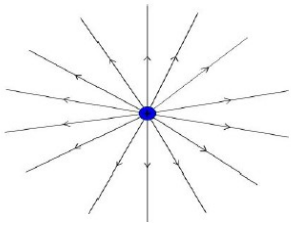


Figure I.15. *Lignes du champ électrique d'une charge positive [30].*

C) Champ Électromagnétique

Un champ électromagnétique résulte de l'émission d'un champ électrique et d'un champ magnétique. Dans ce cas, on parle d'électromagnétisme et les deux champs, à savoir le champ électrique et magnétique sont tous les deux couplés [28].

Les champs électromagnétiques sont présents partout dans l'environnement et apparaissent en présence de charges électriques en mouvement. En effet, si un champ électrique apparait dès lors qu'il y a une accumulation de charges, même sans courant, en revanche un champ magnétique nécessite la présence d'un courant électrique [32].

Les ondes électromagnétiques sont caractérisées par la longueur d'onde λ : elle correspond à la longueur d'un cycle d'une onde de fréquence F, c'est à dire à la distance entre deux oscillations. Elle est exprimée en mètres (m) [32].

$$\lambda = \frac{C}{F} \qquad \text{(I-3)}$$

Où : C est la vitesse de la lumière (C= 3.10^8 m/s)

On distingue trois types de champs électromagnétiques selon la fréquence qui leur est caractéristique, dans un éventail allant de 0 à 300 GHz :

- ***Champs statiques***

Ce sont les champs électriques qui ne varient pas avec le temps (fréquence nulle). On les retrouve notamment dans le champ magnétique terrestre, l'aimantation d'un barreau aimanté ou encore l'imagerie par résonance magnétique(IRM).

- ***Champs de fréquence extrêmement basse***

Dits d'extrêmement basse fréquence, de fréquences allant de 3 Hz à 300 Hz. Les champs de basse fréquence ont une fréquence comprise entre quelques Hz et à 10kHz.

- ***Radiofréquences***

Allant de 0,3 kHz à 300 GHz. Sur les fréquences allant 30 à 300 MHz on trouve les ondes utilisées pour la télévision et la radio FM. Les radiofréquences sont composées des fréquences radio, des hautes fréquences, des micro-ondes et des hyperfréquences. Les champs de ces dernières sont eux concentrés sur des fréquences allant de 300 MHz à 300 GHz quand ceux des micro-ondes se trouvent dans une gamme que l'on peut décomposer en deux tranches de fréquences :

- Les fréquences allant de 0,3 à 3 GHz qui vont être émises par diverse sources comme la télévision, fours à micro-ondes ou les téléphones mobiles.

- Les fréquences allant de 30 GHz à 300 GHz : on retrouve ces ondes dans les radars, et les communications par satellite puisque les champs électromagnétiques se composent de champs électriques et magnétiques qui peuvent être variables, ils ont donc ces mêmes propriétés eux aussi. En ce qui concerne les champs dits continus, la direction du champ est constante, comme par exemple le champ électromagnétique terrestre (même s'il a été démontré que celui-ci a subi des inversions de sens, sa direction reste la même) [28].

I.7. NOTIONS DE CHAMP LOINTAIN ET DE CHAMP PROCHE

Les notions de champ proche et de champ lointain sont souvent mises en évidence en considérant l'impédance d'onde Z de l'onde électromagnétique. Cette impédance relie les composantes tangentielles à la direction de propagation du champ électrique E et du champ magnétique H par le rapport suivant : [33]

$$Z = \frac{E}{H}(\Omega) \qquad \text{(I-4)}$$

A mesure que l'on s'éloigne de cette source, les champs vont se combiner pour produire une onde plane dont l'impédance dépend des caractéristiques et du milieu de propagation (air) :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\pi \approx 377\ (\Omega) \qquad \text{(I-5)}$$

Avec : $\mu_0 = 4\pi.10^{-7}\mathrm{H/m}$ et $\varepsilon_0 = \frac{10^{-9}}{36.\pi}\ \mathrm{F/m}$: étant respectivement la perméabilité magnétique et la permittivité diélectrique du vide.

I.7.1. Caractéristiques d'une onde plane

- Les fronts d'onde ont une géométrie plane.
- Le champ électrique et le champ magnétique rayonnés sont perpendiculaires entre eux, ainsi qu'à la direction de propagation (Fig. I.16) [34, 39].

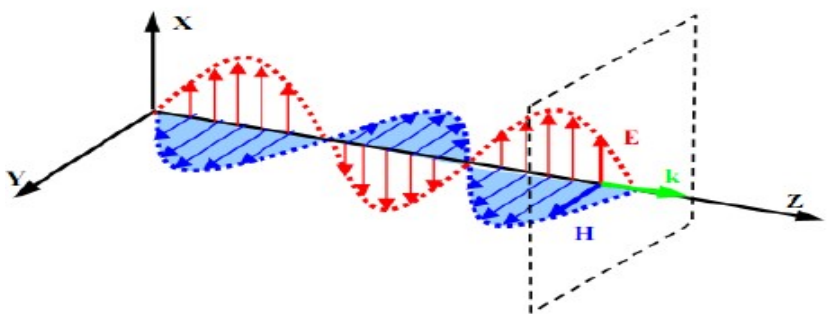


Figure I.16. *Onde électromagnétique en champ lointain.*

La notion de ces champs est liée à la distance entre le dispositif sous test et le système de mesure $\frac{\lambda}{2\pi}$ (Fig. I.17):

- ✓ Le champ est dit "*lointain*" lorsque la distance est supérieure à $\frac{\lambda}{2\pi}$ et l'onde électromagnétique est plane : les champs électriques et magnétiques sont fortement liées.
- ✓ Le champ est dit "*proche*" lorsque la distance est inférieure à $\frac{\lambda}{2\pi}$ et les champs électriques et magnétiques sont faiblement liés : un des champs est plus prédominant que l'autre.

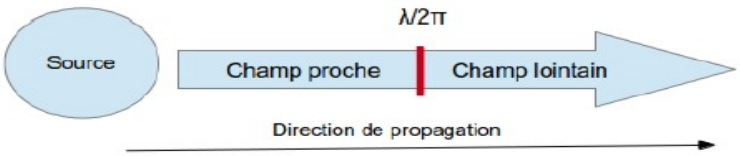


Figure I.17. *Propagation de champ proche et lointain.*

Pour les fréquences élevées, la longueur d'onde est petite (la fréquence est inversement proportionnelle à la longueur d'onde). Dès que l'onde s'éloigne un peu de la source, elle dépasse la distance. Dans la pratique, l'onde sera quasiment tout le temps dans le champ lointain, où les deux champs sont très liés l'un à l'autre.

I.7.2. Zones de rayonnement électromagnétique

Le champ électromagnétique en un point donné dépend de deux facteurs, la source de ce champ et le milieu dans lequel il est observé. Ces deux facteurs prennent un rôle plus ou moins important en fonction de la distance qui sépare le point d'observation et la source de l'onde. En effet, à proximité de la source, le champ dépend essentiellement des propriétés de la source, alors que lorsqu'il est éloigné, ce sont les propriétés du milieu qui sont prépondérantes (Fig. I.18).

L'onde électromagnétique n'a pas les mêmes propriétés de propagation dans tout l'espace entourant une source. Pour modéliser la propagation d'une onde dans un environnement global, il convient donc de découper l'espace en différentes zones (Fig. I.19) [35].

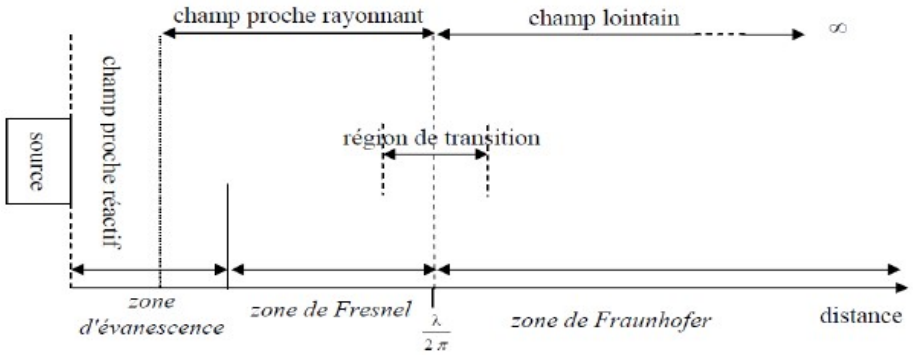


Figure I.18. *Zones de champ proche et de champ lointain [37].*

I.7.2.1. Zone de Rayleigh (région de champ réactif)

C'est la région réactive du champ propre que l'on l'appelle parfois la région évanescente. C'est l'espace à proximité immédiate de l'antenne ou la source de fuite où prédominent les éléments réactifs (énergie emmagasinée) et où l'énergie est emmagasinée dans le champ. Dans cette région, les champs E et H ne sont pas orthogonaux. Par conséquent, la valeur de l'impédance Z est différente de 377 Ω, mais plutôt d'une impédance complexe. Toutefois, la relation mathématique de s'applique toujours. La valeur Z pourrait être une petite fraction des 377 Ω dans un champ à prédominance magnétique ou un grand nombre de fois 377 Ω dans un champ à prédominance électrique. La région s'étend à une distance de $\frac{\lambda}{2\pi}$. Pour les antennes électriquement petites (où $D < \lambda$) la limite de la région réactive du champ proche est aussi l'endroit où commence la région du champ éloigné [34].

I.7.2.2. Zone de Fresnel (région de rayonnement proche)

La région de rayonnement en champ proche, qu'on l'appelle parfois la zone de Fresnel. Dans cette zone, qui commence à la distance de l'antenne où le champ réactif a diminué pour se réduire à presque rien, le gain d'antenne et la distribution angulaire du champ rayonnant varient proportionnellement à la distance de l'antenne. C'est parce que les relations de phase et d'amplitude des ondes arrivant de différentes zones de l'antenne au point d'observation changent selon la distance. Pour les antennes électriquement grandes *($D > \lambda$)*, cette région s'étend de $\frac{\lambda}{2\pi}$ à $\frac{D^2}{2\lambda}$ [35].

I.7.2.3. Zone de Fraunhofer (région de champ lointain)

Les propriétés du champ électromagnétique sont bien établies et où apparaissent les phénomènes de propagation des ondes électromagnétiques. Cette région se situe généralement à plusieurs longueurs d'onde du périmètre de la structure avec un champ électromagnétique dont l'amplitude des vecteurs de champ électrique et magnétique diminue lorsque la distance à la structure rayonnant augmente, et s'annule à l'infini [36].

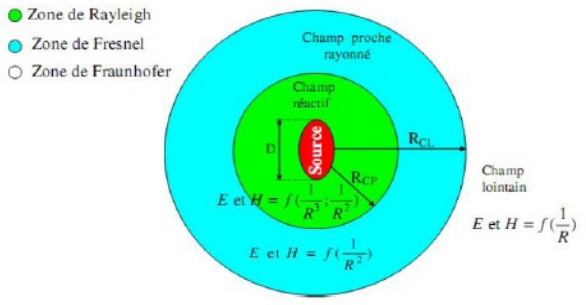


Figure I.19. *Zones de rayonnement d'une source perturbation [36].*

La figure I.20 présente la variation d'impédance d'onde d'un champ électromagnétique en fonction de la distance de la source en cas de champ proche et de champ lointain.

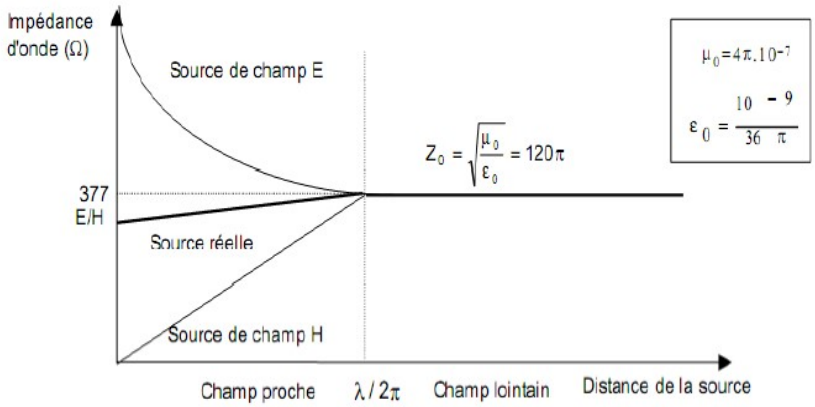


Figure I.20. *Impédance d'onde d'un champ électromagnétique [6, 37].*

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, les amplitudes des champs électrique E et magnétique H décroissent lorsque cette distance D augmente. 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 [37, 6].

I.8. NORMES DE LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE

I.8.1. Définition

Les gouvernements ont institué des normes, lesquelles spécifient des limites sur la quantité de bruit en mode conduit et en mode rayonné. Les Etats Unis ont instauré la Commission Fédérale en communication, la FCC (*Federal Communications Commission*) et le Département de la Défense, le DOD (*Department of Defense*). En Europe, toutes les normes sont données par le Consortium Economique Européen, le EEC (*European Economic Consortium*).

Nous pouvons aussi citer les organismes normatifs suivants : la *Commission Internationale Spéciale des Perturbations Radioélectriques* (*CISPR*), et la Commission Electrotechnique Internationale (*IEC* : *International Electrotechnical Commission*), lesquels n'ont pas de réelle autorité mais qui s'occupent des normes qui doivent être adoptées par chaque nation dans le but de faciliter le commerce international [38].

Au niveau international c'est *la commission électrotechnique internationale (CEI)*, plus particulièrement *la Commission Internationale Spéciale des Perturbations Radioélectriques (CISPR)* qui propose les niveaux de perturbations admissibles et définit les méthodes de mesures et d'essai. Celles-ci sont généralement reprises (avec quelques éventuelles adaptations spécifiques) au niveau des différents pays. Aux USA c'est la *FCC* qui gère ces problèmes (pour des raisons historiques, les niveaux admis diffèrent

quelque peu des niveaux *CISPR*, mais une forte pression est exercée pour harmoniser l'ensemble. En Europe la CENELEC (le *Comité Européen de Normalisation en Electronique et Electrotechnique*) établit les standards directement sur la base des documents du *CISPR*, et ses normes portent le même numéro précédé de EN (Européens Normes) en lieu et place de IEC (*International Electrical Commission*). Si aucune variation nationale n'existe, ces standards deviennent des normes [39].

Il existe 3 types de normes : normes produits, normes génériques, normes fondamentales. Ces normes peuvent se scinder en deux groupes. Le premier définit les niveaux tolérés d'émission conduite ou rayonnée, le deuxième groupe traite la susceptibilité électromagnétique d'un équipement.

I.8.2. Domaine d'application des normes CEM

Le tableau I.1 présente les références et les domaines d'applications des principales normes européennes [40].

Tableau I.1. *Normes CEM impliquant des convertisseurs statiques [40].*

Standards	Domaine d'application
EN 55011/ CISPR11	Limites et méthodes de mesure des perturbations électromagnétiques des appareils industriels, scientifiques et médicaux à fréquence radioélectrique.
EN 55013/ CISPR13	Limites et méthodes de mesure des perturbations électromagnétiques des récepteurs radioélectriques.
EN 55014/ CISPR14	Limites et méthodes de mesure des perturbations électromagnétiques des appareils électrodomestiques et des outils portatifs relatives aux fréquences radioélectriques.
EN 55015/ CISPR15	Limites et méthodes de mesure des perturbations électromagnétiques des appareils à fluorescence et des luminaires relatives aux fréquences radioélectriques.
EN 55022/ CISPR22	Limites et méthodes de mesure des perturbations radioélectriques des appareils à traitement de l'information.
DO-160-D	Limites et méthodes de mesure des perturbations électromagnétiques des appareils électriques/électroniques embarqués sur l'avion à fréquence radioélectrique.

L'objectif d'une norme *CEM* sont, d'une part, définir des limites maximales de perturbations rayonnées et conduites et d'autre part définir les niveaux d'immunité en conduit ou en rayonné des équipements et, enfin, décrire les méthodes et les moyens nécessaires à la vérification des niveaux d'immunité et d'émission pour reproduire des mesures fiables (mesure en espace libre, en chambre anéchoïque, support des appareils, etc…). Les normes définissant la limite de la pollution électromagnétique du système étudié.

- ***NORME EN 55022***

Cette norme, spécifiant les niveaux hautes fréquences des émissions conduites applicables aux domaines résidentiels, commerciaux et à l'industrie légère. Les spécifications des normes relatives aux perturbations conduites dans la bande des

fréquences radio (150 kHz – 30 MHz) se divisent en deux catégories. La première, désignée par l'appellation "*Classe A*", définit le niveau d'émission pour des appareils destinés au secteur industriel. La seconde, et certainement non la moindre, est réservée au secteur domestique et hospitalier : c'est la "*Classe B*". Les niveaux de perturbations sont donnés sur une échelle logarithmique en dBµV (Fig. I.22).

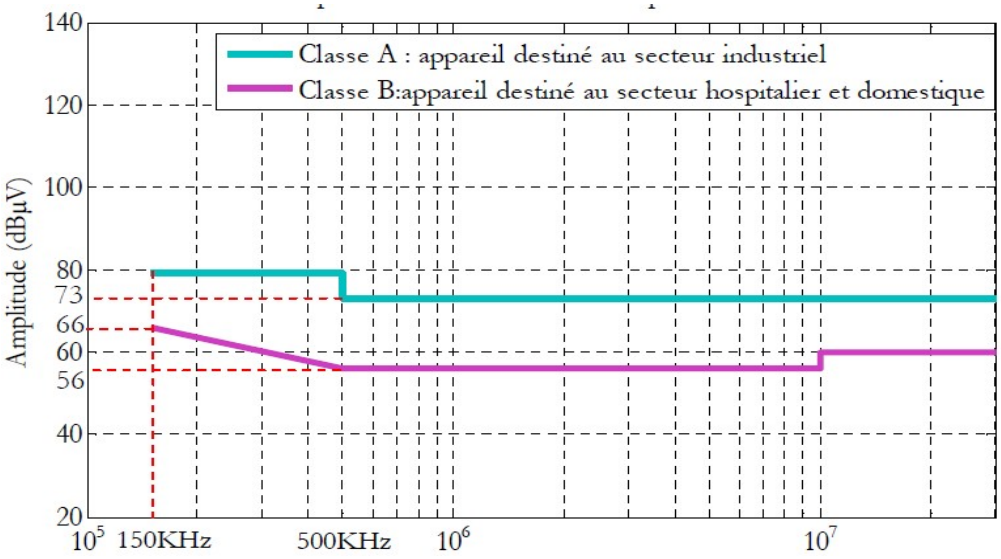


Figure I.21. *Niveaux des perturbations conduites fixés par la norme EN 55022 [11].*

- ***NORME DO-160D***

Cette norme aéronautique vise à quantifier un bruit électromagnétique à l'entrée et à la sortie du convertisseur statique. Les niveaux sont donnés sur une échelle logarithmique en dBµA (Fig. I.22).

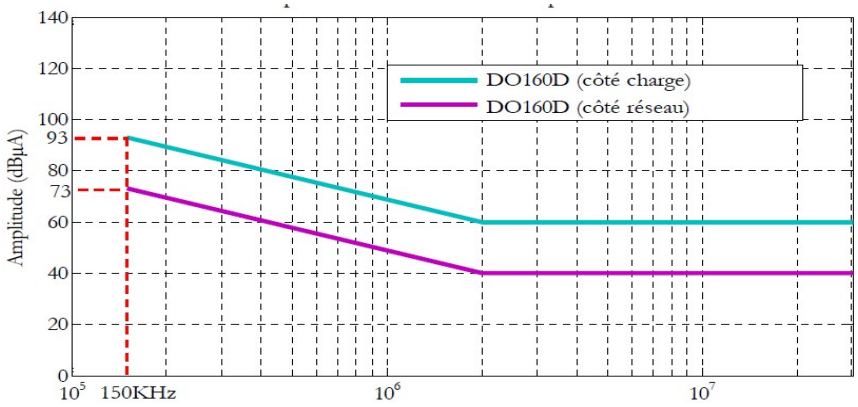


Figure I.22. *Niveaux des perturbations conduites fixés par la norme DO-160D [11].*

- ***NORME EN 55011***

Cette norme, spécifiant les niveaux hautes fréquences des émissions rayonnées (champ magnétique et électrique) applicables aux domaines résidentiels, commerciaux et à l'industrie légère. Les spécifications des normes relatives aux perturbations rayonnées dans la bande des fréquences radio (30MHz – 3GHz)

I.9. PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

L'électronique de puissance est une discipline qui est apparue au début du siècle dernier. Quelques repères forts de son développement sont présents sur la figure I.23 comme par exemple, l'apparition du transistor bipolaire en 1948. Cette découverte marqua le début des semi-conducteurs dans laquelle l'électronique de puissance est toujours ancrée. Ce fut également l'avènement du Silicium qui reste encore dominant dans les composants électroniques.

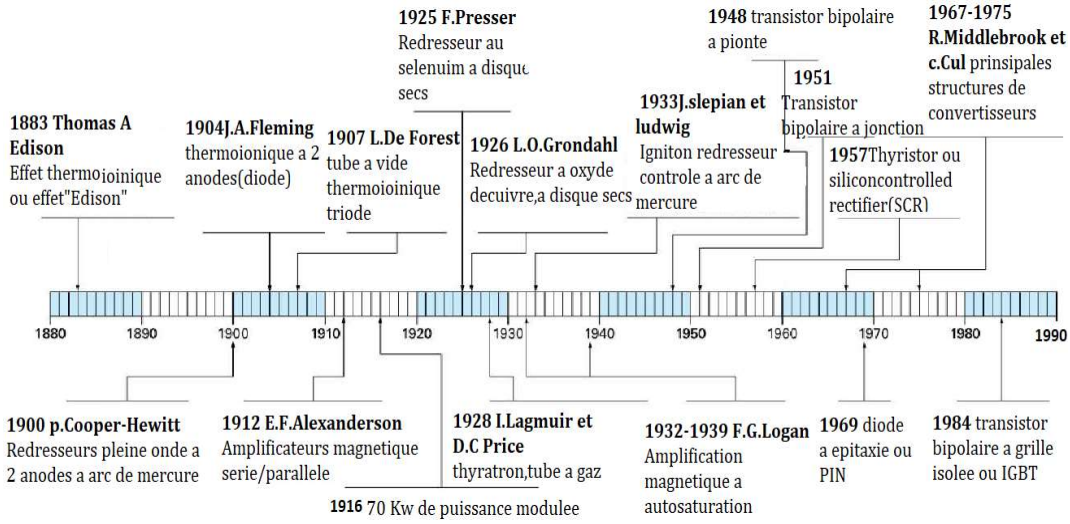


Figure I.23.*Quelques repères forts de développement d'électronique de puissance [41].*

L'électronique de puissance utilise des semi-conducteurs fonctionnant comme des « interrupteurs ». Un interrupteur peut être formé par un seul semi-conducteur ou plusieurs semi-conducteurs branchés en parallèle ou en séries, ou encore mixte.

Au début des années 2000, entre 50 % et 60 % de l'énergie électrique est consommée à travers des convertisseurs de l'électronique de puissance [42]. En effet, ces derniers couvrent actuellement à la fois des gammes de puissances et de fréquences très larges : depuis des dizaines de watts jusqu'à des dizaines de Mégawatts et depuis des dizaines de Hertz jusqu'à des centaines de kHz [43]. L'utilisation de ces convertisseurs statiques dans plusieurs domaines : industriel, transport d'énergie, voiture électrique, etc…

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/µs pour les di/dt et de 5 à 50kV/µs 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) [25].

La figure I.24 présente la classification des composants de puissance selon la gamme d'utilisation (en fonction de la fréquence de commutation et de la puissance de chaque composant de puissance).

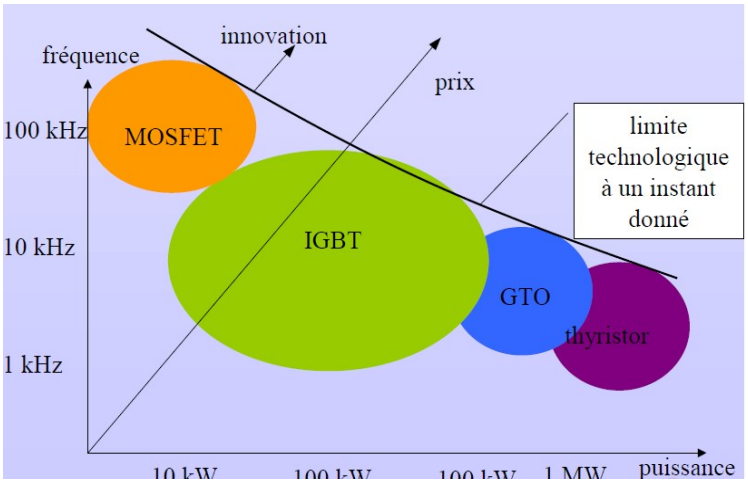


Figure I.24. *Classification des composants de puissance Selon la gamme d'utilisation [44].*

I.10. CLASSIFICATION DES PERTUBATIONS ELECTROMAGNETIQUES EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

I.10.1. Classification selon le mode de propagation

Les perturbations électromagnétiques en électronique de puissance peuvent se propager de deux manières : soit en conduction, soit en rayonnement. Dans le premier cas les perturbations interviennent soit en mode commun(MC) soit en mode différentiel(MD). Dans le second cas les perturbations sont rayonnées sous forme de champ électrique et de champ magnétique [23].

A) Perturbations conduites

Les convertisseurs statiques sont constitués d'interrupteurs électroniques permettant la conversion et/ou le réglage d'une tension (ou d'un courant). La grandeur d'entrée (tension ou courant) se retrouve alors convertie à la sortie sous forme d'une composante désirée et d'harmoniques indésirables qui sont classés comme étant des perturbations électriques conduites.

Les perturbations conduites les plus communes, sont les harmoniques de courant et de tension. Les générateurs d'harmoniques sont des charges non linéaires. Elles n'absorbent pas un courant sinusoïdal, bien qu'elles soient alimentées par une tension sinusoïdale (redresseurs à diode et à thyristors, lampes à décharges, etc…). En plus des harmoniques de courant et de tension, les perturbations conduites comprennent les inter-harmoniques (causés essentiellement par les cyclo-convertisseurs) [45, 46].

Pour les convertisseurs DC/DC et DC/AC, ces courants et tensions correspondent généralement au fondamental et aux harmoniques de bas ordres. Les tensions et courants harmoniques ont un nombre d'effets indésirables sur les appareils et équipements utilisés. Les principales conséquences des effets nocifs de la distorsion harmonique engendrées à court terme sont rappelées ci-dessous [47] :

- ✓ ***Echauffement*** **:** les pertes par effet Joule se composent des pertes issues du fondamental et de celles engendrées par les harmoniques, ces pertes supplémentaires occasionnées par la présence des courants harmoniques réduisent le rendement des équipements tels que les moteurs et les transformateurs.
- ✓ ***Dysfonctionnement*** **:** de certains équipements en présence d'harmoniques, le courant et la tension peuvent changer plusieurs fois de signe au cours d'une demi-période. Par conséquent, les équipements sensibles au passage par zéro de ces grandeurs électriques sont perturbés.
- ✓ ***Excitation des résonances*** **:** des équipements constitués de capacités ou d'inductances peuvent avoir des fréquences de résonance proches de celles des harmoniques. Ainsi, les harmoniques sont amplifiés laissant apparaître des surtensions ou des surintensités qui risquent de détériorer les câbles ou disjoncter les fusibles.
- ✓ ***Bruits acoustiques :*** dans les appareils électromagnétiques (transformateurs, inductances) générés par les harmoniques de courant.
- ✓ ***Vibrations mécaniques*** **:** dans les générateurs et les moteurs.

De plus, ces effets nocifs instantanés (échauffement, surtension, surintensité, etc...) provoquent un vieillissement accéléré des appareils électriques [47].

B) Perturbations rayonnées

Elles ont pour origine les variations rapides des courants dans les interrupteurs électroniques. En effet, les signaux digitaux qui permettent l'allumage et l'extinction des composants semi-conducteurs de puissance ont des temps de montée et de descente ("*rise time*" et "*fall time*") de quelques nano secondes et les composants de puissance rapides tels que les IGBTs peuvent atteindre des temps de montée et de descente de quelques centaines de nanosecondes.

De ce fait, la commutation est à l'origine des différentiels de tension« dv/dt » élevés et des différentiels de courant et les « di/dt » élevés. Les différentiels de courant entraînent des Emissions Electromagnétiques EMI (*Electro-Magnetic Interférence*) de rayonnement en HF.

Vu le niveau de fréquence élevé, ces rayonnements électromagnétiques engendrent des perturbations, après couplage, qui peuvent être sévères pour les dispositifs avoisinants [45].

I.10.2. Classification selon la fréquence

Le tableau I.2 montre la classification selon les fréquences et leurs limites de plages correspondant aux normes en émission [47].

Tableau I.2. *Classification des perturbations selon les fréquences [47].*

Fréquences	0Hz à 50Hz	50Hz à 2kHz	9kHz à 150kHz	150 kHz à30MHz	30MHz à 1GHz
-Grandeurs le plus souvent observées	-Sous harmoniques des courants	-Harmoniques des courants et des tensions	-Courants radio fréquences tensions perturbatrices -Champ magnétique	-Courants radio fréquences -Champs proches	-Rayonnement avec les champs généralement couples
Convertisseurs statiques et appareils électrique pouvant être concernés	-Gradateurs en trains d'onde -Cyclo-convertisseurs	-Redresseurs -Gradateurs en angle de phase	-Appareils électriques d'éclairage et analogues	-Micro Ordinateurs -Alimentation à découpage	-Micro Ordinateurs -Alimentation à découpage -Tout système électrique

I.11. MESURE DES ÉMISSIONS

Les essais CEM permettent de vérifier la conformité d'un appareil vis à vis des normes. Ils consistent à placer un exemplaire du produit dans un environnement de référence. Ce dernier représente l'environnement dans lequel sera utilisé le produit.

Les tests diffèrent selon que l'on souhaite étudier les émissions ou la susceptibilité d'un appareil, et selon le mode de couplage. Les tests peuvent être réalisés dans différents sites :

I.11.1. Site ouvert

Les tests en site ouvert sont les plus simples à mettre en œuvre, et coûtent moins chers. Cependant, on ne contrôle pas l'environnement électromagnétique dans lequel a lieu le test, il peut y avoir des perturbations extérieures [48].

I.11.2. Cage de Faraday

La cage de faraday permet d'isoler l'appareil sous test des champs électromagnétiques de l'environnement extérieur, et à l'opposé, de protéger l'environnement extérieur des perturbations émises par l'objet sous test. La cage de Faraday est surtout utilisée pour les tests concernant les perturbations conduites (émission et susceptibilité) (Fig. I.25) [48].



Figure I.25. *Tests en cage de faraday [50].*

I.11.3. Chambre anéchoïque

La chambre anéchoïque est une pièce dont toutes les parois sont recouvertes de matériau absorbant les ondes électromagnétiques. Cela permet d'éviter la réverbération des ondes, et simule un espace libre. Elle est utilisée pour les tests concernant les perturbations rayonnées (émission et susceptibilité).

Une chambre anéchoïque est généralement située à l'intérieur d'une cage de Faraday, afin d'empêcher les ondes extérieures de pénétrer dans la pièce. Une chambre semi-anéchoïque possède une paroi non-absorbante (le sol) (Fig. I.26) [48].

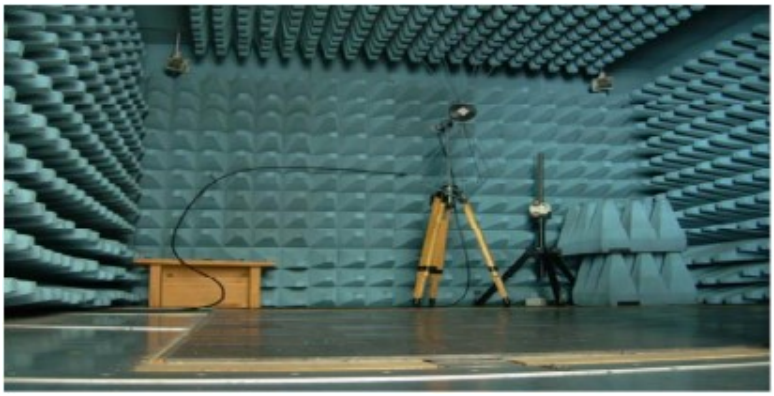


Figure I.26. *Essai d'émission et d'immunité dans une chambre semi anéchoïque [10].*

I.12. TECHNIQUES ET MOYENS DE MESURE EN CEM CONDUITE

Comme nous avons vu précédemment, chaque type de perturbation requiert un banc de test précis. Dans le cadre des études des perturbations conduites, différents dispositifs expérimentaux et appareils qui permettent de réaliser des mesures de perturbation conduites sont : le Réseau Stabilisé d'Impédance de Ligne (*RSIL*), les sondes de tension et de courant, l'analyseur de spectre et l'oscilloscope [9, 10].

La mesure est effectuée au-dessus d'une surface conductrice reliée à la masse du banc de mesure. Les distances et longueurs des connexions sont spécifiées dans la norme. Une description plus détaillée de certains éléments de mesures normalisées, sera abordé dans les paragraphes qui suivent.

A) 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 5 à 10 kHz jusqu'à 50 à 30 MHz. La figure I.27 présente une photo du *RSIL.*



Figure I.27. *RSIL pour mesurer les perturbations conduites.*

L'inductance *L*, par sa forte valeur, empêche le courant issu de l'équipement sous test de revenir au réseau et canalise son passage dans la branche comportant *C* et *R*. Le condensateur *C* permet de filtrer la puissance (BF) et ne laisse le passage qu'aux perturbations (HF) vers l'impédance de mesure *R*, cette impédance est l'entrée 50 Ω du récepteur de mesure, que nous avons représenté sur la figure I.28 par une résistance *R* [10, 39].

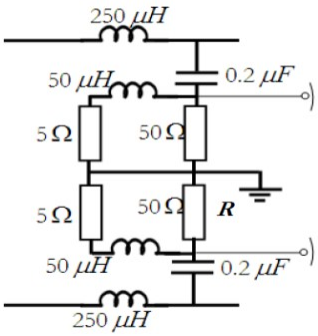


Figure I.28. *Structure simplifiée du RSIL.*

B) Analyseur de spectre

Les normes *CEM* imposent que les mesures doivent se faire avec un récepteur à détection crête, quasi-crête ou en valeur moyenne (analyseur de spectre, mesureur de champ, etc.…). Ce récepteur est constitué d'un filtre sélectif dont la bande passante est fixée par la norme et dépend de la fréquence de mesure, cette bande passante à 6 dB est :

- ✓ 300 Hz pour les fréquences comprises entre 9Hz et 150 kHz.
- ✓ 10 kHz pour les fréquences comprises entre 150 kHz et 30 MHz [9,10].

I.13. ELEMENTS GENERATEURS DE LA POLLUTION EM

Le schéma électrique du convertisseur ne suffit pas à expliquer les formes d'ondes réellement observées et à fortiori les perturbations électromagnétiques qui en résultent. En effet, le câblage et la topologie vont introduire des éléments parasites et des couplages [49].Il est donc nécessaire d'introduire deux types de composants parasites dans le schéma du convertisseur :

I.13.1. Composants parasites de type « circuit »

L'inductance de câblage, capacités de semi-conducteur, imperfections inductive ou capacitives des composants passifs. Ils modifient les formes d'onde théorique du convertisseur et créent les régimes parasites souvent oscillatoires à fréquence élevée. Ils se superposent aux formes d'ondes théoriques et interviennent directement sur le courant absorbé en mode différentiel (Fig. I.29).

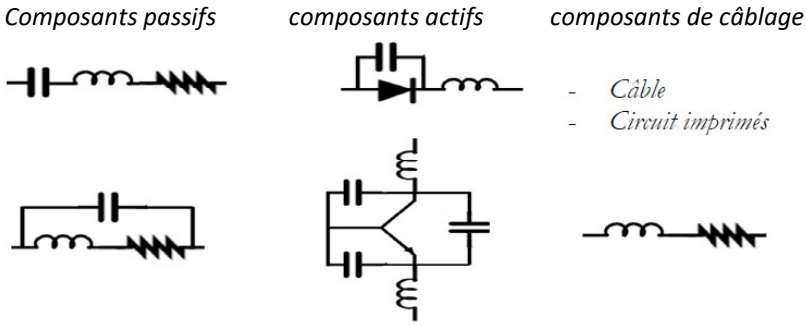


Figure I.29. *Composants parasites de type « circuit » [49].*

I.13.2. Composants parasites de couplage

Dans les structures étudiées, ils sont constitués essentiellement par les capacités boîtier-radiateur des semi-conducteurs ou de câblage vis-à-vis du châssis. Ces éléments sont répartis, mais leur rôle est prépondérant vis-à-vis des équipotentielles à forts dV/dt dans la structure (Fig. I.30).

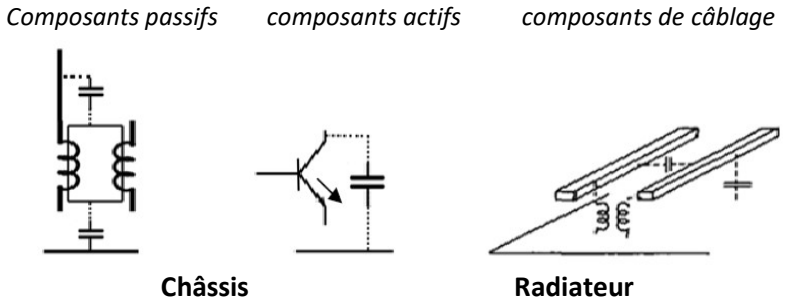


Figure I.30. *Composants parasites de couplage [49].*

I.14. METHODES DE MESURE DES EMISSIONS ELECTROMAGNETIQUES RAYONNEES

D'une manière générale, la caractérisation d'une émission électromagnétique rayonnée consiste à mesurer le niveau de champ électrique et/ou de champ magnétique généré par un circuit sous test. Elle consiste aussi à identifier le composant le plus intense au-dessus un circuit imprimé par exemple [50].

Parmi les méthodes de mesure d'émission rayonnée, nous pouvons citer la chambre à brassage de mode, la méthode de la cellule TEM, de la cellule GTEM, la IC-stripline et la méthode de champ proche [50].

I.14.1. Chambre à brassage de mode

La chambre est une cavité surdimensionnée par rapport à la longueur d'onde. La perturbation des modes propres de cette cavité conduit à un champ statistiquement homogène et isotrope dans l'enceinte de la chambre. Cette méthode de caractérisation est valide pour des fréquences supérieures à 100 MHz. Elle permet de faire des mesures en un minimum de temps. En chambre à brassage de modes, une puissance injectée modeste suffit à produire un champ important. Elle permet également de réaliser des mesures reproductibles [51] (Fig. I.31).



Figure I.31. *Chambre à brassage de mode (IEC 61967-7) [51].*

I.14.2. Méthodes des cellules TEM et GTEM

La norme IEC 61967-2 [52] indique comment mesurer les émissions rayonnées en utilisant une cellule TEM (Transverse ElectroMagnetic). Les mesures en cellule TEM reposent sur le principe d'une ligne de transmission constituée de deux plans de masse intercalés par un conducteur central appelé septum qui collecte le rayonnement du composant sous test. Au sein de cette cellule règne un champ électromagnétique uniforme. Sa propagation s'effectue selon un mode TEM, tant que la demi-longueur d'onde reste supérieure aux dimensions transversales de la cellule [53]. La carte comportant le composant sous test est de dimension 100 x 100 mm. A l'aide d'une cellule TEM, on peut caractériser des signaux dont la fréquence va de 1 MHz à 1 GHz. La méthode de la cellule GTEM est une extension de la méthode de la cellule TEM pour une utilisation à plus hautes fréquences (jusqu'à 18 GHz). La cellule est plus optimisée (Fig. I.32).



Figure I.32. *Méthodes des cellules TEM et GTEM (IEC 61967-2) [52].*

I.14.3. IC-Stripline

La méthode EMC-Strip-line est une méthode normalisée par la norme IEC 62132-8 pour la mesure d'émission EM des composants en mode rayonné. Cette méthode est une variante de la méthode TEM-cell. Elle utilise une structure strip-line pour la caractérisation de l'émission et de la susceptibilité EM d'un dispositif (Fig. I.33). Son principe consiste à alimenter le DST par une source extérieure de signaux puis de placer la ligne active directement au-dessus du DST qui est implanté sur une carte au format de la stripline. La caractérisation du champ EM est réalisée par la ligne active qui agit comme un récepteur de l'énergie rayonnée dans le cas de la détermination du champ rayonné par le DST. La même ligne peut également être utilisée comme un émetteur pour la génération d'une perturbation EM au DST pour la mesure d'une susceptibilité. Le champ mesuré par la ligne active est récupéré par un analyseur vectoriel du réseau (VNA) ou un analyseur de spectre qui est branché à l'une des extrémités de cette ligne. L'autre extrémité étant chargée à 50 Ω. L'avantage de cette méthode est qu'elle est moins encombrante que la méthode TEM, ce qui réduit le coût de sa réalisation et permet d'être utilisée à des fréquences élevées. Son inconvénient est le même que celui de la méthode TEM. Ainsi, la méthode EMC-stripline permet de caractériser les signaux à des fréquences qui vont de 150 kHz à 3 GHz [50].

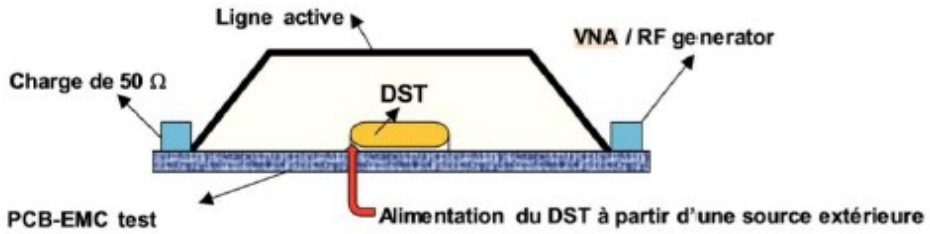


Figure I.33. *Méthode de : IC-Strip-line [50].*

I.14.4. Méthode de champ proche

La méthode de mesure champ proche permet de réaliser une mesure de l'émission électromagnétique rayonnée d'un circuit intégré par exemple en balayant sa surface. Elle repose sur l'utilisation de sonde de champ proche. Afin de mesurer toutes les composantes du champ rayonné, il faut employer une grande variété de sondes, notamment des sondes de champ électrique et des sondes de champ magnétique. Le déplacement de la sonde est assuré par un bras motorisé comportant trois axes de translations x, y et z ainsi que deux rotations selon x et y afin de tracer avec précision et souplesse la cartographie complète du champ rayonné par le dispositif sous test. Cette méthode de mesure permet d'étudier l'activité interne d'un circuit intégré par exemple. Des versions plus simples du banc de mesure de l'émission champ proche existent. Certaines comportent uniquement deux axes de translations [54] (Fig. I.34).

La méthode de mesure des émissions rayonnées que nous voudrons utiliser est la méthode de mesure de champ proche, en utilisant les sondes électriques et magnétiques à différentes positions.

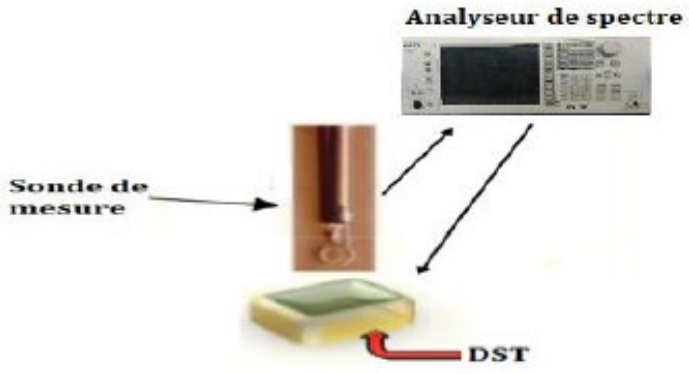


Figure I.34. *Méthode de mesure champ proche (IEC 61967-3) [54].*

I.15. INTERET DE LA MESURE DU CHAMP PROCHE

La mesure en champ proche d'un champ électromagnétique apporte de nombreuses informations sur la source d'émission, informations qui disparaissent lorsque l'onde plane se forme, telle que la géométrie de la source et la répartition des courants à sa surface. En effet, les cartographies permettent d'identifier les composants perturbateurs, les chemins privilégiés du courant, etc…, ce qui fait de cette technique un outil de diagnostic utile au cours des étapes de conception d'un produit.

Les mesures en champ proche peuvent être mises en œuvre pour : [55]

- Évaluer le niveau des émissions rayonnées et exploiter les cartographies des champs afin de repérer les zones de forte concentration du champ électromagnétique pouvant être à l'origine de dysfonctionnements.
- Détecter les modes de couplages non désirés dans des circuits intégrés, cartes électroniques numériques et analogiques, cartes électroniques de puissance, etc...
- Localiser les fuites dans le blindage.
- Valider les modèles de simulation.

I.16. METHODES DE MESURE DU CHAMP PROCHE

La méthode de mesure champ proche permet de réaliser une mesure de l'émission électromagnétique rayonnée d'un circuit en balayant sa surface. Elle repose sur l'utilisation de sonde de champ proche. Afin de mesurer toutes les composantes du champ rayonné, il faut employer une grande variété de sondes, notamment des sondes de champ électrique et des sondes de champ magnétique. Le déplacement de la sonde est assuré par un bras motorisé comportant trois axes de translations x, y et z ainsi que deux rotations selon x et y afin de tracer avec précision et souplesse la cartographie

complète du champ rayonné par le dispositif sous test. Cette méthode de mesure permet d'étudier l'activité interne d'un circuit quelconque. Des versions plus simples du banc de mesure de l'émission champ proche existent. Certaines comportent uniquement deux axes de translations [37].

Pour effectuer une mesure du champ proche, il existe deux méthodes :

- Méthodes de mesure directe.
- Méthodes de mesure indirecte.

I.16.1. Méthodes de mesure directe

I.16.1.1. Méthode directe utilisant un capteur électro-optique

La méthode de mesure électro-optique externe est basée sur l'utilisation d'un cristal électro-optique que l'on va plonger dans le champ électromagnétique rayonné par le circuit sous test. Les sondes utilisant des cristaux électro-optiques mesurent seulement le champ électrique.

Afin de mesurer le champ magnétique, on remplace les cristaux électro-optiques par des cristaux magnéto-optiques (Fig. I.35).

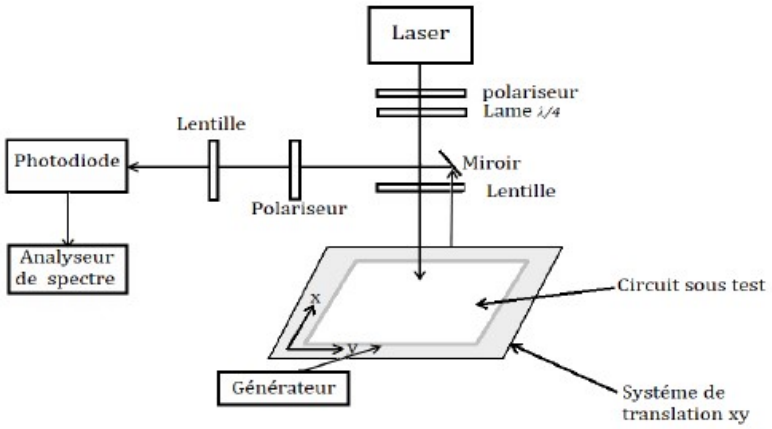


Figure I.35. *Schéma du banc de mesure électro-optique interne [51].*

I.16.1.2. Méthode directe utilisant des sondes électroniques

La méthode de mesure directe par sonde électronique utilise une petite antenne ou sonde, elle est simple à mettre en œuvre. Cette sonde est placée dans l'environnement proche du dispositif à caractériser et la cartographie du champ électromagnétique est obtenue en effectuant un balayage de la sonde à la surface du dispositif ou en déplaçant le dispositif sous la sonde [51] (Fig. I.36). Dans notre travail, nous avons utilisé cette méthode pour la mesure des émissions électromagnétiques rayonnées.

Cette méthode de mesure permet la caractérisation du rayonnement électromagnétique en champ proche émis par un composant électronique. Il s'agit de réaliser une cartographie de l'émission du composant sous test à une hauteur donnée. Elle permet de localiser les sources de rayonnement, de connaître la répartition et la valeur du champ ainsi que les chemins de courants privilégiés. La technique de mesure

utilisée est la cartographie de champ proche (Near Field Scan (NFS)) [56]. Afin de caractériser cette émission, nous utilisons un scanner du champ proche [57, 58]. Cette technique repose sur l'utilisation de sondes de mesure à base de boucles magnétiques miniatures [59] ou de dipôles électriques.

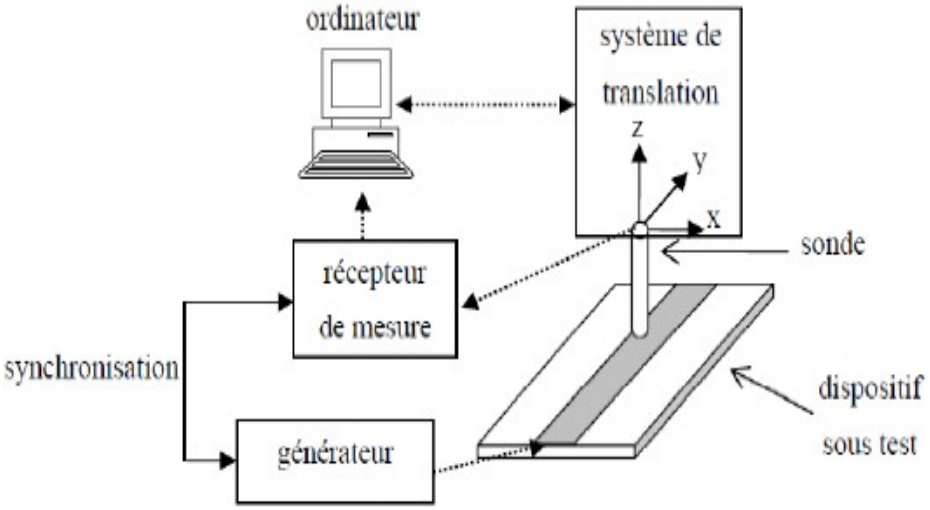


Figure I.36. *Exemple de banc de mesure utilisant des sondes électroniques [51].*

La sonde est déplacée au-dessus du composant électronique pour connaître la valeur du champ en tout point de la surface à cartographier. La détection du champ électromagnétique est effectuée en utilisant, par exemple, un détecteur à diode, un analyseur de spectre ou un analyseur de réseau. Les montages expérimentaux utilisant un analyseur de spectre permettent des mesures en amplitude des émissions. Pour cela, le premier port de l'analyseur est connecté à la sonde. Les sondes sont connectées en utilisant des lignes de transmission telles que des câbles coaxiaux. Un amplificateur peut être utilisé afin d'améliorer la sensibilité du banc de mesure (Fig. I.37).

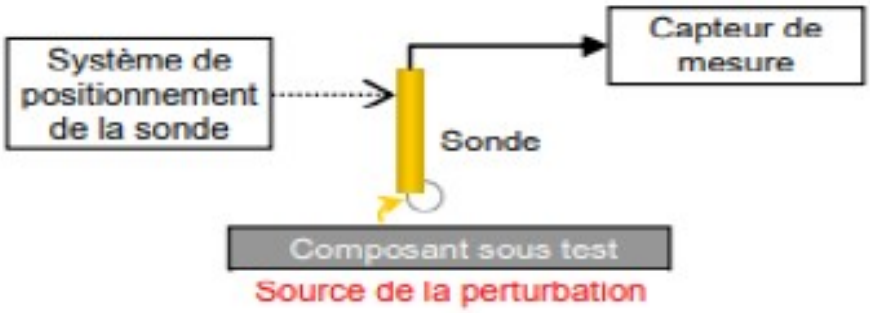


Figure I.37. *Description de la mesure d'émission utilisant des sondes électroniques [51].*

La figure I.38 décrit la procédure d'une mesure en champ proche. Elle est constituée de deux étapes principales : une première de configuration puis une seconde de mesure.

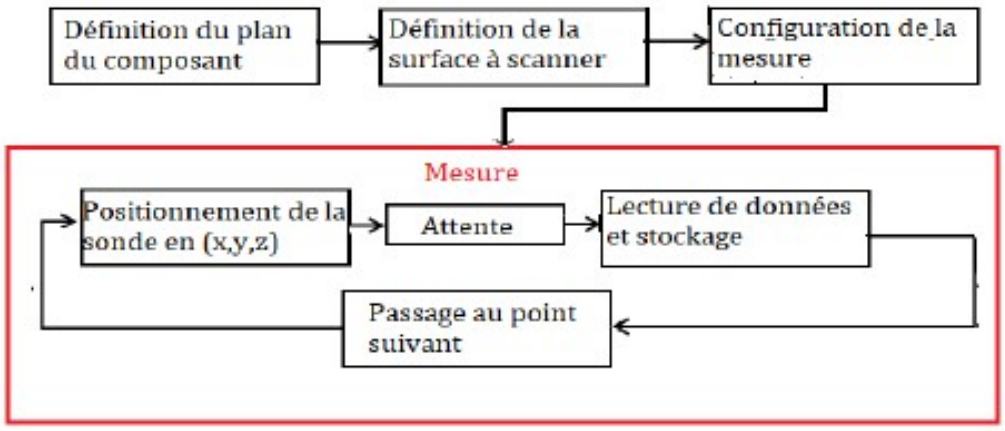


Figure I.38. *Ordre des tâches pour une mesure d'émission champ proche [51].*

L'étape de configuration se décompose en trois parties qui sont validées avant la mesure proprement dite : la définition du plan du composant, la définition de la surface à cartographier et la configuration des appareils et des paramètres de mesure. Ensuite, l'étape de la mesure se fait en déplaçant la sonde au-dessus du composant sous test CST. Pour chaque position, un temps d'attente permet de stabiliser la sonde et de régler les appareils avant de faire la lecture des données.

On recommence cette étape jusqu'au dernier positionnement de mesure initialement défini. Cette procédure est valable aussi bien pour une mesure d'émission que pour une mesure de susceptibilité. En effet, les différences entre ces deux types de mesures se situent lors de la configuration des appareils de mesure et lors de la lecture et le stockage des mesures elles-mêmes [51].

I.16.2. Méthode de mesure indirecte par rétro- diffusion

Cette méthode repose sur l'utilisation d'une sonde servant de diffuseur. Ce dernier doit être placé à proximité du dispositif à tester pour qu'il vienne perturber son environnement électromagnétique proche. Le but est de moduler le couplage du champ rayonné par la source à tester grâce au diffuseur. Il existe alors plusieurs moyens pour obtenir cette modulation du signal capté :

- Modulation par voie mécanique : la modulation s'obtient, soit en jouant sur l'orientation du diffuseur, soit en agissant directement sur le diffuseur, en modifiant sa forme ou ses caractéristiques électriques.
- Modulation par voie électrique : la modulation peut être issue d'un générateur BF relié au diffuseur.
- Modulation par voie optique.

Il est ensuite nécessaire de différencier le signal BF du signal HF afin de pouvoir récupérer les informations sur le champ électromagnétique. Pour ce faire, il existe deux techniques : la méthode mono-statique et la méthode bi-statique. Dans le premier cas,

c'est l'équipement sous test lui-même qui récupère le signal. Dans le deuxième cas, le signal est récupéré par une antenne annexe [35] (Fig. I.39).

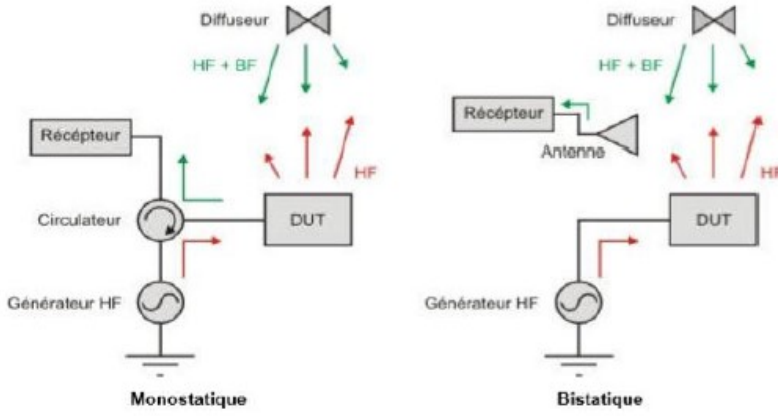


Figure I.39. *Méthode de mesure indirecte par rétro-diffusion [35].*

I.17. 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.17.1. Blindage

Un blindage ou un écran électromagnétique (Fig. I.40) est une enveloppe conductrice qui sépare l'espace en deux régions, l'une contenant des sources de champs électromagnétiques et 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 [35].

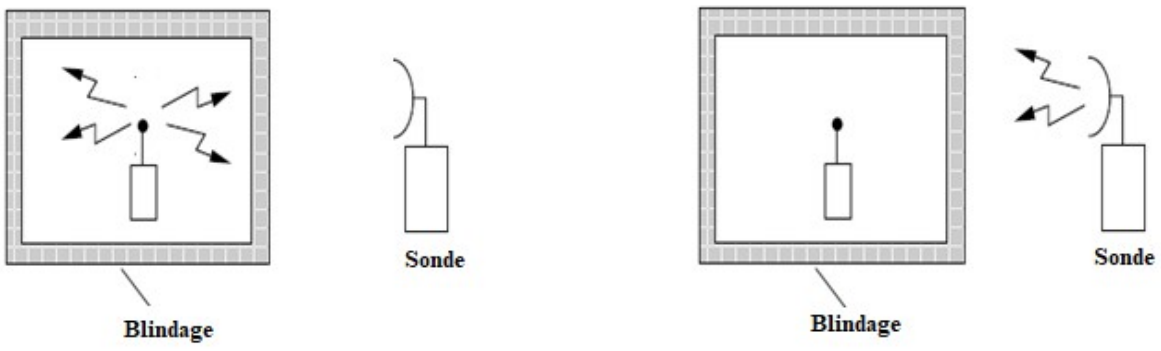


Figure I.40*. Blindage ou écran électromagnétique (a) Contenir les émissions rayonnées ; (b) exclure les émissions rayonnées : [56]*

I.17.2. Filtrage

Les filtres ont pour fonction de laisser passer les signaux utiles et de supprimer la partie indésirable du signal transmis (Fig. I.41).

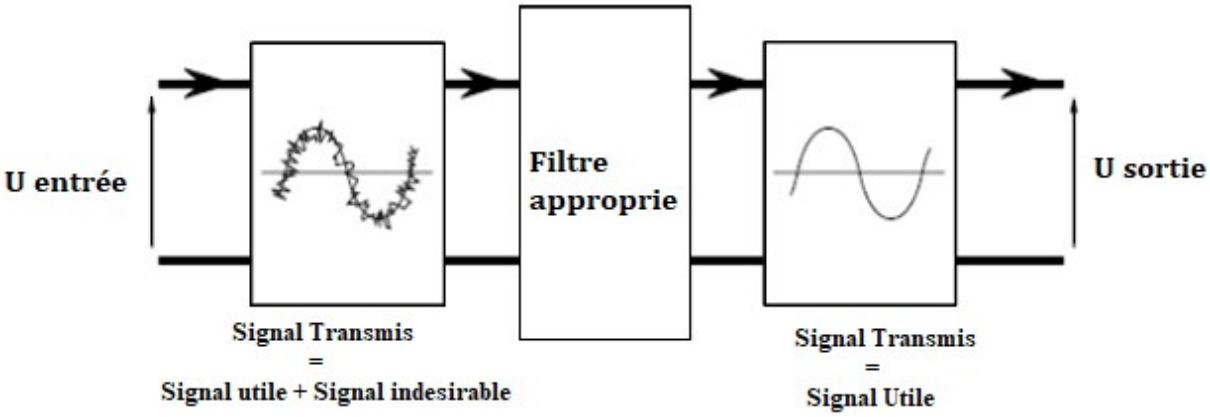


***Figure I.41**. Filtrage des perturbations [35].*

I.17.3. Ferrites

Ce sont des filtres de mode commun en *HF* (Fig. I.42). Les ferrites sont constituées de matériaux à forte perméabilité magnétique μ_r.

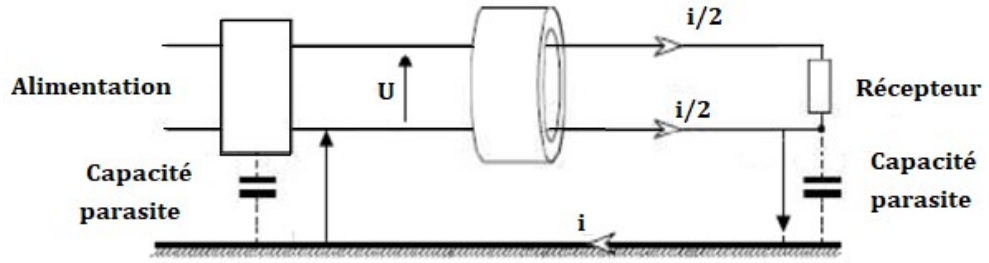


***Figure I.42**. Filtrage HF en mode commun par Ferrite [35].*

I.17.4. 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.43). 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) [37].

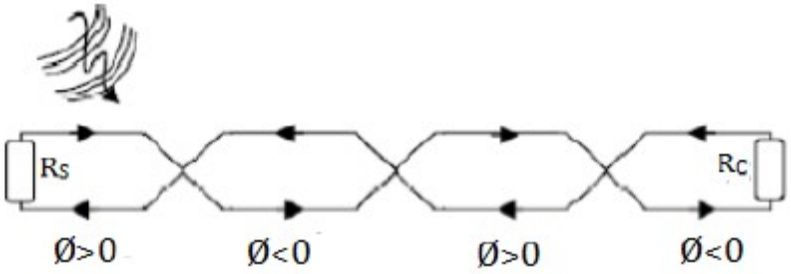


***Figure I.43.** Diminution du champ magnétique par le principe de torsadage [37].*

I.18. CONCLUSION

Ce chapitre regroupe un ensemble d'information nous permettant d'élargir les connaissances sur la notion de la compatibilité électromagnétique (CEM), et les techniques de couplage électromagnétique. Nous avons présenté un aperçu sur les différents types de perturbations électromagnétiques qui peuvent prendre plusieurs formes qu'on a pu voir précédemment et se propagent soit par rayonnement ou par conduction de la source à la victime. Nous avons vu que pour une compréhension claire des phénomènes de la CEM, le couplage électromagnétique porte une grande importance car en définitive, une des meilleures façons de résoudre les problèmes de CEM consiste justement à réduire au maximum ces couplages

Nous avons étudié l'ensemble de deux champs électriques et magnétiques couplés qui donnent le champ électromagnétique pour mesurer l'onde dans les champs proche et lointain. Nous nous sommes intéressés à la description et à la présentation des méthodes et outils retenus pour l'étude des émissions électromagnétiques rayonnées. Le choix d'une méthode dépend de l'objectif visé, du temps et du coût de leur mise en œuvre.

Nous avons montré l'intérêt de la mesure du champ proche parmi toutes ces méthodes. Cela nous a amené à décrire plus précisément les moyens utilisés pour parvenir à caractériser correctement l'émission des composants. Le scanner du champ proche est au centre de cette technique de mesure et est l'objet principal de ce chapitre.

Dans le chapitre suivant on va étudier et évaluer les bruits électromagnétiques des composants électroniques actifs et passifs à haut fréquence, puis les perturbations conduites dans les convertisseurs suivants : pont de diode AC/DC et dans un hacheur série DC/DC, ensuite l'association redresseur-hacheur série. Les mesures seront effectuées par des essais expérimentaux et par la simulation sous logiciel LTspice.

Chapitre 2

Simulation et Mesure des Perturbations Conduites dans les Composants de Puissance et dans les Convertisseurs Statiques

Chapitre 2
Simulation et Mesure des Perturbations Conduites dans les Composants de Puissance et dans les Convertisseurs Statiques

INTRODUCTION

Les dispositifs de l'électronique de puissance sont parmi les équipements les plus utilisés dans tous les domaines. L'augmentation des performances de ces dispositifs rend d'une part leur facteur d'interférences électromagnétiques très important ; d'autre part, les recherches CEM sont de plus en plus intéressées par les études sur les sources de perturbations électromagnétiques, leurs chemins de propagations et les méthodes de réduction de ces perturbations électromagnétiques.

La conversion d'énergie en électronique de puissance nécessite au minimum deux phases complémentaires, le découpage et le stockage d'énergie. Ces deux tâches sont rendues possibles à l'aide de composants spécifiques de l'électronique de puissance (*composants de puissance actifs et passifs*). Le découpage est assuré par des interrupteurs de puissance à base de semi-conducteurs. On trouve deux types d'interrupteurs : des interrupteurs à commutation commandée (*MOSFET, IGBT, thyristor, etc*…) et d'autres à commutation non commandée (*diodes*). Le stockage d'énergie s'effectue dans des composants passifs (*condensateurs et inductances*).

L'énergie électrique remplit des fonctions de plus en plus variées grâce à la généralisation de l'utilisation de convertisseurs statiques. Ces convertisseurs sont basés sur l'utilisation de composants semi-conducteurs en commutation qui génèrent des variations rapides de tension (dv/dt) et/ou de courant (di/dt). Ceci engendre des perturbations électromagnétiques (PEM) qu'il faut minimiser afin de respecter les normes de compatibilité électromagnétiques (CEM).

Ce chapitre est consacré à l'étude des perturbations électromagnétiques conduites dans les systèmes de conversion d'énergie électrique. Nous commencerons par l'étude du comportement des différents composants de puissance (*actifs et passifs*) à haute fréquence ainsi que l'évaluation de leur bruit électromagnétique en utilisant en premier lieu la simulation avec le logiciel Ltspice qui présente beaucoup d'avantage dans son

utilisation, les résultats obtenus vont être validés ensuite par des mesures expérimentales.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous nous intéressons à étudier les caractéristiques des interférences électromagnétiques dans les convertisseurs AC/DC et DC/DC et leurs types. Nous avons réalisé deux convertisseurs : un redresseur en pont de diode et un hacheur série. Ensuite on a effectué des mesures des émissions conduites générées par ces convertisseurs et aussi l'association des deux avec la simulation en utilisant le logiciel Ltspice. Les résultats obtenus vont être validés par des essais expérimentaux réalisés au laboratoire APELEC (Université Djilali Liabès de Sidi Bel-Abbès).

II.1. COMPOSANTS PASSIFS

Tous les composants passifs, à savoir les résistances, les condensateurs et les bobines, possèdent des éléments parasites qui impactent fortement le comportement de l'impédance en fonction de la fréquence et peuvent faire apparaître des résonances. Les parasites peuvent être classés en trois effets (effets résistifs, effets inductifs et effets capacitifs) : [12].

- Les effets résistifs proviennent de la résistance au passage d'un courant dans les matériaux utilisés. Ces effets dépendent des caractéristiques géométriques et physiques de ces matériaux. Ils peuvent être considérés comme invariants dans un certain domaine de fréquence ou, au contraire, dépendent de la fréquence, notamment en raison des effets de peau et de proximité.
- Les effets inductifs apparaissent dès lors qu'un circuit est traversé par un courant, lequel crée un champ et un flux magnétiques par la boucle formée par ce circuit. La notion même et la valeur d'une inductance dépendent de ce flux magnétique généré et de son environnement.
- Les effets capacitifs apparaissent lorsque deux surfaces conductrices ne sont pas portées au même potentiel. La capacité apparente dépend de la géométrie des surfaces, de leur position relative ainsi que du type du matériau (permittivité électrique du diélectrique) qui les sépare

II.1.1. Résistances

La résistance est un composant passif commun mais « boudé » en électronique de puissance car étant le siège de pertes énergétiques [60]. Elle est essentiellement utilisée dans les circuits électriques, les filtres et dans l'électronique de commande des convertisseurs. Elle se présente généralement sous trois formes différentes : la résistance en carbone, la résistance à fil bobiné et la résistance à film [12].

II.1.2. Condensateurs

Les condensateurs sont indispensables à la réalisation d'un convertisseur. On les retrouve notamment dans les filtres d'entrée et de sortie, parfois dans le cœur de conversion. Ils sont également indispensables dans les convertisseurs à résonance et à commutations douces. Un condensateur est un composant passif qui stocke l'énergie sous forme d'un champ électrique [61]. Dans sa conception la plus simple, un condensateur est constitué de deux plaques conductrices séparées par un matériau isolant appelé *diélectrique*. La capacité est directement proportionnelle aux surfaces des plaques, et elle est inversement proportionnelle à la distance entre les plaques. La capacité dépend aussi du constant diélectrique du matériau séparant les plaques.

La réactance de la capacité est donnée en régime sinusoïdal par :

$$X_c = \frac{1}{\omega.C} = \frac{1}{2\pi.fC} \quad \text{(II-1)}$$

Où : X_c, ω, f et C représentent respectivement : la réactance de la capacité, la pulsation angulaire, la fréquence et la capacité.

Il existe différents types de condensateurs aux propriétés bien différentes. Il est nécessaire de comprendre la relation entre propriétés et technologies pour concevoir et dimensionner correctement un convertisseur. L'existence d'un diélectrique implique des pertes non négligeables ; cela est généralement modélisé sous la forme d'une *résistance série équivalente* nommée « ESR ». L'ESR correspond à l'un des principaux paramètres à considérer lors du choix d'une technologie : outre les pertes, elle fixe grandement les comportements fréquentiels d'utilisation d'un condensateur. L'ESR dépend par ailleurs beaucoup de la fréquence et de la température. Un autre paramètre déterminant pour les caractéristiques fréquentielles est *l'inductance série équivalente* ESL : ce paramètre forme avec la capacité une résonance à 10 kHz avec certains condensateurs électrolytiques, jusqu'à 100 MHz ou plus avec des puces de type céramique montées en surface (CMS)[12].

II.1.3. Bobines

Les bobines, comme les condensateurs, sont indispensables à l'électronique de puissance. On les retrouve notamment dans les filtres et dans le cœur de tout convertisseur. Elles sont également indispensables dans les convertisseurs à résonance et à commutations douces. Une bobine est un composant passif qui stocke l'énergie sous la forme d'un champ magnétique [62]. Elle est constituée au minimum d'une simple boucle conductrice. Le plus souvent, il s'agit d'un enroulement à plusieurs spires. De manière courante, cet enroulement est effectué autour d'un matériau magnétique ou d'un ensemble de matériaux formant le circuit magnétique afin de canaliser le champ magnétique, diminuer les pertes et augmenter la valeur de l'inductance. L'inductance dépend du nombre de spires, de la géométrie et des matériaux environnants (Fig. II.1).



a) *b)*

Figure II.1. *Bobines autour d'un matériau magnétique : a) Torique ; b) bâtonnet [12].*

La réactance inductive est définie en régime sinusoïdal par :

$$X_L = L.\omega = L.2.\pi.f \quad \text{(II-2)}$$

Où : X_L, ω, f et L représentent respectivement la réactance inductive, la pulsation angulaire, la fréquence et l'inductance.

II.2. COMPOSANTS ACTIFS

Les évolutions successives des technologies ont amené les composants semi-conducteurs à des performances toujours plus élevées, visant en premier lieu à améliorer les caractéristiques électriques nominales des composants (courant, tension, fréquences de commutation). Par ailleurs, de nouvelles applications incitent à la réduction des volumes et des masses des différents systèmes.

Les composants actifs comportent : les diodes, les MOSFETs ((Metal Oxyde Silicium Field Effect Transistor), IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) et les thyristors.

Pour montrer le rôle qu'un *interrupteur* peut remplir dans le plan [tension *v* aux bornes l'interrupteur- courant *i* traversant l'interrupteur], la figure II.2 indique :

- les branches de caractéristiques où il peut travailler.
- les changements de branches qu'il peut assurer [63].

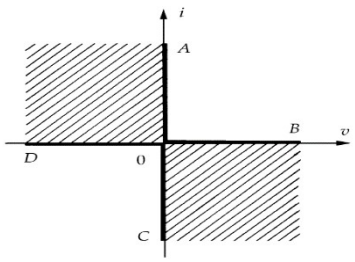


Figure II.2. *Quadrants du plan [v, i] [63].*

II.2.1. Diode

La diode est un interrupteur non commandé très fréquemment utilisé, non seulement indispensable mais omniprésent dans les systèmes d'électronique de puissance.

- ***Fonctionnement de la diode***

La diode est un composant à deux électrodes, l'anode A et la cathode K, sans électrode de commande. Son fonctionnement, lui, est totalement imposé par le circuit dans lequel elle est insérée.

♦ Quand ce circuit tend à faire passer un courant dans le sens direct ou perméable, c'est-à-dire de A vers K, la diode est conductrice ou passante.

♦ Quand ce circuit applique une tension négative ou inverse à ses bornes, la diode est bloquée ou isolante.

La figure II.3 montre le symbole représentatif de la diode et les deux segments de sa caractéristique statique simplifiée. Le passage d'un segment à l'autre, dans un sens ou dans l'autre, s'effectue nécessairement par le point *O*; les commutations sont spontanées [63].

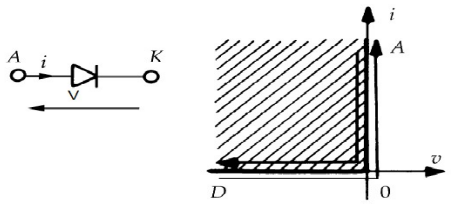


Figure II.3. *Symbole et la caractéristique statique de la diode [63].*

II.2.2. Transistor MOSFET

Le MOSFET est un composant de puissance très communément répandu en électronique de puissance. Basé sur le transistor à effet de champ, le MOSFET a eu de multiples évolutions depuis son invention dans les années 70. Il est couramment utilisé pour sa capacité à travailler à des fréquences élevées et son faible courant de commande de gâchette [12].

➢ *Fonctionnement du Transistor MOSFET*

Dans le transistor MOSFET, le circuit de puissance est relié au drain D et à la source S, le circuit de commande est branché entre la grille G et la source (Fig. II.4).

Les transistors MOSFET ont une *commande en tension*. Le circuit entre grille et la source se comporte comme une capacité qu'il faut charger ou décharger. Une tension v_{GS} négative ou nulle maintient le point de fonctionnement sur la branche OB. En donnant à v_{GS} une valeur positive suffisante, on fait passer ce point sur la branche OA.

Lors du changement du signal de commande (courant i_B ou tensions v_{GS}), le point de fonctionnement s'écarte brièvement des branches OA et OB. Pour passer de l'une à l'autre, il décrit dans le plan (v–i) une trajectoire qui dépend des caractéristiques du circuit dans lequel le transistor est inséré. Ce passage entraîne des pertes par commutation significatives au niveau du composant, comme il est indiqué dans la figure II.4.

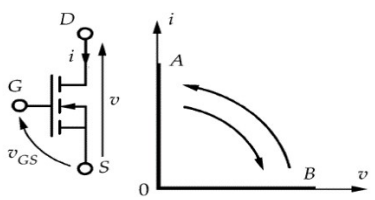


Figure II.4. *Symbole et caractéristique statique du transistor MOSFET [63].*

II.2.3. Transistor IGBT

Depuis ses débuts en 1980, l'IGBT a pris une importance énorme pour arriver à l'heure actuelle à concurrencer tous les autres interrupteurs de puissance :Bipolaire, MOSFET, GTO, etc… En effet, l'IGBT est l'un des composants en électronique de puissance le plus utilisé actuellement. Il est présent dans les domaines de la moyenne et forte puissance. Il associe les avantages des transistors BJT "*Bipolar Jonction Transistor*" (tensions et courants élevés) et ceux des transistors MOSFET (rapidité des commutations, énergie de commande faible) [64].

- ***Fonctionnement du Transistor IGBT***

Dans le transistor l'IGBT, l'accès de puissance est formé par le collecteur C et l'émetteur E, l'accès de commande par la grille G et l'émetteur (Fig. II.5).

Les transistors IGBT ont une *commande en tension*. Le circuit entre grille et émetteur se comporte comme une capacité qu'il faut charger ou décharger. Une tension v_{GE} négative ou nulle maintient le point de fonctionnement sur la branche OB. En donnant à v_{GE} une valeur positive suffisante, on fait passer ce point sur la branche OA.

Lors du changement du signal de commande (courant i_B ou tensions v_{GE}), le point de fonctionnement s'écarte brièvement des branches OA et OB. Pour passer de l'une à l'autre, il décrit dans le plan (v–i) une trajectoire qui dépend des caractéristiques du circuit dans lequel le transistor est inséré. Ce passage entraîne des pertes par commutation significatives au niveau du composant (Fig. II.5).

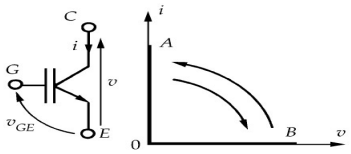


Figure II.5. *Symbole et caractéristique statique du transistor IGBT [64].*

II.2.4. Thyristor

Le thyristor est parmi les premiers interrupteurs de puissance développés, utilisés pour des applications très haute tension et très forte puissance. Aujourd'hui, on le retrouve dans certaines applications de très fortes puissances. Avec l'arrivée des composants de fortes puissances contrôlables d'un thyristor à l'ouverture et à la fermeture comme l'IGBT, le thyristor devient de moins en moins utilisé [64].

- ***Fonctionnement du Thyristor***

Un thyristor comporte trois bornes : l'anode Aet la cathode K, entre lesquelles il joue le rôle d'interrupteur, et la gâchette G qui forme avec la cathode l'accès de commande (Fig. II.6).

♦ En l'absence du signal de commande (c'est-à-dire à courant i_G nul), le composant, bloqué lorsque la tension v est négative (branche OD), le reste si v devient positive (branche OB).

♦ Lorsque la tension *v* est positive, on peut passer de OB à OA en envoyant un courant de commande i_G positif. La fermeture de l'interrupteur s'effectue donc par injection d'un courant de commande. Mais, dès que le courant *i* dépasse une certaine valeur appelée « *courant d'accrochage* », le composant se verrouille à l'état passant et on peut supprimer la commande sans entraîner un retour sur la branche OB.

♦ Le retour à l'état bloquant ne peut s'opérer que de manière spontanée par passage de la branche OA à la branche OD. Le point de fonctionnement doit ensuite se maintenir sur cette branche pendant un temps suffisant, appelé temps de désamorçage, pour que le thyristor reste bloqué quand la tension *V* redevient positive.

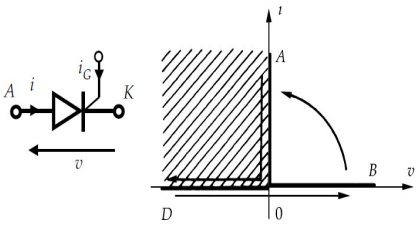


Figure II.6. *Symbole et caractéristique statique du thyristor [63].*

II.3. MODELISATION DES COMPOSANTS PASSIFS

Les étapes de modélisation des composants passifs sont les suivantes :

1. La modélisation commence par le choix d'un modèle électrique équivalent du composant (résistance, condensateur, inductance).

2. Les modèles développés dans ces travaux sont de deux types :

- Des modèles analytiques, basés sur les propriétés géométriques et physiques du composant.
- Des essais expérimentaux basés sur les mesures de comportement du composants temporelle et fréquentielle, qui nous permet d'obtenir des résultats satisfaisants et ceci, de manière régulière, puis les comparer avec les résultats obtenus par les références [65-67].

II.3.1. Modèle de Résistance

Le modèle équivalent de résistance que nous considérons est commun aux différents types évoqués. Ce modèle est illustré sur la figure II.7.

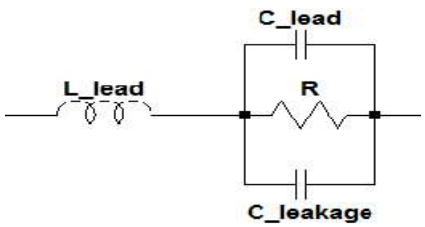


Figure II.7. *Modèle équivalent d'une résistance [12].*

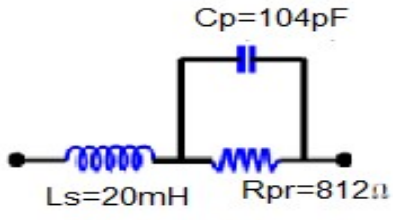
Le modèle est construit autour d'une résistance R qui doit être proche de la résistance nominale. L'inductance série équivalente L_{lead} ainsi que les capacités C_{lead} (liées aux connectiques) et $C_{leakage}$ (capacité de fuite) permettent de compléter le modèle. Vu que les deux capacités en question sont en parallèle, on peut simplifier le modèle équivalent en les remplaçant par une capacité équivalente :[12]

$$C_{eq} = C_{lead} + C_{leakage} \quad \text{(II-3)}$$

- ***Exemple de modélisation***

Nous détaillons dans ce paragraphe l'exemple de l'établissement d'un modèle haute fréquence, pour une résistance R=820 Ω. La figure II.15 montre la comparaison entre le module et la phase de l'impédance mesurée du composant et l'impédance du modèle identifié avec l'algorithme d'évolution différentielle.

La réponse fréquentielle pour une résistance idéale est une phase nulle pour toute la plage de fréquences. Cependant, le comportement réel des résistances diverge du modèle idéal à haute fréquence [65, 66]. Comme le montre la figure II.8, le comportement réel d'une résistance fait intervenir les trois éléments suivants : [65, 67]

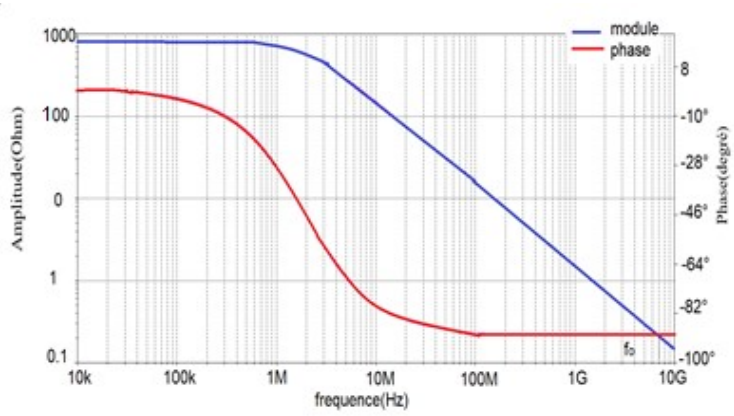


R_{pr} : résistance propre
L_s : inductance parasite
C_p : capacité parasite parallèle

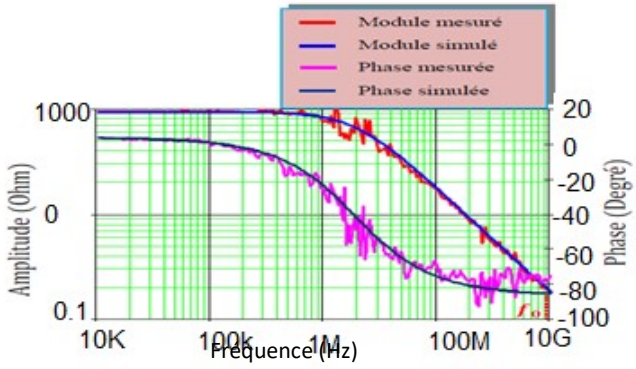
Figure II.8. *Schéma équivalent d'une résistance dans le cas réel [65].*

Nous allons simuler le comportement fréquentiel et le comportement physique mesurable d'une résistance afin de mettre en évidence l'effet de la fréquence sur l'impédance de la résistance. Dans la figure II.9, on a représenté la variation fréquentielle de l'impédance d'une résistance R = 820 Ω. Dans cette figure les résultats présentés sont comparés aux résultats de mesure tirés de la référence [65].

L'analyse de ces résultats montre qu'aux basses fréquences, le comportement de la résistance est proche de celui d'une résistance idéale. Avec l'augmentation de la fréquence, l'impédance de la capacité parasite C_p diminue ($X_P = 1/jc\omega$) et par conséquent l'impédance de la résistance diminue jusqu'à la fréquence f_0 car la résistance et la capacité parasite en parallèle comme indique dans le modèle de résistance. Où l'inductance parasite L_s et le condensateur parasite C_p résonnant. A cette fréquence f_0 l'impédance de la résistance est minimale.



a)



b)

Figure II.9. *Comportement fréquentiel d'un film métallique : a) Nos résultats de simulation ; b) Résultats issus de la référence [65].*

II.3.2. Modèle du condensateur

Un circuit équivalent généralisé pour les condensateurs pourra être construit (Fig. II.10), mais les valeurs des éléments de ce modèle diffèrent selon les types de condensateurs. Les parties conductrices du composant introduisent une inductance L_{lead} et une capacité C_{lead}.

D'autre part, les plaques du condensateur introduisent elles même une résistance R_{plate}. Le diélectrique entre les plaques du condensateur est modélisé par une grande résistance $R_{dielectric}$ placée en parallèle à la capacité nominale du composant C [12].

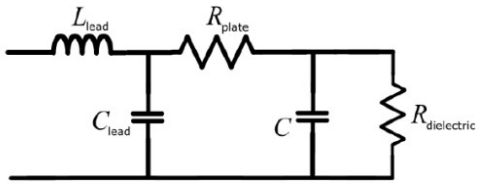


Figure II.10. *Modèle équivalent du condensateur [12].*

La capacité des parties conductrices C_{lead} est généralement faible devant la capacité nominale et peut être négligée. De même, la résistance du diélectrique est très grande et pourra être considérée comme un circuit ouvert. En éliminant ces deux paramètres, le

modèle équivalent pourra être réduit à la capacité nominale, en série avec la résistance des plaques et l'inductance des parties conductrices. Le modèle est présenté dans la figure II.11.

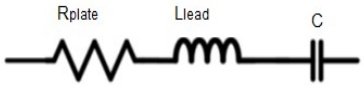


Figure II.11. *Modèle équivalent simplifié du condensateur [12].*

La résistance des plaques R_{plate} est nommée souvent *ESR (Equivalent Serial Résistance*) et l'inductance des parties conductrices L_{lead} est nommée souvent *ESL* (*Equivalent Serial Inductance*). En calculant l'impédance équivalente de ce modèle, on obtient la relation suivant :

$$Z_{eq} = ESR + j\omega.ESL + \frac{1}{j.C\omega} = ESR + j\left(\omega.ESL - \frac{1}{C\omega}\right) \quad \text{(II-4)}$$

Ce modèle du condensateur reflète un comportement variable selon la fréquence :

-Pour les basses fréquences, *ESL* se comporte comme un court-circuit et la capacité *C* comme un circuit ouvert. Le modèle en totalité se comporte donc comme un circuit ouvert vu que Z_{eq} va tendre vers l'infini, plus exactement comme un condensateur.

- Avec l'augmentation de la fréquence, l'impédance du condensateur diminue, l'impédance totale également jusqu'à atteindre un minimum où :

$$\omega.ESL = \frac{1}{\omega.C} \quad \text{(II-5)}$$

Pour cette pulsation particulière ω, le circuit atteint sa résonance et la partie imaginaire et la phase de l'impédance s'annule ; au-delà de la fréquence de résonance, l'impédance de l'inductance augmente linéairement ; l'impédance totale augmente.

La résistance ESR n'a pas une valeur constante pour tous les condensateurs. Ce facteur constitue une différence entre les diverses technologies. Dans tous les cas, le modèle reste le même.

- ***Exemple de modélisation***

Comme le montre la figure II.12, dans la réalité, le comportement du condensateur *C* fait intervenir les trois éléments suivants [65, 67]:

C_{PR} : condensateur propre.

R_s : résistance parasite série du fils de connexion et aux résistances internes.

L_s : inductance parasite série due aux fils de liaison

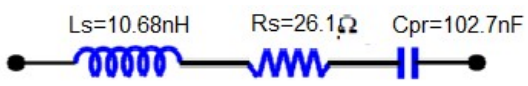


Figure II.12. *Schéma équivalent d'un condensateur en régime réel [65].*

Dans la figure II.13, nous présentons les variations fréquentielles de l'impédance d'un film en polypropylène dont la capacité *C* vaut 100nF, obtenues par simulation et de mesure que nous comparons aux résultats tirés de la référence [65].

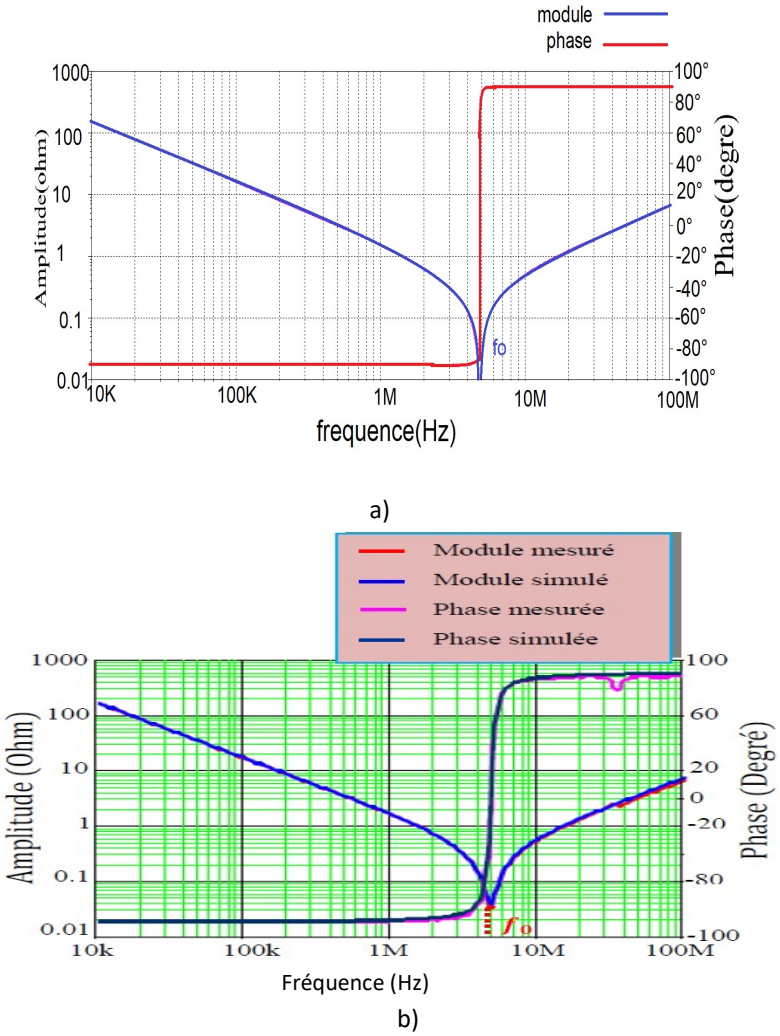


Figure II.13. *Comportement fréquentiel de l'impédance d'une capacité polypropylène :a) Nos résultats de simulation, b) Résultats issus de la référence [65].*

L'analyse de ces résultats montre qu'aux basses fréquences, l'influence de l'inductance parasite série est négligeable. Avec l'augmentation de la fréquence l'impédance du condensateur décroît linéairement avec une phase qui approche de -90°. Jusqu'à la fréquence de résonance f_0, l'impédance du condensateur étant égale à résistance interne R_s. Au-dessus de la fréquence f_0. L'impédance de l'inductance L_s augmente linéairement avec une phase qui rapproche de +90°, alors l'impédance du condensateur *C* augmente aussi.

II.3.3. Modèle de la Bobine

Comme les autres composants passifs, un modèle équivalent généralisé pour les bobines peut être construit comme il est illustré dans la figure II.14.

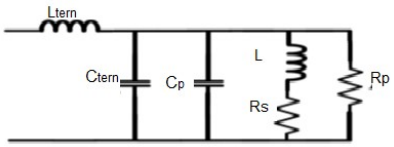


Figure II.14. *Modèle équivalent de la bobine [12].*

- ✓ La partie conductrice des terminaisons introduisent une inductance L_{term} et une capacité C_{term};
- ✓ Une résistance équivalente en série R_s qui prend en compte la partie résistive du cuivre des spires ;
- ✓ Une capacité équivalente en parallèle C_p qui représente les capacités entre les différentes spires de la bobine ;
- ✓ Une résistance équivalente en parallèle qui représente les pertes fer de la bobine R_p.
- ✓ L'inductance nominale L.

Ce modèle pourra être simplifié en négligeant l'inductance des terminaisons L_{term} et en remplaçant les capacités par une capacité équivalente C_{tot}.

Comme pour les cas précédents, le comportement de l'impédance du modèle équivalent est étudié en fonction de la fréquence :

- ✓ pour les basses fréquences, la résistance série domine et l'impédance est très proche de la valeur de R_s car R_p est très élevée ;
- ✓ lorsque la fréquence augmente, l'inductance nominale L commence à dominer jusqu'à une certaine fréquence de résonance proche de celle de ω_r;
- ✓ à la fréquence de résonance, la phase sera nulle et l'impédance aura une valeur très proche de celle de R_p;
- ✓ après la fréquence de résonance, la capacité parasite commence à dominer le circuit équivalent. Dans cette plage de fréquence, l'impédance diminue avec la fréquence vue que le comportement est capacitif [12].

➢ *Exemple de modélisation*

A l'inverse du comportement du condensateur, le module de l'inductance croit linéairement en fonction de la fréquence avec une phase qui tend vers +90° sur toute la plage de fréquences. Dans la réalité, le comportement de l'inductance fait intervenir trois éléments comme le montre la figure II.15 [65, 67].

Où L_{pr}: inductance propre, R_s : résistance série du fil, C_p : capacité parasite.

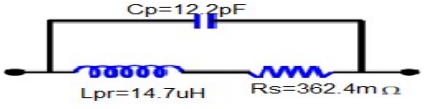
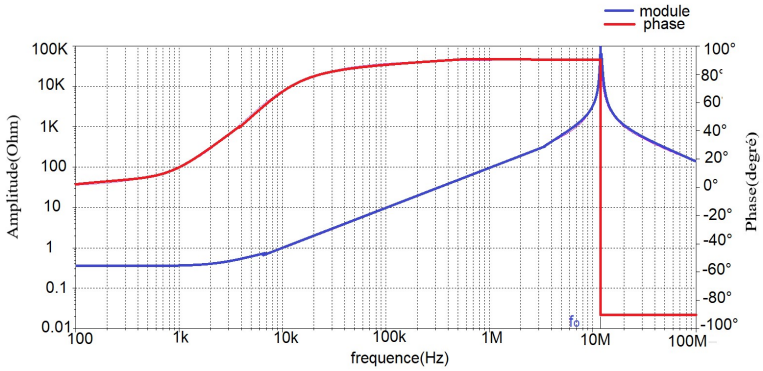
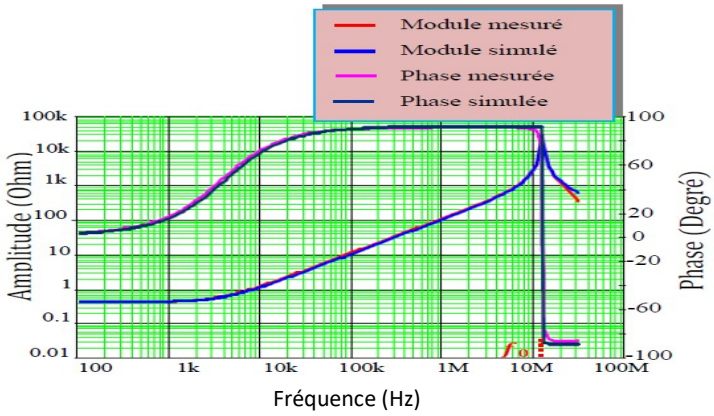


Figure II.15. *Schéma équivalent d'une inductance dans le cas réel [65].*

Dans la figure II.16, nous montrons les variations fréquentielles de l'impédance d'une inductance dont la valeur L vaut 15µH, obtenues par simulation et expérimentalement que nous comparons aux résultats tirés de la référence [65].



a)



b)

Figure II.16. *Comportement fréquentiel de l'impédance inductive d'une inductance : a) Nos résultats de simulation, b) Résultats issus de la référence [65].*

Pour des raisons strictement symétriques à celle du condensateur, nous pouvons remarquer qu'aux basses fréquences, l'impédance de l'inductance L étant égale à R_s. Avec l'augmentation de la fréquence, l'inductance commence à augmenter linéairement jusqu'à la fréquence $f_{0\ qui}$ est égale 10MHz. Où l'inductance L_{pr} et le condensateur parasites C_{pr} résonnent, avec un angle de phase proche de +90°. Lorsque la fréquence augmente encore plus que f_0, l'impédance de la capacité parasite diminue, et par conséquent, l'impédance de l'inductance L diminue.

II.4. COMPORTEMENT REEL DES COMPOSANTS ACTIFS (SIMULATION et MESURES)

Dans les paragraphes suivants, nous présentons les caractéristiques dynamiques et les modèles équivalents du comportement réel pour chaque composant étudié à savoir : la diode, les transistors MOSFET et IGBT et enfin le thyristor.

Notre but est de savoir l'influence de ces éléments sur quelques grandeurs électriques à des instants de commutation bien déterminés. Pour cela nous entamerons

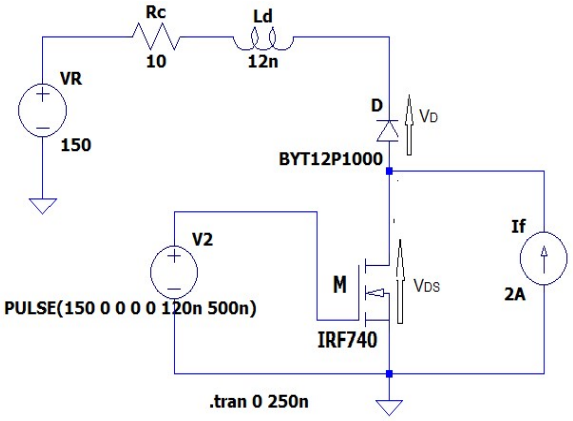
dans un premier temps l'étude des cellules de commutation (bancs de test). Cette cellule de commutation permet de décrire le fonctionnement des structures de l'électronique de puissance et de dégager les facteurs principaux. Cette approche permet aussi une analyse plus fine des phénomènes de commutation.

Les bancs utilisés font l'objet depuis de nombreuses années de développements pour la caractérisation en commutation des composants de puissance dont le fonctionnement a été largement validé par les mesures expérimentales.

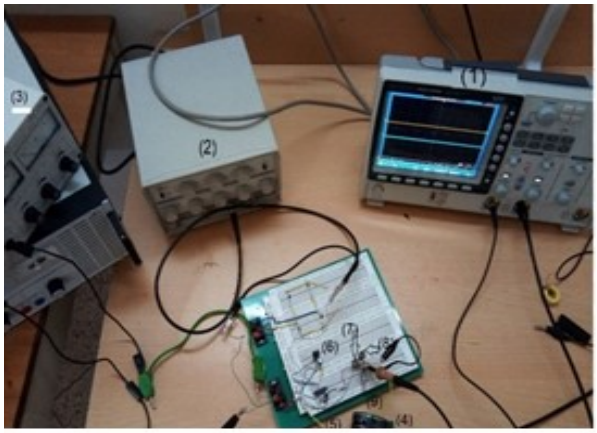
Afin de représenter les caractéristiques en commutation des composants cités précédemment, nous avons réalisé des simulations sous logiciel LTSpice. Les résultats de ces simulations sont validés par des mesures expérimentales qu'on a effectuées.

II.4.1. Etude du comportement de la diode

Pour l'identification des caractéristiques dynamiques des diodes, nous avons utilisé le circuit présenté dans la figure II.17 (a).



a)



(1) Oscilloscope
(2) Générateur d'impulsion
(3) Alimentation stabilisée
(4) Sonde ampérométrique
(5) Driver IR2110
(6) Régulateur 12V
(7) MOSFET IRF740
(8) Diode BYT12P1000
(9) Résistance 15.6Ω

b)

Figure II.17. *Schéma de principe du banc de test pour la commutation d'une diode de puissance, (M : IRF740, D : BYT12P1000) (a) Schéma de simulation b) Banc expérimental.*

Ce circuit présente la commutation d'une cellule MOSFET/Diode, un transistor MOSFET de type IRF740. Une diode de type BYT12P1000 a été utilisée. Pour cette simulation, nous avons utilisé directement les modèles de composants fournis par la

librairie du logiciel LTSpice. L'inductance L_d représente les inductances parasites globales dans le circuit. C'est une inductance série introduite notamment par les pattes de la diode afin de simuler le comportement dynamique de la diode. Les résultats obtenus par la simulation sont comparés avec les résultats expérimentaux réalisés au laboratoire APELEC de l'université de Sidi Bel-Abbès.

La figure II.17 représente le schéma de principe du banc de mesure pour la commutation d'une diode de puissance et visualisation de la tension aux bornes de la diode ainsi que le courant traversant la diode en utilisant le logiciel de simulation LTspice et les mesures expérimentales, le type de la diode utilise BYT12P1000[70].

Les composants utilisés dans ce montage sont :

- Driver Ir2110
- Transistor MOSFET IRF740.
- Des Résistances 1kΩet 15.6Ω
- Des diodes BYT12p1000 et 1N4007.

Des condensateurs de 2*47µF.

La figure II.18 présente le schéma descriptif des principaux éléments utilisés pour la commutation d'une diode de puissance de type BYT12P1000.

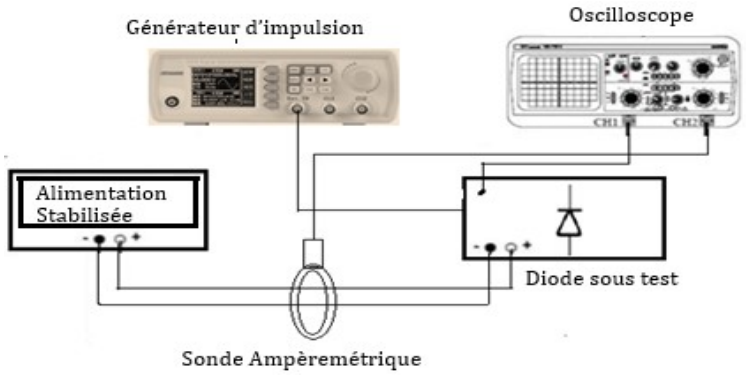


Figure II.18. *Schéma descriptif du banc de test pour la commutation d'une diode de puissance.*

Selon le schéma présenté dans la figure II.17(a), on peut établir l'équation qui décrit la maille de ce circuit et on obtient :

$$V_R = L_d.\frac{\mathrm{d}i(t)}{\mathrm{d}t} - V_D + V_{DS} \qquad \text{(II-6)}$$

Si le MOSFET n'intervient pas pendant la commutation ($V_{DS} \ll V_R$), on a alors :

$$V_R = L_d.\frac{\mathrm{d}i(t)}{\mathrm{d}t} - V_D \qquad \text{(II-7)}$$

- ***Résultats et analyses***

Les figures II.19 et II.20 présententrespectivement les variations temporelles et fréquentielles au blocage de la diode testée selon la simulation et les mesures. La figure II.21 illustre le phénomène de recouvrement inverse sur le courant lors du blocage de la diode obtenue par les mesures et par la simulation. Pour la réponse fréquentielle, les

résultats sont montrés dans les figures II.20 et II.22 où on remarque respectivement une amplitude de 20 dBAà -80 dBA pour le courant et une amplitude de 30 dBV à -70 dBV pour la tension.

Le schéma simulé possède les caractéristiques suivantes : I_f=2A, V_R=150V, R_c=56Ω et L_D=12nH.

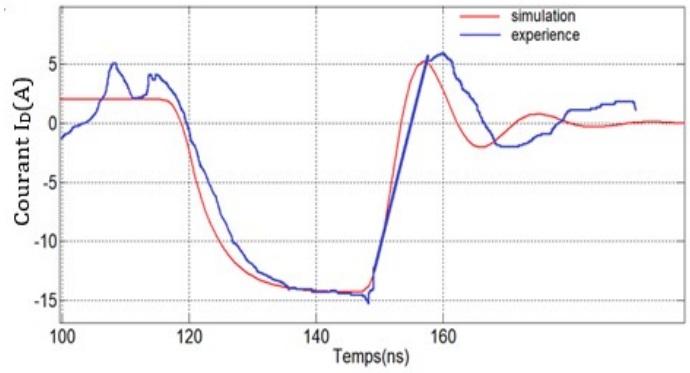


Figure II.19. *Caractéristiques temporelles du courant I_D à l'ouverture de la diode.*

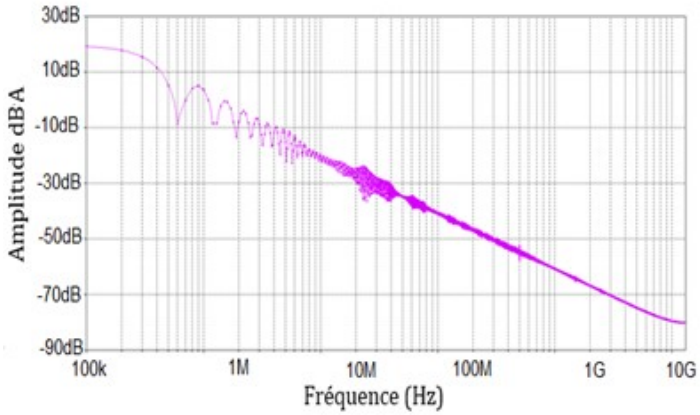


Figure II.20. *Caractéristiques fréquentielles du courant I_D à l'ouverture de la diode.*

I_{RM} : désigne le courant maximum de recouvrement inverse de la diode (I_{RM} =14,5A).
t_{RR}: est le temps de recouvrement inverse t_{RR} = 8ns.
V_{RM} : est la tension inverse maximale.

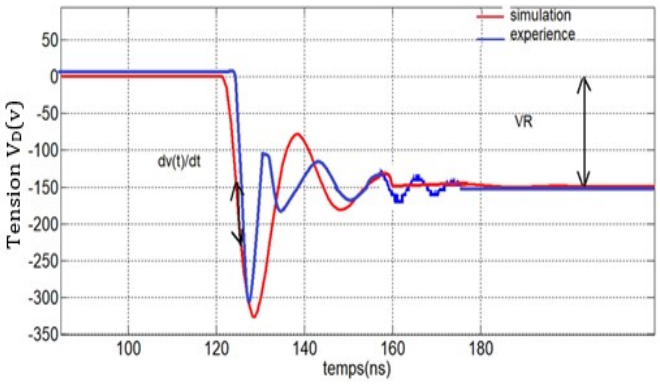


Figure II.21. *Caractéristiques temporelles de la tension V_D à l'ouverture de la diode.*

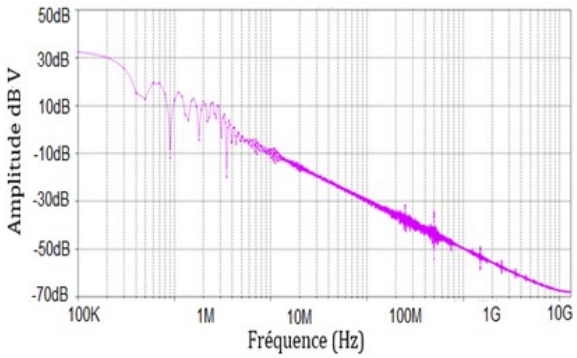


***Figure II.22**. Caractéristiques fréquentielles de la tension V_D à l'ouverture de la diode.*

A partir des caractéristiques transitoires présentées dans les figures II.19 et II.21, on remarque une concordance entre la simulation et les mesures. Nous pouvons extraire les paramètres transitoires de la diode étudiée tel que : V_{RM}, I_{RM}, t_{RR}. Au début, un courant I_f circule dans la diode de puissance. A partir de la conduction du MOSFET (M: interrupteur fermé, V_{DS} = 0), le courant dans la diode commence à décroître depuis la valeur $I_f = I_D$ avec une pente $\frac{di(t)}{dt} = -\frac{V_R}{L_D}$ imposée par l'inductance L_D (V_D est négligeable par rapport à V_R).

A la fin de recouvrement, la diode se comporte alors comme une capacité non linéaire en série avec l'inductance et la résistance du circuit, ce qui donne une réponse oscillatoire amortie du système avec une décroissance rapide du courant.

Nous avons donc défini à l'aide de ces résultats les paramètres transitoires décrivant la commutation à l'ouverture de la diode. Il apparaît clairement le phénomène oscillatoire transitoire dont la période est de l'ordre de la centaine de Nano-second (ns).

Pour les réponses fréquentielles montrées dans les figures II.20 et II.22, on remarque à partir de la conduction du MOSFET de fréquence 300 kHz, une perturbation électromagnétique crée entre -20dB et 20dB due à la variation de courant et de la tension.

II.4.2. Etude du comportement de transistor MOSFET

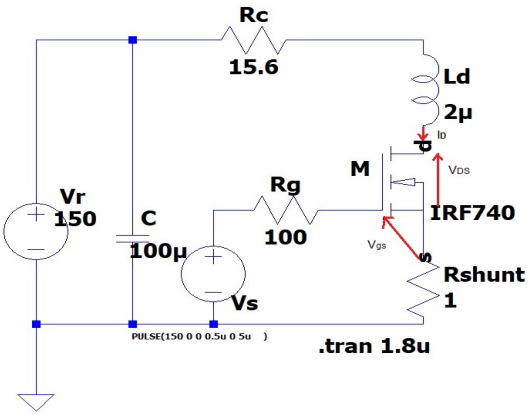
La figure II.23 (a) montre le circuit électrique utilisé pour relever les caractéristiques dynamiques du MOSFET. Dans ce circuit de simulation, l'inductance L_d représente les inductances parasites globales dans le montage qui provoque l'oscillation à l'ouverture de MOSFET [69-71].Les résultats de simulation vont être validés par des mesures expérimentales.

La figure II.23(b) présente le schéma de principe Banc de test servant à l'identification des paramètres dynamiques du MOSFET de type IRF740. La tension d'alimentation reste la même que celle utilisée dans la simulation V_r = 150 V.

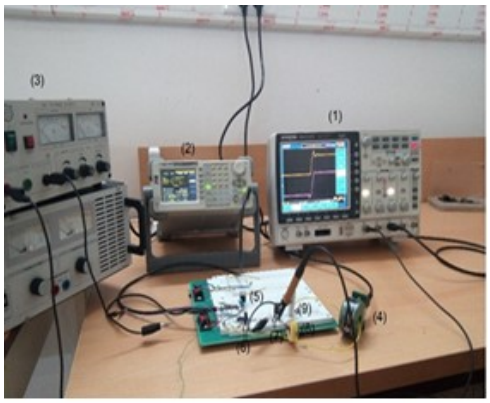
Le schéma des expériences utilisé est constitué des composants suivants :

- Driver Ir2110
- Transistor MOSFET IRF740.

- Des Résistances 1kΩ ,15.6Ω
- Diode1N4007.
- Des condensateurs de 2*47µF.
- L'inductance 2 µH.



(a)



(1) Oscilloscope
(2) Générateur d'impulsion
(3) Alimentation stabilisée
(4) Sonde ampèremétrique
(5) Régulateur 12 V
(6) Driver IR2110
(7) MOSFET IRF740
(8) Inductance 2µH
(9) Résistance 15.6 Ω

(b)

Figure II.23. *Banc de test servant à l'identification des paramètres dynamiques du MOSFET de type IRF740 : (a) simulation ; (b) Banc expérimental.*

La figure II.24 présente un schéma descriptif montrant les principaux éléments pour la commutation d'un transistor MOSFET de type IRF740.

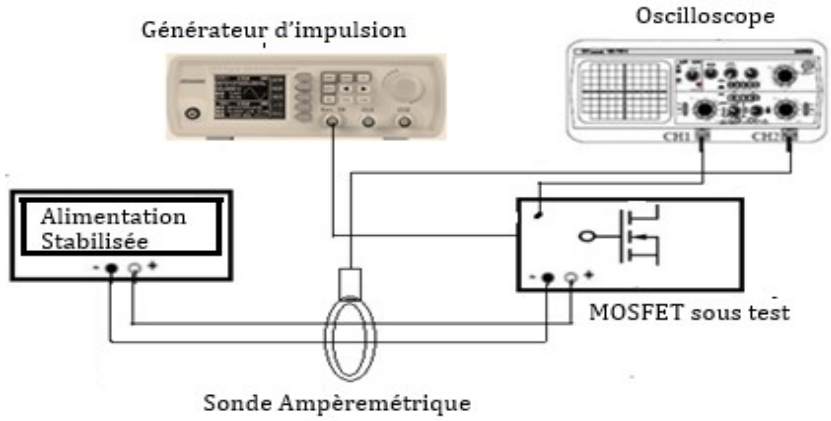


Figure II.24. *Schéma descriptif du banc de test pour la commutation d'un transistor MOSFET type IRF740.*

Selon le schéma présenté dans la figure II.23 (a), on peut établir les équations qui décrivant la maille de ce circuit. L'ouverture du MOSFET débute avec une décroissance de la tension de commande jusqu'à zéro. Par conséquent la tension aux bornes de ce composant augmente de 0 volt jusqu'à V_R. Dans cette phase, la vitesse de croissance du courant peut s'exprimer par la relation (II-8) liant la tension V_{DS} , V_R, et les résistances R_c et R_{shunt}.

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{V_R - V_{RC} - V_{RShunt} - V_{DS}}{L_D} \qquad \text{(II-8)}$$

- ***Résultats et analyses***

Les formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes du MOSFET lors de leurs ouvertures sont présentées dans les figures II.25 et II.27. Les résultats de simulations réalisés sont validés avec les mesures qu'on a effectuées. Pour la réponse fréquentielle, les résultats sont montrés dans les figures III.26 et III.28. Le schéma simulé possède les caractéristiques suivantes : R_g = 100Ω, R_c = 15,6Ω, L_D = 2µH, V_R = 150 V, R_{shunt} =1 Ω [72].

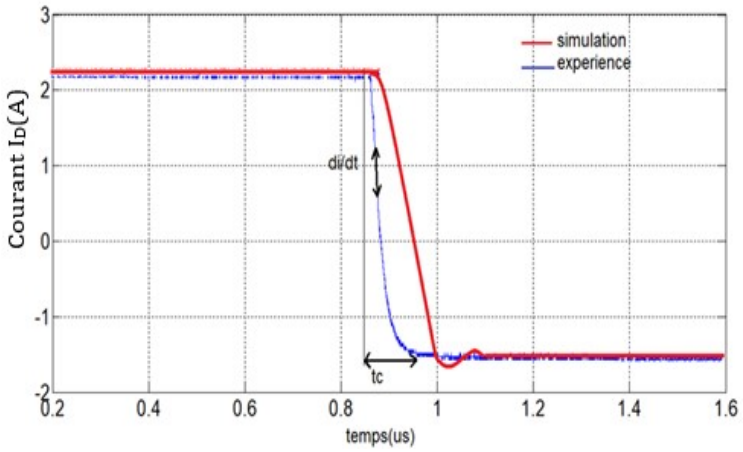


Figure II.25. *Caractéristiques temporelles du courant I_D à l'ouverture du MOSFET.*

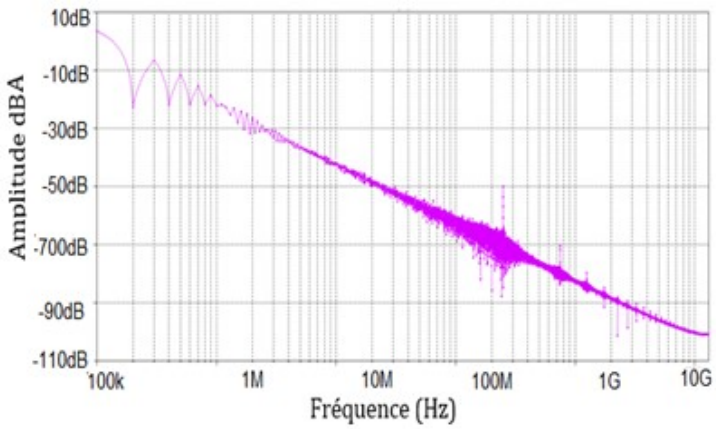


Figure II.26. *Caractéristiques fréquentielles du courant I_D à l'ouverture du MOSFET.*

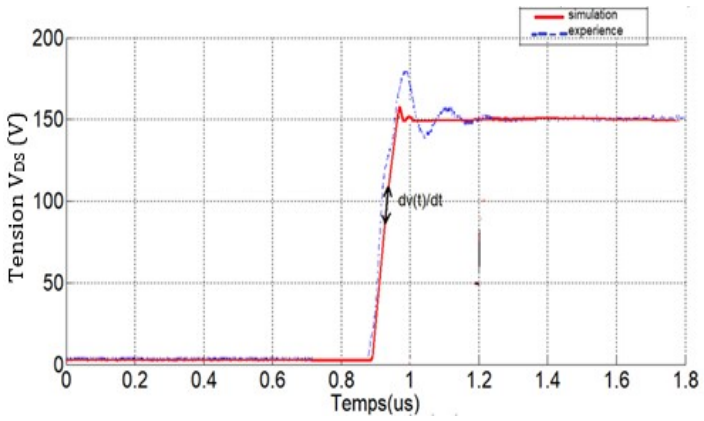


Figure II.27. *Caractéristiques temporelles de la tension V_{DS} à l'ouverture du MOSFET.*

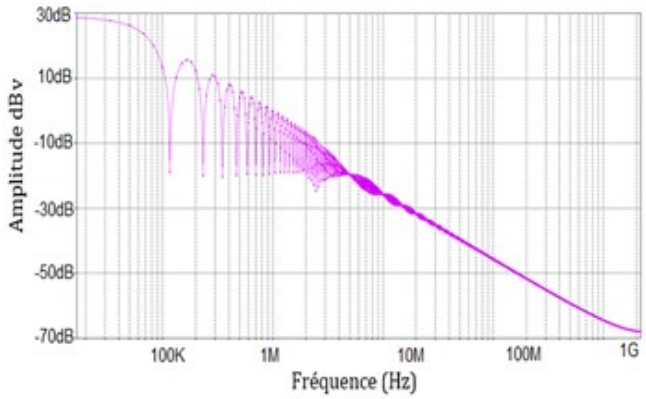


Figure II.28. *Caractéristiques fréquentielles de la tension V_{DS} à l'ouverture du MOSFET.*

A partir des résultats illustrés dans les figures II.25 et II.27, nous remarquons que la commutation du MOSFET provoque une surtension avec un dépassement V_{max} = 170 V et un temps de commutation t_c très réduit, de l'ordre de ns qui implique des dv/dt et di/dt très importants. En plus, un phénomène oscillatoire apparait après l'ouverture du MOSFET. Ce phénomène est expliqué par l'effet de l'inductance de connexion dans le circuit. On peut dire alors que les phénomènes oscillatoires et à front raide du courant et de la tension sont à l'origine des perturbations électromagnétiques dans les dispositifs électroniques. Pour des raisons de CEM, il est donc primordial de bien définir les dv/dt et di/dt ainsi que l'évolution du courant I_D et de la tension V_{DS} pendant la commutation à l'ouverture de ces éléments.

A partir des résultats fréquentielles illustrés dans les figures II.26 et II.28, on remarque respectivement une amplitude de 0 dBA à -110 dBA pour le courant et celle de la tension d'amplitude de 0dBV à -70dBV. On voit dans la figure II.28 qu'à partir de 20dBV à-30 dBV il y a une légère perturbation pour la tension V_{DS}.

✓ *Influence des inductances parasites sur la commutation*

Nous allons montrer l'influence des inductances de connexion sur le processus de commutation. Pour ce faire, considérons une cellule de commutation de type série, le cas le plus simple pour analyser les caractéristiques dynamiques d'un interrupteur de

puissance. Nous avons simulé le même modèle de la figure II.23 (a) qui présente les caractéristiques dynamiques du MOSFET de type IRF740 sous le logiciel Ltspice. Nous avons changé la valeur de l'inductance de connexion L_D en prenant trois valeurs : L_D = 2 µH ; L_d = 10 µH et L_d = 20 µH [72].

D'après la simulation, les figures II.29 et II.30 montrent la variation temporelle des tensions V_{DS} aux bornes du MOSFET IRF740 et du courant I_D circulant dans l'inductance L_d. Nous remarquons clairement que l'augmentation de l'inductance de connexion provoque une augmentation importante du pic d'amplitude de la tension V_{DS}suiteà un phénomène d'oscillation, pour la figure de courant, l'augmentation de l'inductance va provoquer un phénomène d'oscillation, ce phénomène est lent avec l'augmentation des valeurs de L_D.

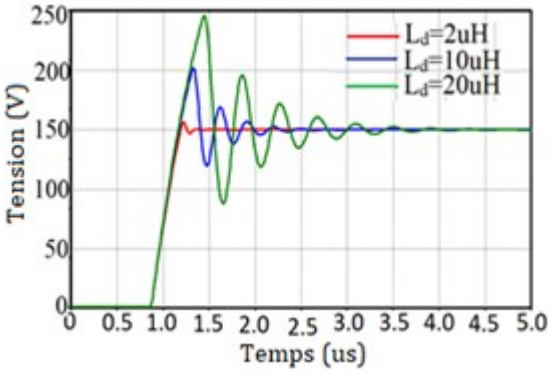


Figure II.29. *Influence de la valeur de L_D sur la tension de commutation du MOSFET de type IRF740.*

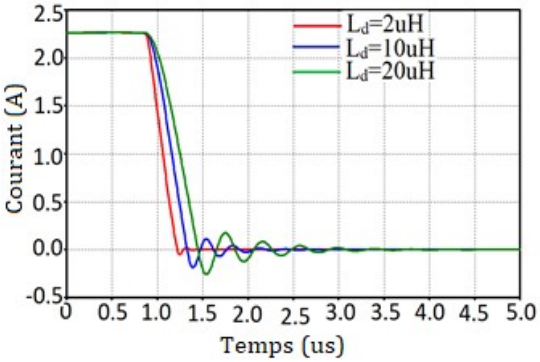
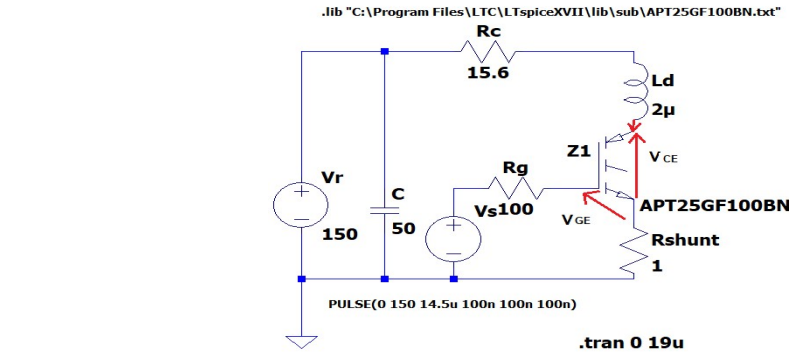


Figure II.30. *Influence de la valeur de L_D sur le courant de commutation du MOSFET de type IRF740.*

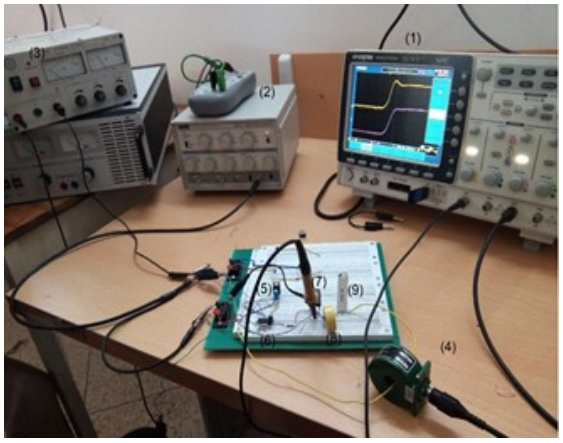
II.4.3. Etude du comportement du transistor IGBT

La figure II.31 (a)montre le circuit électrique utilisé pour relever les caractéristiques dynamiques de l'IGBT sous logiciel Ltspice.

La figure II.31 (b)présente une photographie du Banc de mesures servant à l'identification des paramètres dynamiques de l'IGBT de type APT25GF100BN. Le banc expérimental utilisé pour la commutation du MOSFET IRF740 reste le même, sauf qu'on a remplacé le MOSFET par le transistor IGBT de type APT 25GF100BN, afin de visualiser la tension aux bornes du transistor IGBT et le courant le traversant.



(a)



(b)

(1) Oscilloscope
(2) Générateur d'impulsion
(3) Alimentation stabilisée
(4) Sonde ampèremétrique
(5) Régulateur 12 V
(6) Driver IR2110
(7) Transistor IGBT APT25GF100BN
(8) Inductance 2µH
(9) Résistance 15.6 Ω

Figure II.31. *Banc de test servant à l'identification des paramètres dynamiques de l'IGBT de type APT25GF100BN : (a) Montage de simulation ; (b) Montage expérimental.*

La figure II.32 présente un schéma descriptif montrant les principaux éléments pour la commutation d'un transistor IGBT de type APT25GF100BN.

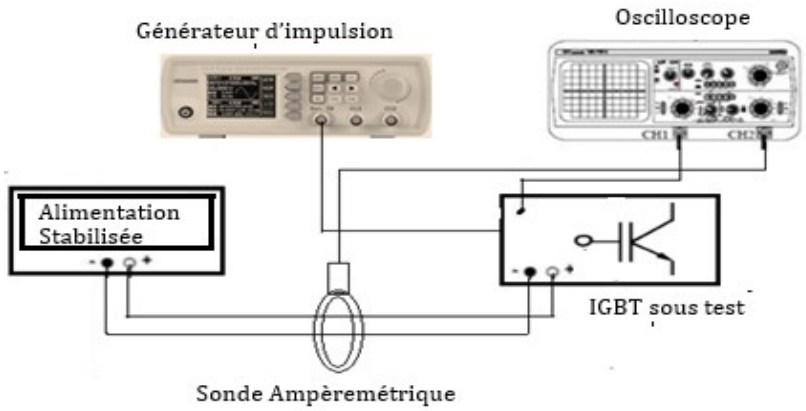


Figure II.32. *Schéma descriptif du banc de mesure pour la commutation du transistor IGBT typeAPT25GF100BN.*

L'étude du comportement dynamique de l'IGBT de puissance dans une cellule de commutation nous a permis de définir les paramètres transitoires et fréquentiels de ce dernier pour représenter la phase de commutation. L'IGBT utilisé dans cette étude est de type APT25GF100BN. Les figures II.33 et II.35présentent les caractéristiques temporelles respectivement du courant et de la tension. Les figures II.34 et II.36

présentent les caractéristiques fréquentielles respectivement du courant et de la tension à l'ouverture du transistor IGBT. Les résultats de simulations sont validés par les mesures expérimentales [68].

Dans les simulations réalisées, nous avons considéré les valeurs des paramètres suivantes : $R_g = 100\Omega$, $R_c = 15{,}6\ \Omega$, $L_D = 2\ \mu H$, $V_R = 150\ V$, $R_{shunt} = 1\ \Omega$.

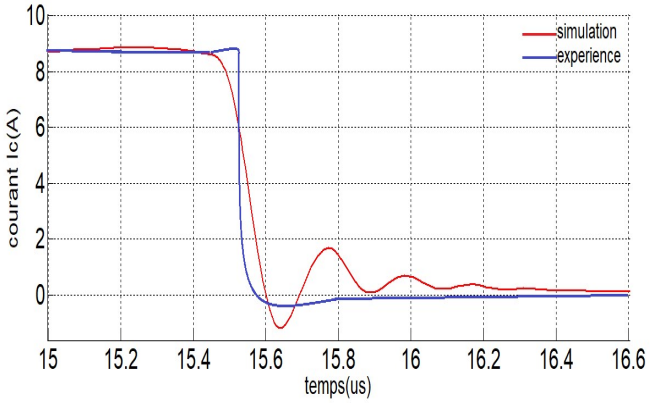


Figure II.33. *Caractéristiques transitoires du courant I_C à l'ouverture de l'IGBT.*

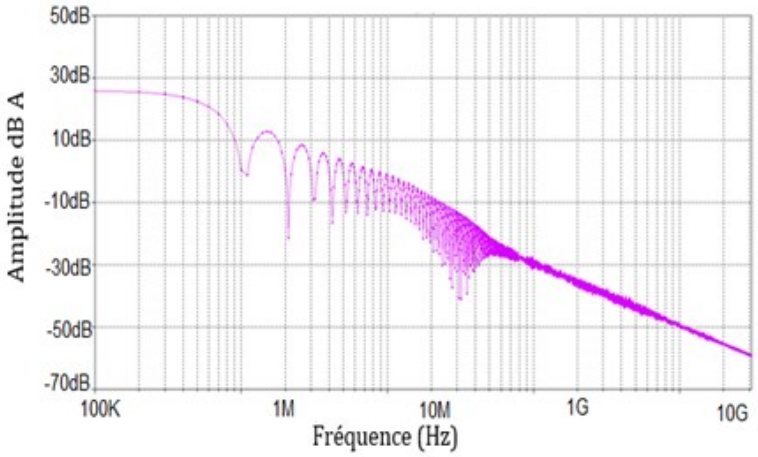


Figure II.34. *Caractéristiques fréquentielles du courant I_C à l'ouverture de l'IGBT.*

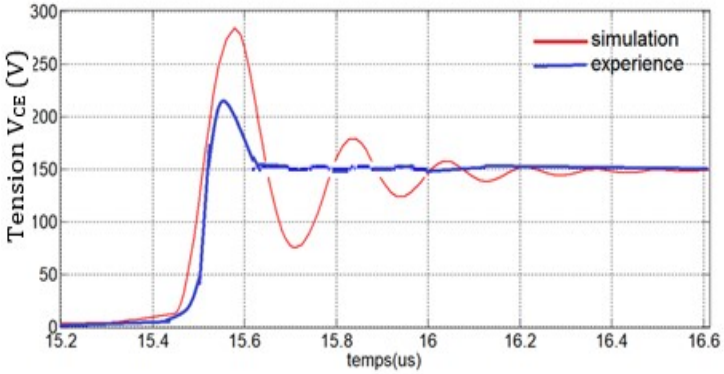


Figure II.35. *Caractéristiques temporelles de la tension V_{CE} à l'ouverture de l'IGBT.*

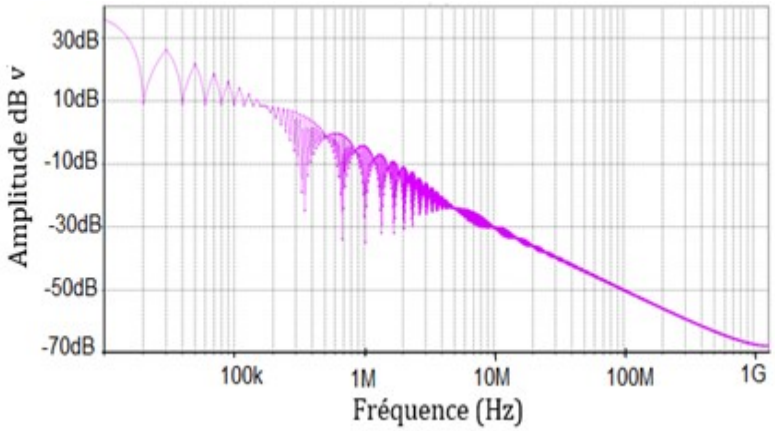


Figure II.36. *Caractéristiques fréquentielles de la tension V_{CE} à l'ouverture de l'IGBT.*

Dans cette étude, nous avons utilisé la même cellule de commutation de MOSFET, donc la forme de l'onde du courant et de la tension aux bornes de transistor IGBT reste similaires à celles du MOSFET (temporelle et fréquentielle), ce qui change se sont les amplitudes et les fréquences de ces ondes. Les aspects du comportement dynamique d'un IGBT sont similaires à ceux d'un transistor MOSFET.

II.4.4. Etude du comportement du thyristor

Le thyristor est parmi les premiers interrupteurs de puissance développés, utilisés pour des applications très haute tension et très forte puissance. Aujourd'hui, on le retrouve dans certaines applications de très fortes puissances. Avec l'arrivée des composants de fortes puissances contrôlables d'un thyristor à l'ouverture et à la fermeture comme l'IGBT, le thyristor devient de moins en moins utilisé [64].

Le but de cette partie de travail est de montrer les caractéristiques dynamiques du thyristor et l'influence de l'inductance de connexion sur ces caractéristiques lors de l'ouverture du thyristor. La figure II.37 montre le circuit électrique utilisé pour relever les caractéristiques dynamiques du thyristor avec les mêmes éléments nécessaires à la simulation.

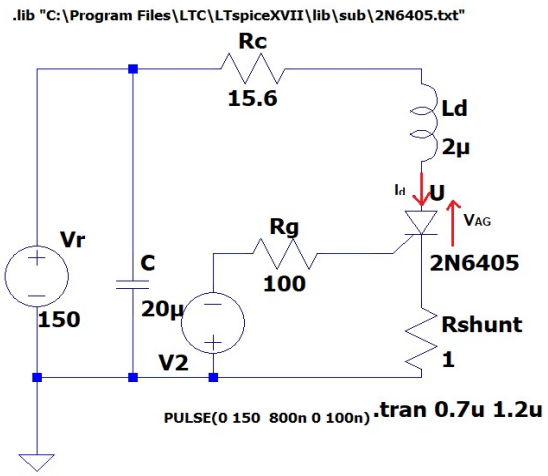
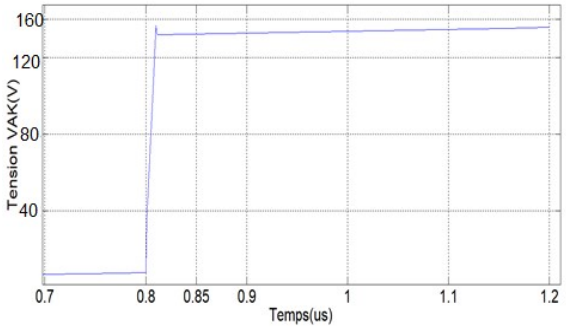


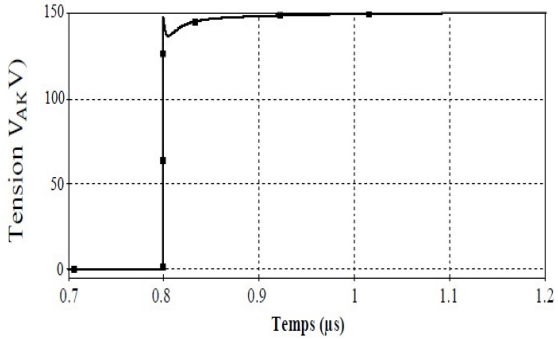
Figure II.37. *Montage servant à l'identification des paramètres dynamiques du Thyristor de type2N6405.*

- ***Résultats et analyses***

L'étude expérimentale n'a pas été réalisée à cause de l'indisponibilité du thyristor utilisé dans la simulation. Les résultats de simulations représentés sur la figure II.38 (a) sont comparés avec la référence [73] montrés dans la figure II.38 (b).



(a)



(b)

Figure II.38. *Commutation à l'ouverture d'un thyristor de type 2N6405 :(a) Nos résultats de simulation ; (b) Résultats issus de référence [73].*

D'après la figure II.38, nous pouvons voir clairement qu'il ya une oscillation possédant un pic ainsi le temps de montée très rapide de centaine de nanoseconde (ns). Ce phénomène peut être expliqué par les effets de l'inductance de connexion et la variation brutale de la tension aux bornes de ce thyristor.

II.5. CONVERTISSEURS ALTENATIF-CONTINU (AC/DC)

Les redresseurs sont des convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent directement la conversion alternatif-continu. Ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie. Puisque l'énergie électrique est presque toujours générée et distribuée sous forme alternative, les redresseurs ont un très vaste domaine d'applications. Nous distinguons deux structures de redresseurs :

a) Pont de Diodes

Il constitue l'étage de conversion d'énergie AC/DC (alimentation du bus continu des onduleurs pour les variateurs de vitesse des machines à courant alternatif par exemple).

b) Pont de Thyristors

Il a le même rôle que le pont à diodes avec la possibilité de contrôler le niveau de tension continu en sortie et l'ajout de la réversibilité du flux d'énergie.

Le redresseur en pont, de part sa structure représente une charge non-linéaire. A cause de la non-linéarité de cette charge, le courant absorbé de la source ne sera pas sinusoïdal même si la source de tension est parfaite. Il contient donc une composante fondamentale et des composantes harmoniques. Ces harmoniques de courant circulent dans la source de tension, en même temps qu'ils parcourent la charge. En ce qui concerne le réseau électrique, ces courants harmoniques vont engendrer une détérioration de l'onde de tension au point de raccordement de la charge au réseau.

La présence de ces harmoniques génère des effets négatifs sur la quasi-totalité des composants du système électrique, en créant de nouvelles contraintes diélectriques, thermiques et/ou mécaniques ainsi que des perturbations électromagnétiques et acoustiques importantes.

II.6. CONVERTISSEURS CONTINUS-CONTINUS (DC/DC)

Les convertisseurs DC/DC ont pour fonction de fournir une tension continue variable à partir d'une tension continue fixe. On distingue deux types de convertisseurs DC/DC. Ceux qui sont non isolés, que l'on appelle hacheurs, et ceux qui comportent un transformateur assurant l'isolation galvanique, que l'on appelle alimentations à découpage. Nous nous intéressons dans notre étude à l'aspect CEM des structures les plus simples des hacheurs. Un hacheur est un convertisseur continu/continu permettant de convertir une énergie continue fixe à un niveau donné de tension ou de courant en une énergie continue variable à un autre niveau de tension ou de courant. On obtient une tension de valeur moyenne variable en établissant et interrompant périodiquement l'alimentation de la charge par la source grâce à des interrupteurs.

✓ *Origines des perturbations électromagnétiques dans les convertisseurs DC/DC*

Généralement les convertisseurs DC/DC comportent des cellules de commutation génératrices des créneaux à forts $\mathrm{d}V/\mathrm{d}t$ et $\mathrm{d}I/\mathrm{d}t$ des inductances de lissage, des capacités de découplage et des éléments parasites tels que les inductances parasites entre composants et les capacités de mode commun. Ces éléments forment de multiples circuits du second ordre, ce qui implique l'apparition d'un phénomène oscillatoire. Le fonctionnement de ces dispositifs en découpage produit alors des variations brusques de tension et de courant. Ces variations sont à l'origine des perturbations électromagnétiques se propageant au sein du circuit et/ou vers son extérieur. L'utilisation vaste de ces convertisseurs dans le domaine résidentiel et industriel, et la rigoureuse des normes CEM internationales rendent la compréhension et la prédiction des interférences électromagnétiques très nécessaires [65, 74-76].

II.7. PROBLEMATIQUE DES HARMONIQUES

Dans les réseaux électriques, la forme réelle de l'onde de courant ou de tension est le plus souvent assez différente de la sinusoïde pure qui caractérise le courant alternatif en sortie de centrale de production d'électricité. Ceci provient du fait que les équipements électriques branchés sur ces réseaux ont de plus en plus souvent des caractéristiques non linéaires, ils appellent donc des courants non sinusoïdaux qui créent des déformations de la tension, laquelle va, être déformée par des harmoniques, généralement de rang impair. Parmi les charges non-linéaires les redresseurs à diodes et les hacheurs qui sont nécessaires dans les équipements comme les téléviseurs, les équipements de bureau, les chargeurs de batterie, les variateurs de vitesse, etc… [73].

❖ Caractérisation des Harmoniques

Différentes grandeurs sont définies pour quantifier les perturbations harmoniques. Parmi celles-ci les plus utilisées sont :

a) Facteur de puissance

Le facteur de puissance PF est défini par le rapport de la puissance active P à la puissance apparente S : [69]

$$PF = \frac{P}{S} \tag{II-9}$$

Pour une tension et un courant purement sinusoïdal, la définition classique est obtenue par :

$$PF = cos\varphi \tag{II-10}$$

Dans le cas une charge non linéaire, nous cherchons alors une tension et un courant de ligne le plus proche possible de la sinusoïde. Dans le cas où les harmoniques sont très importants, le facteur de puissance est exprimé par l'équation suivante : [69]

Donc le facteur devient égal à :

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{V_{rms1} I_{rms1} \cos\varphi_1}{V_{rms1} I_{rms}} = kp\ cos\varphi_1 \tag{II-11}$$

$$kp = \frac{I_{1eff}}{I_{eff}} \tag{II-12}$$

Où : kp : Facteur de distorsion , $\cos\varphi_1$: Facteur de déplacement

I_{1eff} : représente le courant efficace fondamentale,

I_{eff} : représente le courant efficace total.

b) Taux Global de Distorsion Harmonique (THD)

Le taux global de distorsion harmonique (*THD*) représente le rapport de la valeur efficace des harmoniques à la valeur efficace du fondamental. Lorsque le *THD* est égal à zéro, on peut conclure qu'il n'y a pas d'harmoniques sur le réseau. Il est défini par la relation :[69]

$$THD = \sqrt{\sum_2^\infty \left(\frac{X_n}{X_1}\right)^2} \quad \text{(II-13)}$$

Avec X_n: représente la composante harmonique du rang n,

X_1 : représente la composante fondamentale.

c) Taux Harmonique de Rang « n »

Le taux harmonique (tension ou courant) est défini par le rapport entre l'amplitude de la composante harmonique d'ordre *n* et l'amplitude de la composante du terme fondamental.

$$S_n = \frac{C_n}{C_1} \quad \text{(II-14)}$$

Où *:* C_n: représente la composante harmonique du rang n,

C_1: représente la composante fondamentale.

En général, la valeur de chaque harmonique est exprimée par son taux individuel (en pourcentage du fondamental) comme le montre la figure II.39.

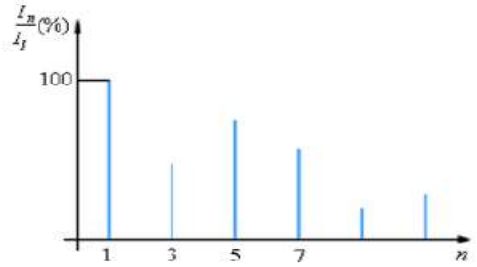


Figure II.39. *Spectre de fréquences d'un courant non-sinusoïdal.*

II.8. REALISATION DES CONVERTISSEURS STATIQUES

La détermination des perturbations électromagnétiques nécessite une réalisation d'un banc expérimental qui se base sur l'existence des convertisseurs, pour cette raison nous avons choisi de réaliser un redresseur monophasé en pont de diode de type 1N4007 et un hacheur série « abaisseur » avec un transistor MOSFET de type IRF740 selon les étapes suivante :

1 - Choix de type de convertisseur statique qui doit être réalisé.

2 - Choix des éléments constituant le convertisseur statique.

3 - Réalisation du circuit de convertisseur dans la plaque d'essai.

4 - Réalisation du circuit imprimé du convertisseur sous logiciel TCI.

5 - Implantation et soudure des composants du convertisseur.

II.8.1. Réalisation de convertisseur statique AC/DC

Un redresseur monophasé en pont de diodes est constitué par les éléments suivants : diodes 1N4007, résistance de 82 Ω, condensateurs de 470 µF, 63 V.

La figure II.40 montre le circuit imprimé du redresseur monophasé qui a été réalisé à l'aide du logiciel TCI.

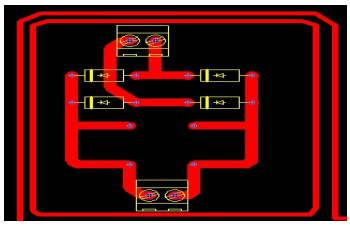
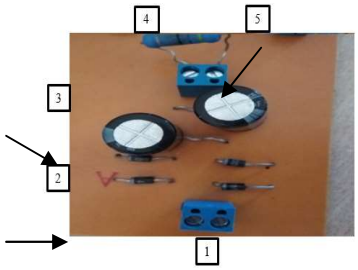


Figure II.40. *Schéma du circuit imprimé d'un redresseur monophasé par le logiciel TCI.*

La figure II.41 présente l'implantation des composants d'un redresseur monophasé de type PD2 à base des diodes 1N4007 en circuit imprimé.



1. Entrée de circuit
2. Pont de diode 4*1N4007.
3. Condensateur 2*470µF 63V.
4. Résistance de 82 Ω
5. Sortie du circuit.

Figure II.41. *Implantation des composants du redresseur de type PD2.*

Les deux figures II.42 et II.43 montrent respectivement un schéma descriptif et une photographie du banc expérimental qu'on a réalisé pour la mise on marche du redresseur monophase de type PD2 composé des dispositifs suivants : oscilloscope, alimentation alternative, sonde ampèremétrique, redresseur et une charge.

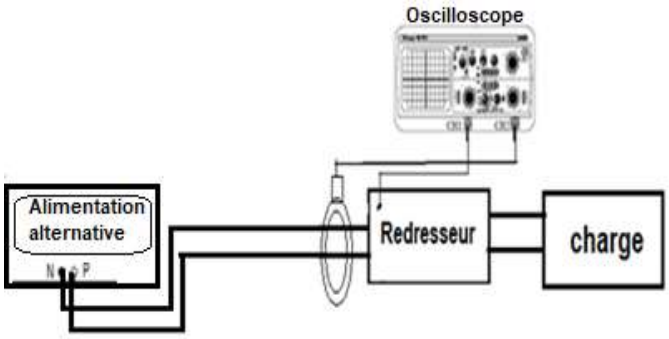


Figure II.42. *Schéma descriptif du banc expérimental de redresseur monophasé.*

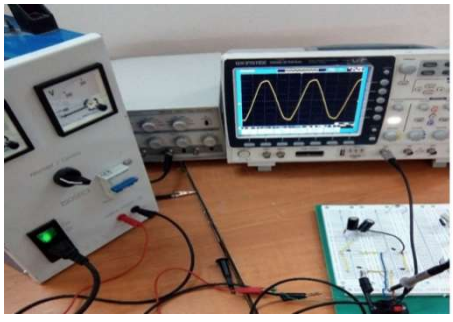


Figure II.43*. Photographie du banc expérimental pour le redresseur monophasé en pont de diodes.*

II.8.2. Réalisation du convertisseur statique DC/DC

Le hacheur série est constitué des éléments suivants :

- Driver IR2110
- Transistor MOSFET IRF740.
- Diodes de type 1N4007, BYT12P1000.
- Résistances de 82 Ω et 100Ω
- Condensateurs 2*47 µF, 63 V.
- Régulateurs 5 V, 12V.

La figure II.44 présente le circuit imprimé du hacheur série réalisé à l'aide du logiciel TCI.

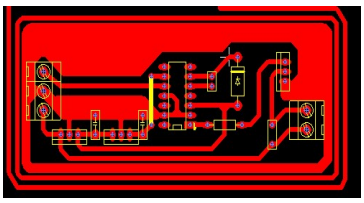
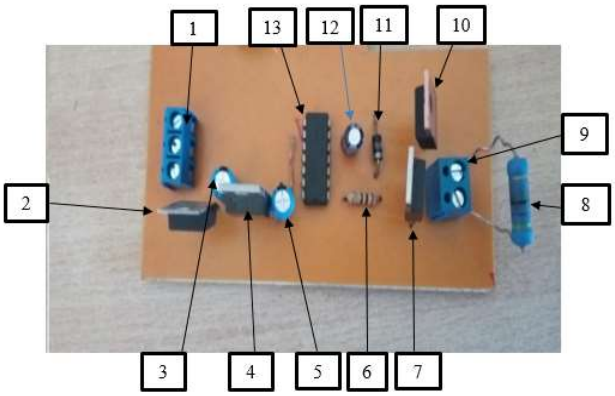


Figure II.44. *Schéma du circuit imprimé du hacheur série avec le logiciel TCI.*

La figure II.45 illustre l'implantation des composants du hacheur série sur un circuit imprimé.



1. Entré de circuit
2. Régulateur 12 V.
3. Condensateur 47µF, 63v
4. Régulateur 5 V.
5. Condensateur 47 µF, 63v
6. Resistance 100Ω
7. Diode BYT12P1000
8. Resistance 82Ω
9. Sortie de circuit
10. Transistor MOSFET IRF740.
11. Diode 1N4007.
12. Condensateur 2.2µF, 50 V
13. Driver IR2110.

Figure II.45. *Circuit imprimé après l'implantation des composants du hacheur série.*

La figure II.46 montre une photographie du banc expérimental qu'on a réalisé pour la mise en marche du hacheur série.

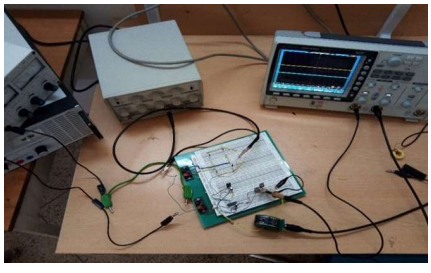


Figure II.46. *Photographie du banc d'essai du hacheur série.*

II.8.3. Réalisation de l'association des 2 convertisseurs statiques AC/DC et DC/DC

Les deux figures II.47 et II.48 montrent le schéma du circuit imprimé pour le montage de l'association redresseur-hacheur série avec le logiciel TCI et l'implantation des différents composants.

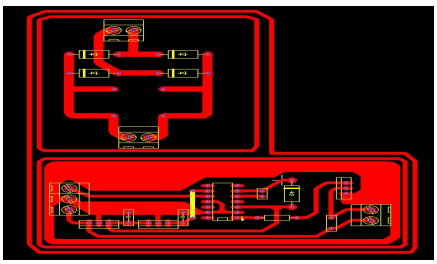
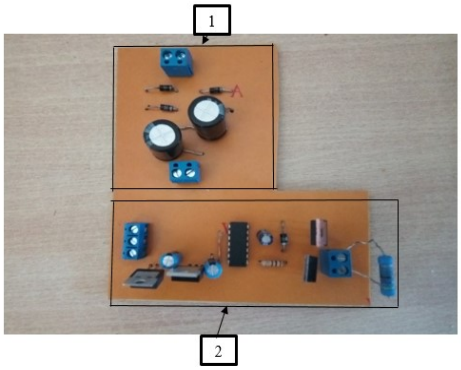


Figure II.47. *Schéma du circuit imprimé pour le montage de l'association redresseur-hacheur série.*



1. Redresseur
2. Hacheur

Figure II.48. *Implantation des composants de l'association hacheur-redresseur.*

La figure II.49 montre une photographie du banc expérimental qu'on a réalisé pour la mise en marche de l'association de redresseur monophase en pont de diode et de l'hacheur serie .

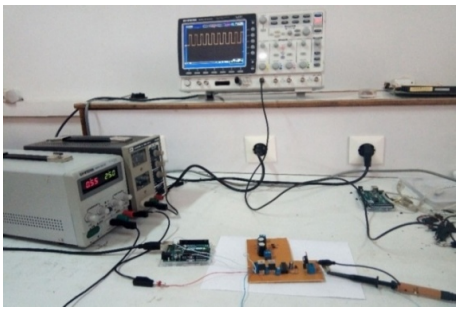


Figure II.49. *Photographie du banc expérimental del'associationredressseur-hacheur.*

II.9. ETUDE DES PERTUBATIONS DANS LES CONVERTISSEURS AC/DC

Tant que le courant de ligne est positif, l'énergie est fournie par le réseau, ce qui permet au condensateur de se charger. Dès que ce courant s'annule, les diodes se bloquent. La charge et le réseau sont alors déconnectés, ce qui entraîne la décharge du condensateur dans la résistance. L'étude des perturbations électromagnétiques dans les

convertisseurs statiques AC/DC se fait en deux étapes : étude des perturbations à basses fréquences et étude des perturbations à hautes fréquences.

II.9.1. Etude des perturbations à basses fréquences (BF)

Le circuit de redresseur monophasé simulé sous Ltspice (Fig. II.50) possède les données suivantes : [79]

V_{res} = 20 V, L_{res} = 600 µH, R_{res} = 0.4Ω, f = 50Hz, C_{ch} = 940 µF, R_{ch} = 82 Ω.

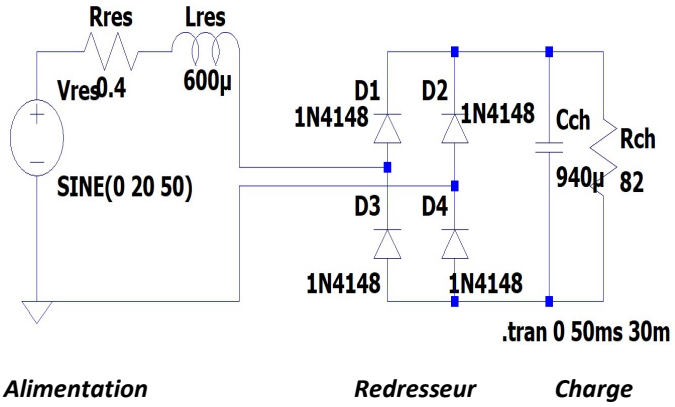


Figure II.50. *Pont de diode débitant sur une charge (Modèle de BF).*

La figure II.51 illustre la tension aux bornes du pont que nous avons obtenue par simulation et par mesures expérimentales. La figure II.52 illustre le courant de ligne I_{lin} que nous avons obtenu par simulation et par mesures expérimentales.

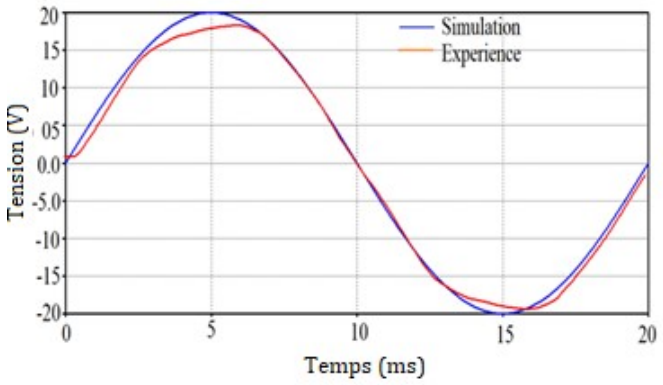


Figure II.51. *Tension aux bornes du pont de diode V_{pont}.*

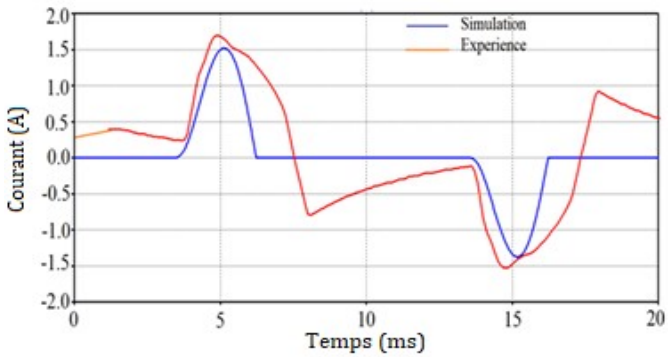


Figure II.52. *Courant de ligne I_{lin} dans le redresseur monophasé.*

A partir de la tension aux bornes du pont V_{pont} représentée dans la figure II.51 et le courant de la ligne I_{lin} représenté dans la figure II.52 : on remarque une concordance entre la simulation et les mesures. Les courbes de simulation et de mesures ne sont pas sinusoïdales. Elles présentent des déformations sur la tension à l'entrée du convertisseur et le courant demandé par le convertisseur est un signal périodique de période rigoureusement identique à la sinusoïde initiale mais de forme très différente à cause de la charge non linéaire.

La figure IV.53 représente le spectre en fréquence du courant de ligne I_{lin} que nous avons obtenu par simulation et par mesures expérimentales.

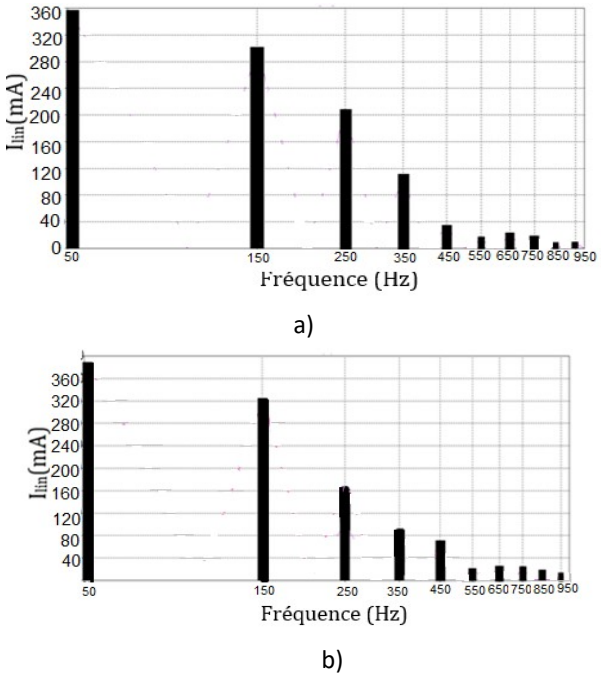


Figure II.53. *Spectre du courant de ligne : a) Résultats de simulation, b) Résultats expérimentaux.*

D'après les résultats expérimentaux obtenus, nous constatons qu'il a une bonne concordance avec ceux de la simulation. L'analyse des résultats montre que les amplitudes des harmoniques impaires BF du courant de ligne dans le cas d'un redresseur monophasé sont plus grandes car les redresseurs (charges non linéaires) sont des sources d'harmoniques.

La figure II.54 présente les variations temporaires de la tension redressée aux bornes de la charge que nous avons obtenues par simulation et par mesures expérimentales.

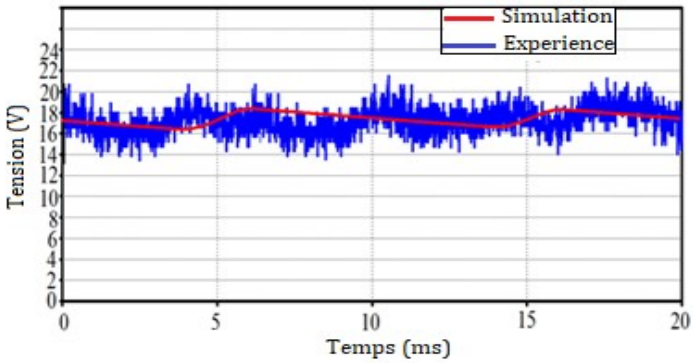


Figure II.54. *Tension redressée aux bornes de la charge.*

D'après la figure II.54, on remarque une ondulation de la tension redressée, cette ondulation présente la charge et la décharge du condensateur.

II.9.2. Etude des perturbations à hautes fréquences HF

Tous les équipements comportant des composants de puissance à commutation produisent et émettent du bruit à HF. Ce bruit peut interférer avec la réception des signaux utiles et peut causer des défauts de fonctionnement des systèmes et des équipements. Nous allons présenter dans cette partie les deux principaux modes de propagation pour l'interférence électromagnétique (IEM) à savoir : le mode différentiel (MD) et le mode commun (MC).Les perturbations sont mesurées grâce au RSIL, deux grandeurs possèdent l'ensemble des informations concernant le pont de diodes et la charge : il s'agit du courant de ligne et la tension aux bornes du pont.

Nous considérons un redresseur monophasé avec un réseau stabilisateur d'impédance de ligne RSIL et une charge *RC*. Le circuit de la figure II.55 possède les données suivantes : V_{res} =20 V, f = 50 Hz, C_{ch} = 940µF, R_{ch} = 82 Ω [77].

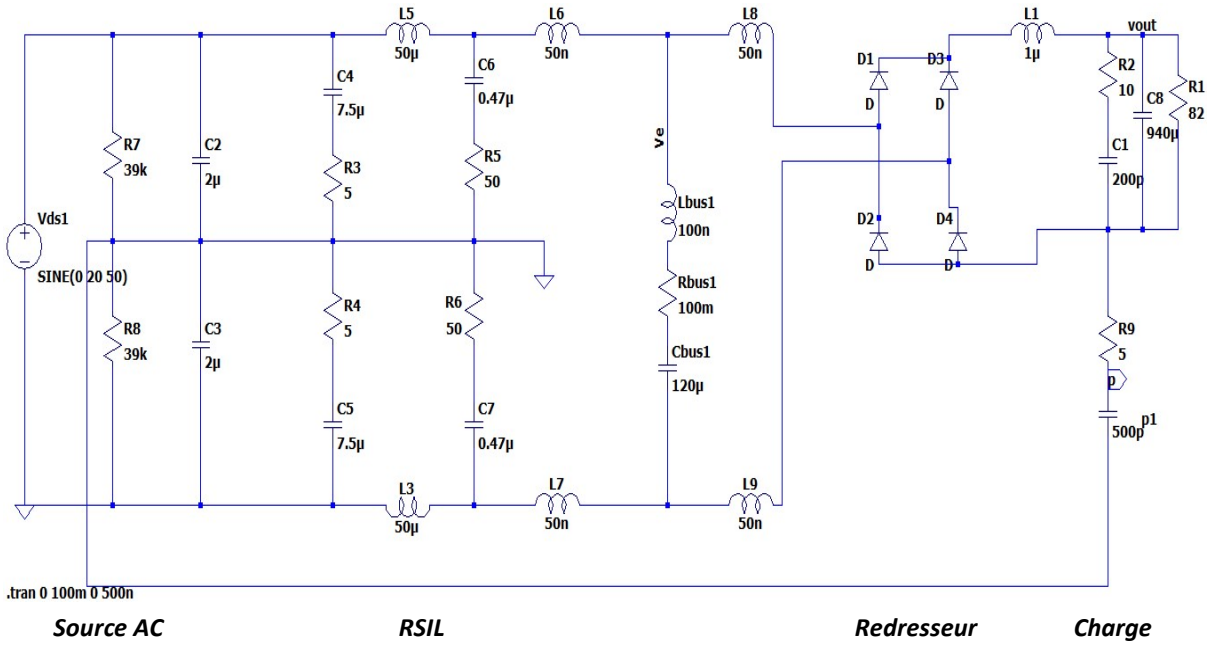


Figure II.55. *Redresseur monophasé à diodes avec le RSIL.*

II.9.2.1. Etude des perturbations en mode différentiel MD

Dans ce mode de propagation le pont de diodes et sa charge ne présentent pas de couplage par rapport à la terre, nous avons pris un équipement sous test le monophasé, sur un cas simple qui est un redresseur monophasé. Les relations (II-15) et (II-16) expriment respectivement le courant et la tension de mode différentiel à partir des courants et des tensions de chacune des phases d'alimentation (Fig. II.56). En utilisant cette définition, une mesure directe de ces courants peut s'effectuer dans le cas d'une alimentation monophasée ou continue [78].

$$I_{MD} = \frac{I_1 - I_2}{2} \quad \text{(II-15)}$$

$$V_{MD} = V_1 - V_2 \quad \text{(II-16)}$$

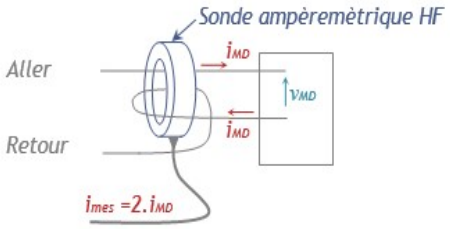


Figure II.56. *Mesure du courant en mode différentiel MD [78].*

La figure II.57 illustre la variation fréquentielle de la tension redressée aux bornes de la charge que nous avons obtenue par simulation et par mesures expérimentales.

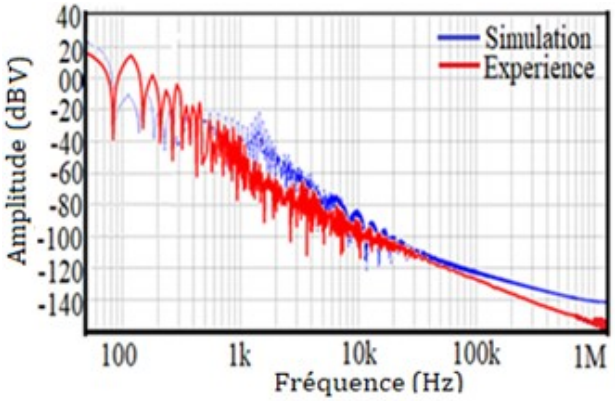
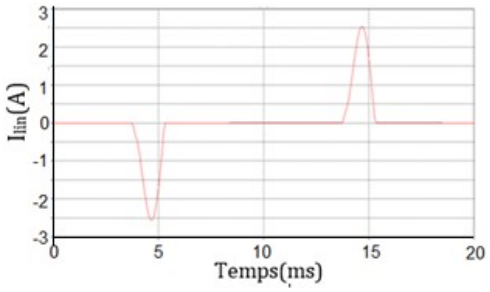


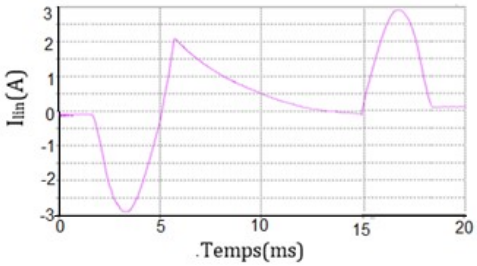
Figure II.57. *Variation fréquentielle de la tension redressée aux bornes de la charge*

D'après la figure II.57, on remarque clairement qu'une résonance apparait sur le spectre de la tension à l'entrée du pont, cette résonance est traduite par les oscillations non négligeables du courant due à la coupure brutale du courant imposée par la commutation des diodes, qui excite un circuit oscillant.

La figure II.58 illustre la variation temporelle du courant de ligne à l'entrée du redresseur monophasé en pont de diodes avec le RSIL et la figure II.59 illustre le spectre de courant de la ligne.



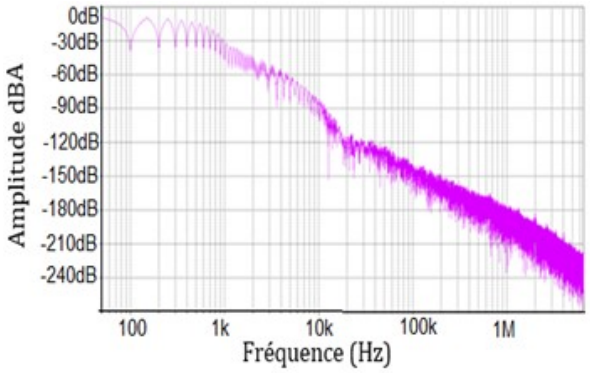
(a)



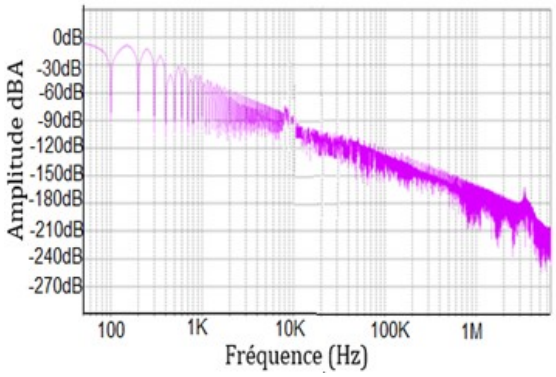
(b)

Figure II.58. *Courant de ligne à l'entrée du redresseur avec le RSIL : a) Résultats de simulation, b) Résultats expérimentaux.*

D'après les résultats obtenus, on remarque que le signal du courant de ligne à l'entrée du redresseur est périodique mais il n'est pas sinusoïdal à cause des harmoniques impaires, qui sont générés par les charges non linéaires (redresseurs en pont de diodes).



(a)



(b)

Figure II.59. *Spectre du courant de ligne : a) Résultats de simulation, b) Résultats expérimentaux.*

La figure II.60 illustre les variations fréquentielles respectivement de la tension aux bornes de la résistance équivalente de mesure du RSIL qui représente l'image du courant des perturbations de mode différentiel engendrées par le pont de diodes.

A partir des courbes de la figure II.60, nous remarquons qu'au blocage des diodes un phénomène oscillatoire d'une fréquence et d'une amplitude importante apparait. Ce phénomène est similaire au saut de tension à la fin de l'empiètement des diodes du pont. Une résonance similaire et de même fréquence de résonance apparait sur le spectre de la tension alternative du pont.

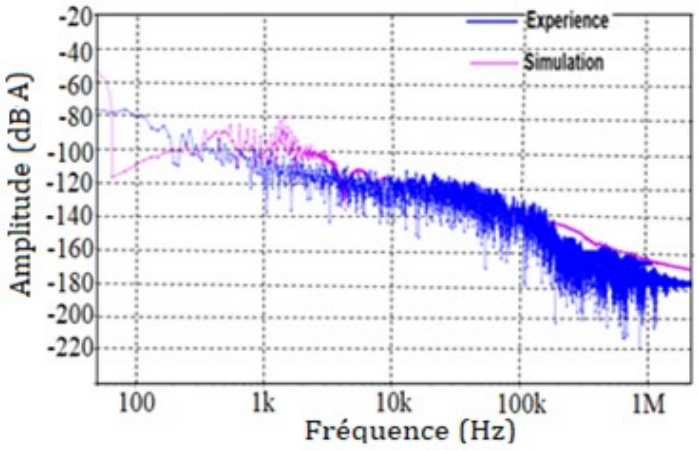


Figure II.60. *Spectre des perturbations différentielles localisées sur RSIL.*

II.9.2.2. Etudes des perturbations en mode commun MC

Pour des courants plus élevés, un système de refroidissement est parfois nécessaire. S'il est relié à la terre du système pour des raisons de sécurité, des couplages capacitifs parasites apparaissent et sont susceptibles de provoquer des courants de mode commun. Les couplages capacitifs parasites les plus préjudiciables sont généralement associés aux potentiels qui peuvent évoluer brutalement. Les courants de mode commun circulent dans les fils d'alimentation de façon asymétrique, c'est à dire dans le même sens dans les conducteurs aller et retour utiles, le retour de ce courant s'effectue par les masses, par liaisons capacitives ou par liaisons directe. On l'appelle encore mode longitudinal ou mode asymétrique (II-17). La tension de mode commun résulte de la contribution moyenne de toutes les tensions de phase (II-18) (Fig. II.61) [78].

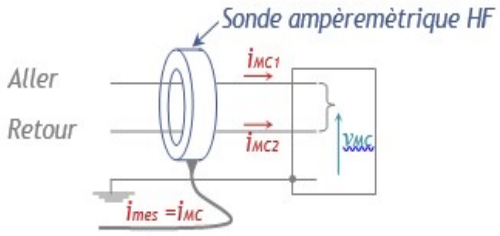


Figure II.61. *Mesure de courant de mode commun [78].*

$$I_{MC} = I_1 + I_2 \qquad \text{(II-17)}$$

$$V_{MC} = \frac{V_1+V_2}{2} \quad \text{(II-18)}$$

Les spectres du courant de mode commun de propagation sont présentés à la figure II.62.Les résultats de simulation sont comparés à ceux obtenus par les mesures expérimentales.

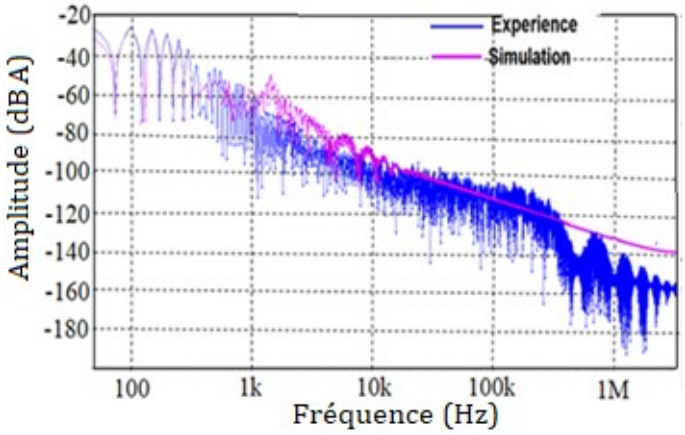


Figure II.62. *Spectre du courant de mode commun I_{MC}.*

Les résultats de la figure II.62 présentent le spectre du courant en mode commun, où on remarque un phénomène oscillatoire d'une fréquence et d'une amplitude importante qui apparait et aussi une résonance.

II.10. ETUDE DES PERTUBATIONS DANS LES CONVERTISSEURS DC/DC

Nous nous intéressons dans cette étude à l'aspect CEM des structures les plus simples des hacheurs. La première étape pour la prédiction EMI est de présenter un schéma électrique équivalent complet incluant tous les composants parasites, le réseau stabilisateur d'impédance de ligne RSIL, les chemins de propagations et la cellule de commutation, qui peuvent comporter un hacheur comme il est illustré dans la figure II.63.

Dans ce cas, les perturbations conduites peuvent se propager selon 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 l'équipotentielle, on parle du mode commun. Ces courants sont dus à la commutation des courants des interrupteurs (MOSFET). Une partie des courants de commutation traverse la capacité de découplage et l'autre partie traverse les deux résistances de valeur égale à 50Ω placés en série.

Afin d'examiner les perturbations EM engendrées par ce type de convertisseurs, nous avons simulé sous LTspice un hacheur série dont le schéma de principe est donné à la figure II.63. Nous avons utilisé dans ce cas un MOSFET de type IRF740 et une diode de type BYT12P1000. Le MOSFET est commandé par un créneau d'un rapport cyclique de 40% et d'un temps de commutation de 670 µs. Pour le raisonnement CEM, des

inductances parasites entre chaque composant et des capacités parasites sont prises en compte [72].

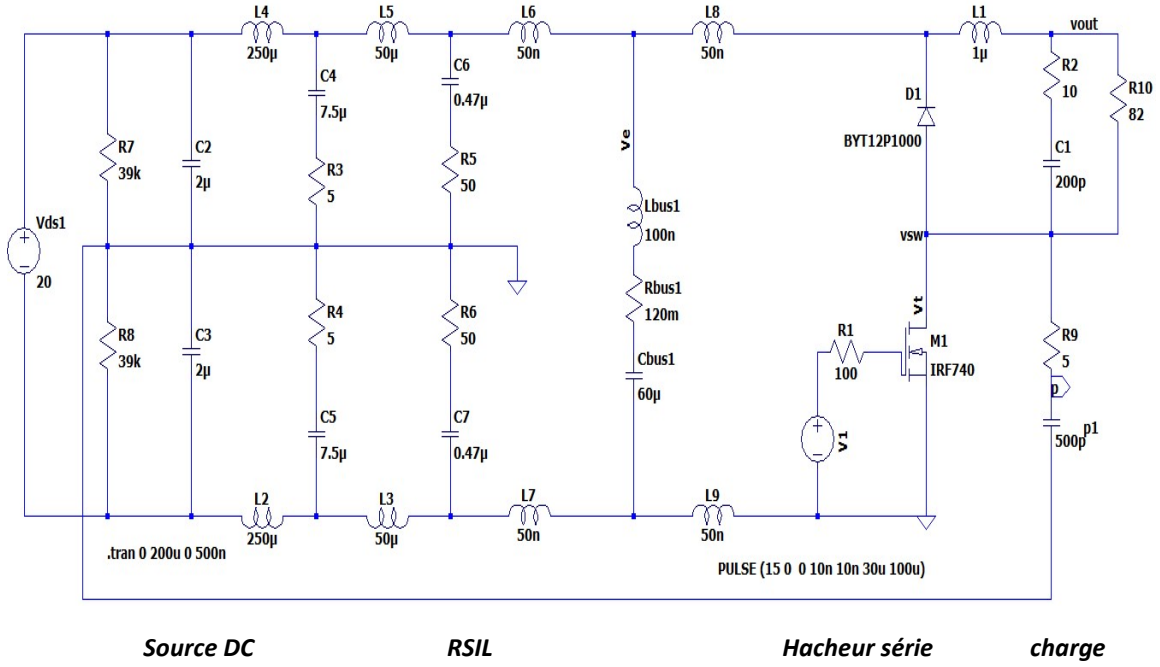
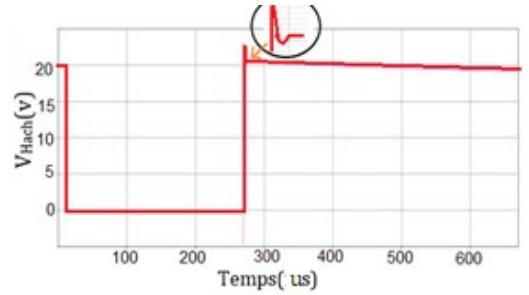
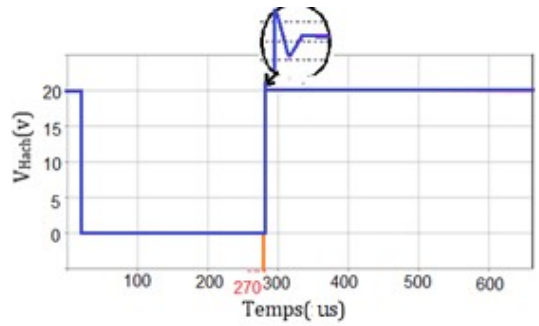


Figure II.63. *Hacheur série avec le RSIL.*

Après réalisation du convertisseur statique de type hacheur série, nous avons mesurés les différentes grandeurs électriques de ce convertisseur. La figure II.64 illustre la variation temporelle de la tension aux bornes de la charge, à la sortie de convertisseurs.



a)



b)

Figure II.64. *Variation temporelle de la tension aux bornes de la charge à la sortie du hacheur : a) Résultats de simulation, b) Résultats expérimentaux.*

D'après la figure II.64, il y a une concordance entre les résultats de la simulation et l'expérimental. On remarque que la tension présente un signal carré qui dépend du signal de commande de transistor MOSFET. Nous pouvons percevoir clairement qu'il y a une oscillation possédant un pic ainsi le temps de montée très rapide qui est égale 270 µs. Ce phénomène peut être expliqué par les effets de l'inductance de connexion et la variation brutale de la tension aux bornes de MOSFET.

La figure II.65 illustre la variation fréquentielle de la tension aux bornes de la charge, à la sortie du convertisseur. On remarque qu'il y a une concordance des résultats.

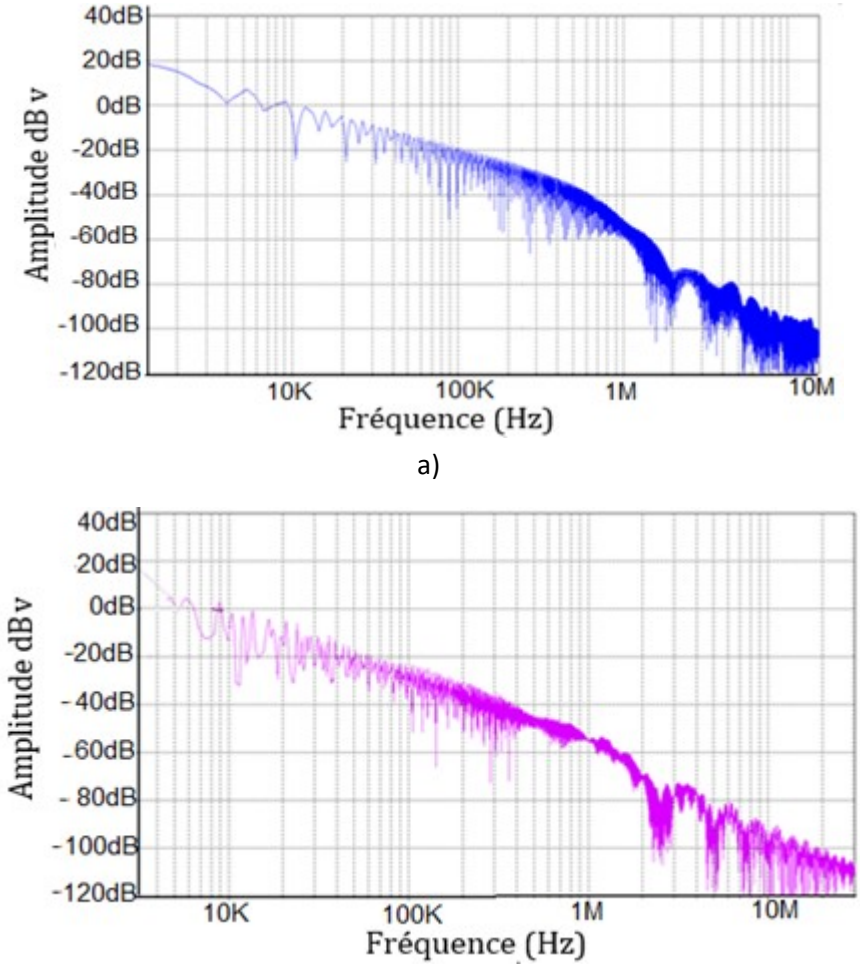


Figure II.65. *Spectre fréquentiel de la tension aux bornes de la charge : a) Résultats de simulation, b) Résultats* expérimentaux.

II.10.1. Etudes des perturbations en mode différentiel MD

Sur la figure II.66, nous présentons les courbes de variations fréquentielles du courant en mode différentiel, que nous avons obtenues par simulation, comparées à des résultats expérimentaux.

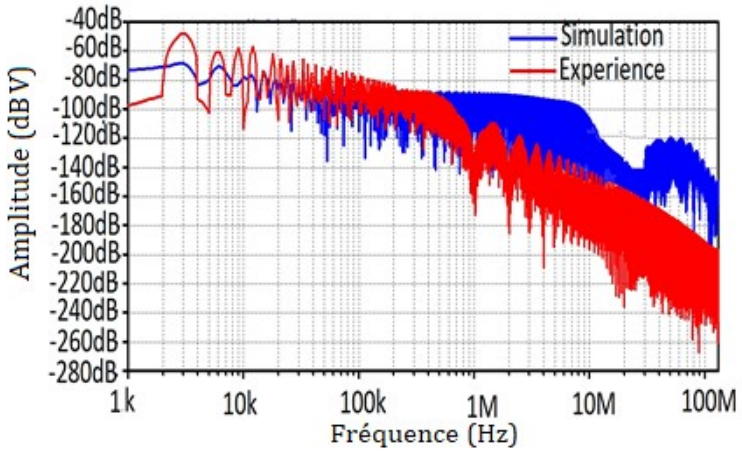


Figure II.66. *Spectre des perturbations en mode différentiel localisées sur le RSIL*

D'après les résultats de simulation et expérimentaux représentés dans la figure II.66, nous constatons qu'il y a une concordance.

II.10.2. Etude des perturbations en mode commun MC

Sur la figure II.67, nous présentons les courbes de la variation fréquentielle, du courant en mode commun, que nous avons obtenues par simulation, comparées à des résultats expérimentaux.

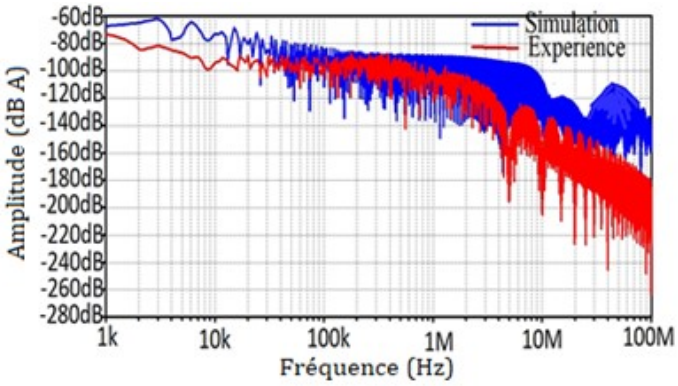


Figure II.67. *Courant en mode commun.*

Les résultats présentés à la figure II.67 présentent le spectre de courant en mode commun du hacheur série. On remarque clairement la variation rapide de la tension aux bornes de la résistance équivalente du RSIL. Il apparait les formes oscillatoires des perturbations lors de commutation du MOSFET.

II.11. ETUDE DES PERTUBATIONS DANS L'ASSOCIATION REDRESSEUR-HACHEUR

Après l'étude séparée des convertisseurs statique AC/DC de type monophasé en pont de diodes et DC/DC de type hacheur série, nous allons présenter l'impact du spectre des perturbations conduites du pont de diodes sur celles du hacheur. Le pont de diodes est inséré entre le RSIL et le hacheur. Si les perturbations propres au redresseur

se manifestent directement dans le RSIL, celles de l'hacheur ne voient le dispositif de mesure qu'à travers le redresseur.

Dans ce contexte, nous avons simulé sous logiciel LTspice le circuit présenté par la figure II.68. Nous avons pris en compte dans cette simulation les éléments parasites inductifs et capacitifs énumérés précédemment [79].

Les diodes de redressement utilisées sont de type 1N4007, D est de type BYT1000P12 alors que le MOSFET est de type IRF740, avec le schéma de RSIL.

Le circuit de l'association redresseur-hacheur simulé sous LTspice (Fig. II.68) possède les données suivantes : V_{res} = 20 V, f = 50 Hz , C = 940 µF, R_{ch} = 82 Ω.

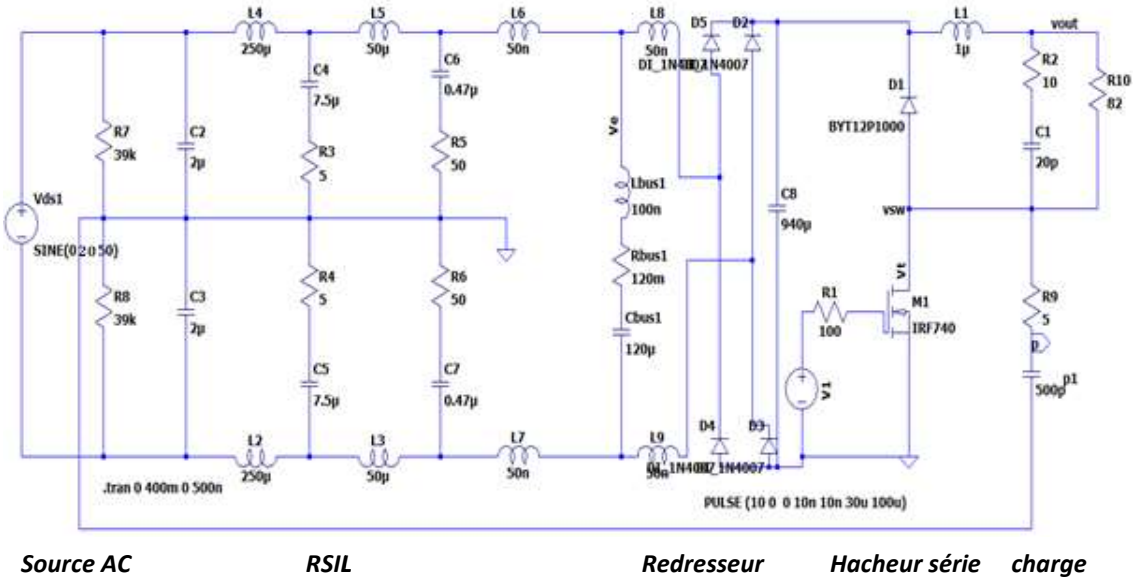


Figure II.68. *Association redresseur-hacheur avec le RSIL sous Ltspice.*

Après la réalisation des deux convertisseurs le redresseur monophasé en pont de diode et le hacheur série, nous avons fait une association entre les deux, afin de mesurer les perturbations électromagnétiques.

La figure II.69 montre le schéma descriptif du banc expérimental de l'association redresseur–hacheur série avec le réseau stabilisateur d'impédances de ligne.

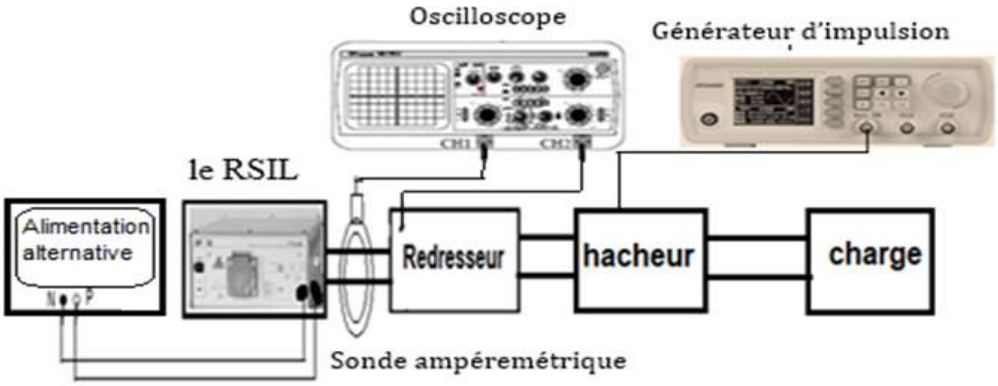
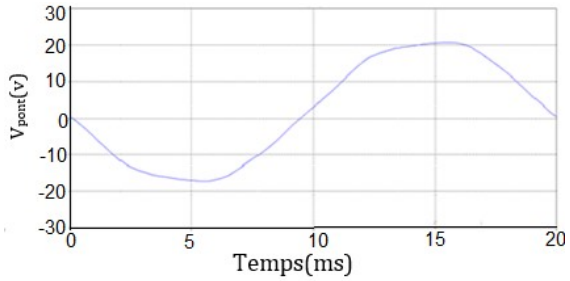
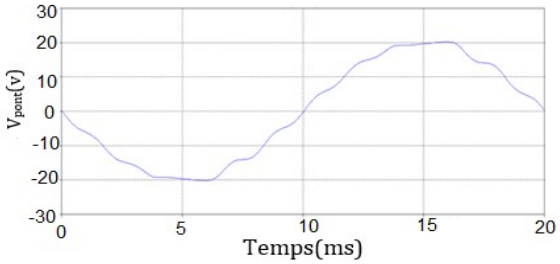


Figure II.69. *Schéma descriptif du banc expérimental d'une association redresseur-hacheur série.*

Dans la figure II.70, nous représentons les résultats temporels de la tension à l'entrée de redresseur obtenus par simulation et par mesures. On remarque clairement que Les résultats expérimentaux à une forme similaire à celles de simulation.



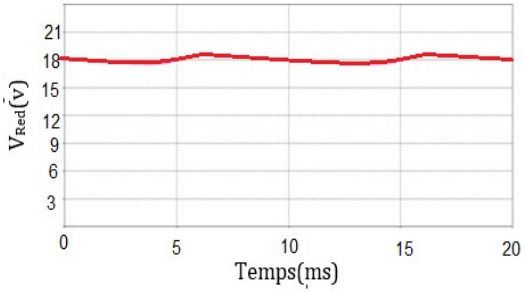
a)



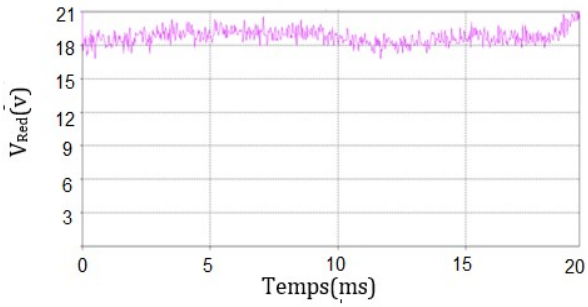
b)

Figure II.70. *Variation temporelle de la tension à l'entrée du pont redresseur :a) Résultats de simulation, b) Résultats expérimentaux.*

La tension redressée et la tension à la sortie du hacheur sont représentées respectivement par les deux figures II.71et II.72.



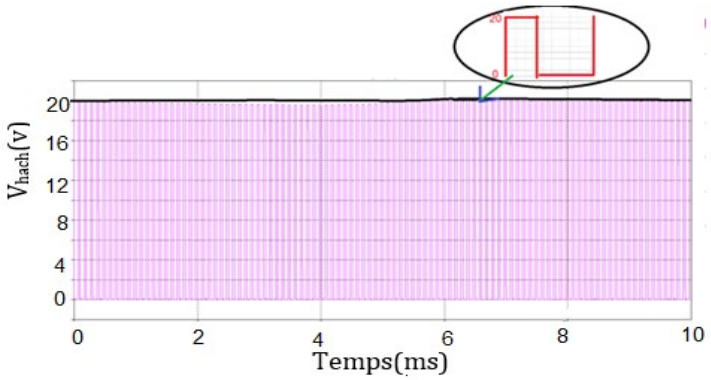
a)



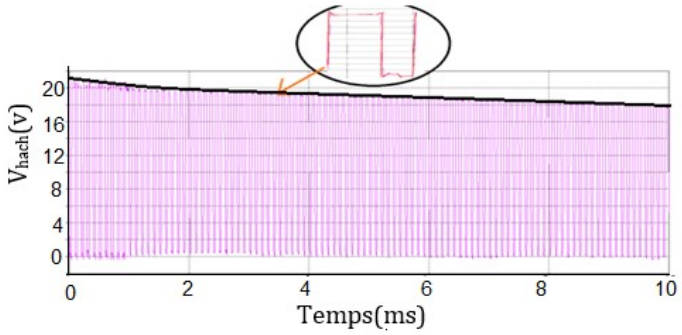
b)

Figure II.71. *Variation temporelle de la tension redressée : a) Résultats de simulation, b) Résultats expérimentaux.*

Dans la figure II.72, on remarque lorsqu'on effectue un zoom correspondant à l'intervalle de temps de la commutation, un phénomène oscillatoire périodique est visible. Il est dû à la commutation brutale des interrupteurs MOSFET et à l'effet des inductances de connexion et les composants passifs du convertisseur.



a)

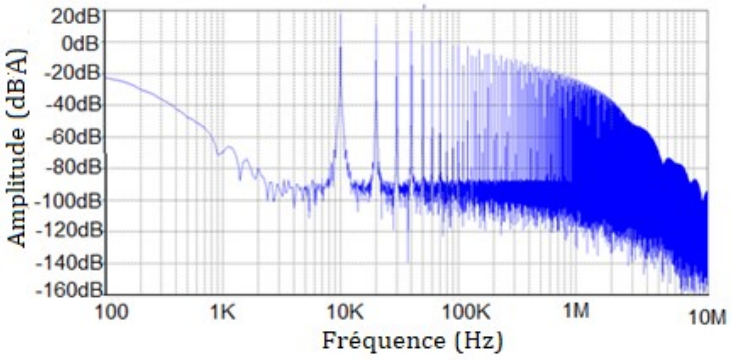


b)

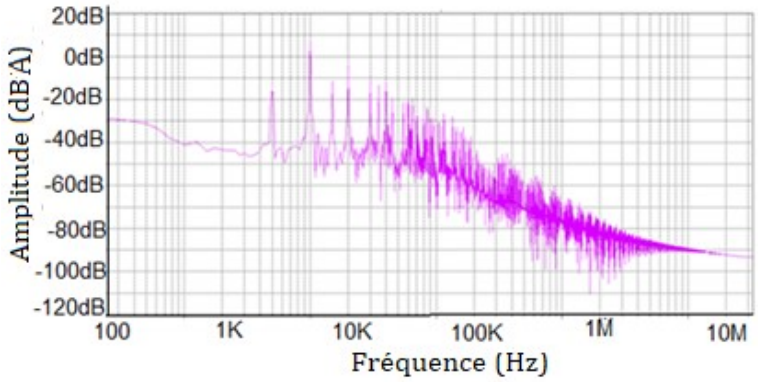
Figure II.72. *Tension de sortie de l'association redresseur-hacheur :a) Résultats de simulation, b) Résultats expérimentaux.*

Dans la figure II.73, nous présentons les résultats fréquentiels de la tension à la sortie de l'hacheur obtenus par simulation et par mesures.

On remarque clairement que les résultats de la simulation et de mesure les fréquences de résonance qui présente des pics de perturbation se trouvent après 10 kHz, elles vont être minimisées vers les hautes fréquences.



a)



b)

Figure II.73. *Tension de sortie d'une association redresseur-hacheur : a) Résultats de simulation, b) Résultats expérimentaux.*

II.11.1. Études des perturbations en mode différentiel MD

Sur la figure II.74, nous présentons les courbes de la variation fréquentielle du courant en mode différentiel, que nous avons obtenues par simulation, comparées à des résultats de mesures expérimentales.

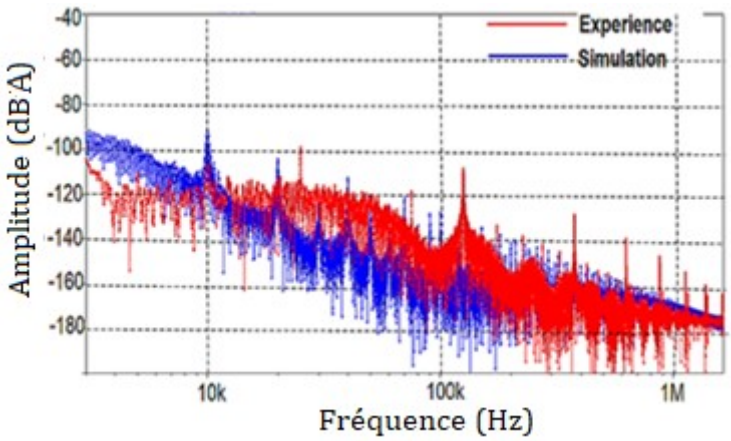


Figure II.74. *Spectre du courant en mode différentiel de l'association redresseur-hacheur.*

Le spectre du courant en mode différentiel correspondant à l'association redresseur-hacheur est présenté à la figure II.74, où on remarque que le spectre a un niveau important à partir de –75 dBA pour un pic de fréquence de 150 kHz après, on remarque une légère minimisation de la perturbation.

II.11.2. Etudes des perturbations en mode commun MC

Nous avons mesuré les perturbations en mode commun afin de les comparer avec la simulation. Dans la figure II.75, nous présentons les courbes de la variation fréquentielles (courant en mode commun), que nous avons obtenues par simulation, comparées à celle obtenues par mesures expérimentales.

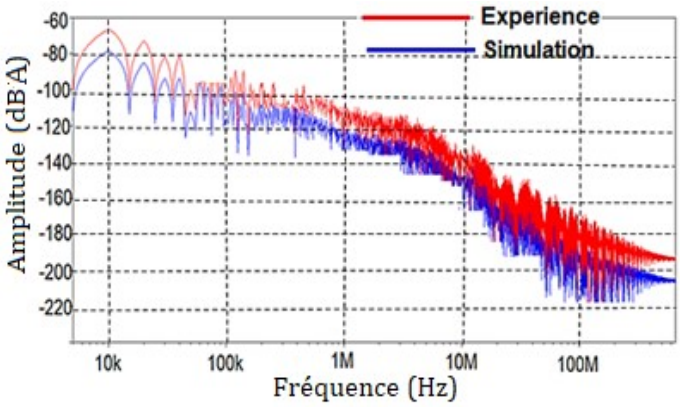


Figure II.75. *Spectre du courant en mode commun de l'association redresseur-hacheur.*

D'après ces résultats, on remarque une concordance entre la simulation et les mesures expérimentales, ainsi un gain important dans la fréquence de 15 kHz, a une amplitude égale à -60 dBA, suivi par une minimisation de la perturbation vers les hautes fréquences.

II.12. CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre les différents dispositifs d'électroniques de puissance : les composants passifs (résistances, inductances et condensateurs) ainsi que les composants actifs (diodes, thyristors, transistors IGBT et MOSFET). Ensuite, on a étudié leurs comportements dynamiques et ses caractéristiques en utilisant la simulation sous Logiciel Ltspice et les bancs de mesure, pour valider les résultats. Ainsi que l'influence de l'inductance parasite sur la commutation des composants de puissance.

La seconde partie concerne une présentation détaillée des réalisations du redresseur monophasé en pont de diodes et du hacheur série puis l'association entre les deux afin de les utiliser dans les bancs expérimentaux pour mesurer les perturbations électromagnétiques à base fréquence (les harmoniques dans le redresseur)et à haute fréquence pour les deux modes commun et différentiel dans différents cas : redresseur monophasé en pont de diodes seul, hacheur série seul et l'association redresseur-hacheur.

Dans le chapitre suivant, nous allons étudier et quantifier expérimentalement les perturbations électromagnétiques rayonnées (champ électrique et champ magnétique) par la méthode de mesure champ proche en utilisant les sondes disponibles au niveau du laboratoire APELEC. Nous commencerons par un composant passif (inductance toroïdale) dans les deux domaines temporel et fréquentiel, puis la détermination de l'efficacité de blindage.

Chapitre 3

Mesure du Champ Magnétique Proche au-dessus d'une Inductance Toroïdale et Etude de l'Efficacité de Blindage

Chapitre 3
Mesure du Champ Magnétique Proche au-dessus d'une Inductance Toroïdale et Etude de l'Efficacité de Blindage

INTRODUCTION

Chaque composant électronique (passif ou actif) produit un champ électromagnétique qui dépend de ses propres propriétés électriques, de la façon dont il est utilisé dans le montage, de son emplacement. Ainsi le champ électrique et/ou magnétique émis par un système électronique peut devenir perturbateur pour les systèmes voisins ou lui-même en provoquant des dysfonctionnements des autres systèmes électriques sensibles, ainsi qu'un mauvais impact sur les informations électromagnétiques et même sur la santé humaine. Dans ce cas, la protection contre les interférences électromagnétiques dans les dispositifs électriques et électroniques sensibles pour éviter les perturbations du champ électromagnétique externe et interne entre les composants du système est très intéressante par des matériaux de protection.

Le blindage électromagnétique est l'une des solutions utilisées pour réduire les émissions rayonnées. L'utilisation du blindage électromagnétique consiste, du point de vue de l'émissivité, à contenir les émissions rayonnées à l'intérieur d'une enceinte blindée, et du point de vue de l'immunité, à écarter les émissions rayonnées provenant de sources extérieures à cette enceinte. En fait, cette solution consiste à isoler électromagnétiquement un ou plusieurs équipements. Cette solution peut être appliquée aussi bien à la source de perturbation qu'à la victime.

Ce chapitre décrit la première thématique abordée au cours de ce travail de recherche, la mesure du champ magnétique proche au-dessus d'une inductance. Dans la première partie, nous allons étudier les sondes de mesure de champ proche, le banc de mesure, ensuite les émissions rayonnées du champ magnétique proche au-dessus de l'inductance toroïdale alimentée par un signal d'impulsion de fréquence et d'amplitude variables à l'aide d'un générateur d'impulsions, dans le domaine fréquentiel (FD) en utilisant un analyseur de spectre, et dans la domaine temporel(TD) par l'oscilloscope. Ensuite, nous allons déterminer l'impact de la fréquence et de la tension du signal sur les émissions rayonnées de la forme du champ magnétique de toutes les composantes (x, y

et z) avec le blindage magnétique constitué par le matériau de feuille d'aluminium, pour deux hauteurs Z entre le point de mesure et la surface de l'inductance.

Enfin, nous allons déterminer l'efficacité du blindage en fonction de la variation de la fréquence et aussi en fonction de la variation de la tension du signal d'impulsion.

III.1. NOTION DE CHAMP PROCHE

La notion de champs proche est liée à la longueur d'ondeλ. On parle généralement de champ proche quand la distance entre le dispositif sous test et le système de mesure est inférieure à $D^2/2.\lambda$, (D est la dimension maximale de l'antenne).

A proximité de la source, le champ proche est dit électrique lorsque le champ est créé par un dipôle ou un circuit à haute impédance. Le champ proche est qualifié de magnétique lorsqu'il est engendré par une spire fermée ou un circuit à basse impédance. Il est à noter que la source peut imposer son impédance et l'impédance d'onde tend alors vers celle de la source [80].

Le champ mesuré est formé de trois composantes magnétiques et de trois composantes électriques. Afin de connaître toutes les caractéristiques du champ électromagnétique, il faut mesurer toutes ses composantes. On se sert de boucles pour faire la mesure de champ magnétique et de dipôle pour faire la mesure du champ électrique. Ces sondes sont conçues de façon à privilégier la mesure d'une des composantes du champ magnétique ou électrique. C'est l'orientation de la boucle ou du dipôle qui permet de connaître l'orientation du champ [81].

La sonde utilisée pour mesurer les composantes tangentielles (H_x et H_y) et la sonde utilisée pour mesurer la composante orthogonale (H_z) ont des formes différentes. Cette différence entraîne un décalage sur la position des zones actives de chacune de ces sondes. Pour compenser ce décalage, les sondes doivent être positionnées comme montré sur la Figure III.1 [51].

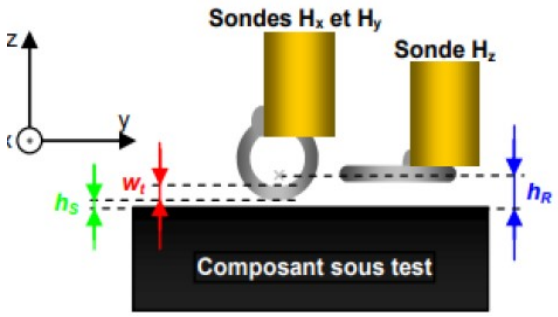


Figure III.1. *Définition de la hauteur de mesure pour les sondes de champ magnétique.*

Avec :h_R: Hauteur réelle de balayage

w_t : le diamètre du fil utilisé pour réaliser la boucle

h_S : la distance entre l'extrémité de la boucle H_x et le boîtier du composant sous test.

Dans ce positionnement, h_R est la hauteur réelle de la mesure pour les deux sondes. Cette hauteur est simple à trouver pour la sonde H_z tandis que pour la sonde H_x, elle

équivaut à un point qui se situe entre le centre de la boucle et l'extrémité inférieur du cercle intérieur de la boucle. Pour positionner la sonde H_x, on règle la hauteur h_s qui correspond à la distance entre l'extrémité de la sonde et la surface du composant. Ensuite, en connaissant la position du point actif, on calcule la hauteur réelle de la mesure.

III.2. SONDES DE MESURE DU CHAMP ELECTROMAGNETIQUE

La technique de mesure qui nous intéresse dans notre travail, c'est la méthode directe à détection passive. Elle fait appel à des sondes dont le rôle est de capter les différentes composantes du champ électromagnétique. Il existe deux principaux types de sondes susceptibles de détecter les composantes du champ électrique ou du champ magnétique : d'une part, les sondes électriques et, d'autre part, les sondes magnétiques. Notons que certaines sondes permettent de capter simultanément des informations sur le champ électrique et sur le champ magnétique.

Différents types de sondes sont utilisées pour mesurer les composantes des champs électrique et magnétique (sonde coaxiale, dipôle, boucle, etc…). Ces capteurs vont convertir l'énergie électromagnétique locale rayonnée par le dispositif en une onde guidée par des câbles jusqu'au récepteur de mesure (analyseur de spectre). Ces sondes ont pour principale caractéristique d'être de faibles dimensions par rapport à longueur d'onde afin de limiter les perturbations induites et permettre une détection locale du champ électromagnétique avec une bonne résolution. Cette méthode de mesure présente l'avantage d'être transposable en milieu industriel.

III.2.1. Sondes électriques

Pour mesurer la composante normale du champ électrique, il est possible d'utiliser une antenne monopole simple [82-84] comme indiqué sur la figure III.2. Elle doit être placée perpendiculairement au matériel à tester. Cette antenne peut être réalisée à l'aide d'un câble coâxial classique dénudé sur une longueur de quelques millimètres comme le montre la figure III.2 [35].

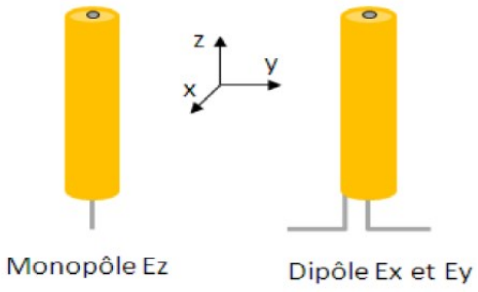


Figure III.2. *Sondes de champ électrique.*

Les sondes de champ électrique peuvent être faites avec du câble coaxial ou sur circuit imprimé (Fig. III.3). Plus le brin est long, plus la sonde est sensible. Inversement, plus le brin est court, meilleure est la résolution spatiale [51].

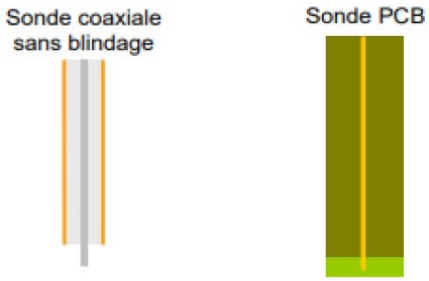


Figure III.3. *Description de sondes de champ électrique.*

III.2.2. Sondes magnétiques

La mesure du champ magnétique peut être effectuée à l'aide de boucles magnétiques (Fig. III.4). En effet, quand le champ magnétique traverse une boucle magnétique, un courant proportionnel à la valeur du champ magnétique est induit dans la boucle. Afin de mesurer les différentes composantes du champ *H*, il faut placer la normale de la boucle de manière colinéaire à la composante recherchée. Si la taille de la boucle est petite, le champ électrique induit est négligeable. En fait, la tension disponible est proportionnelle à la composante du champ magnétique dans le plan de la boucle, mais aussi aux fluctuations parasites du champ électrique sur la boucle. Donc, plus la taille de la boucle est petite, plus les parasites induits sont négligeables [35, 96].

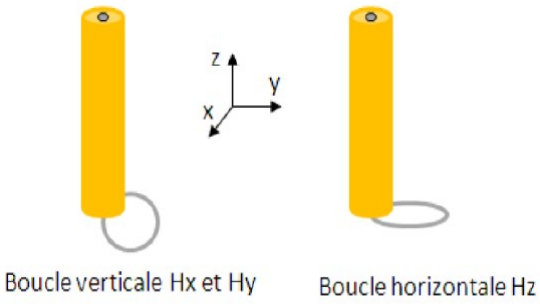


Figure III.4. *Sondes de champ magnétique.*

Plusieurs architectures peuvent être utilisées pour concevoir les sondes de champ proche (Fig. III.5). Les sondes coaxiales peuvent être faites avec ou sans blindage. Sans blindage, la boucle peut être de petite dimension, en revanche elle présente un coefficient de couplage capacitif supérieur aux sondes avec blindage [51]. Cependant, les sondes avec blindage ne permettent pas d'avoir une bonne résolution spatiale à cause de la grande taille de leur boucle. On peut aussi utiliser un circuit imprimé pour fabriquer une sonde de champ magnétique.

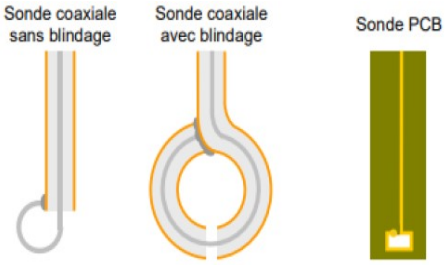


Figure III.5. *Description de quelques sondes de champ magnétique [51].*

En fonction de son orientation, la sonde de mesure utilisée permet de mesurer les 3 composantes cartésiennes du champ magnétique rayonné : les composantes tangentielles H_x et H_y et la composante normale H_z. Pour mesurer une composante, il suffit de placer la surface de la boucle de la sonde (la partie active) de façon perpendiculaire à la composante recherchée. Seule la composante normale à la surface de la sonde est détectée [50].

III.2.3. Influence de la sonde sur le champ à mesurer

Dans ce paragraphe, nous étudions l'influence du champ produit par la sonde sur le champ magnétique à mesurer. En effet, le champ magnétique variable produit par le dispositif sous test induit une force électromotrice variable aux bornes de la sonde (Fig. III.6). La sonde fermée sur une impédance Z_0 = 50 Ω est ainsi parcouru par un courant *i*. Ce courant génère un champ qui pourra influencer le champ à mesurer. L'objectif de cette partie est de déterminer le champ produit par la sonde afin d'évaluer son influence sur le champ à mesurer. Le champ produit par la sonde est déterminé par l'expression (III-1) : [50].

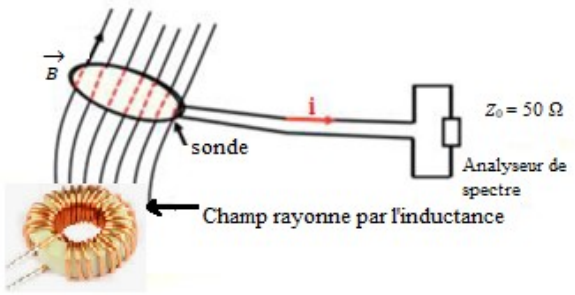


Figure III.6. *Influence de la sonde sur le champ à mesurer.*

Le champ magnétique crée au centre de la sonde a pour expression :

$$B_{sonde\ max} = \frac{\mu_0 n\, i_{max}}{2.r} = \mu_0 \frac{n}{2.r} \frac{e_{max}}{Z_0} \qquad \text{(III-1)}$$

Où : Z_0 : l'impédance d'entrée de l'analyseur de réseau.

n: le nombre de spires formant la sonde.

r: rayon de la sonde.

μ_0: perméabilité du vide.

❖ ***Principe de mesure***

Le principe de mesure d'une sonde boucle est basé sur la loi de Faraday-Lenz : lorsque le flux magnétique ϕ dans une boucle varie, il en résulte une force électromotrice "e" aux bornes de celle-ci.

$$e = -n\frac{\mathrm{d}\phi}{\mathrm{d}t} \qquad \text{(III-2)}$$

Où n est le nombre de spires de la sonde boucle. Pour un champ sinusoïdal de pulsation, en se plaçant en représentation complexe, l'équation (III-2) devient :

$$e(\mathrm{j}\omega) = -n\mathrm{j}\omega\phi(\mathrm{j}\omega) \qquad \text{(III-3)}$$

III.3. DESCRIPTION DU BANC DE MESURE DU CHAMP MAGNETIQUE PROCHE

Le schéma de ce banc est représenté sur la figure III.7. Celui-ci est particulièrement dédié à la mesure champ proche d'un circuit. On trouve aussi des bancs de scan plus volumineux dédiés à la mesure du rayonnement des systèmes électriques [86].

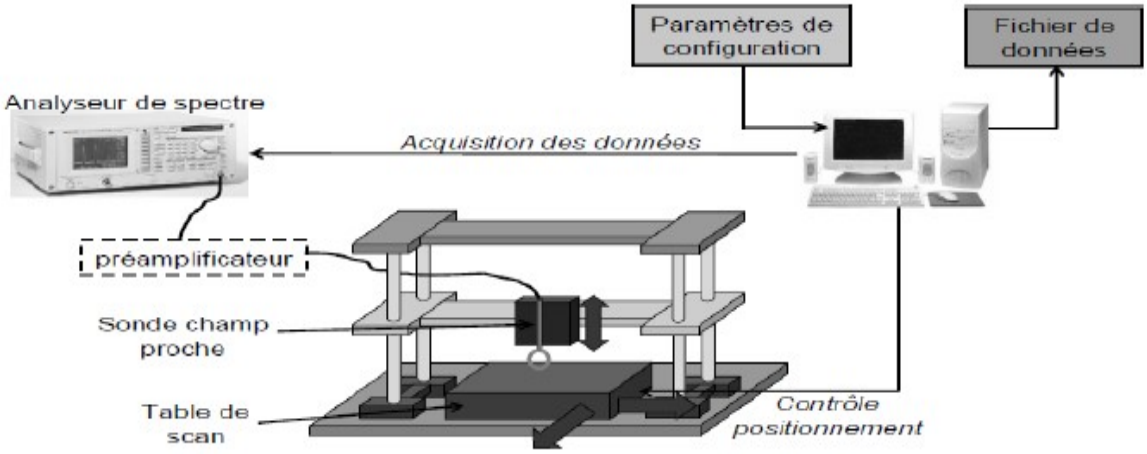


Figure III.7. *Schéma du banc de mesure du champ magnétique proche [85].*

La figure III.8 représente un exemple d'une cartographie de la norme du champ rayonné par une carte électronique. Nous remarquons que la mesure de champ proche nous permet par corrélation avec l'emplacement des composants d'avoir une idée sur les composants les plus perturbants de cette carte.

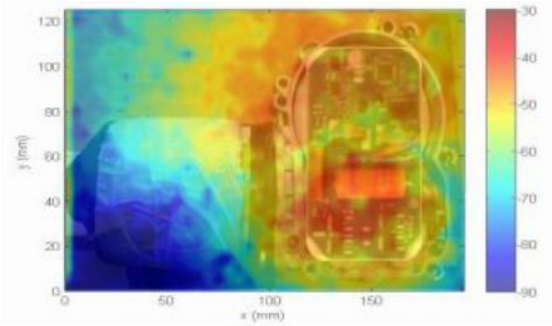


Figure III.8. *Exemple de cartographie de la composante H_z du champ magnétique d'une carte électronique d'un moteur à la fréquence 1,7 MHz [55].*

III.3.1. Principe général

Le principe de construction d'une cartographie d'émission en champ proche est basé sur une sonde en champ proche qui est déplacée sur la surface du dispositif à tester. La sonde détecte un champ électromagnétique et génère une tension proportionnelle à l'amplitude des composantes du champ détecté. Cette tension peut

être mesurée avec un analyseur de spectre dans le domaine fréquentiel, ou avec l'oscilloscope dans le domaine temporel. La sonde doit être déplacée avec précision à une hauteur constante par rapport à la surface du composant testé. L'utilisation d'un support mécanique de précision est donc nécessaire. De plus, pour reconstituer la cartographie du champ proche, un système de positionnement automatisé est nécessaire. Le banc dispose de ce type de système, ce qui lui confère une précision et une répétabilité de déplacement de l'ordre du micromètre. La configuration des dispositifs de positionnement et d'acquisition se fait à partir d'un ordinateur, qui stocke également toutes les données acquises par l'appareil de mesure.

III.3.2. Positionnement de la sonde

Le déplacement de la sonde au-dessus du circuit sous test est assuré par un bras motorisé (robot) comportant trois axes de translations x, y et z ainsi que deux rotations selon x et y afin de tracer avec précision et souplesse la cartographie complète du champ rayonné par le dispositif sous test, il est représenté à la figure III.9.

Les bras mécaniques se déplacent grâce à des moteurs pas à pas dont la résolution mécanique est de 5 µm, par exemple. Le volume balayé dans un circuit de 50 cm suivant *(x),* 50 cm suivant *(y)* et 150 cm suivant *(z)*. Le système effectue le déplacement comme suit : la première rotation s'effectue autour de l'axe *z* dans le plan *x, y* du robot. La seconde rotation s'effectue autour de l'axe du bras de la sonde (perpendiculairement à l'axe *z*). Ces deux axes de rotations permettent d'orienter la sonde dans l'espace afin d'effectuer les mesures.

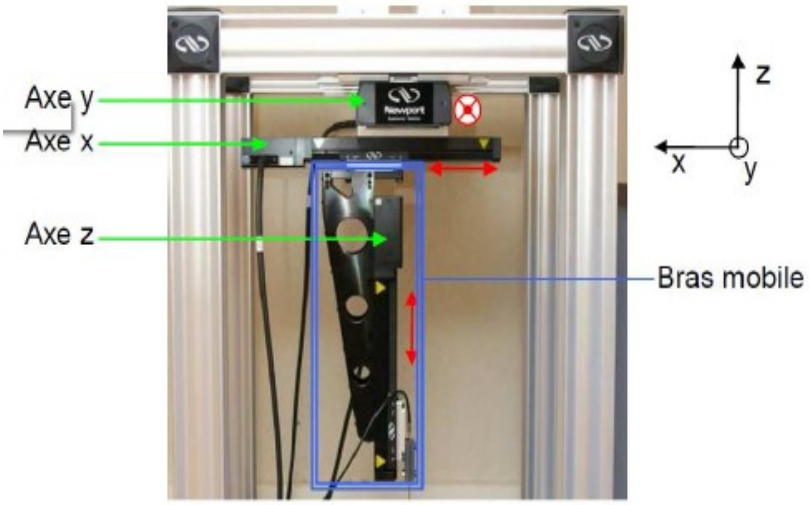


Figure III.9. *Description du bras équipant le banc de mesure champ proche [51].*

III.4. PRESENTATION DE L'INDUCTANCE

III.4.1. Définition et constitution d'une inductance

Une inductance 3D (appelée également bobine, self ou solénoïde) est un composant courant que l'on rencontre en électrotechnique et en électronique de puissance. Il s'agit d'un dipôle formé d'une ou plusieurs spires de fil conducteur. Le fil de

la bobine peut être enroulé sur un noyau magnétique ou sur un support non magnétique (bobine à air). Le noyau magnétique peut former un circuit magnétique fermé ou ouvert suivant l'utilisation [86]. Cet enroulement est effectué autour d'un matériau magnétique ou d'un ensemble de matériaux formant le circuit magnétique afin de canaliser le champ magnétique, diminuer les pertes et augmenter la valeur de l'inductance (jusqu'à un facteur μ_r : perméabilité relative) (Fig. III.10).

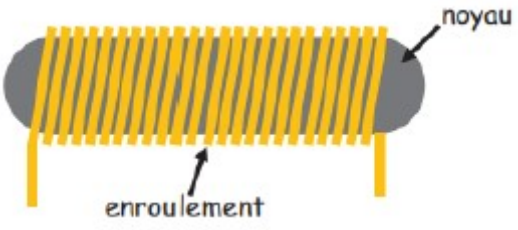


Figure III.10. *Inductance classique ou bobine [86].*

Le facteur de proportionnalité entre le flux total ϕcréé à travers les enroulements et le courant électrique I circulant dans la bobine (notée ($L = \phi/I$) est appelé coefficient d'auto-induction ou encore inductance. Il est symbolisé par la lettre L exprimé en Henry [H].

Pour un solénoïde :

$$L = \frac{n^2 S \mu_0 \mu_r}{l} \qquad \text{(III-4)}$$

Avec l: la longueur du solénoïde.

n: nombre de spires.

μ_r: Perméabilité relative du matériau magnétique.

μ_0: Perméabilité du vide.

S: surface du composant.

III.4.2. Applications des inductances

Les composants inductifs sont souvent mal connus et peu appréciés par les électroniciens. En effet, en basse fréquence, les bobinages sont lourds et encombrants et on ne les utilise que lorsque c'est vraiment nécessaire. Par contre, en haute fréquence, les bobines sont de petite taille et leur emploi est plus intéressant [87, 101]. Les inductances sont utilisables dans le domaine des hautes fréquences (pour l'électronique de puissance et les micro-ondes). Elles sont utilisées dans des convertisseurs DC/DC pour réduire l'ondulation du courant, stocker de l'énergie et en haute fréquence pour réaliser des filtres, des circuits résonants. Différents exemples d'application peuvent être présentés.

III.4.2.1. Circuit de découpage

La figure III.11 donne un exemple de circuit de découpage. Son rôle est de fournir une tension DC de sortie stable à partir d'une source de tension DC de valeur différente en

entrée (exemple d'un hacheur). Le principe de fonctionnement de ce circuit consiste à découper la tension d'entrée à l'aide de commutateur K1 à une fréquence donnée. Puis, de passer cette tension en sortie vers une charge à travers l'inductance. La fonction principale de l'inductance dans ce circuit est de stocker l'énergie sous forme magnétique puis de la restituer vers la charge lorsque l'interrupteur K_1 est ouvert et K_2 fermé (Fig. III.11), la source V_e présentant une impédance interne nulle.

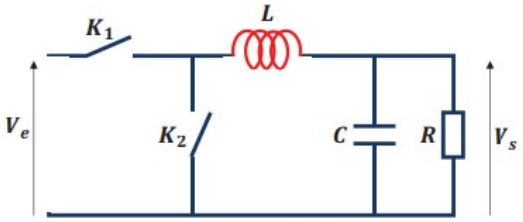


Figure III.11. *Exemple d'une alimentation à découpage [50].*

Ici le courant est un peu élevé, on n'a donc pas besoin d'une grande précision sur la valeur de l'inductance *L*.

III.4.2.2. Alimentation à découpage

Généralement dans l'alimentation à découpage, le secteur alternatif est redressé puis filtré. La tension continue obtenue est "*découpée*" par un ou plusieurs interrupteurs (transistors bipolaires ou MOS). Ce découpage s'effectue très souvent à des fréquences supérieures à une vingtaine de kHz jusqu'à quelques MHz. Le transfert d'énergie de l'entrée vers la sortie, se fait par l'intermédiaire d'une inductance ou d'un transformateur qui stocke l'énergie sous forme magnétique puis la restitue au rythme du découpage. Un exemple d'alimentation de découpage est donné à la figure III.12 (cas d'un convertisseur Buck) [88].

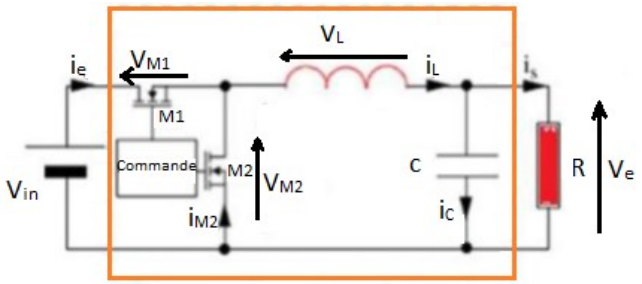


Figure III.12. *Exemple d'un convertisseur Buck [88].*

Lorsque le transistor *M1* conduit, l'énergie délivrée par la source V_{in} est stockée dans l'inductance *L*. L'inductance restitue l'énergie stockée vers la charge *R* (commande M2) avec une tension V_0 et un courant i_s. Le condensateur *C* permet de lisser la tension de sortie V_0.

III.4.2.3. Filtrage

Les filtres passifs *LC* sont constitués de selfs et de condensateurs. La figure III.13 donne un exemple de filtre *LC* passe bande. Dans ce type d'application (traitement

analogique du signal) les puissances mises en jeu sont très faibles. En revanche une bonne précision sur la valeur de L et un facteur de qualité élevé constituent les principaux éléments du cahier des charges.

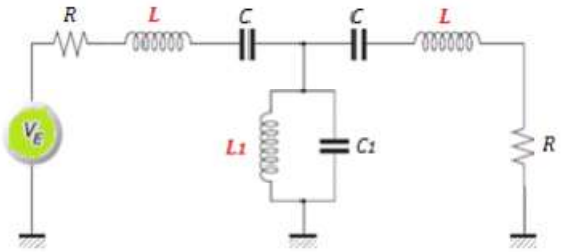


Figure III.13. *Filtre LC passe bande [87].*

III.4.2.4. Transformateurs

L'inductance constitue l'élément de base pour la réalisation des transformateurs. Un transformateur en radiofréquence est un ensemble de deux enroulements primaire et secondaire bobinés sur un circuit magnétique conformément au schéma de la figure III.14.

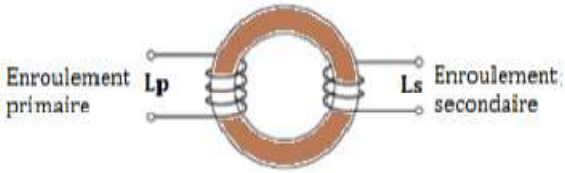


Figure III.14. *Transformateur bobiné sur un circuit magnétique [87].*

III.5. ETUDE D'UNE INDUCTANCE TOROIDALE

Une inductance ou bobine est constituée d'un ou plusieurs fils conducteurs enroulés sur un noyau. Le noyau peut être l'air ou un circuit magnétique. Le circuit magnétique a pour rôle de canaliser les lignes de champ afin d'éviter leur dispersion et d'augmenter la valeur de l'inductance. Le noyau magnétique d'une inductance est choisi en fonction du domaine d'application du composant. Il peut être un matériau ferromagnétique [89] ou ferrimagnétique [90, 91]. La bobine avec un noyau non magnétique a une valeur d'inductance faible et les lignes de champ sont mal canalisées [92]. Ceci se traduit par une importante émission de perturbation électromagnétique par le composant qui pourra contaminer les autres composants qui se trouvent dans son environnement [93]. La figure III.15 montre l'inductance toroïdale étudiée dans notre travail. Le nombre de spires est de 47et la valeur de l'inductance mesuré par RLC-mètre est égale : L = 221 µH, Noyau avec du matériau en poudre de fer, Diamètre extérieur : 12,7 mm, Diamètre intérieur : 7,7 mm, Longueur : 4,83 mm, Densité : 7.0 cm^3, Température de Curie : 825 °C, Densité : 7.0 cm^3, Perméabilité : 75 μ_o.

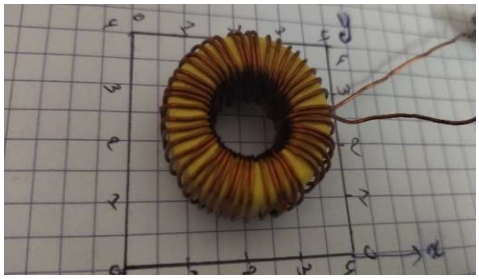


Figure III.15. *Photographie de l'inductance étudiée.*

La figure III.16. montre la photographie du banc de mesure du comportement de l'inductance (impédance et phase) effectué par l'analyseur d'impédance en fonction de la fréquence dans une gamme comprise entre [100 Hz et 30 MHz].

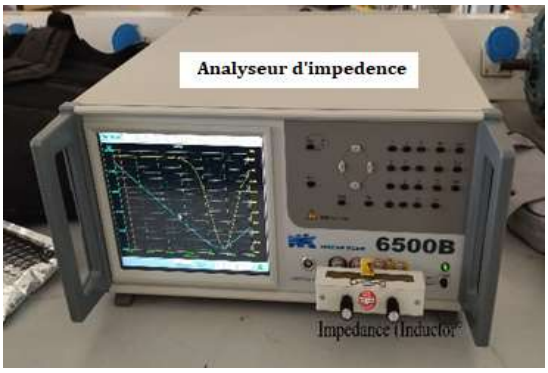


Figure III.16. *Photographie du banc de mesure du comportement de l'inductance.*

La figure III.17. montre le modèle de l'inductance réelle aux hautes fréquences, qui est constituée par l'inductance propreL_{pr} et la résistance interne R_s, en parallèle avec le condensateur parasite C_p.

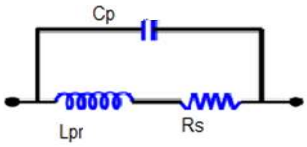
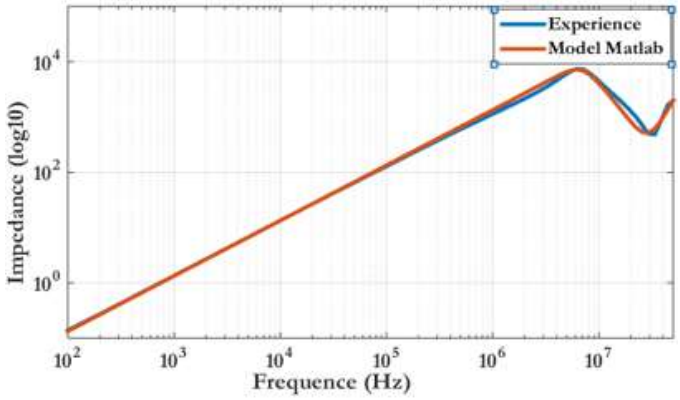
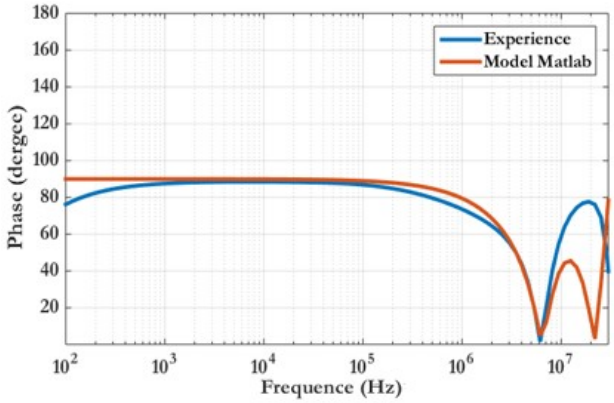


Figure III.17. *Modèle équivalent de l'inductance réelle à haute fréquence.*



a)



b)

Figure III.18. *Variations frequentielles del'inductance réelle à haute fréquence.*

Dans la figure III.18, nous montrons les variations fréquentielles de l'impédance d'une inductance dont la valeur L = 221 µH, obtenue par modélisation dans Matlab et expérimentale par l'analyseur d'impédance. Nous pouvons constater une concordance entre les résultats de la modélisation et de l'expérience, ainsi on observe qu'aux basses fréquences, l'impédance de l'inductance propre étant égale à la résistance interne. Avec l'augmentation de la fréquence, l'inductance commence à augmenter linéairement jusqu'à la fréquence f_0 qui est égale à 7 MHz où l'inductance et le condensateur parasite C_{pr} résonnent. Lorsque la fréquence augmente au-delà de la fréquence de résonance, l'impédance du condensateur parasite diminue, et par conséquent, l'impédance de l'inductance réelle diminue.

III.6. BALAYAGE DU CHAMP MAGNETIQUE PROCHE DANS LE DOMAINE TEMPOREL ET FREQUENTIEL

La figure III.19 montre une photographie du banc de mesure de champ magnétique proche en utilisant la sonde RSH-50-1 de type Rohde Schwarz dans le domaine fréquentiel. La méthode de mesure fréquentielle utilise un analyseur de spectre de haute précision et à large bande passante. Cet analyseur permet de visualiser et d'enregistrer les signaux fréquentiels captés par la mesure de la sonde de champ magnétique [94].

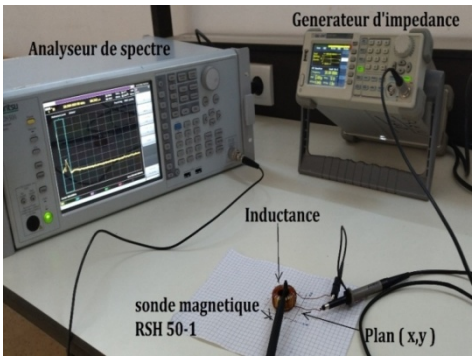


Figure III.19. *Photographie le banc de mesure le champ magnétique proche au-dessus de l'inductance dans le domaine fréquentiel.*

La figure III.20 présente un schéma descriptif des différentes parties du banc de test en champ proche. Le déplacement de la sonde sur la structure étudiée est manuel, La procédure de déplacement de la sonde d'un point de mesure à un autre sur la surface de balayage se fait avec un pas de 0,5 cm.

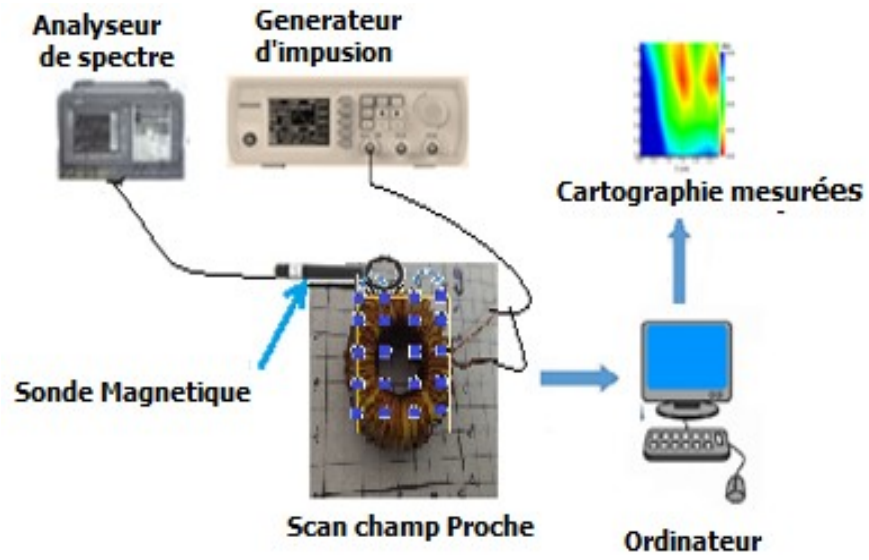


Figure III.20. *Schéma descriptif de mesure du champ magnétique proche dans le domaine fréquentiel.*

La figure III.21. montre une photographie du banc de mesure de champ magnétique en champ proche utilisant la sonde RSH-50-1 de type Rohde Schwarzdans le domaine temporel (TD).

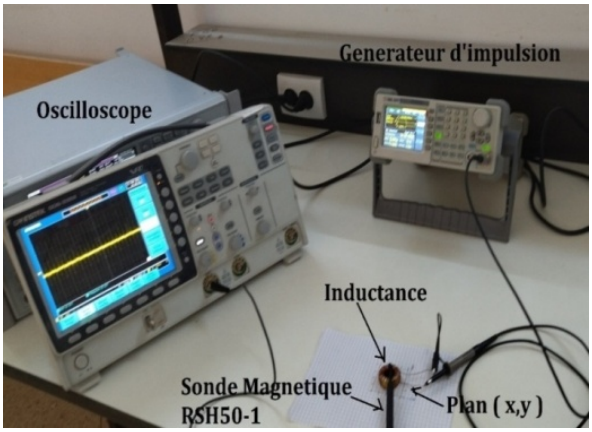


Figure III.21. *Photographie du banc de mesuredu champ magnétique proche au-dessus de l'inductance toroidale dans le domaine temporel.*

La figure III.22 montre un schéma descriptif des différentes parties du banc de test en champ proche, le déplacement de la sonde sur la structure étudiée est manuel, le pas de balayage sur la surface de l'inductance est égal à 0,5 cm.

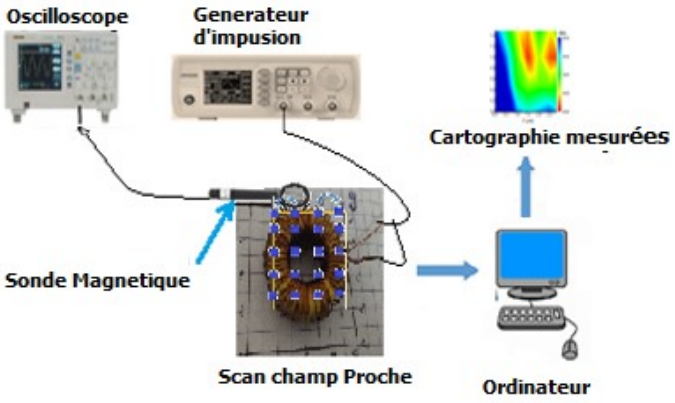


Figure III.22. *Schémadescriptif de mesure du champ magnétique proche mesuré au-dessus de l'inductance dans le domaine temporel.*

Les sondes magnétiques de type Rohde Schwarz utilisées sont : Sonde (1) - RSH400-1 ; Sonde (2)-RSH50-1 ; Sonde (3)-RSH 2.5-2 comme le montre la figure III.23.

En raison de son grand diamètre (environ 25 mm), la sonde de champ H RSH 400-1 (1) est extrêmement sensible et fournit l'intensité moyenne du champ magnétique dans la zone de la boucle de la sonde. On peut utiliser la sonde à une distance de 10 cm autour des modules et des instruments. La deuxième sonde (2) La RS H 50-1 (diamètre d'environ 10 mm) a une résolution plus élevée et une sensibilité plus faible que la RS H 400-1. Elle convient pour des mesures à une distance plus petite, jusqu'à environ 3 cm. Dans cette gamme, on peut déterminer la distribution et l'orientation du champ avec encore plus de précision [95].

La sonde de champ magnétique RS H 2.5-2 (3) peut être utilisée pour détecter sélectivement le spectre de courant dans les pistes conductrices et les composants tels que les condensateurs ou les circuits intégrés. L'extrémité de la sonde comporte une rainure magnétiquement active d'environ 0,5 mm de large [95]. Dans ce travail nous avons utilisé la sonde magnétique de type RSH 50-1.



Figure III.23. *Sonde de champ magnétique proche type Rohde Schwarz.*

III.7. IMPACT DE SIGNAL D'IMPULSION APPLIQUE A L'INDUCTANCE

Dans cette partie, nous avons comparé le champ magnétique au dessus de l'inductancetoroïdale au point (x, y) = (3 cm, 2cm) en fonction la hauteur *Z*, dans le domaine temporel et fréquentiel. Nous avons étudié l'impact de la variation de fréquence et de la tension du signal d'impulsion sur le champ magnétique émis par l'inductancetoroïdale

III.7.1. Impact de la variation de la fréquence du signal d'impulsion.

Le signal d'impulsion est largement utilisé pour commuter les commutateurs de l'électronique de puissance afin d'utiliser les convertisseurs statiques tels que les hacheurs, les onduleurs, etc..

La figure III.24 présente les signaux d'impulsion avec une amplitude de 5 V, et un rapport cyclique égal à 50%. En faisant varier la fréquence suivantes : 500 kHz, 1 MHz et 1,5 MHz, nous quantifions les radiations émises par le composant magnétique dans le domaine temporel et fréquentiel, en faisant varier la hauteur *Z* au-dessus de l'inductance ensuite un balayage à la surface de l'inductance avec un pas de 0,5 cm.

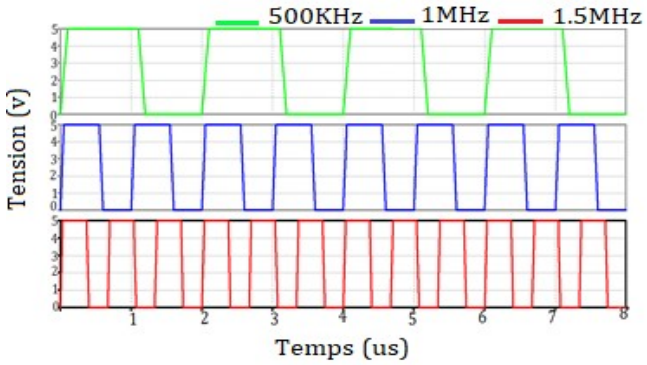


Figure III.24. *Signal d'impulsion aux bornes de l'inductance en fonction de la variation de la fréquence.*

La figure III.25 montre le champ magnétique proche de la composante H_Z mesuré au point (x, y, z) = (3 cm, 2 cm, 0,5 cm) par l'oscilloscope dans le domaine temporel (TD), où l'on remarque des pics des perturbations rayonnées dans le cas où la fréquence du signal est égale à *f* = 1,5 MHz, puis les pics se réduisent avec la réduction de la fréquence de l'impulsion comme indiqué dans cette figure III.25.

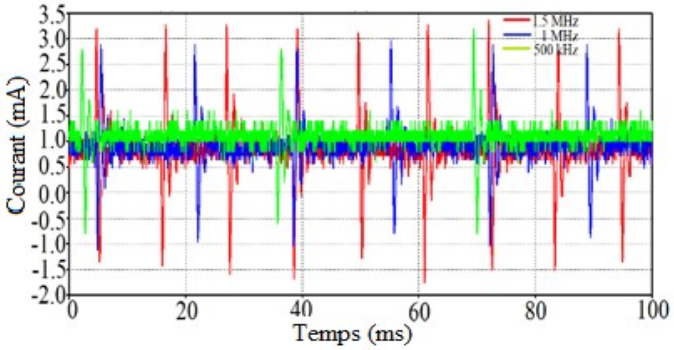


Figure III.25. *Champ magnétique proche H_Z pour différentes fréquences dans le domaine temporel.*

Les figures III.26, III.27, et III.28. présentent la comparaison des émissions magnétiques rayonnées des composantes H_x, H_y, et H_z au point (x, y) = (3 cm, 2 cm) entre le domaine temporel et le domaine fréquentiel, en fonction de la hauteur Z au-dessus de la surface de l'inductancetoroïdale. On remarque une concordance entre les valeurs temporelles et fréquentielles pour les trois composantes du champ magnétique.

Pour la figure III.26 qui présente la composante H_x, on observe avec l'augmentation de la hauteur Z au-dessus de l'inductance, le champ magnétique diminue, ainsi l'augmentation de la fréquence du signal appliqué, les émissions magnétiques augmentent.

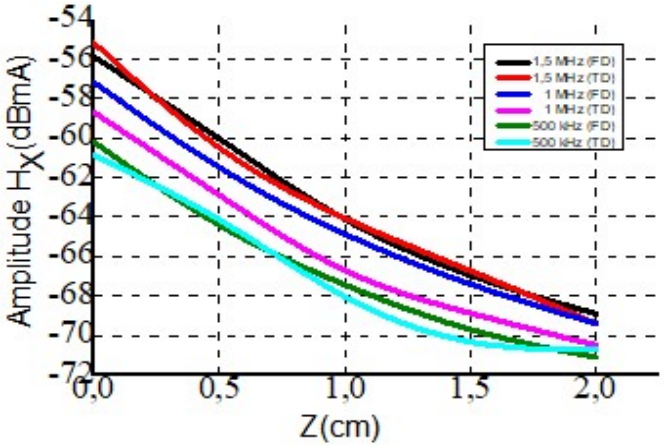


Figure III.26. *Champ magnétique de la composante H_X au point (x, y) = (3 cm, 2cm) en fonction de la hauteur Z au-dessus de l'inductance dans le domaine temporel et fréquentiel.*

La figure III.27 présente la composante H_y où on observe le champ magnétique qui augmente soit dans le cas d'augmentation de la fréquence du signal ou la réduction de la hauteur au-dessus de l'inductance. On constante ainsi que après la hauteur Z = 2 cm, l'émission magnétique pour les trois signaux devient constante.

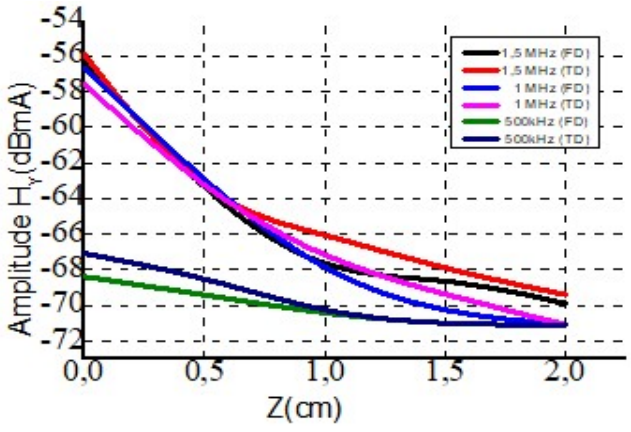


Figure III.27. *Champ magnétique du composant H_y au point (x, y) = (3 cm, 2 cm) en fonction de la hauteur Z au-dessus de l'inductance dans le domaine temporel et fréquentiel.*

Dans la figure III.28 de la composante H_z, on constate les mêmes remarques que pour les autres composantes, avec un accord entre le champ magnétique de fréquence

1 MHz et 1,5 MHz dans les deux domaines. Le champ magnétique de la composante H_Z émis par l'inductance est supérieur aux autres composantes jusqu'à -40 dBmV à Z = 0,5 cm.

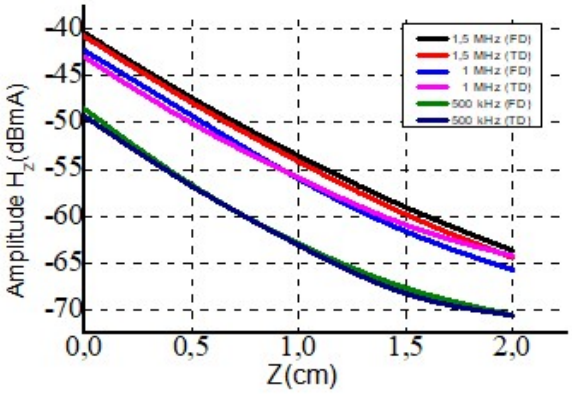
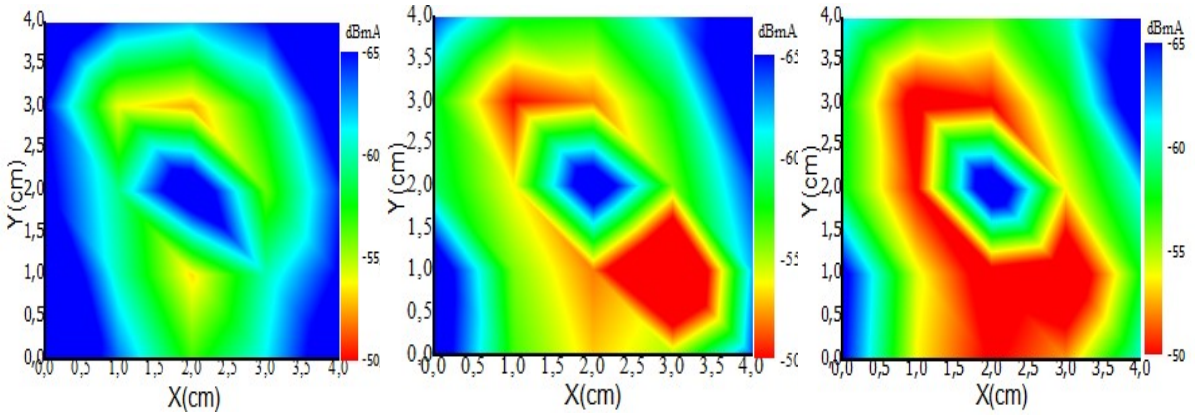


Figure III.28. *Champ magnétique de la composante $H_z$au point (x, y) = (3 cm, 2 cm) en fonction de la hauteur Z au-dessus de l'inductance dans le domaine temporel et fréquentiel.*

La figure III.29 montre les cartographies du champ magnétique H_z au-dessus de la surface de l'inductance à Z = 0,5 cm dans le domaine fréquentiel, pour différentes fréquences du signal impulsionnel 500 kHz, 1 MHz et 1,5 MHz. On remarque que les grandes émissions rayonnées se trouve autour de l'inductance et réduit au centre et à l'extérieur de l'inductance,comme indiqué par la couleur bleue. ce champ magnétique est important dans le casde la fréquence de 1,5 MHz par rapport aux autres fréquences, comme indiqué par la couleur rouge entre -50 dBmA et -55 dBmA. Le champ magnétique diminue avec la réduction la fréquence du signal appliqué aux bornes de l'inductance, comme indiqué dans la cartographie f = 500 kHz par la couleur verte, ce qui signifie que l'amplitude du champ magnétique est moins intense, entre -55 dBmA et -60 dBmA.



a) f =500 kHz *b) f =1MHz* *c) f =1.5MHz*

Figure III.29. *Cartographies du champ magnétique de la composante H_z audessus de l'inductance à Z=0.5 cm*

La figure III.30 montre le champ magnétique proche de la composante H_x au point (x, y, z) = (3 cm, 2 cm, 0,5 cm) au-dessus de l'inductance dans le domaine fréquentiel

pour différents signaux d'impulsion avec une amplitude de tension fixe égale à 5V et plusieurs fréquences : f = 50 kHz, 500 kHz, 1,5 MHz et 3MHz aux bornes de l'inductance toroïdale et le même rapport cyclique qui est égal à 50%. On remarque que les émissions rayonnées sont plus importantes avec des oscillations très rapides dans la gamme de 50 MHz et l'amplitude dépasse -54 dBmV à la fréquence du signal 3 MHz, et diminue avec la réduction de la fréquence du signal d'impulsion, même les oscillations sont réduites, puis une minimisation des perturbations rayonnées vers les hautes fréquences.

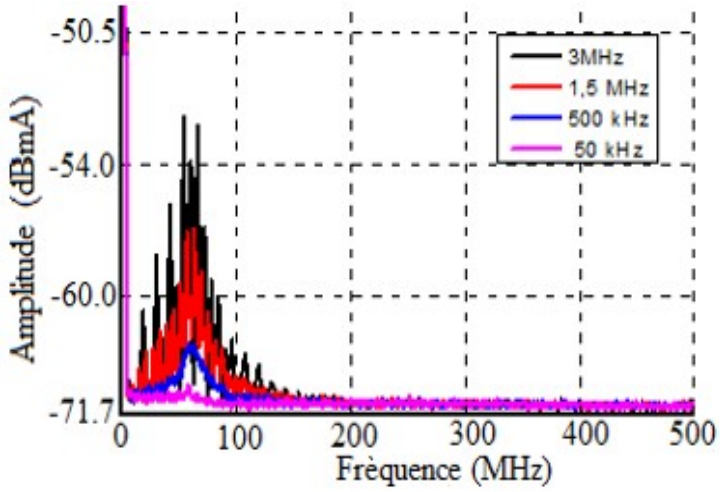


Figure III.30. *Champ magnétique de la composante H_X au point (x, y, z) = (3 cm, 2 cm, 0,5 cm) au-dessus de l'inductance.*

Les figures III.31 et III.32 montrent respectivement les composantes H_Y et H_Z, où les amplitudes H_z augmentent plus que les composantes H_x et H_y, ce qui signifie la présence du champ magnétique dans la direction z, et ensuite dans la direction y. L'amplitude du champ de la composante H_z dépasse -48 dBmV pour un signal de fréquence de 3 MHz, et s'approche de -48 dBmV dans la composante H_Y pour le même signal d'impulsion.

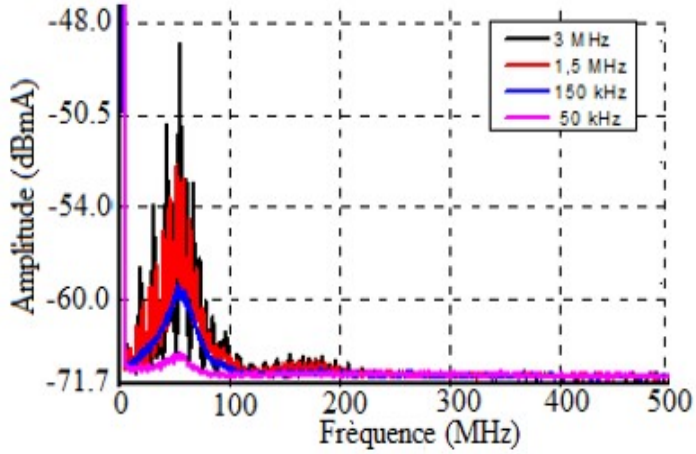


Figure III.31. *Champ magnétique de la composante H_Y au point (x, y, z) = (3 cm, 2 cm, 0,5 cm) au-dessus de l'inductance.*

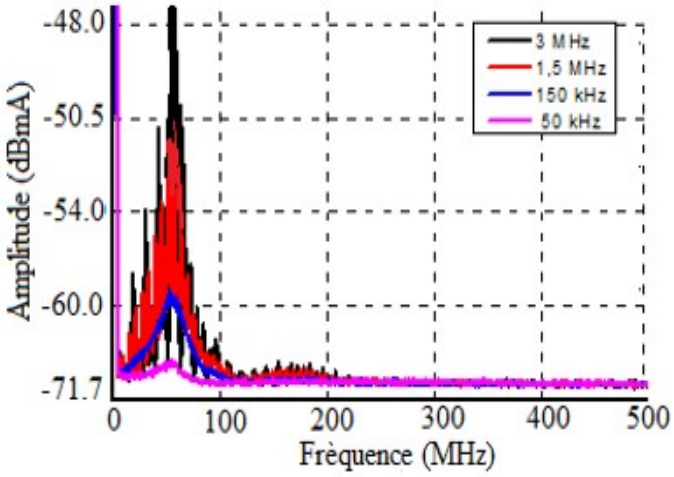


Figure III.32. *Champ magnétique de la composante H_Z au point (x, y, z) = (3 cm, 2 cm, 0,5 cm) au-dessus de l'inductance.*

III.7.2. Impact de la variation de la tension du signal d'impulsion

Dans cette deuxième partie, nous étudions l'impact de la tension du signal d'impulsion. La figure III.33 présente les signaux d'impulsion aux bornes de l'inductancetoroïdaleavec la même fréquence de 500 kHz et du même rapport cyclique 50%, en variant les amplitudes de tension, nous prenons les valeurs suivantes : 2 V, 5V et 7 V. Le but de ce travail est de visualiser l'impact sur le champ magnétique de toutes les composantes (H_x, H_y, H_z) dans le domaine temporel (TD) et fréquentiel (FD).

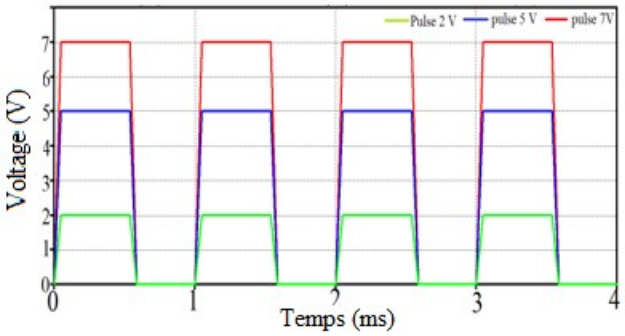


Figure III.33. *Signal d'impulsion aux bornes de l'inductance en fonction de variation de l'amplitude.*

La figure III.34 montre le champ magnétique de la composante H_Z dans le domaine temporel pour les trois valeurs de tensionau même point précédent, où les perturbations électromagnétiques augmentent avec l'augmentation de la tension appliquée aux bornes de l'inductance. Avec la réduction de l'amplitude de la tension, les pics des interferences electromagnetiques EMI sont réduits.

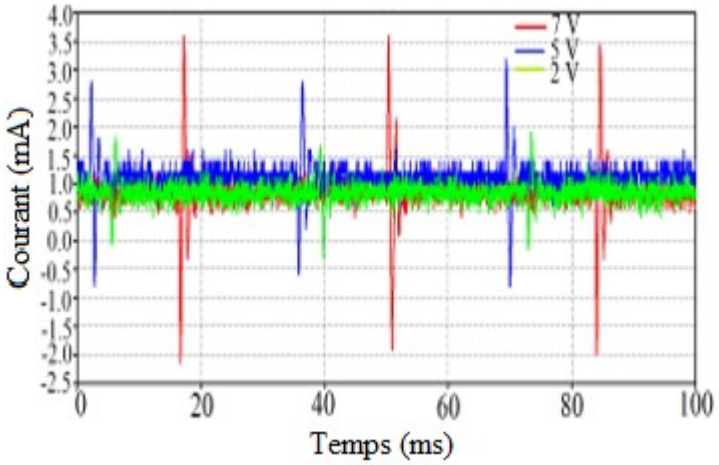


Figure III.34. *Champ magnétique proche H_Z mesuré pour différentes tensions dans le domaine temporel.*

Les figures III.35, III.36 et III.37 montrent une comparaison du champ entre les deux domaines : domaine temporel et fréquentiel au point (x, y) = (3 cm, 2 cm) en fonction de la hauteur *Z* (*Z* est la distance entre le point de mesure et la surface de l'inductance). On remarque une concordance entre les deux domaines. La figure III.36 représente le champ magnetique H_Z. On observe que les émissions rayonnées sont réduites avec l'augmentation de la hauteur *Z*, puis une concordance entre les deux cas : le signal d'impulsion d'amplitude 7 V et 5 V à partir de la distance *Z* = 0. Dans le cas du signal 2V, le champ magnétique émis par l'inductance est très faible par rapport aux deux autres signaux. La figure III.37 présente le champ magnetique H_Y. On observe une concordance entre les trois signaux d'impulsion après la distance *Z* = 1cm, ainsi une réduction du H_y soit avec la réduction la tension du signal ou avec l'augmentation de *Z*. La figure III.38 donne l'émission magnétique H_Z qui est très importante par rapport aux autres composantes H_x, H_y pour tous les cas du signal d'impulsion, ainsi une concordance entre les trois signaux d'impulsion se trouve après la distance *Z* = 2 cm.

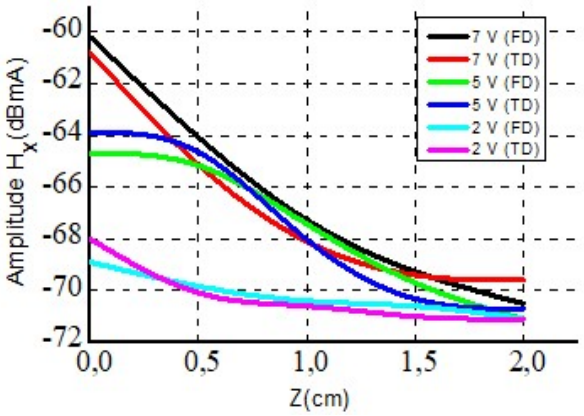


Figure III.35. *Champ magnétique de la composante H_x au point (x, y) = (3 cm, 2 cm) en fonction de la hauteur Z sur l'inductance dans le domaine temporel et fréquentiel.*

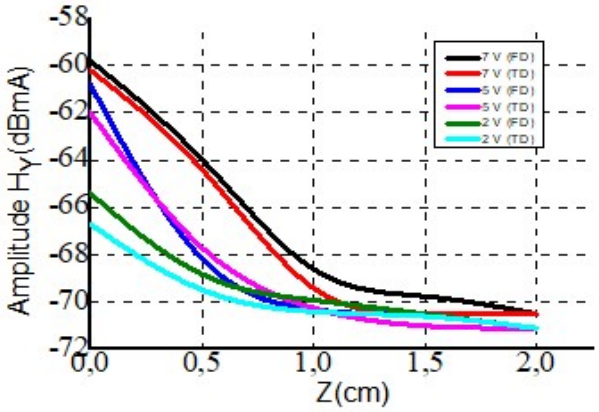


Figure III.36. *Champ magnétique de la composante H_y au point (x, y) = (3 cm, 2 cm) en fonction de la hauteur Z sur l'inductance dans le domaine temporel et fréquentiel.*

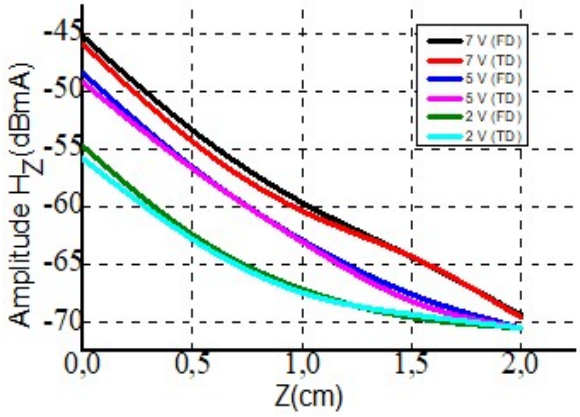
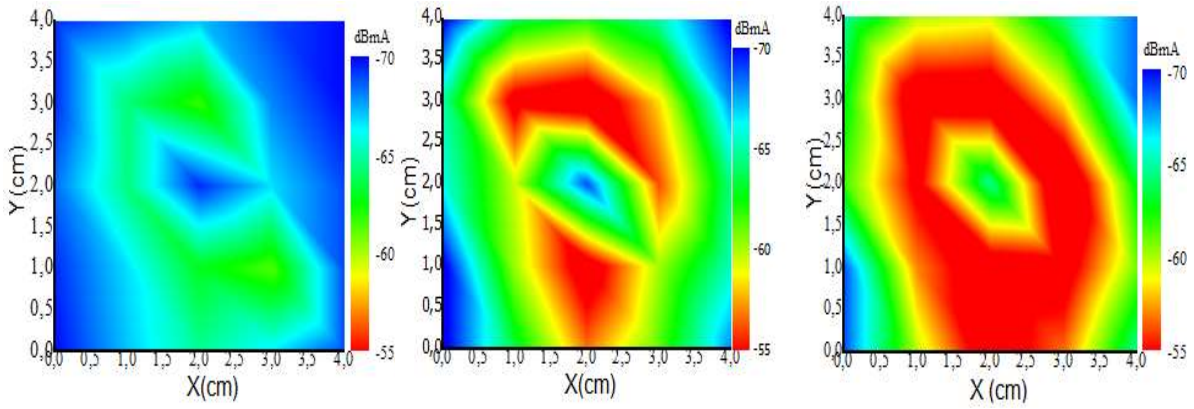


Figure III.37. *Champ magnétique de la composante H_Z au point (x, y) = (3 cm, 2 cm) en fonction de la hauteur Z sur l'inductance dans le domaine temporel et fréquentiel.*

La figure III.38 montre les cartographies du champ magnétique de la composante H_z dans la gamme [-55 dBmV à -70 dBmV] a la surface (x, y) = (4 cm, 4 cm), avec la hauteur Z = 0,5 cm, pour les différentes amplitudes de tension 2 V, 5 V et 7 V, avec la même fréquence 500 kHz et le même rapport cyclique du signal d'impulsion.



(a) (b) (c)

Figure III.38. *Cartographie du champ magnétiquede la composante H_Z au point (x, y, z) = (3 cm, 2 cm, 0,5 cm) au-dessus de l'inductance : (a) 2 V ; (b) 5 V ; (c) 7 V.*

Nous remarquons que les points chauds sont autour de l'inductance, et les points froids sont au centre et à l'extérieur de l'inductance. Ainsi avec l'augmentation de l'amplitude de la tension, le champ magnétique devient très grand comme indiqué par la couleur rouge entre -55 dBmV et -60 dBmV, et avec la réduction de l'amplitude le champ magnétique diminue comme indiqué dans les deux figures III.38 (a) et (b).

La figure III.39 montre le champ magnétique de la composante H_x au point (x, y, z) = (3 cm, 2 cm, 0,5 cm) au-dessus de l'inductance dans le domaine fréquentiel à l'aide d'un analyseur de spectre, où l'on remarque qu'avec l'augmentation de la tension (avec une fréquence du signal fixe 500 kHz), les pics du champ magnétique sont également situés à environ 50 MHz,puis une réduction vers les hautes fréquences.

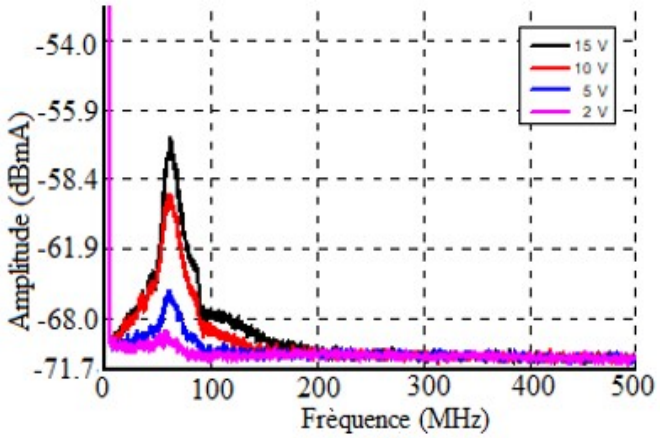


Figure III.39. *Champ magnétique de la composante H_X au point (x, y, z) = (3 cm, 2 cm, 0,5 cm) au-dessus de l'inductance dans le domaine fréquentiel.*

La figure III.40 montre le champ magnétique de la composante H_y au même point au-dessus de l'inductance pour les différentes amplitudes 2 V, 5 V, 10 V et 15 V où l'on obtient des pics des émissions rayonnées, puis une diminution vers les hautes fréquences.

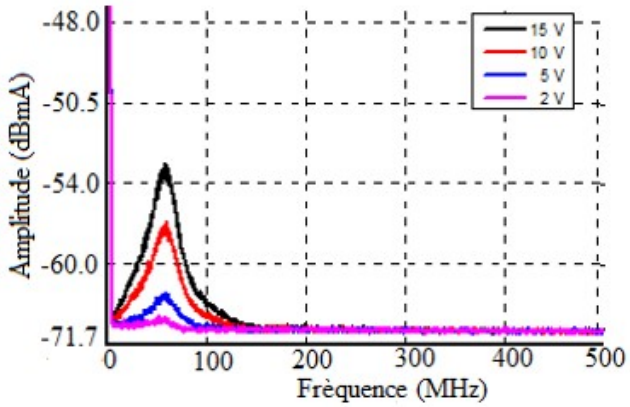


Figure III.40. *Champ magnétique de la composante H_y au point (x, y, z) = (3 cm, 2 cm, 0,5cm) au-dessus de l'inductance dans le domaine fréquentiel.*

La figure III.41 montre la composante H_z du champ magnétique émis par l'inductance, où l'on observe des amplitudes de champ très grandes par rapport aux

autres composantes H_x, H_y, d'où l'influence de la tension du signal sur le champ magnétique, qui augmente avec l'augmentation de la tension de l'impulsion du signal.

Selon les résultats obtenus par la méthode de mesure du champ magnétique proche émis par l'inductance toroïdalee par les sondes magnétiques dans le domaine temporel (TD) et le domaine fréquentiel (FD) en utilisant respectivement un oscilloscope et un analyseur de spectre, nous pouvons dire qu'il y a une concordance entre les résultats obtenus.

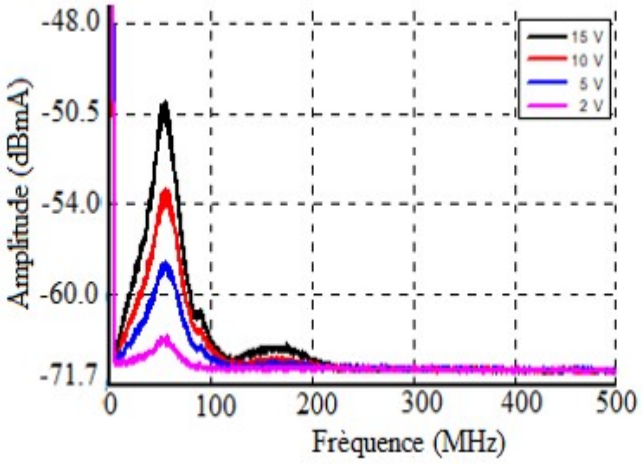


Figure III.41. *Champ magnétique de la composante H_z au point (x, y, z) = (3 cm, 2 cm, 0,5 cm) au-dessus de l'inductance dans le domaine fréquentiel.*

III.8. EFFICACITE DU BLINDAGE MAGNETIQUE EN CHAMP PROCHE

L'expression permettant d'évaluer et quantifier la faculté d'un blindage à atténuer un champ électromagnétique, est appelée « *efficacité de blindage* ». Elle est définie par la norme du champ reçu en un point sans la présence du blindage, divisée par la norme du champ reçu au même point en présence de blindage [55, 96] :

$$SE = \frac{\|Champ\ reçu\ en\ un\ point\ donné\ \ sans\ blindage\ \|}{\|Champ\ reçu\ en\ ce\ point\ avec\ blindage\ \|} \qquad \text{(III-5)}$$

Dans le cadre de notre application, le champ magnétique étant prédominant, nous nous intéressons à la réduction de ce champ magnétique. Ainsi, l'efficacité de blindage magnétique S_{EH}est définie par l'équation (III-10) et s'exprime généralement en décibel :

$$SE_{H\ dB} = 20.\log\frac{\|H_{incident}\|}{\|H_{transmis}\|} \qquad \text{(III-6)}$$

Avec : $||H_{incident}||$: norme du champ magnétique reçu en un point donné sans blindage.

$||H_{transmis}||$: norme du champ magnétique reçu au même point avec blindage.

Pour réduire le champ magnétique émis par un système électrique, plusieurs méthodes de blindage magnétique peuvent être envisagées, l'utilisation de l'une d'elles ou d'une combinaison de méthodes est tributaire de plusieurs paramètres dont la fréquence de la source de la perturbation, la faisabilité et aussi des coûts [97].

La figure III.42, illustre différentes méthodes de blindage pour la réduction du champ magnétique. Le blindage passif en utilisant une plaque conductrice illustrée sur la Figure III.42 (a), est la méthode la plus courante de réduction des niveaux de champs [89]. Cependant, l'efficacité du blindage est limitée et dépend principalement du type de matériau utilisé ainsi que de son épaisseur.

Une autre méthode de blindage passif repose sur l'utilisation d'une plaque non conductrice et magnétique pour réduire le rayonnement magnétique. La présence d'un blindage de matériau magnétique de grande perméabilité relative et de faible conductivité électrique, pouvant modifier la trajectoire du champ magnétique de fuite en le canalisant, comme illustré sur la figure III.42(b). Les principaux inconvénients du blindage utilisant un matériau non conducteur et magnétique (céramique de la famille des ferrites), outre son poids élevé et son efficacité de blindage limitée, sont liés à leur usinage difficile et à leur mauvaise tenue aux chocs mécaniques. Ces différents points rendent difficile l'adaptation de ce type de blindage aux véhicules électriques équipés de systèmes électrique d'autant plus que les coupleurs de ces systèmes sont déjà associés à ce type de matériau pour améliorer l'efficacité du transfert d'énergie [97, 98].

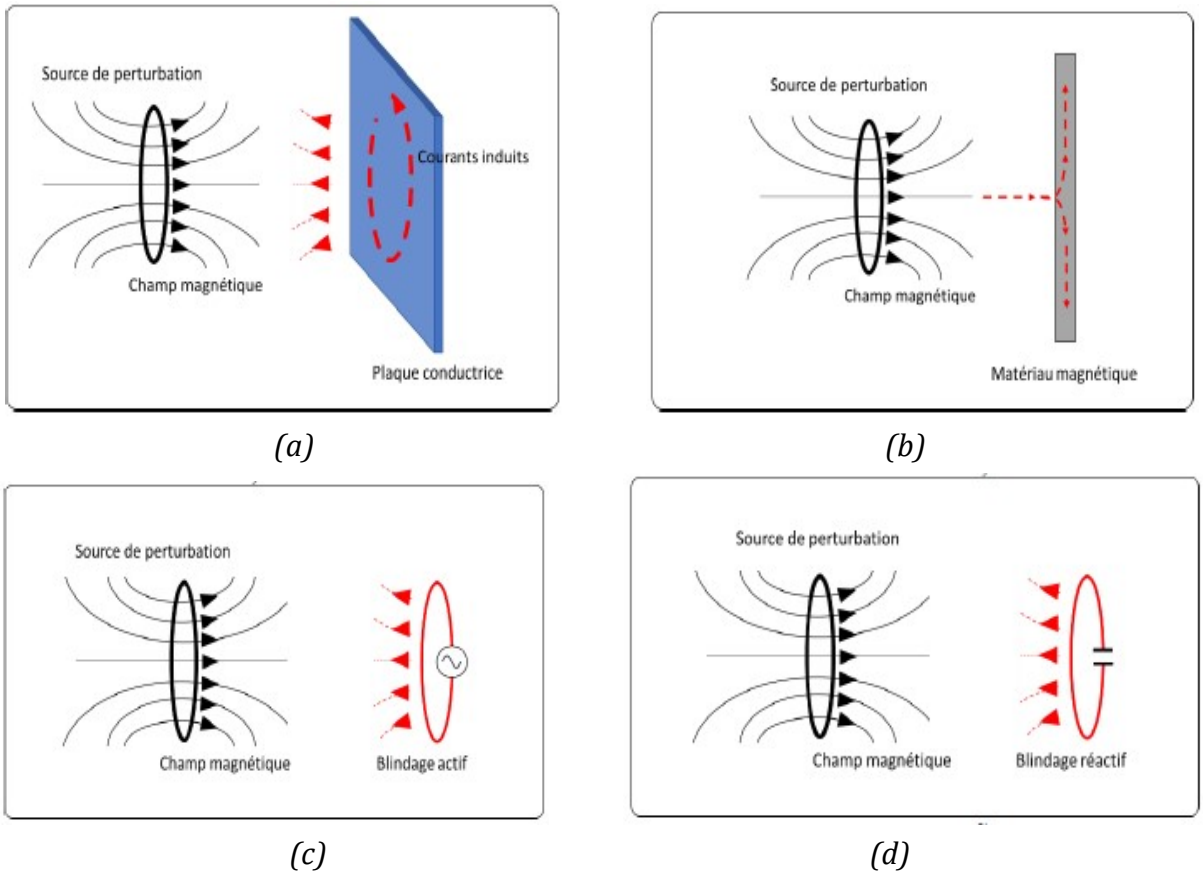


Figure III.42. *Différentes méthodes de blindage :(a) blindage conducteur, (b) blindage magnétique, (c) blindage actif, (d) blindage réactif.*

Les méthodes utilisant le principe du blindage actif, dont le principe est illustré sur la figure III.42(c), réduisent les fuites magnétiques du système en injectant un champ magnétique d'amplitude et de phase contrôlées, qui s'oppose aux champs crées par le

système électrique. Le problème que pose un tel blindage, est la nécessité d'utiliser une bobine et une source d'excitation supplémentaires. En effet, cette dernière doit être contrôlée en temps réel pour pouvoir créer un champ qui s'oppose aux rayonnements du système. Si ce contrôle n'est pas adapté, les émissions magnétiques ne seront pas réduites voir même risquent même d'être amplifiées [98].

Le blindage réactif, dont le principe est illustré sur la figure III.42(d), peut apporter une réponse au problème du blindage actif, en utilisant les courants induits par le champ magnétique de fuite dans une bobine associée à un condensateur. Ce type de blindage ne requiert pas de source d'excitation supplémentaire, en revanche, il requiert la présence et le dimensionnement d'un condensateur. Ce dernier est dimensionné pour faire résonner la bobine de blindage à une fréquence proche de la fréquence de résonnance du système [99].

Le principe du blindage utilisant une plaque conductrice est basé sur la loi de Faraday. Le champ magnétique incident variable, génère des forces électromotrices qui, dans les matériaux conducteurs, génèrent des courants de Foucault. Ces courants de Foucault génèrent un champ magnétique induit qui tend à s'opposer au champ magnétique incident. Ainsi, une partie du champ magnétique incident est réfléchi par la surface du blindage conducteur, tandis que la partie restante pénètre dans le blindage [97]. Les différents mécanismes qui contribuent à l'efficacité de blindage sont présentés dans la figure III.43. Dans cette dernière sont représentés, les ondes incidentes sur une plaque de blindage d'épaisseur « *t* ».

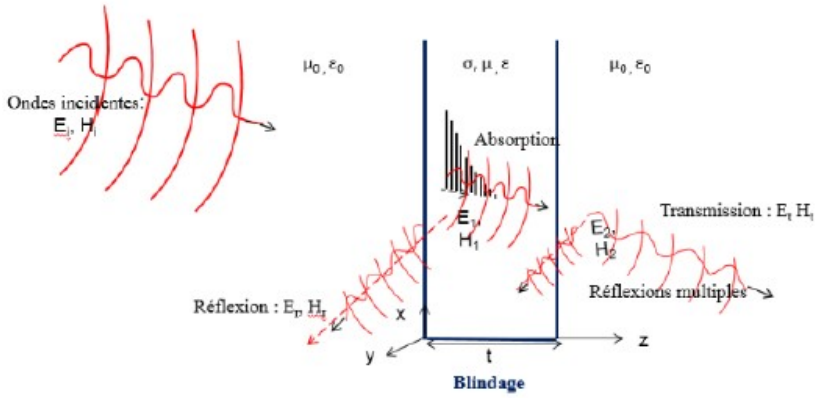


Figure III.43. *Différents mécanismes du blindage.*

Ces différents mécanismes génèrent trois types d'atténuation du champ communément appelées « pertes » [100-102] :

- *Pertes par réflexion* : la réflexion de l'onde sur les parois du blindage est due à la désadaptation d'impédance en raison d'un changement de milieu dans le passage de l'onde électromagnétique.
- *Pertes par absorption* : l'absorption est une perte due à l'effet de peau dans une certaine épaisseur « *t* »de matériau conducteur. L'onde qui pénètre dans la paroi, est atténuée par un facteur e(−αt) avec α = 1/δ où δ est l'épaisseur de peau.

- *Pertes par réflexions multiples* : ces réflexions sont négligeables si t>> δ. Quand l'épaisseur du matériau est peu importante par rapport à l'épaisseur de peau, il se produit de multiples réflexions entre les parois du blindage. La somme de ces termes diminue l'efficacité de blindage totale.

L'efficacité de blindage (SE) en décibels (dB), pour une plaque de blindage de dimensions latérales très grandes est exprimée comme étant la somme en dB des pertes par réflexion par absorption et par réflexion multiples. Elle est donnée par l'équation (III-11) :

$$SE_{dB} = A_{dB} + R_{dB} + M_{dB} \quad \text{(III-7)}$$

Avec : A_{dB}: pertes par absorption en dB
R_{dB}: pertes par réflexions en dB
M_{dB}: pertes par réflexions multiples en dB

III.9. BANC DE MESURE DU CHAMP MAGNETIQUE PROCHE AVEC LE BLINDAGE

La figure III.44 montre une photographie de la mesure du champ magnétique proche avec et sans blindage sur l'inductance toroïdale alimentée par un signal d'impulsion dans le domaine fréquentiel, afin de déterminer l'efficacité du blindage magnétique. Le générateur d'impulsion pour appliquer un signal d'impulsion, on varie tout d'abord la fréquence, en conservant l'amplitude et le rapport cyclique et en mesurant le champ magnétique avec et sans blindage pour deux distances Z entre la sonde magnétique et la surface de l'inductance. Ensuite en faisant varier l'amplitude, en conservant la fréquence et le rapport cyclique et en prenant les mesures pour déduire l'efficacité du blindage magnétique en fonction des paramètres du signal d'impulsion [94].

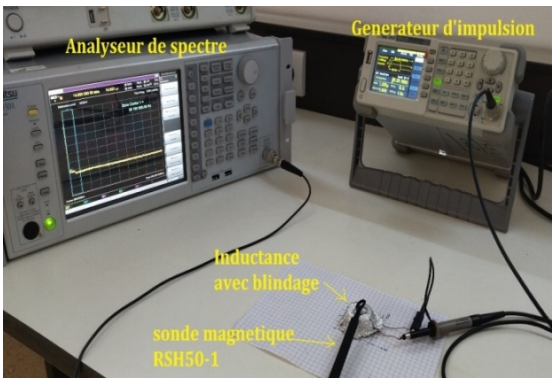


Figure III.44. *Photographie de la méthode de balayage du champ proche dans le domaine fréquentiel.*

La figure III.45 montre un schéma descriptif de la méthode de balayage en champ magnétique proche dans le domaine fréquentiel.

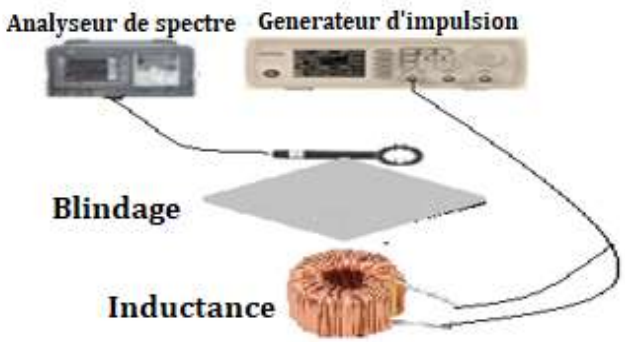


Figure III.45. *Schéma descriptif de la méthode de balayage en champ magnétique proche.*

La figure III.46 montre la forme du signal d'impulsion aux bornes de l'inductance toroïdale afin de mesurer le champ magnétique capté par la sonde magnétique RSH-50-1 (diamètre environ 10 mm). Nous avons fait varier tout d'abord la fréquence du signal f = 1/T, et ensuite l'amplitude de la tension V_{amp}.

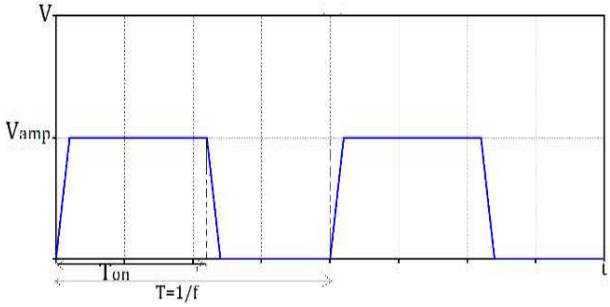


Figure III.46. *Signal d'impulsion appliqué aux bornes de l'inductance.*

➢ *Efficacité du blindage en fonction de la fréquence*

Nous avons fait varier la fréquence du signal impulsionnel, en maintenant l'amplitude à V_{amp} = 5 V, le rapport cyclique est égal à 50%, avec blindage et sans blindage aux points (x, y) = (3 cm, 2 cm), pour deux hauteurs Z = 0,5 cm et Z = 1 cm, afin de visualiser l'efficacité du blindage en fonction de la fréquence, et en fonction de la distance entre le point de mesure et le sommet de l'inductance toroïdale.

➢ *Efficacité du blindage en fonction de l'amplitude de la tension*

Nous avons fait varier les amplitudes de tension du signal d'impulsion, en maintenant la fréquence à 500 kHz et le rapport cyclique à 50%, avec et sans blindage dans le domaine fréquentiel au point (x, y) = (3 cm, 2 cm), pour deux hauteurs Z = 0,5 cm, et Z = 1 cm, afin de déterminer l'efficacité du blindage en fonction de la tension, et en fonction de la distance entre la sonde de mesure magnétique et la surface de l'inductance.

La figure III.47 montre les carthographies de champ magnétique de toutes les composantes (H_x ,H_y ,H_z) au-dessus de la surface de l'inductance aux points (x, y, z) =

(3 cm, 2 cm, 0,5 cm), où on remarque que les émissions rayonnées de champ magnétique H_z est situé autour de l'inductance comme indiqué par la couleur rouge qui signifie les amplitudes du champ magnétique plus grand à -60 dBmV. Avec l'éloignement de la sonde du centre de l'inductance, le champ magnétique est réduit montré par la couleur jaune, puis vert, et bleu. pour la composante H_y, les émissions rayonnées sont situées au centre de l'inductance toroïdalee, la composante H_x, les perturbations rayonnées sont moins intenses que les autres composantes, comme visualisé par la couleur verte, qui indique l'amplitude du champ d'environ -65dBmV.

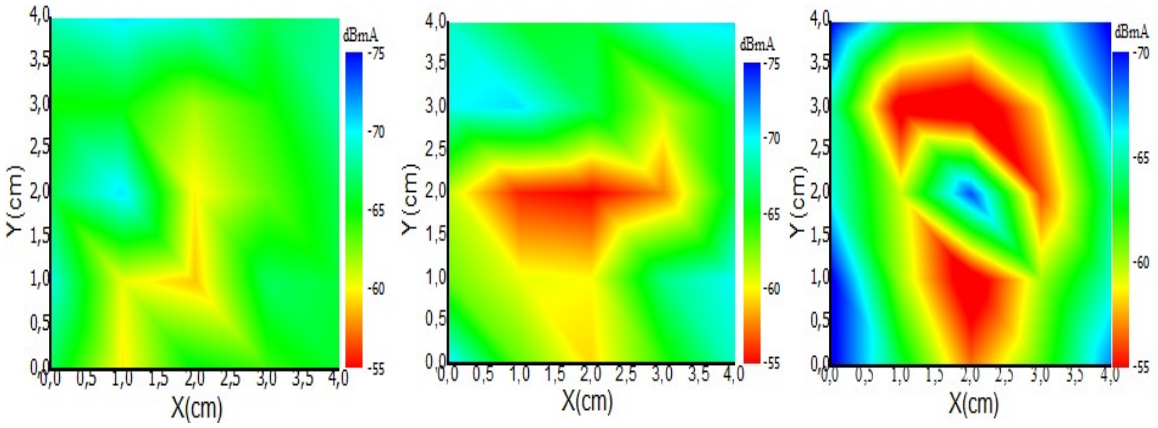


Figure III.47. *Cartograhies de champ magnétique de toutes les composantes au-dessus de l'inductance à Z = 0,5 cm : (a) H_X ; (b) H_Y ; (c) H_Z.*

III.10. EFFICACITE DU BLINDAGE EN FONCTION DES PARAMETRES DU SIGNAL D'IMPULSION

Dans cette partie, nous avons mesuré le champ magnétique avec et sans blindage, dans le même point de mesure, avec un signal pulse applique aux bornes de l'inductance toroïdale, une fois en fonction la fréquence, en fixant l'amplitude de signal, et l'autre fois, en fonction de variation l'amplitude de signal, en fixant la fréquence, puis déterminer l'efficacité de blindage par l'utilisation l'expression (III-10)

Le blindage est fait par un matériau de film d'aluminium de diamètre environ 0,1 mm, la perméabilité de matériaux est égale à $\mu_r = 1$ T. m/A. Nous avons commencé par la détermination l'efficacité de blindage magnétique en fonction de la fréquence.

III.10.1. Efficacité du blindage magnétique en fonction de la fréquence du signal

Dans cette partie nous avons fait varier la fréquence, et mesuré le champ magnétique de toutes les composantes, pour deux valeurs de hauteurs Z entre la sonde et l'inductance toroïdale.

La figure III.48 montre le champ magnétique de la composante H_X avec et sans blindage. On remarque que le champ magnétique augmente avec l'augmentation de la fréquence du signal, et diminue avec l'augmentation de la distance entre le point de mesure et la surface de l'inducteur. On observe même une réduction très importante dans le cas d'un blindage par feuille d'aluminium.

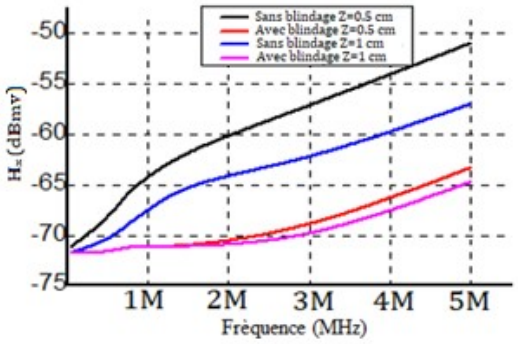


Figure III.48. *Champ magnétiqueproche H_X au point (x, y) = (3 cm, 2 cm) avec et sans blindage.*

La figure III.49 montre le champ magnétique de la composante H_Y. On remarque que les émissions rayonnées sans blindage pour les deux hauteurs Z sont moins intenses que celles de la composante H_X, par contre, dans le cas d'un blindage magnétique, le champ magnétique diminue mais reste supérieur à celui de la composante H_X.

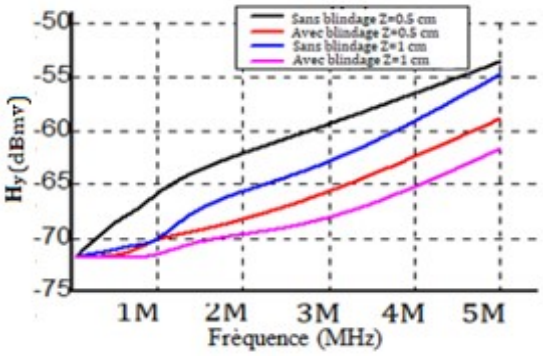


Figure III.49. *Champ magnétique proche H_Y au point (x, y) = (3 cm, 2 cm) avec et sans blindage.*

La figure III.50 montre les émissions magnétiques de la composante H_z, où l'on observe que les amplitudes de champ magnétique sont très grandes par rapport aux autres composants, et se réduisent avec l'augmentation de la hauteur Z, en absence de blindage. Pour le cas du blindage magnétique, les émissions magnétiques se réduisent, et on remarque ainsi dans le cas de blindage, le champ H_z est presque le même entre les deux hauteurs Z = 1cm et Z = 0,5 cm jusqu'à la fréquence 3 MHz.

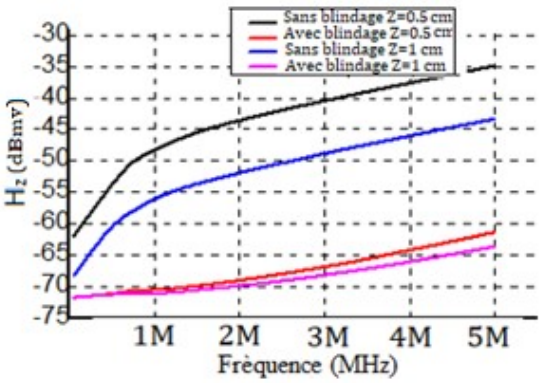


Figure III.50. *Champ magnétique proche H_Z au point (x, y) = (3 cm, 2 cm) avec et sans blindage.*

La figure III.51 montre l'efficacité du blindage magnétique de la composante SE_x en fonction de la fréquence. Nous pouvons également remarquer qu'avec une réduction de la hauteur Z, une efficacité de blindage élevée, après la fréquence 3 MHz, nous observons une stabilité de l'efficacité de blindage à 12 dB.

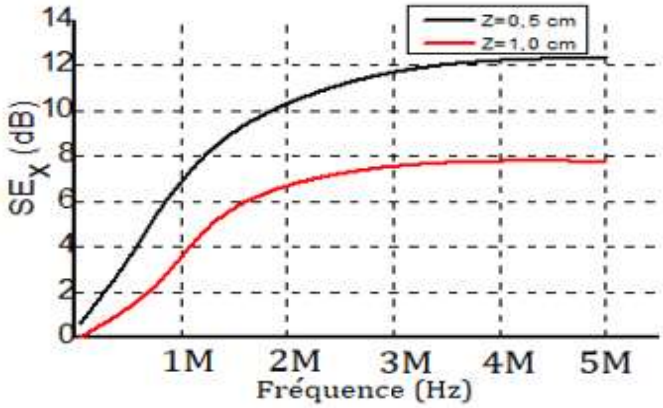


Figure III.51. *Efficacité du blindage magnétique SE_X en fonction de la fréquence.*

La figure III.52 montre l'efficacité du blindage de la composante SE_y. On remarque que l'efficacité SE_y est moins intense que SE_x, ainsi on constante que l'efficacité augmente soit avec l'augmentation de la fréquence ou avec la réduction de la hauteur Z.

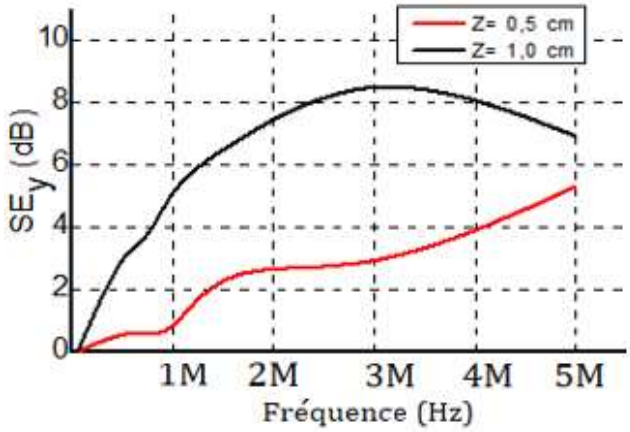


Figure III.52. *Efficacité du blindage magnétique SE_y en fonction de la fréquence.*

Pour la figure III.53 qui représente l'efficacité du blindage de la composante SE_z, où l'on constate une augmentation de l'efficacité en fonction de la fréquence jusqu'à devenir stable à la fréquence d'environ 3 MHz, avec une amplitude égale à SE_y = 20 dB pour la hauteur Z = 1 cm, et 27 dB pour Z = 0,5 cm.

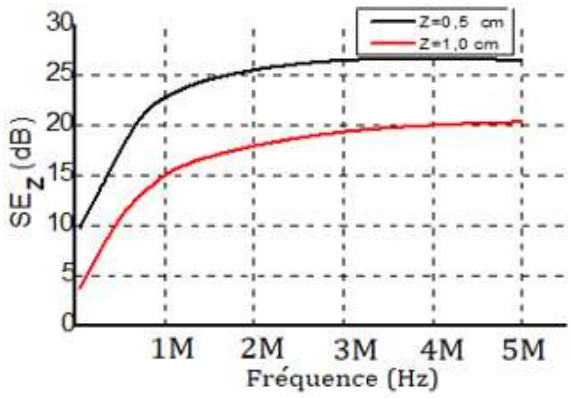


Figure III.53. *Efficacité du blindage magnétique SE_z en fonction de la fréquence.*

III.10.2. Efficacité du blindage en fonction des amplitudes de tension

Dans cette partie, nous avons fait varier la tension du signal, en maintenant la fréquence à 500kHz, et un rapport cyclique de 50%. Nous avons mesuré le champ magnétique de toutes les composantes, pour deux valeurs de hauteurs *Z* afin de déterminer l'efficacité du blindage magnétique en fonction de la tension.

La figure III.54 montre le champ magnétique de la composante$H_x$avec et sans blindage en fonction de la variation de l'amplitude du signal d'impulsion, où l'on remarque une augmentation des émissions avec l'augmentation de la tension et avec la réduction de la hauteur *Z.* Donc avec le blindage le champ magnétique est réduit, et une concordance entre les deux distances jusqu'à 15 V.

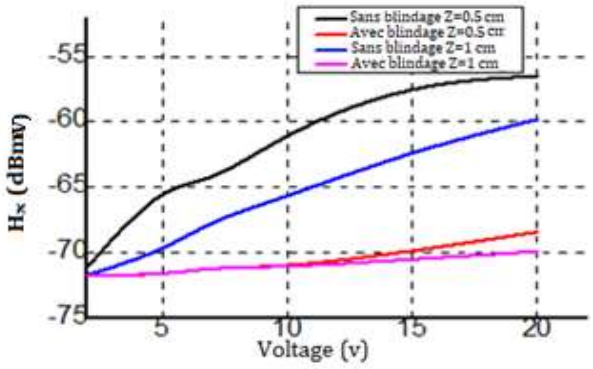


Figure III.54. *Champ magnétique proche H_X au point (x, y) = (3 cm, 2 cm) avec et sans blindage.*

La figure III.55 montre la composante H_y du champ magnétique avec et sans blindage magnétique, où l'on peut voir les émissions rayonnées moins intenses que la composante H_x dans les deux cas avec ou sans blindage pour les hauteurs *Z*.

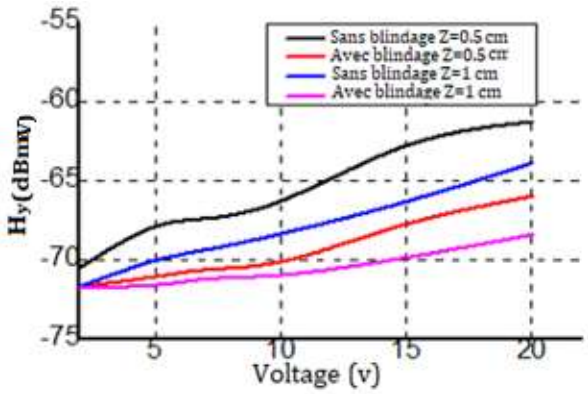


Figure III.55. *Champ magnétique proche H_Y au point (x, y) = (3 cm, 2 cm) avec et sans blindage.*

La figure III.56 montre le champ magnétique de la composante H_z, où l'on peut voir une amplitude des perturbations très importante par rapport aux autres composantes jusqu'à -40 dBmV à la hauteur Z = 0,5 cm pour une tension V = 20 V, dans le cas du blindage le champ magnétique est réduit.

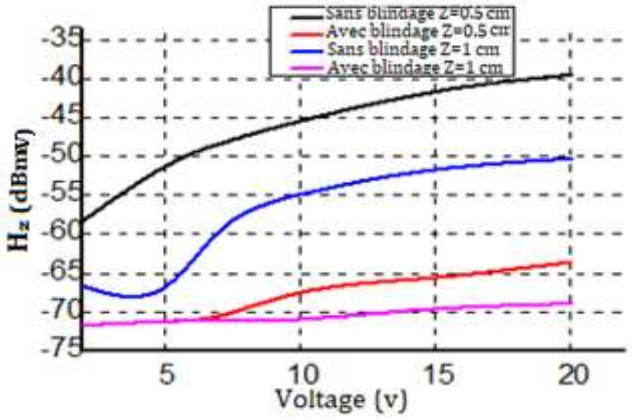


Figure III.56. *Champ magnétique proche H_Z au point (x, y) = (3 cm, 2 cm) avec et sans blindage.*

La figure III.57 montre l'efficacité du blindage magnétique de la composante SE_X, où l'on observe l'augmentation de l'efficacité du blindage en fonction de la tension, également avec la réduction de la hauteur Z.

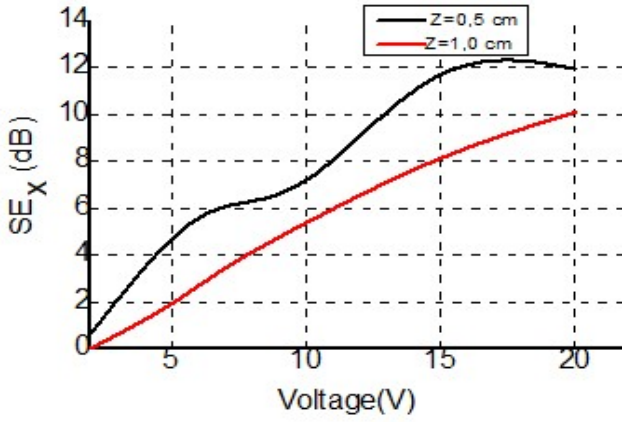


Figure III.57. *Efficacité du blindage magnétique SE_X en fonction de la tension.*

Pour la figure III.58 de la composante SE_Y, où l'on constate que l'efficacité du blindage magnétique est très faible par rapport aux autres composantes SE_X.

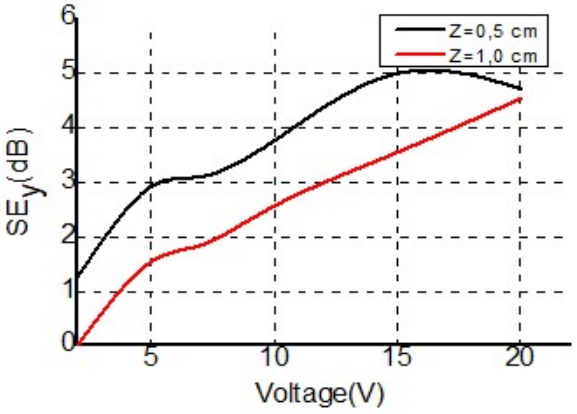


Figure III.58. *Efficacité du blindage magnétique SE_Y en fonction de la tension.*

La figure III.59 montre l'efficacité du blindage magnétique en fonction de la tension du signal d'impulsion, où l'on peut voir l'amplitude de l'efficacité du blindage de la composante SE_Z, qui est beaucoup plus importante que les autres composantes, ainsi on remarque que la stabilité l'efficacité du blindage après la valeur de 17 V, pour Z = 1cm à 18 dB pour et 24 dB pour Z = 0,5 cm.

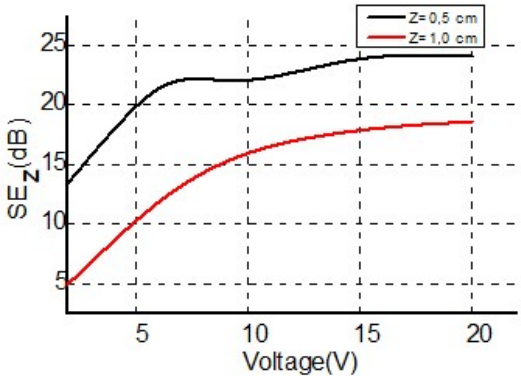


Figure III.59. *Efficacité du blindage magnétique SE_Z en fonction de la tension.*

A partir des résultats obtenus par mesure expérimentale du champ magnétique avec et sans blindage magnétique dans le domaine fréquentiel, on constate que les paramètres du signal d'impulsion appliqué aux bornes de l'inductance toroïdale ont un impact important sur le champ magnétique de toutes les composantes.

III.11. CONCLUSION

Ce chapitre a été consacré, dans un premier temps, à une présentation des sondes de mesure du champ proche : les sondes électriques, les sondes magnétiques, les types des sondes, la technique de mesure pour chaque composant, ensuite, le banc de mesure du champ proche dans le domaine fréquentiel et temporel. La sonde magnétique que nous avons utilisé de type Rohde Schwarz Probe et les matériels de mesure tel que l'analyseur de spectre, analyseur d'impédance, l'oscilloscope a été présenté.

La seconde partie contient les résultats expérimentaux. Dans un premier temps, nous avons déterminé le modèle équivalent de l'inductance toroïdale étudié à haute fréquence. Ensuite, on a présenté l'impact de variation des paramètres de signal d'impulsion généré par le générateur d'impulsion (la tension et la fréquence), la hauteur Z entre le point de mesure et la surface de l'inductance sur le champ magnétique.

Dans la troisième partie, on a quantifié l'efficacité de blindage magnétique une fois en fonction de variation l'amplitude de signal d'impulsion et ensuite en fonction de la variation de la fréquence du signal, par la mesure du champ proche avec et sans blindage magnétique, pour deux hauteurs Z = 0,5 cm et Z = 1 cm.

Le prochain chapitre sera consacré à l'étude l'impact de variation la fréquence de commutation de MOSFET dans un hacheur série sur les perturbations conduites (mode commun et différentiel), les émissions rayonnées (le champ magnétique et le champ électrique), en précisant les composants suivants : le driver IR2110, le MOSFET, la diode.

Chapitre 4

Analyse des Perturbations Conduites et Rayonnées Générées par les Composants Utilises dans un Hacheur Buck

Chapitre 4
Analyse des Perturbations Conduites et Rayonnées Générées par les Composants Utilisés dans un Hacheur Buck

INTRODUCTION

Les circuits électriques qui utilisent les composants passifs ou actifs lorsqu'ils sont soumis à des différences de potentiel et/ou parcourus par des courants, ne produisent pas seulement les perturbations conduites de mode commun et de mode différentiel, mais aussi des champs magnétique et électrique dans l'espace. Leur intensité dépend de la nature, de la fréquence de commutation et de la distance par rapport à la source de rayonnement. Les émissions rayonnées constituent un défi majeur pour les ingénieurs dans les applications des véhicules électriques. Il est donc nécessaire de faire progresser les techniques de modélisation et d'atténuation des interférences électromagnétiques.

Dans ce chapitre nous nous intéressons à l'étude expérimentale de l'impact de la variation la fréquence de commutation du MOSFET et aussi du rapport cyclique d'une part sur les perturbations conduites en modes : commun et différentiel, et d'autre part sur les émissions rayonnées (champ électrique et champ magnétique).

Dans la première partie de ce chapitre, nous présentons le convertisseur statique de type Buck sous Logiciel LTspice, ensuite sa réalisation afin de mesurer et comparer les résultats obtenus pour les deux modes, ensuite nous allons étudier l'impact de la variation des paramètres de signal carré généré par la carte Arduino sur les perturbations conduites dans le domaine temporel et fréquentiel.

La deuxième partie de ce chapitre sera dédiée à l'étude de l'impact de la variation des paramètres suivants : la fréquence de commutation, le rapport cyclique, la distance entre le point de mesure et la surface les dispositifs électroniques.

On va commencer par le driver IR2110, ensuite la diode et enfin le MOSFET en mesurant le champ magnétique et le champ électrique dans le domaine temporel en utilisant l'oscilloscope et dans le domaine fréquentiel utilisant l'analyseur de spectre. Nous avons utilisé les mesures avec les sondes de type Rohde & Schwarz.

IV.1. ETUDE COMPARATIVE DES PERTURBATIONS CONDUITES

Dans ce travail nous avons etudié l'impact de la variation du signal de commutation du MOSFET dans un hacheur série (variation de la fréquence et du rapport cyclique)sur les pertubations électromagnetiques en modes commun et différentiel.

IV.1.1. Simulation du hacheur série

Tout d'abord, nous avons simulé sous logiciel Ltspice un hacheur série dans deux modes : commun et différentiel comme le montre la figure IV.1. Les principaux éléments du circuit du logiciel LTspice : le réseau de stabilisation d'impédance de ligne "*RSIL*", une source continu et une autre source carrée pour le contrôle du MOSFET type IRF740 (Arduino), une diode type MUR460, les éléments parasites et une charge de valeur 1,2 kΩ. Le MOSFET est commandé avec un rapport cyclique de 50% et un temps de commutation de 105 µs. Le dispositif "RSIL" est connecté au départ des convertisseurs statiques pour mesurer les émissions conduites générées par ce modèle. La source continue de tension est égale à 20 V.

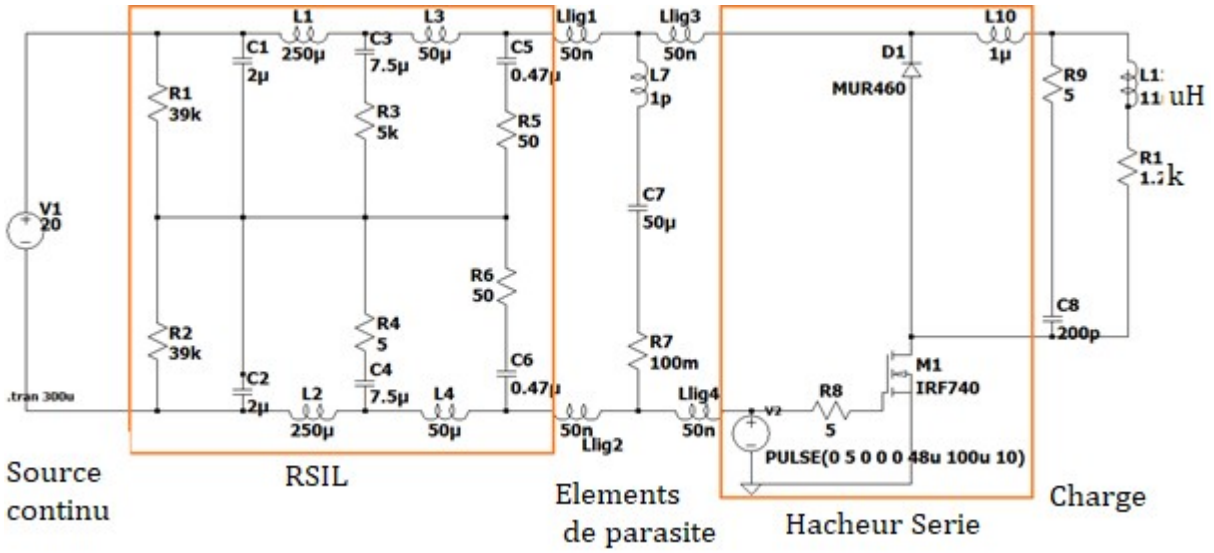


Figure IV.1. *Hacheur série avec le RSIL sous logiciel LTspice.*

IV.1.2. Réalisation expérimentale

Après la réalisation du convertisseur statique de type série représenté sur la figure IV.2 qui est constitué par les éléments suivants : le driver IR2110, le MOSFET de type IRF740, la diode MUR470, les régulateurs de 5 V et 12 V, les composants passifs, le signal de commande du MOSFET est injecté par une carte Arduino avec une fréquence égale à 9,5 kHz avec un rapport cyclique présentant 50%.

Le convertisseur statique de type Buck sous circuit imprimé (PCB) comme indiqué dans la figure IV.3 est constitué des éléments suivants :

(1) Entrée hacheur série (+)

(2) Entrée du hacheur série (-)

(3) Entrée de la carte arduino
(4) Régulateur 12 V
(5) Régulateur 5 V
(6) condensateurs 47 µF. 2,2 µF
(7) Driver IR2110
(8) Résistance 1k Ω
(9) Diodes 1N4007
(10) MOSFET IRF740
(11) Sortie hacheur (Résistance 1,2 kΩ)
(12) Diode de puissance MUR460.

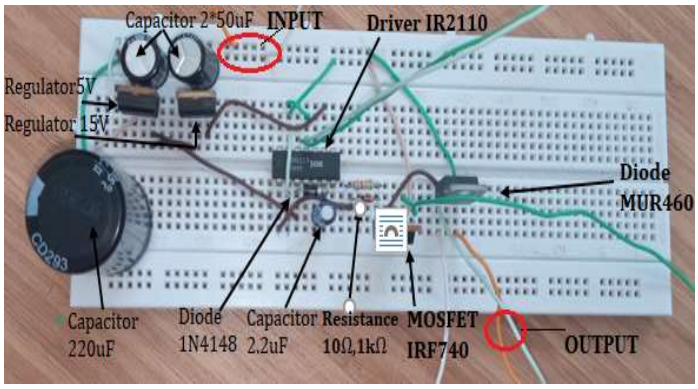


Figure IV.2. *Réalisation expérimentale d'un hacheur en série.*

Nous avons réalisé un banc expérimental qui est constitué des éléments suivants : Une alimentation continu 20 V pour alimenter le hacheur (Fig. IV.3), un oscilloscope, un analyseur de spectre et une sonde ampèremétrique pour la mesure et la visualisation des grandeurs électriques et des perturbations électromagnétiques en mode commun et différentiel, un ordinateur et une carte arduino afin de générer un signal de commande du MOSFET du convertisseur statique. Le banc de mesure réalisé dans le laboratoire d'APELEC est représenté sur la figure IV.4. La figure IV.5 présente un schéma desciptif du banc de mesure des émissions conduites générées par le hacheur série.

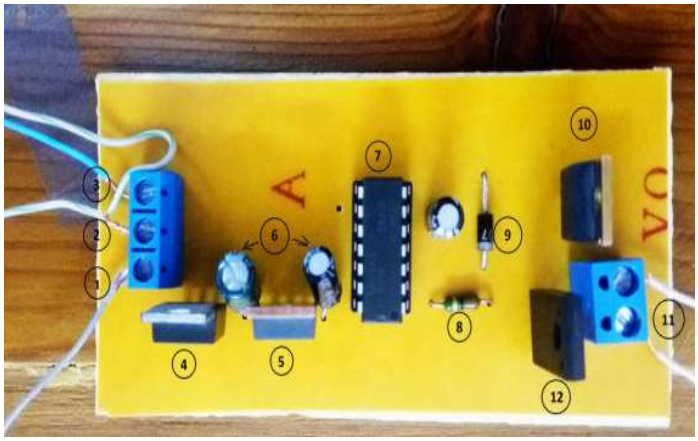


Figure IV.3. *Carte de circuit imprimé du hacheur série.*

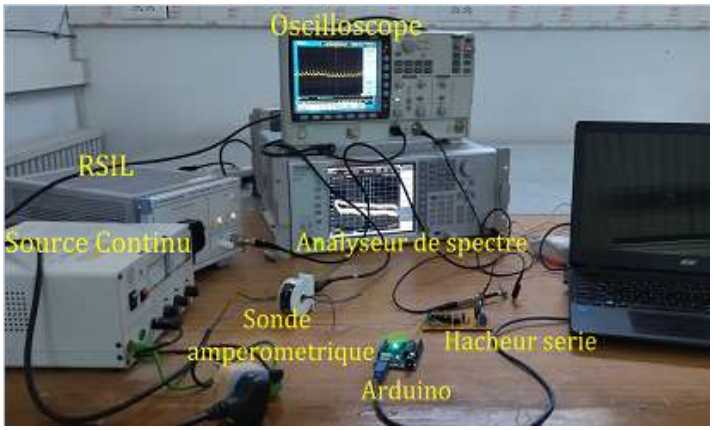


Figure IV.4. *Photographie du banc de mesure des perturbations électromagnétiques générées par le convertisseur buck.*

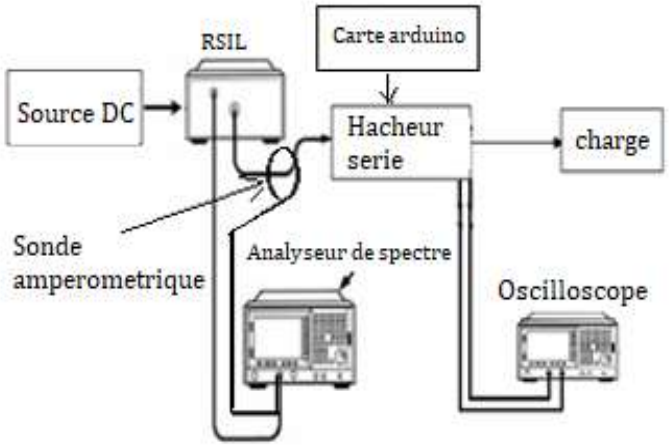


Figure IV.5. *Schéma descriptif du banc de mesure des perturbations électromagnétiques.*

IV.1.3. Résultats et discussion

La figure IV.6 présente le signal de commande du MOSFET de type IRF740. On observe une concordance entre la simulation et les mesures expérimentales. La tension a un signal carré avec un rapport cyclique de α = 0,5 avec une fréquence de 9,5 kHz oude période$T$ = 105 µs.

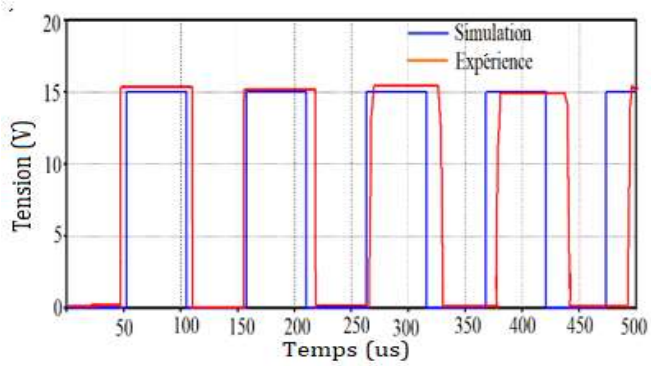


Figure IV.6. *Signal de contrôle du MOSFET généré par la carte arduino.*

La figure IV.7 montre la variation temporelle de la tension aux bornes de la charge à la sortie du convertisseur. Nous remarquons une concordance entre la simulation et

les résultats expérimentaux. La tension présente un signal carré qui dépend du signal de commande du transistor MOSFET avec un rapport cyclique égal à 50% de la fréquence de commutation f = 10 kHz. Dans la domaine frequentiel comme indique la figure IV.8. On remarque que les fréquences de résonance qui présentent des pics de perturbations se trouvent après 10 kHz, elles seront minimisées vers les hautes fréquences.

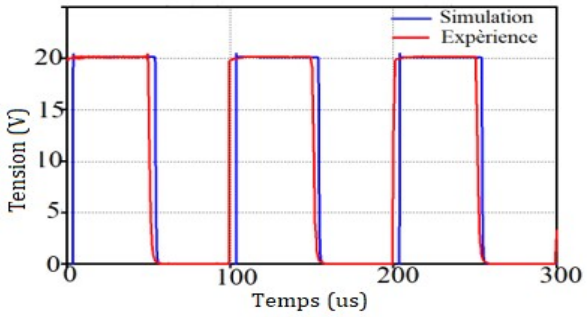


Figure IV.7. *Réponse temporelle de la tension à la sortie du hacheur série.*

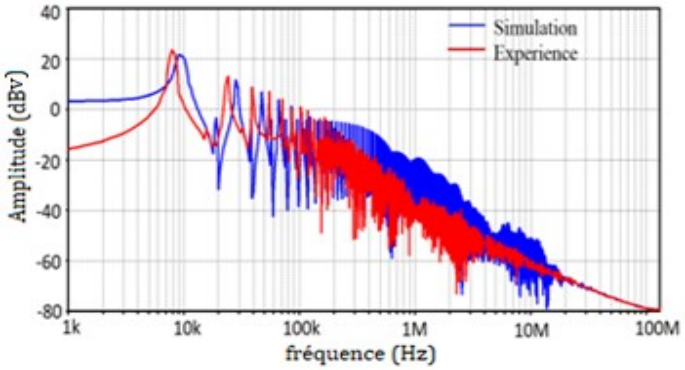


Figure IV.8. *Réponse fréquentielle de la tension aux bornes du la charge.*

La figure IV.9 représente la variation temporelle du courant aux bornes de la charge, obtenue par simulation et par mesures expérimentales. On remarque dans les résultats expérimentaux des pics de courant dus à l'effet de l'inductance et les éléments de parasites.

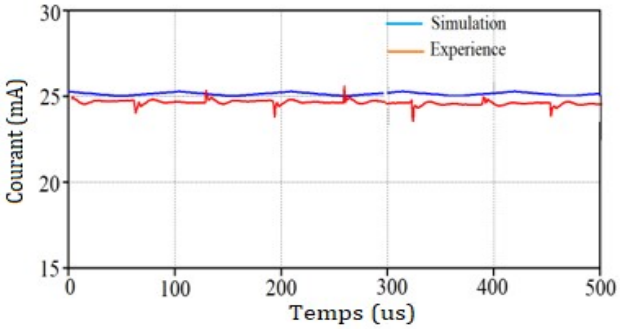


Figure IV.9. *Réponse temporelle du courant circulant dans la charge R.*

IV.1.3.1. Perturbations en mode commun

En mode commun, le courant circule dans tous les conducteurs, et dans le même sens, le retour se fait par la terre. La figure IV.10 montre la méthode de mesure des perturbations conduites en mode commun par la sonde ampérométrique.

Les figures IV.11 et IV.12 montrent la variation temporelle et fréquentielle du courant de mode commun obtenue respectivement par la simulation et les mesures expérimentales. Nous remarquons un bruit electromagnetique d'environ 2 mA avec des pics de perturbations comme le montre la figure IV.11. Pour la figure IV.12 dans le domaine fréquentiel, nous remarquons une hauteurude entre -90 dBA à -180 dBAcorrespondant la gamme de fréquence de 1 kHz à 100 MHz. Nous observons également que dans la gamme de fréquence de 1 kHz à 1 MHz il y a une légère perturbation entre -90 dBA à -140 dBA .

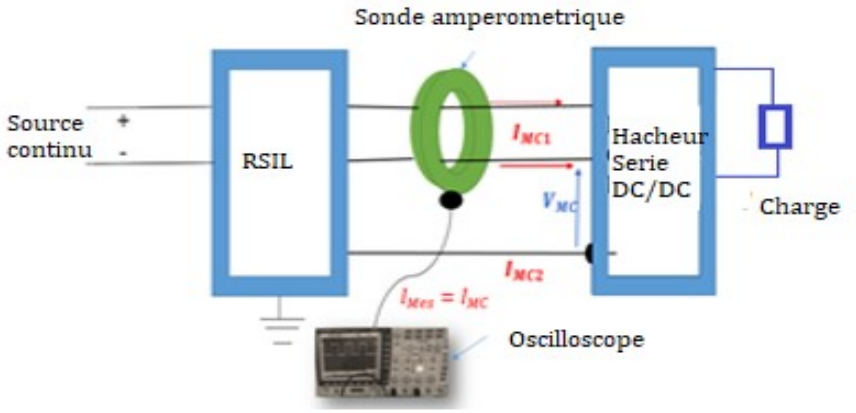


Figure IV.10. *Schéma descriptif des perturbations électromagnétiques en mode commun.*

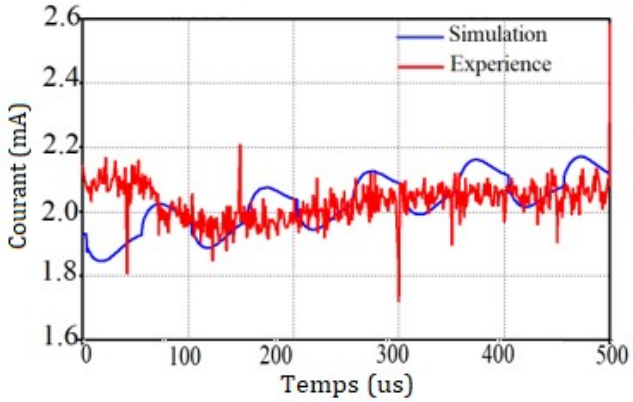


Figure IV.11. *Variation temporelle du courant en mode commun.*

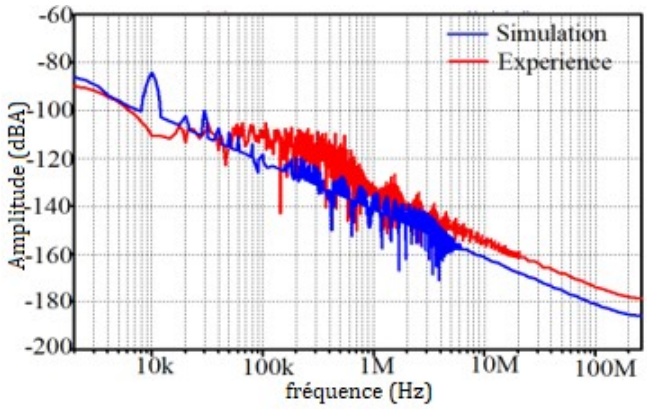


Figure IV.12. *Spectre de courant en mode commun duhacheur série.*

IV.1.3.2. Perturbations en mode différentiel

Dans le mode différentiel, le courant circule dans un conducteur jusqu'à la victime et revient dans un autre conducteur en sens inverse, comme le montre la figure IV.13, qui présente la méthode de mesure du bruit conduit en mode différentiel par la sonde ampérométrique.

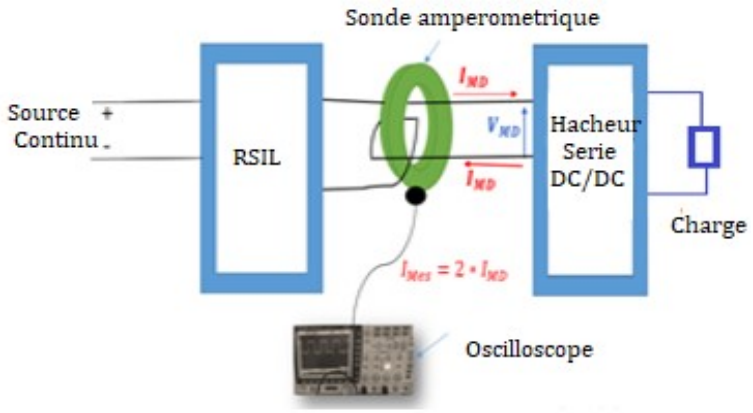


Figure IV.13. *Schéma descriptif des perturbations électromagnétiques en mode différentiel.*

Les figures IV.14 et IV.15 présentent le courant en mode différentiel dans le domaines temporel et fréquentiel respectivement obtenu par simulation et par mesures expérimentales.

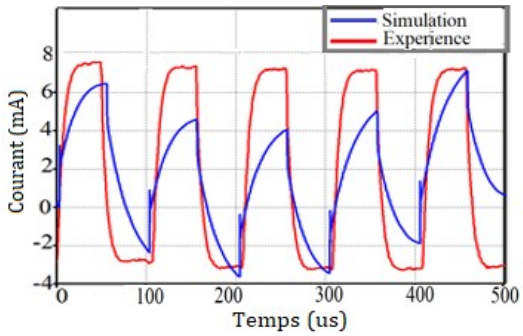


Figure IV.14. *Variation temporelle du courant en mode différentieldu hacheur série.*

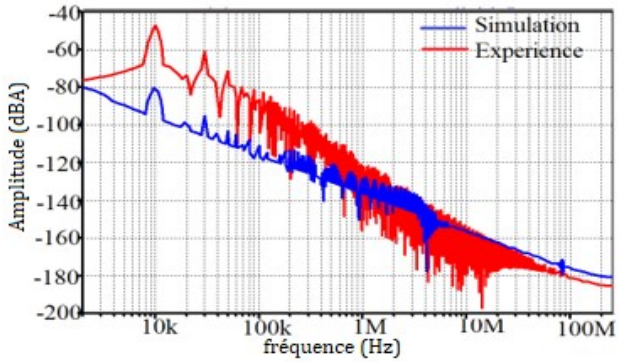


Figure IV.15. *Spectre de courant en mode différentiel du hacheur série.*

Nous remarquons dans la figure IV.14 une variation des bruits conduits en fonction de la fréquence de commutation du MOSFET entre -3 mA à 8 mA pour les résultats

expérimentaux. Pour le domaine fréquentiel dans la figure IV.15, nous remarquons un gain des perturbations d'hauteurude -50 dBA pour la fréquence de commutation f = 10 kHz, puis une minimisation des perturbations vers les hautes fréquences.

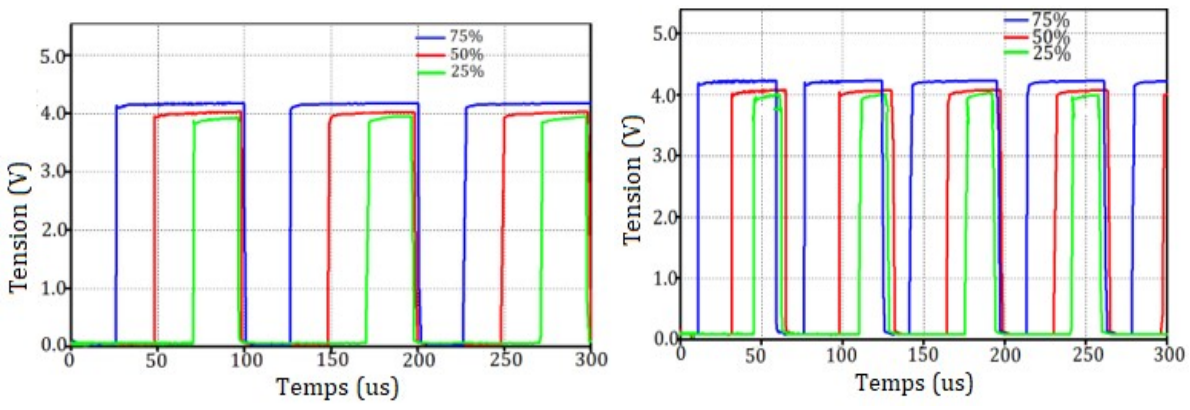
IV.2. IMPACT DE VARIATION DU SIGNAL DE COMMANDE DU MOSFET

Dans cette partie, nous nous sommes intéressés à mesurer et visualiser l'impact de la variation des paramètres du signal de commande du MOSFET dans le hacheur série de forme carrée généré par la carte Arduino sur le bruit conduit dans les deux modes : mode commun et différentiel. Le tableau IV.1 présente les les différentes fréquences et rapports cycliques que nous avons utilisés dans ce travail.

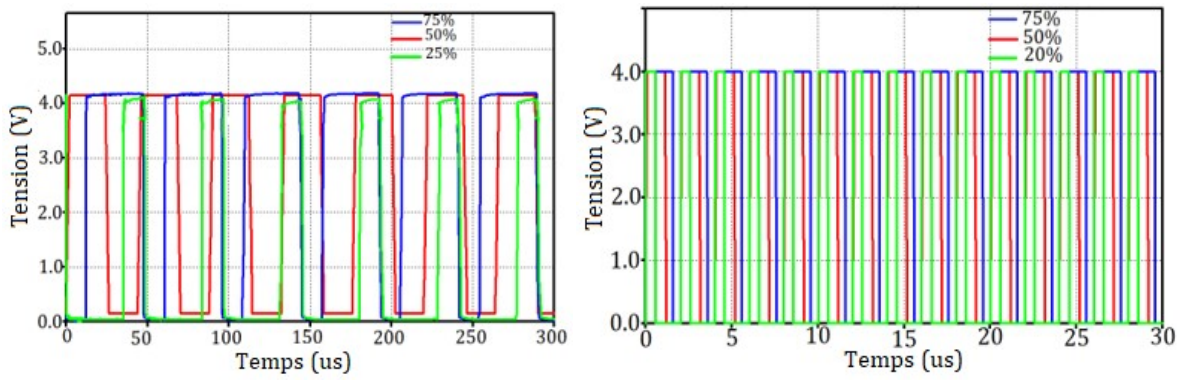
La figure IV.16 présente les signaux de contrôle du MOSFET générés par la carte Arduino à partir d'un programme afin de faire fonctionner le hacheur série, pour les fréquences suivantes : 10 kHz, 15 kHz, 20,6 kHz et 145,3 kHz en fonction du rapport cyclique de chaque fréquence. Nous avons pris 3 rapports cycliques différents : 25%, 50% et 75%. Selon les résultats obtenus par l'oscilloscope, nous pouvons voir que le signal de commande sous forme carrée et avec l'augmentation de la fréquence de commutation, le signal devient très rapide en fonction du temps, et il n'est pas visible leur forme.

Tableau IV.1. *Différents cycles d'utilisation et la fréquence générée par la carte Arduino.*

Fréquence	Rapport cyclique(%)	Temps On (µs)	Temps Off (µs)
10 kHz	75	72	24
	50	48	48
	25	24	72
15 kHz	75	46,5	15,5
	50	31	31
	25	15,5	46,5
20,6 kHz	75	33	11
	50	22	22
	25	11	33
145,3 kHz	75	1,5	0,5
	50	1	1
	25	0,5	1,5



(a) ***(b)***



(c) ***(d)***

Figure IV.16. *Signal de contrôle du MOSFET généré par la carte Arduino avec les fréquences : (a) 10 kHz ; (b) 15 kHz ; (c) 20,6kHz et (d) 145,3 kHz.*

Les figures IV.17, IV.18 et IV.19 montrent respectivement la tension aux bornes de la charge obtenue par mesures expérimentales pour différentes fréquences f = 10 kHz, f = 15 kHz et f = 20,6 kHz, en fonction du rapport cyclique du signal de commande. On note que la forme de signal aux bornes la charge a la même forme que le signal de commande du MOSFET et que ce dernier dépend de la fréquence et du rapport cyclique de commutation le MOSFET.

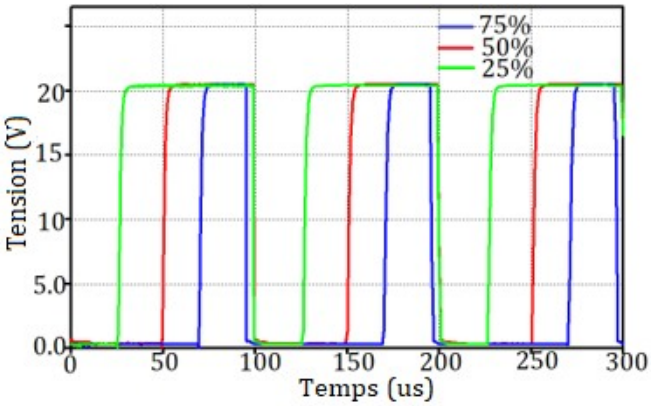


Figure IV.17. *Variation temporelle de la tension à la sortie du hacheur série pour la fréquence de f = 10 kHz.*

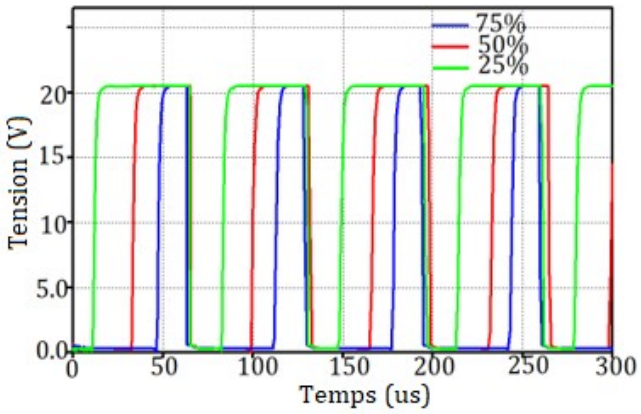


Figure IV.18. *Variation temporelle de la tension à la sortie du hacheur série pour la fréquence de f = 15 kHz.*

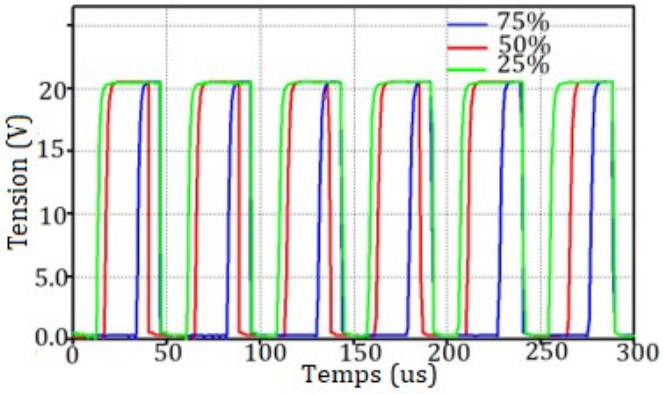


Figure IV.19. *Variation temporelle de la tension à la sortie du hacheur série pour la fréquence f = 20,6 kHz.*

IV.2.1. Impact de variation du rapport cyclique

Dans un premier temps, nous avons commencé par visualiser l'impact de la variation du rapport cyclique sur les perturbations conduites en modes commun et différentiel dans le hacheur série en fixant la fréquence de commutation du MOSFET àla fréquence f = 10 kHz. La variation est réalisée par un programme Arduino.

La figure IV.20 montre la réponse temporelle du courant d'entrée en fonction du rapport cyclique du signal de commande du MOSFET de fréquence f =10 kHz généré par la carte Arduino. On remarque que le signal carré dépend du signal de commande à cause de la charge resistif (résistance de valeur R = 1,2 k Ω), avec l'augmentation du rapport cyclique, on observe que la valeur moyenne du courant est réduite dans le hacheur série selon la formule suivante :

$$I_S = \frac{V}{R(1-\alpha)} \qquad \text{(IV-1)}$$

Avec α : le rapport cyclique entre 0 et 1 ; V : la tension d'alimentation, R : la charge à la sortie du hacheur série.

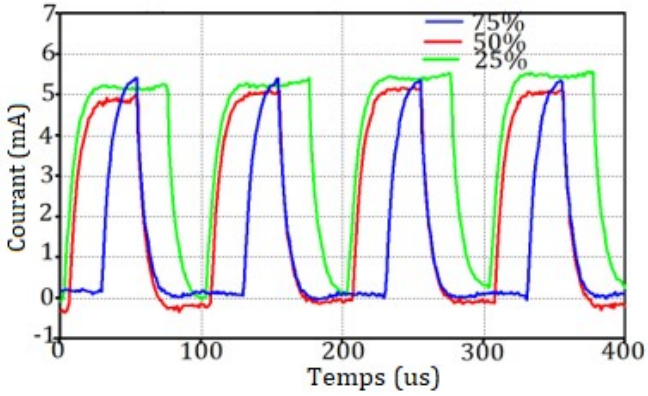


Figure IV.20. *Réponse temporelle du courant d'entrée en fonction de la variation du rapport cyclique du signal de commande du MOSFET généré par Arduino pour la fréquence f = 10kHz.*

La figure IV.21 montre le spectre fréquentiel du courant d'entrée en fonction du rapport cyclique du signal de commande du MOSFET pour la fréquence f = 10 kHz. On observe un gain très important d'un amplitude de -50 dBA, pour f = 10 kHz, puis une

minimsation vers les hautes fréquences. On remarque aussi qu'avec l'augmentation du rapport cyclique, les pics de bruit augmentent également.

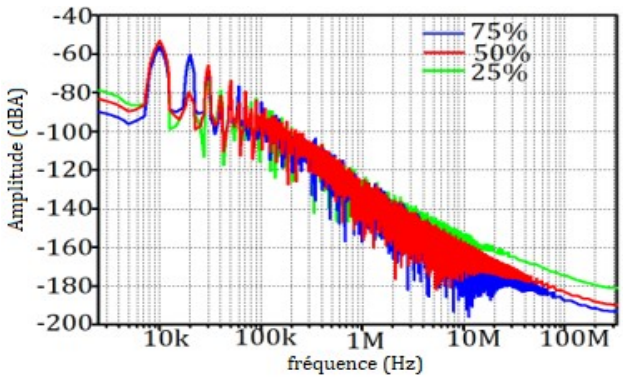


Figure IV.21. *Spectre fréquentiel du courant d'entrée en fonction du rapport cyclique du signal de commande du MOSFET généré par Arduino pour la fréqeunce f = 10 kHz.*

- ***Mode Commun***

Les figures IV.22, IV.23 montrent les perturbations électromagnétiques conduites en mode commun respectivement dans le domaine temporel et fréquentiel, en fonction de la variation du rapport cyclique du MOSFET pour *f* = 10 kHz. On constate dans la figure IV.22 des perturbations d'environ 2 mA et avec l'augmentation du rapport cyclique les pics des bruits conduits diminuent. Pour la figure IV.23, on constate une légère perturbation qui ne pas dépasse pas -100 dBA. On remarque aussi que la marge de variation des trois graphe en fonction du rapport cyclique est faible dans la gamme de fréquence de 100 kHz à 40 MHz .

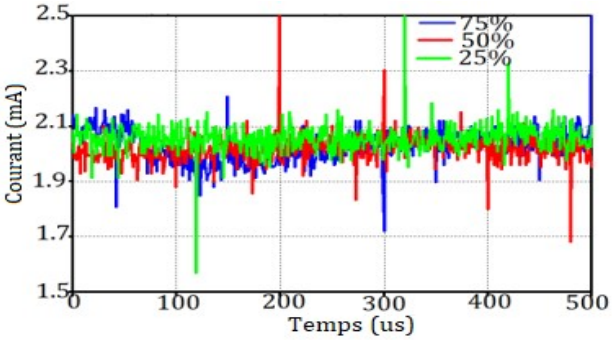


Figure IV.22. *Variation temporelle du courant de mode communpour f = 10 kHz.*

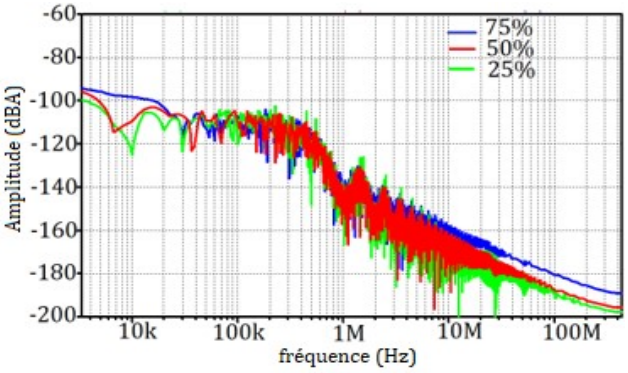


Figure IV.23. *Spectre fréquentiel du courant de mode commun pour f = 10 kHz.*

- ***Mode différentiel***

Les figures IV.24 et IV.25 présentent le bruit conduit en mode différentiel respectivement dans le domaine temporel et fréquentiel en fonction du rapport cyclique du signal de commutation du MOSFET pour la fréquence f = 10 kHz. D'après ces résultats, nous pouvons voir les pics de perturbations augmentent avec l'augmentation du rapport cyclique comme indiqué dans la figure IV.24. Pour la figure IV.25 dans le domaine fréquentiel, nous pouvons voir des gains de perturbations de très grande hauteurpour le rapport cyclique de 75% par rapport aux autres cas de 50% et 25%, puis une réduction de ces perturbations vers les hautes fréquences.

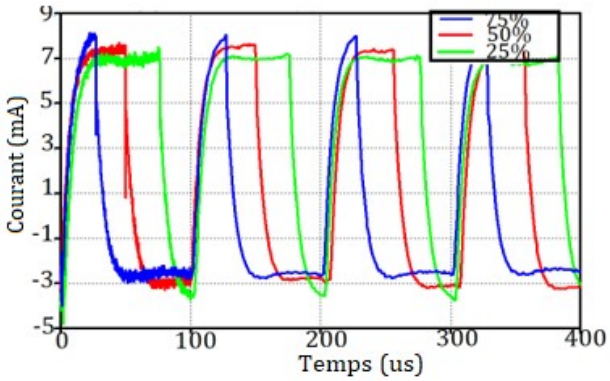


Figure IV.24. *Variation temporelle du courant de mode différentiel en fonction des différents rapports cycliques pour f = 10 kHz.*

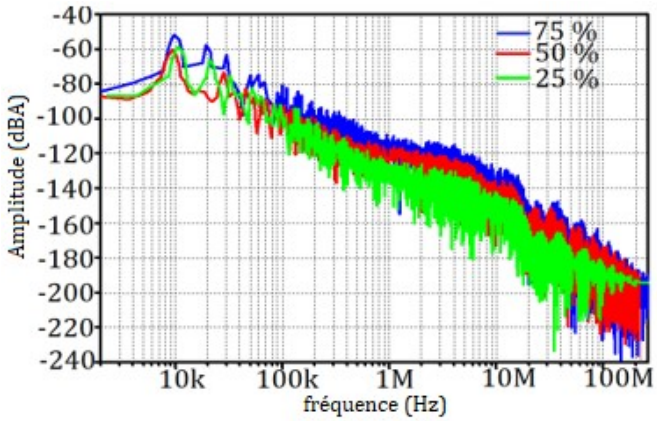


Figure IV.25. *Spectre fréquentiel du courant de mode différentiel en fonction des différents rapports cycliques pour f = 10 kHz.*

IV.2.2. Impact de la variation de la fréquence de commutation

Dans cette partie, le deuxième paramètre du signal du MOSFET que nous avons étudié est l'impact de variation de la fréquence de commutation sur les pertubations conduites en modes commun et différentiel.Les figures IV.26et IV.27 montrent respectivement les réponses temporelle et fréquentielle du courant d'entrée du hacheur de type buck en fonction dela fréquence. Nous avons pris les fréquences suivantes : f = 15 kHz, f = 20,6 kHz, f = 145,3 kHz en fixant le rapport cyclique à 50%.

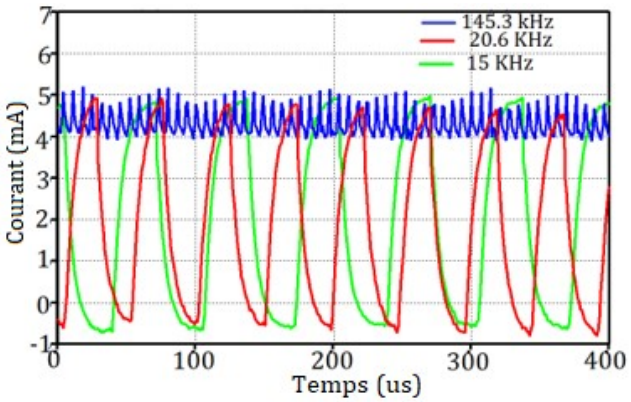


Figure IV.26. *Réponse temporelle du courant d'entrée en fonction de variation de la fréquence pour un rapport cyclique de 50%.*

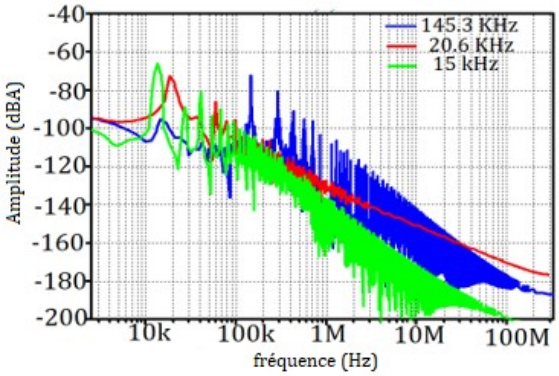


Figure IV.27. *Spectre fréquentiel du courant d'entrée en fonction de la fréquencepour un rapport cyclique de 50%.*

A partir des résultats obtenus (Fig. IV.26), on observe qu'avec l'augmentation de la fréquence de contrôle, une oscillation très rapide du courant , dans une plage de variation très faible entre 4 mA et 5 mA montré par la couleur verte, et la gamme de variation du courant augmente avec la réduction de la fréquence de contrôle.

Cependant dans la fréquence de f = 145,3 kHz, des pics importants sont observés en raison de la variation rapide du courant en fonction du temps. Dans la figure IV.27, on voit que l'augmentation de la fréquence fait éloigner les pics de perturbation vers les hautes fréquences, mais le bruit augmente dans la gamme [100 kHz-145 MHz], ce qui signifie qu'après la fréquence f = 145,3 kHz,les pics de pertubations reste encore plus important que pour les autres fréquences : f = 20,6 kHz et f = 15 kHz.

- ***Mode Commun***

Les figures IV.28 et IV.29 montrent la perturbation électromagnétique en mode commun dans le domaine temporel et fréquentiel en fonction la fréquence de commutation du MOSFET, en fixant le rapport cyclique à 50%.

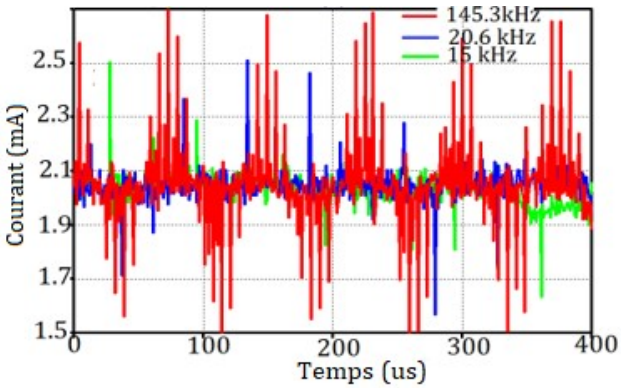


Figure IV.28. *Réponse temporelle du courant de mode commun en fonction de la fréquencede commutation du MOSFET pour un rapport cyclique de 50%.*

A partir des résultats obtenus dans la figure IV.28, on remarque qu'avec l'augmentation de la fréquence, le phénomène oscillatoire augmente avec des pics très importants par rapport aux fréquences de base,

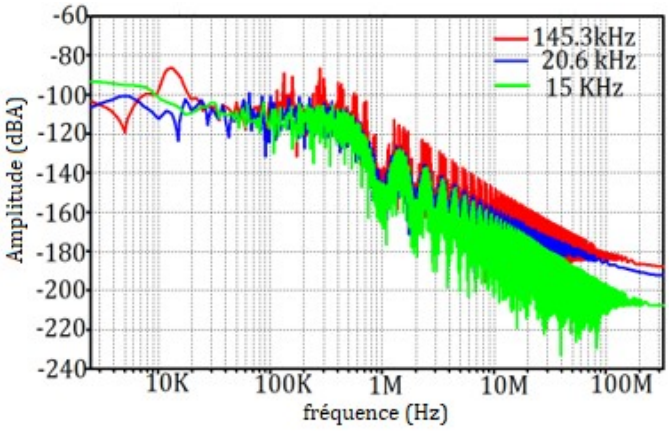


Figure IV.29. *Spectre fréquentiel du courant de mode commun pour diffférentes fréquences.*

Pour la figure IV.29 dans le domaine fréquentiel, où l'on observe que les perturbations augmentent avec l'augmentation de la fréquence de commutation avec des gains très importants dans la gamme de fréquence 100 kHz a 500 kHz, puis une minimisation des émissions conduites pour toutes les cases vers les hautes fréquences.

- ***Mode différentiel***

Les figures IV.30 et IV.31 indiquent respectivement les réponses temporelle et fréquentielle des perturbations conduites du courant de mode différentiel pour les différentes fréquences, en fixant le rapport cyclique à 50 %. On constate dans le domaine temporel, un phénomène oscillatoire avec des pics de courant, pour la fréquence f = 145,3 kHz. Ce phénomène peut être expliqué par la variation rapide de la commutation du MOSFET ce qui provoque une variation de tension et de courant très rapide en fonction du temps. Pour la figure IV.31, on remarque un gain d'amplitude de-60 dB pour la fréquence d'environ 20 kHz. Avec l'augmentation de la fréquence de commutation du MOSFET par exemple f = 145,3 kHz, on observe également un gain

d'amplitude de -70 dBA à la fréquence de commutation. On observe donc que les perturbations conduites dans la première plage entre [1kHz-145,3kHz] sont très importante dans le cas où la fréquence est inferieur à f = 145,3 kHz. Dans la deuxième plage entre [145,3 kHz-100 MHz], le bruit pourla fréquence de commutation f = 145,3 kHz devient très important.

On conclut que les perturbations conduites dans le mode différentiel sont très grandes par rapport au mode commun, ainsi que l'augmentation de la fréquence a deux points différents : avant la fréquence de commutation, les perturbations sont moins intenses, et après la fréquence de commutation, les perturbations sont augmentées avec des pics importants. Dans ce cas, l'augmentation de la fréquence dans les systèmes électroniques joue le rôle d'éloignement des perturbations vers les hautes fréquences ; il est donc nécessaire de bien choisir la fréquence de contrôle du MOSFET qui dépend des systèmes électriques que nous utilisons, en respectant les exigences des normes de la CEM.

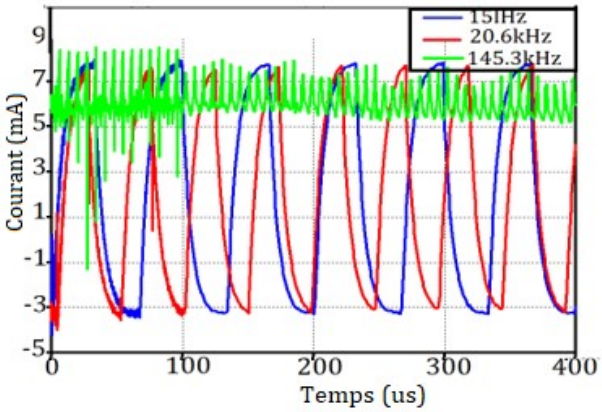


Figure IV.30. *Réponse temporelle du courant de mode différentiel pour les différentes fréquences de commutation du MOSFET pour un rapport cyclique de 50%.*

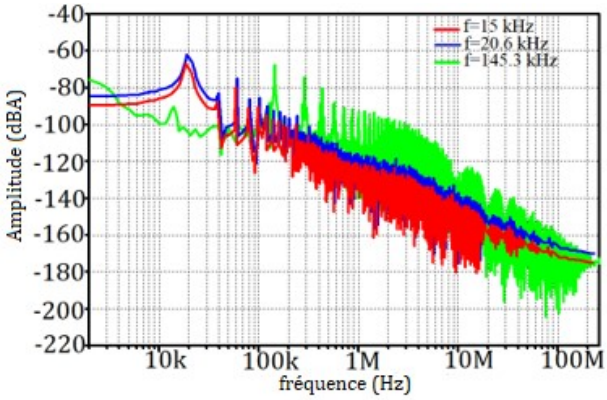


Figure IV.31. *Spectre fréquentiel du courant de mode différentiel en fonction de la fréquence de commutation du MOSFET.*

IV.3. MESURE DU CHAMP MAGNETIQUE PROCHE DANS UN HACHEUR SERIE

La figure IV.32 montre le banc de mesure des champs magnétiques générés par l'hacheur série dans les domaines temporel et fréquentiel. Le hacheur étant alimenté par

une source continue et la fréquence de commutation du MOSFET étant réalisée par un programme Arduino. La sonde de champ magnétique utilisée est de type Rohde Schwarz : c'est la sonde (2)-RSH 50-1 décrite dans le chapitre précédent.

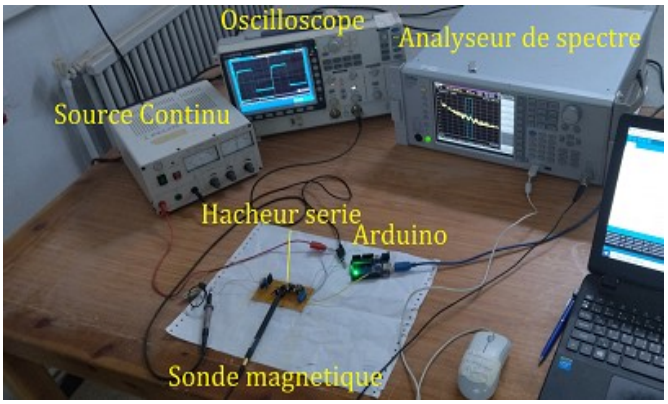


Figure IV.32. *Banc expérimental de mesure du champ magnétique proche au-dessus du convertisseur type buck.*

La figure IV.33 présente un schéma descriptif du banc de mesure du champ magnétique proche et la méthode de balayage dans les deux domaines : fréquentiel et temporel. Le champ magnétique mesuré est constitué de trois composantes H_X, H_Y et H_Z. L'orientation de la boucle de la sonde magnétique permet de connaître l'orientation du champ magnétique.

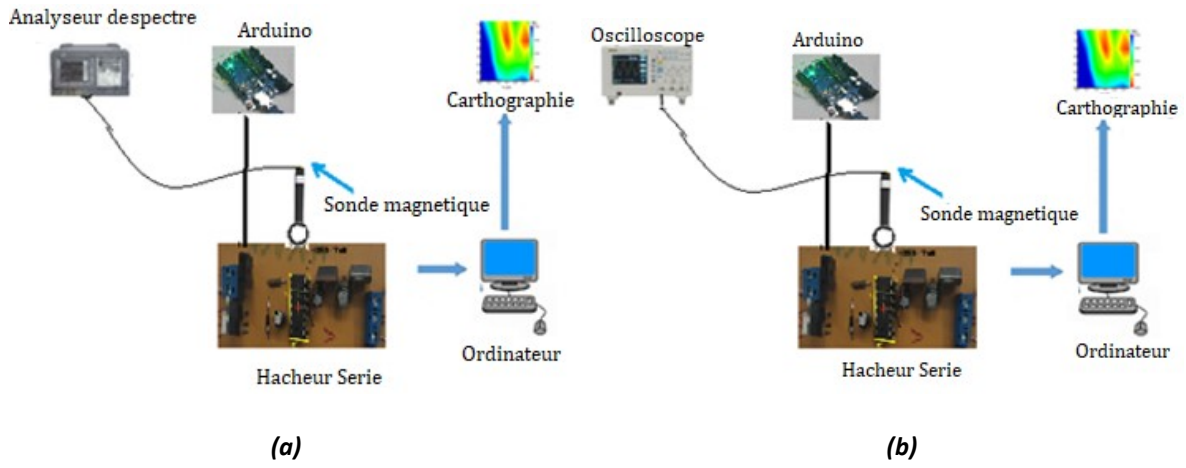


Figure IV.33. *Schéma descriptif du banc de mesure du champ magnétique: (a) fréquentiel (b) temporel.*

IV.3.1. Mesure du champ magnétique du driver IR2110 utilisé dans le hacheur

La figure IV.34 montre un hacheur série simulé sous logiciel Ltspice. Dans notre travail, nous avons étudié et mesuré l'impact de la variation de la fréquence du signal de commande, et le rapport cyclique sur les emissions rayonnées sous forme de champ électrique et de champ magnétique. Nous avons commencé par l'étude du champ magnétique au-dessus du driver IR2110 en fonction de plusieurs paramètres : hauteur *Z*entre la sonde de mesure et la surface de driver IR2110, la fréquence et le rapport cyclique du signal du commutation du MOSFET, dans les domaines temporel et fréquentiel.

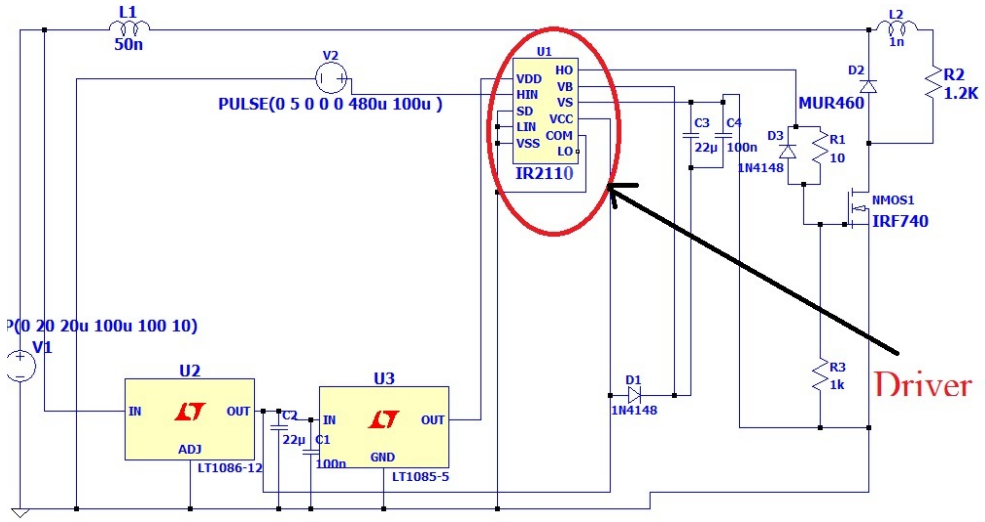


Figure IV.34. *Montage du hacheur sérieà base du driver IR2110.*

La figure IV.35 montre le schéma du boîtier du driver IR2110. Le tableau IV.2 montre les descriptions des pistes du driver IR2110 ainsi que l'utilisation de chaque broche.

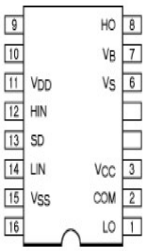


Figure IV.35. *Diagrammes des boîtiers du driver IR2110 [103].*

Tableau IV.2. *Description des pistes du driver IR2110 [103].*

Symbole	Déscription
VDD	Alimentation logique
HIN	Entrée logique pour la sortie de commande de la porte du côté haut
DS	Entrée logique pour l'arrêt
LIN	Entrée logique pour la sortie de l'entraînement de la porte du côté bas, en phase.
VSS	Masse logique
VB	High side floating Alimentation
HO	Sortie de commande de porte côté haut
VS	High side floating Retour d'alimentation
VCC	Côté bas Alimentation
LO	Sortie de commande de la porte du côté bas
COM	Retour côté bas

La figure IV.36 montre le deplacement du driver IR2110 dans le hacheur, ainsi le dimensionnement de la zone du driver qui est égale (x, y) = (1 cm, 2 cm) et le point de mesure du champ magnétique en fonction de la fréquence de commutation du MOSFET en fixant le rapport cyclique comme indiqué dans le tableau IV.3 qui definit les

différentes fréquences de commutation avec un rapport cyclique constant est égal à 50 %. Nous avons pris les fréquences suivantes : 10 kHz, 15 kHz, 20 kHz et 41 kHz. Ensuite, en fonction du rapport cyclique en fixant la fréquence du signal. Le tableau IV.4 définit les rapports cycliques : 25%, 50% et 75%, que nous avons utilisé avec une fréquence constante égale à f = 10 kHz.

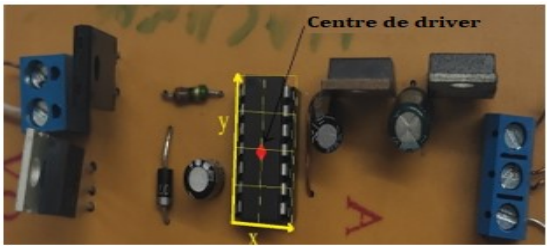


Figure IV.36. *Driver IR2110 utilisé dans le hacheur série.*

Tableau IV.3. *Différentes fréquences du signal générées par Arduino.*

fréquence (kHz)	Rapport cyclique (%)	TempsOn (µs)	Temps Off (µs)
41	50	11	11
20,6	50	22	22
15	50	31	31
10	50	48	48

Tableau IV.4. *Différents rapport cycliques de fréquence du signal f=10 kHz.*

Fréquence(kHz)	Rapport cyclique (%)	Temps On (µs)	Temps Off (µs)
10	75	72	24
	50	48	48
	25	24	72

Le champ magnétique est constitué de trois composantes qui doivent être mesurées par des sondes à boucle pour les trois directions (Fig. IV.37). Les sondes sont conçues pour se concentrer sur la mesure d'une des composantes du champ magnétique : H_X, H_Y et H_Z, dans le domaine temporel et fréquentiel.

Dans cette étude nous avons utilisé la sonde de champ magnétique RSH50-1 pour mesurer la composante normale du champ magnétique (H_Z) et les deux composantes tangentielles (H_X et H_Y). La sonde est reliée à l'analyseur de spectre ou à l'oscilloscope par un câble coaxial hautement blindé.

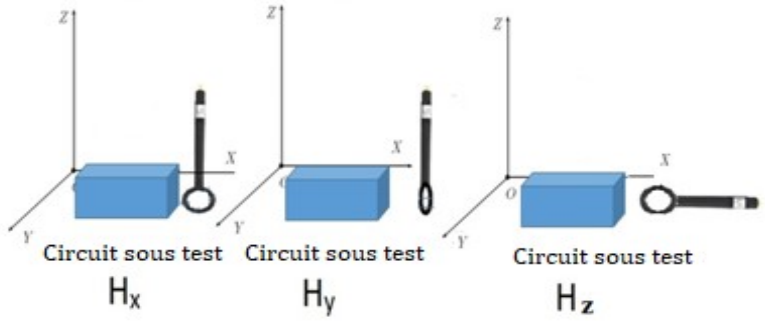


Figure IV.37. *Emplacement des sondes du champ magnétique proche pour toutes les composantes.*

IV.3.1.1. Impact de la variation de la hauteur sur le champ magnétique

La figure IV.38 montre le champ magnétique mesuré par la sonde RSH50-1 de toutes les composantes au-dessus du centre dudriver à Z = 0,5 cm dans le domaine temporel et fréquentiel. On remarque dans le domaine temporel des pics de bruit rayonné dans la composante H_Z, et moins intense pour les composants H_Y et H_X, ce qui signifie que le bruit généré dans la direction zest plus important que les autres directions.

Pour la réponse fréquentielle, les émissions rayonnées de la composante H_Z sont importants puis H_Y. Les deux composantes dépassent la limite de la norme CISPR 11 classe B à -57 dBm dans la gamme [30 MHz -230 MHz], puis une réduction vers les hautes fréquences. Pour la composante H_X, on remarque un pic de bruit à la fréquence 1MHz qui dépasse également la limite -57 dBm,puis une minimisation en fonction l'augmentation de fréquence.

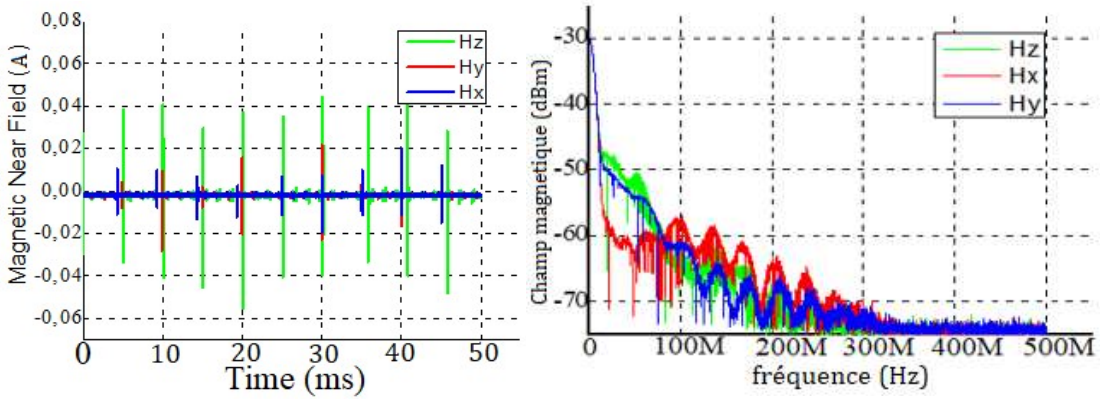
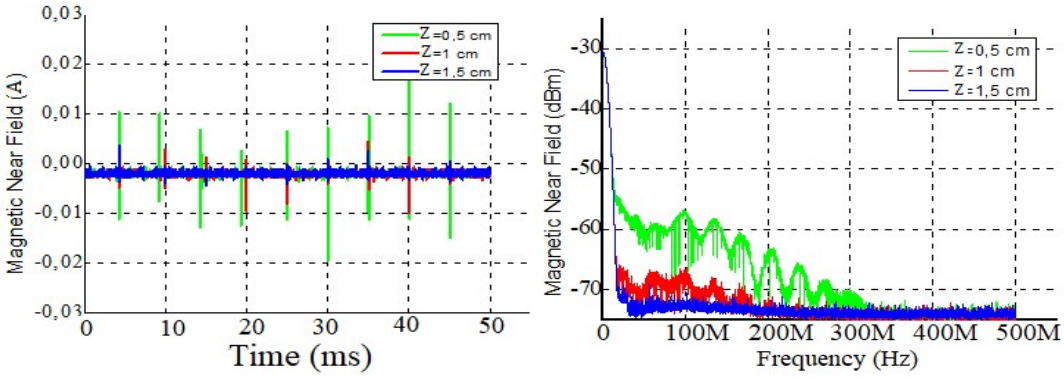


Figure IV.38. *Champ magnétique mesuré de toutes les composants au-dessus du centre de driver à la distance Z = 0,5 cm : (a) dans le domaine temporel ; (b) dans le domaine fréquentiel.*

La figure IV.39 présente l'impact de la variation dela hauteur Z au-dessus du centre du driver sur le champ magnétique H_X dans le domaine temporel et fréquentiel pour une fréquence de commutation f = 10 kHz, et un rapport cyclique égal à 50%.

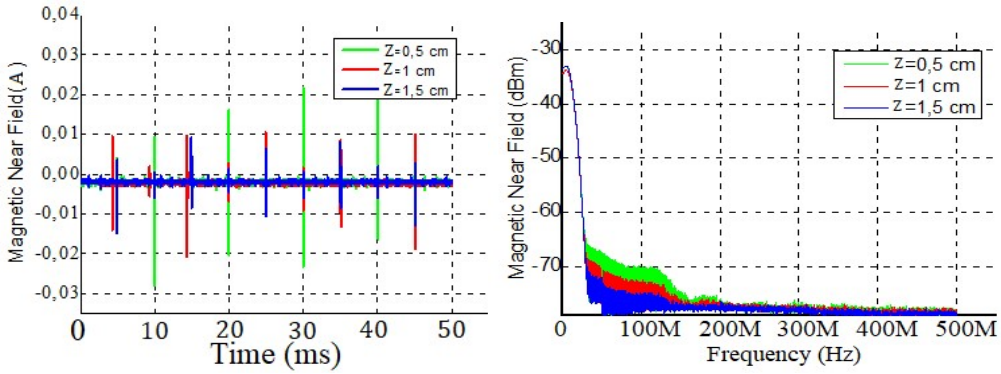
On remarque que dans la réponse temporelle, les emissions rayonnées diminue avec l'augmentation la distance de mesure, ainsi on remarqueun bruit périodique avec une période de T = 5 ms. Pour le domaine fréquentiel, on observe que les perturbations rayonnées dépasse la limite de la norme CISPR11 classe B à -57 dBm pour une hauteur de Z = 0,5 cm, dans la gamme de [30 MHz-230 MHz] puis une minimisation du champ magnétique avec l'éloignement du point de mesure.



(a) ***(b)***

Figure IV.39. *Impact de la variation de la hauteur Z au-dessus ducentre dudriver sur le champ magnétique H_X : (a) dans le domaine temporel ; (b) dans le domaine fréquentiel.*

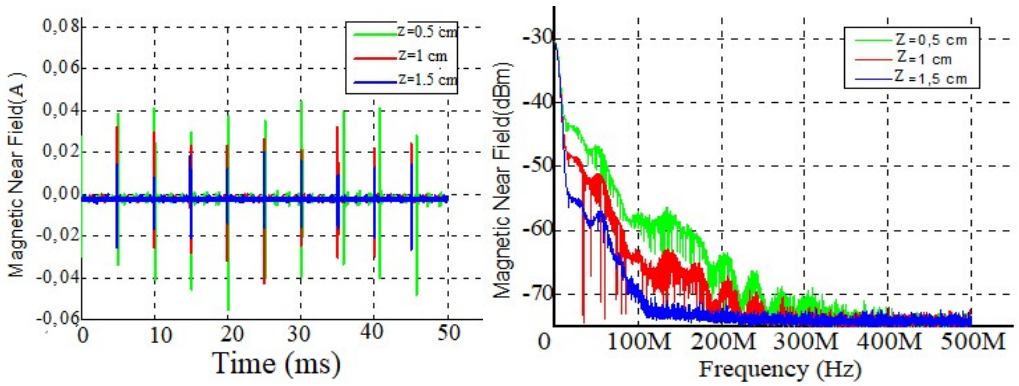
La figure IV.40 montre l'impact de la variation de la hauteur *Z* au-dessus du centre du driver sur le champ magnétique H_Y dans les deux domaines pour la même fréquence de commutation du MOSFET avec lemême rapport cyclique. D'après le figure IV.41 on remarque une réduction des pics de bruit avec l'augmentation de la distance entre le point de mesure et le centre du driver. Pour la réponse fréquentielle, on constate une perturbation très importante qui dépasse la limite de la norme CISPR 11 classe B pour les trois distances, puis une réduction vers les hautes fréquences.



(a) ***(b)***

Figure IV.40. *Impact de la variation de la hauteur Z au-dessus du centre dudriver sur le champ magnétique H_Y :(a) dans le domaine temporel ; (b) dans le domaine fréquentiel.*

La figure IV.41 montre le champ magnétique proche H_Z au-dessus du centre du driver IR2110 mesuré par la sonde RSH50-1 en fonction de variation de la distance entre le point de mesure et la sonde magnétique dans les deux domaines. Nous observons un pic de champ magnétique qui est réduit avec l'augmentation de la distance. Dans le domaine frequentiel, nous pouvons voir que le champ magnétique est très élevé et dépasse la limite de la norme CISPR 11 Classe B à -57 dBm dans la gamme [30MHz-230 MHz], de sorte qu'il diminue avec l'augmentation de la distance.

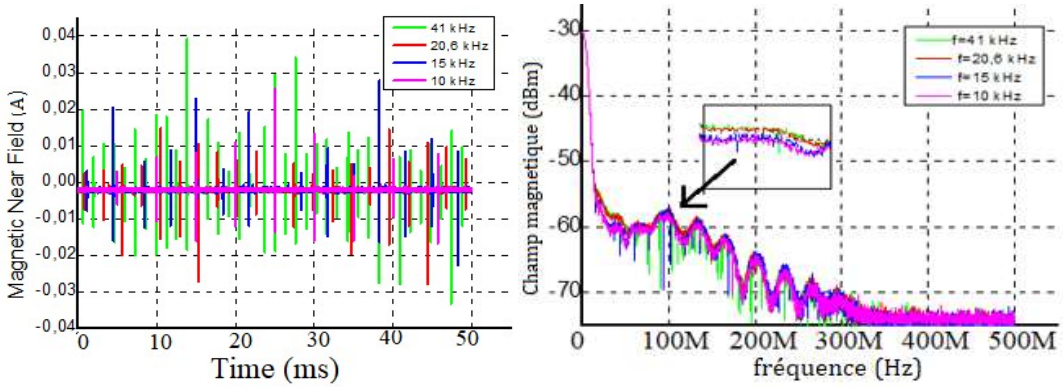


(a) ***(b)***

Figure IV.41. *Impact de la variation de la hauteur Z au-dessus du centre dudriver sur le champ magnétique H_z : (a) dans le domaine temporel ; (b) dans le domaine fréquentiel.*

IV.3.1.2. Impact de la variation de la fréquence de commutation

Dans cette partie, nous étudions l'impact de la variation de la fréquence de commutation du MOSFET sur le champ magnétique H_X à Z = 0,5 cm au-dessus du centre du driver dans les deux domaines comme indiqué dans la figure IV.42. Nous observons que les bruits rayonnées augmentent avec l'augmentation la fréquence de commutation, et la période des bruits devient très faible comme montré par la couleur verte à la fréquence f = 41 kHz. Pour la réponse fréquentielle, nous observons après un zoom que les émissions magnétiques augmentent avec l'augmentation de la fréquence de commutation du MOSFET, puis une minimisation vers les hautes fréquences.



(a) ***(b)***

Figure IV.42. *Champ magnétique H_x mesuré en fonction dela fréquence de commande du MOSFET à Z = 0,5 cm au-dessus du centre de driver : (a) domaine temporel (b) domaine fréquentiel.*

La figure IV.43 montre le champ magnétique de la composante H_Y en fonction la variation de fréquence de commande MOSFET à Z = 0,5 cm au-dessus du centre du driver IR2110. On observe dans le domaine temporel, des pics plus grand que le composant H_X, ainsi la période des pics a réduit avec l'augmentation la fréquence. Pour le domaine fréquentiel, on observe les émissions magnétiques qui décroissent avec la

réduction de la fréquence comme indiqué dans le début de la plage de fréquence jusqu'à 100 MHz, puis une réduction du champ magnétique vers les hautes fréquences.

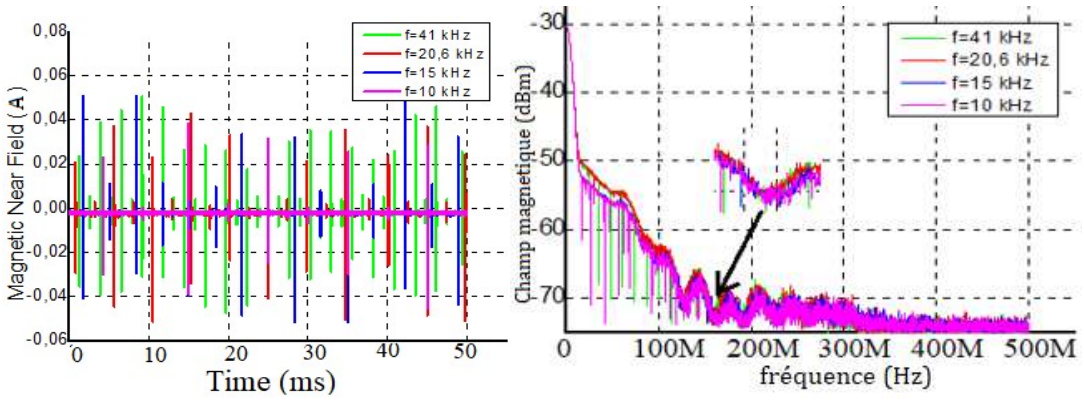


Figure IV.43. *Champ magnétique $H_Y$mesuré en fonctionde la fréquence de commande du MOSFET à Z = 0,5 cm au-dessus du centre du driver : (a) domaine temporel ; (b) domaine fréquentiel.*

La figure IV.44 montre le champ magnétique de la composante H_Z au-dessus du centre de driver à Z = 0,5 cm en fonction des différentes fréquences de commande du hacheur série dans les deux domaines. Dans la réponse temporelle, on remarque des émissions rayonnées très importants par rapport aux autres composantes, ainsiqu'une réduction de la période des pics. Pour la réponse fréquentielle, on remarque clairement l'effet d'ondulation avec l'augmentation de la fréquence de commutation, ainsi le champ magnétique dépasse la limite de la norme CISPR11 Classe B à -57 dBm entre [30 MHz-230 MHz], puis une minimisation vers les hautes fréquences.

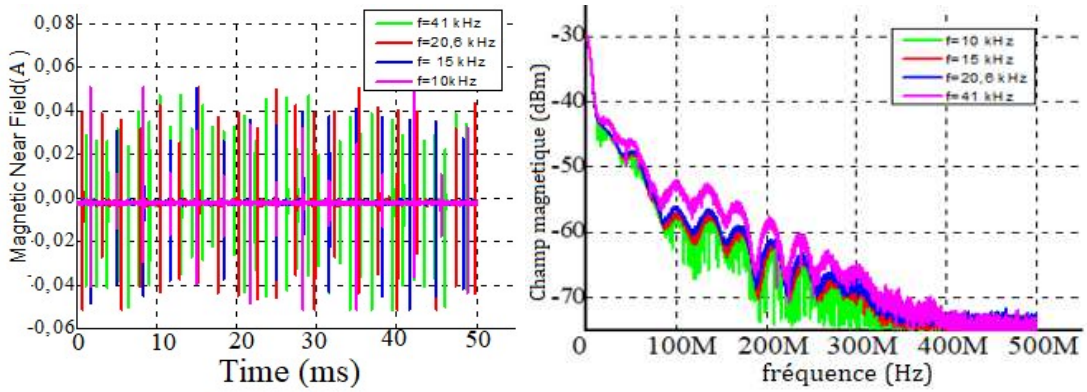


Figure IV.44. *Champ magnétique $H_Z$mesuré en fonctionde la fréquence de commande du MOSFET à Z = 0,5 cm au-dessus du centre du driver : (a) domaine temporel ; (b) domaine fréquentiel.*

IV.3.1.3. Impact de la variation du rapport cyclique sur le champ magnétique

Dans cette, nous avons étudié l'impact de la variation du rapport cyclique de la fréquence f = 10 kHz, nous avons pris les rapports cycliques suivants : 25%, 50% et 75%, sur le champ magnétique mesuré par la sonde RSH50-1au-dessus du centre du driver à Z = 0,5 cm. La figure IV.45 présente le champ magnétique de la composante H_Y, où l'on remarque que l'augmentation du rapport cyclique peutprovoquer une augmentation du champ magnétique puis une minimisation des émissions rayonnées

vers les hautes fréquences. On peut conclure des résultats obtenus que les variations de la fréquence et de rapport cyclique de la commande du MOSFET n'influent pas seulement sur les perturbations conduites, mais aussi sur le champ magnétique généré par les composants électroniques, en particulier le driver IR2110 utilisé dans le hacheur série.

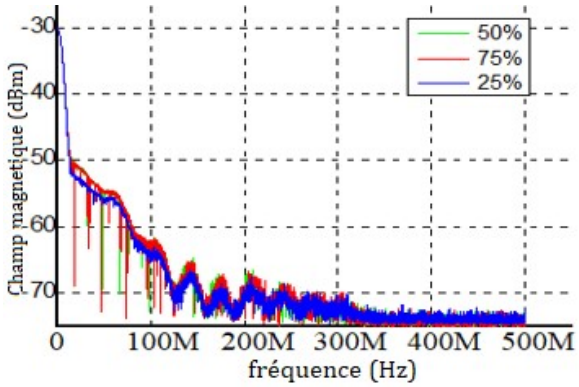
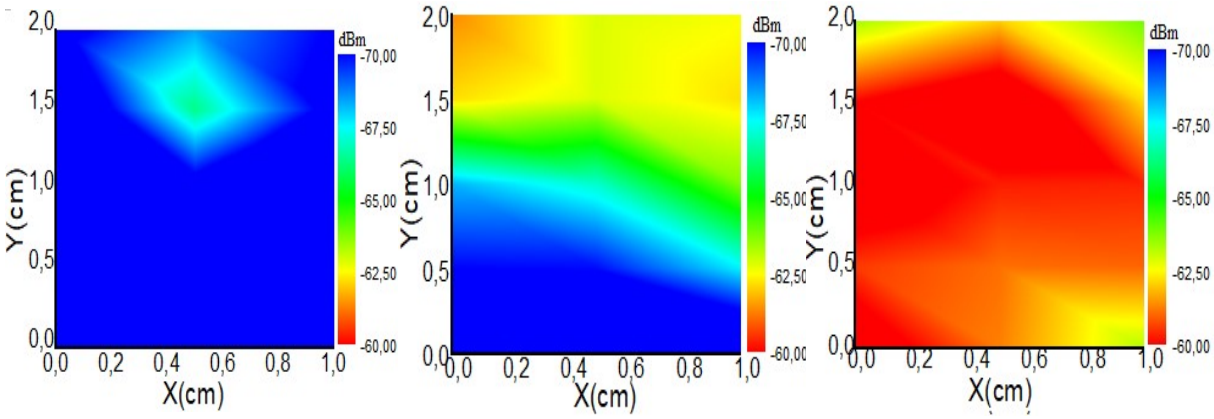


Figure IV.45. *Champ magnétique H_Y mesuré en fonction de la variation du rapport cyclique de la fréquence de commande du MOSFET à Z = 0,5 cm au-dessus du centre de driver.*

La figure IV.46 montre les carthographies du champ magnétique de toutes les composantes à Z = 0,5 cm au-dessus de la surface du driver IR2110 (x, y) =(1 cm, 2 cm) avec un pas de balayage égal à 0,5 cm, pour la fréquence f = 20,6 kHz et un rapport cyclique égal à 50%. Nous remarquons que le champ magnétique dans la composante H_Z est plus grand que les autres composantes d'environ -60 dBm comme indiqué par la couleur rouge, tandis que pour la composante H_X, nous observons des émissions magnétiques très faibles comme indiqué par la couleur bleue qui signifie que le champ magnétique est d'environ -70 dBm.



H_X $H_Y$$H_Z$

Figure IV.46. *Carthographies de champ magnétique de toutes les composantes à Z = 0,5 cm au-dessus de la surface du driverà la fréquence f = 20,6 kHz.*

IV.3.2. Mesure du champ magnétique de la diode utilisé dans le hacheur

Dans cette partie, nous avons mesuréle champ magnétique proche par la méthode du scan du champ proche sur la diode MUR460 dans le domaine temporel et fréquentiel.

La figure IV.47 montre la position des points de mesure proche de la diode de type MUR460, le point A est situé près de la diode, avec une hauteur de Z = 0,5 cm par rapport au circuit imprimé (PCB), et à une distance X = 0,5 cm par rapport au centre de la diode pour le point A.

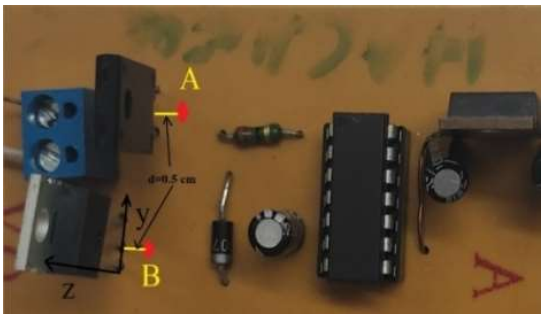
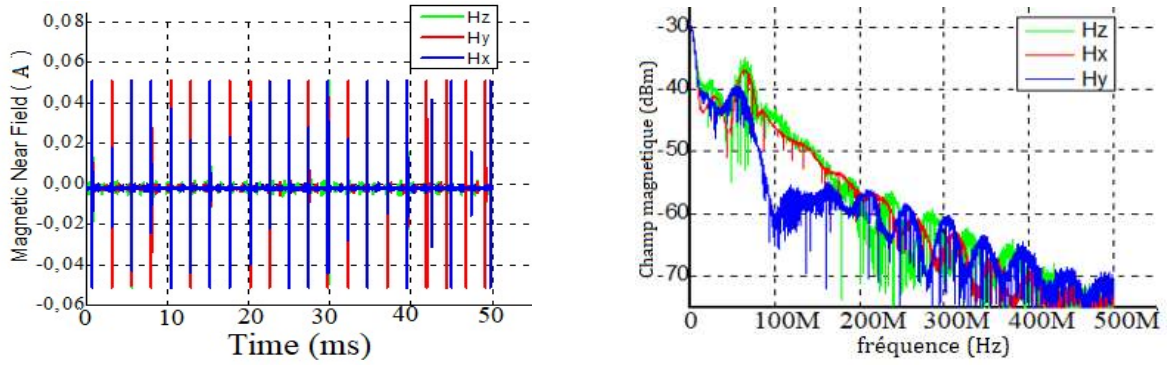


Figure IV.47. *Photographie de la position des points de mesure du champ magnétique dans le hacheur série.*

IV.3.2.1. Champ magnétique proche mesuré pour la diode

- ***Impact de la variation de la fréquence de commutation***

Nous avons étudié les émissions rayonnées générées par la diode de type MUR460dans les deux domaines, pour les trois composantes en fonction de la distance dans la direction de x, et en fonction de la variation la fréquence de commutation du MOSFET, avec un rapport cyclique constant qui est égal à 50 %. La figure IV.48(a) montre le champ magnétique de toutes les composantes au point A, pour la fréquence f = 20,6 kHz dans le domaine temporel. On remarque des pics d'émissions rayonnées dans toutes les composantes, avec une période trés petite égal à T = 2,5 ms.

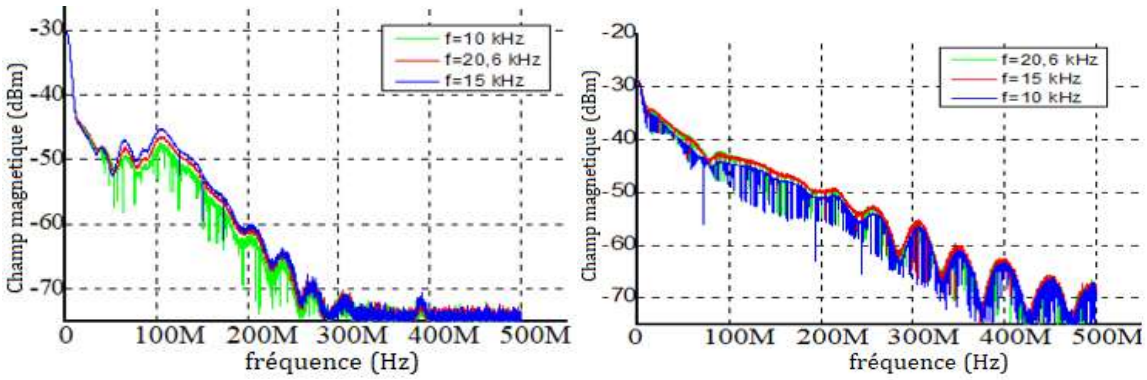


(a) ***(b)***

Figure IV.48. *Champ magnétique de toutes les composantes au point A pour la fréquence f=20,6 kHz et un rapport cyclique de 50% : (a) domaine temporel ; (b) domaine fréquentiel.*

La figure IV.48 (b) montre le champ magnétique de toutes les composantes au point A dans le domaine frequentiel. Il est à noter que les émissions magnétiques dépassent la limite de la norme CISPR 11 ClasseB -57 dBm dans la gamme de [30 MHz-230 MHz]. On remarqueaussi que le champ magnétique de la composante H_Z est plus grand que les autres composantes H_X et H_Y, ensuite une minimisation vers les hautes fréquences.

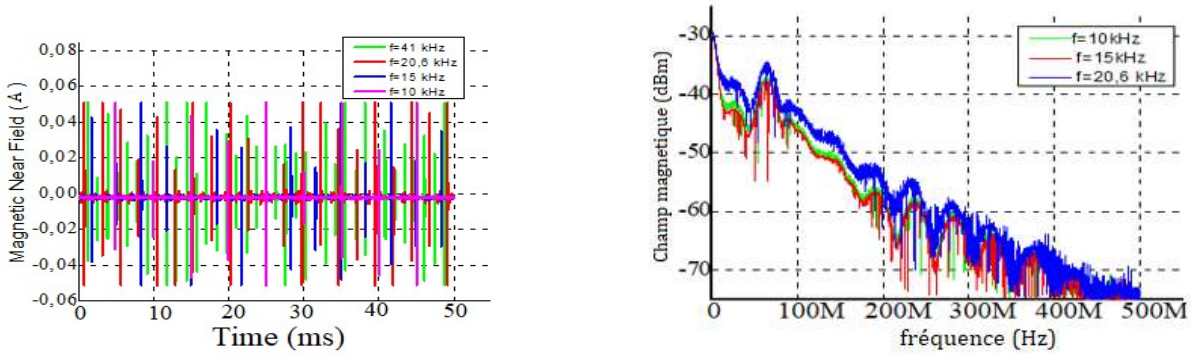
La figure IV.49(a) montre le champ magnétique de composante H_X en fonction de variation de la fréquence de commutation du MOSFET au point A. Le champ magnétique augmente avec l'augmentation de la fréquence du MOSFET, ainsi on constante que les émissions mesurées dépassent la limite de la norme CISPR 11 Classe B entre 30 MHz et 230 MHz, puis une réduction du champ magnétique vers les hautes fréquences. La figure IV.49 (b) montre la composante H_Y où on constate que le champ magnétique est supérieur à la composante H_X, de sorte que les émissions rayonnées dépassent la limite de la norme CISPR 11 classe B.



(a) *(b)*

Figure IV.49. *Champ magnétique en fonction de la fréquence de commande du MOSFET au point A avec un rapport cyclique constant de 50% dans le domaine fréquentiel : (a) H_X; (b) H_Y.*

La figure IV.50 montre la réponse temporelle et fréquentielle du champ magnétique de la composante H_Z au point A en fonction de variation la fréquence de commande du MOSFET. Nous remarquons que les perturbations augmentent avec des pics en fonction de l'augmentation de la fréquence. La période ces pics est réduite comme indiqué dans la figure IV.50(a) par la couleur verte, et une réduction avec la dimunition de le fréquence. Nous pouvons expliquer ce phénomène par la variation rapide de la tension et du courant aux bornes la diode. Pour la figure IV.50(b), nous constatons que les émissions magnétiques augmentent avec l'augmentation de la fréquence qui dépasse la limite de la norme CISPR 11 Classe B à -57 dBm entre 30 MHz et 230 MHz, puis une réduction vers les hautes fréquences.



(a) *(b)*

Figure IV.50. *Champ magnétique H_Z en fonction de la fréquence de commande du MOSFET au point A: (a) domaine temporel ; (b) domaine fréquentiel.*

IV.3.2.2. Impact de variation la distance à la diode

Dans cette partie, nous avons varier la distance dans la direction x, nous avons pris le point A comme premier point, puis nous avons augmenté la distance afin de mesurer le champ magnétique dans toutes les composantes dans le domaine fréquentiel, pour la fréquence de contrôle f = 20,6 kHzet un rapport cyclique de 50% .

La figure IV.51 montre l'impact de variation la distance entre la diode et la sonde magnétique de type RSH50-1 dans la direction x sur le champ magnétique H_X, où on remarque une réduction des émissions magnétiques en fonction de l'augmentation de la distance entre le point de mesure et la diode.

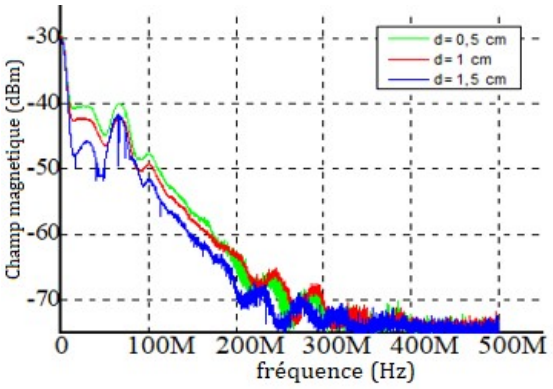


Figure IV.51. *Champ magnétique H_X en fonction la variation d'hauteurude pour la fréquence f = 20,6 kHz et un rapport cyclique de 50%.*

La Figure IV.52 montre l'impact de la variation de la distance entre la diode et la sonde magnétique de type RSH50-1 dans la directionxsur le champ magnétique H_Y, où l'on observe une faible réduction des émissions magnétiques en fonction de l'augmentation de la distance entre le point de mesure et la diode, suivie d'une réduction vers les hautes fréquences.

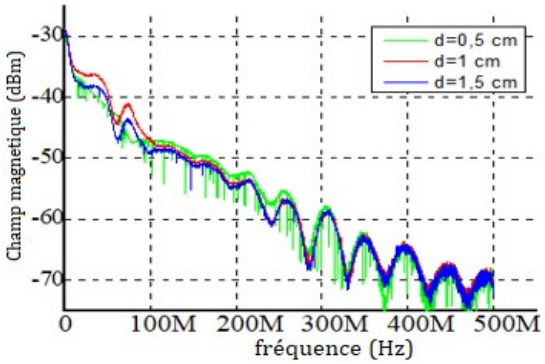


Figure IV.52. *Champ magnétique H_y en fonction la variation d'hauteurude pour la fréquence f = 20,6 kHz et un rapport cyclique de 50%.*

La figure IV.53 montre l'impact de la variation de la distance entre la diode et la sonde magnétique dans la directionx sur le champ magnétique H_Z, où l'on observe une

réduction des émissions magnétiques en fonction de l'augmentation de la distance entre le point de mesure et la diode, puis une réduction vers les hautes fréquences.

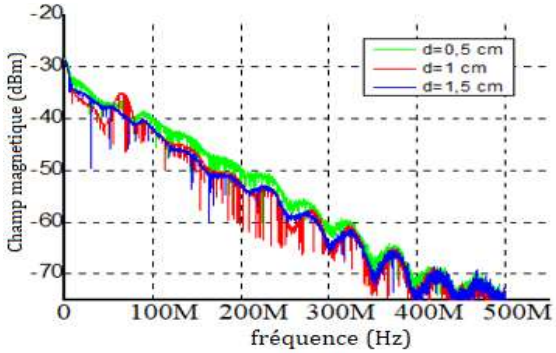


Figure IV.53. *Champ magnétique H_Z en fonction la variation d'hauteurude pour la fréquence f = 20,6 kHz et un rapport cyclique de 50%.*

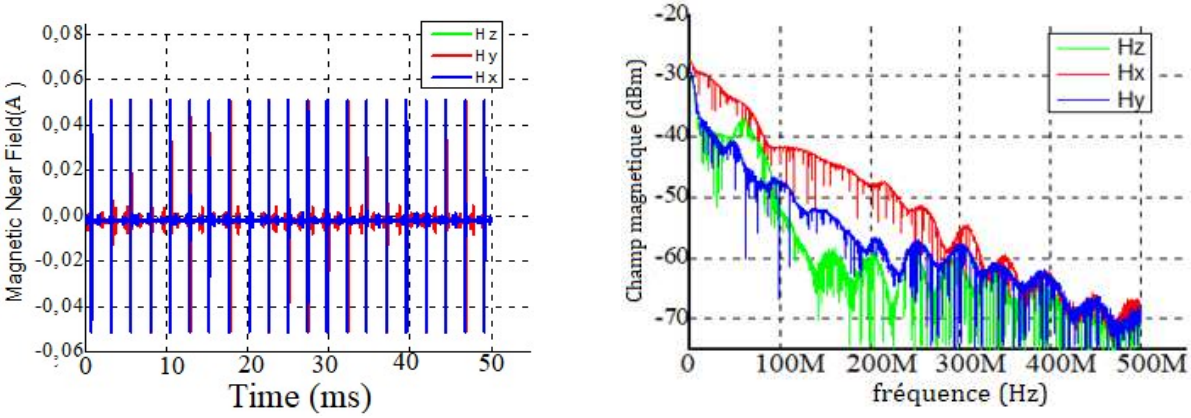
IV.3.3. Champ magnétique du MOSFET utilisé dans le hacheur

IV.3.3.1. Mesure du champ magnétique

Dans cette partie, nous avons mesuré le champ magnétique proche par la méthode du scan du champ proche sur le MOSFET type IRF740. La figure IV.47 montre la position du point de mesure proche du MOSFET de type IRF740 représenté par le point B, avec une hauteur de Z = 0,5 cm par rapport au circuit imprimé (PCB) et une distance de X = 0,5 cm par rapport rapport au centre du MOSFET pour le point B, la zone de balayage sur la surface du MOSFET dans le plan (Y, Z) à X = 0,5 cm avec un pas de 0,25 cm.

Le MOSFET est l'élément le plus important dans le hacheur, nous avons mesuré le champ magnétique au point B dans toutes les composantes, pour différentes fréquences de commutation du MOSFET et aussi en fonction de la distance entre la sonde magnétique et le MOSFET.

La figure IV.54 montre le champ magnétique proche de toutes les composantes au point B pour une fréquence de f = 20,6 kHz et un rapport cyclique de 50 %, dans le domaine temporel et fréquentiel.



(a) ***(b)***

Figure IV.54. *Champ magnétique de toutes les composantes au point B pour une fréquence de f = 20,6 kHz et un rapport cyclique de 50% : (a) domaine temporel ; (b) domaine fréquentiel.*

Pour la figure IV.54(a), on peut voir le bruit magnétique de très grande hauteurude dans toutes les composantes, en particulier la composante H_X avec une période de pics de 2,5 mA. Pour la réponse frequentielle dans la figure IV.54(b), nous observons que le champ magnétique H_X est très grand par rapport aux autres composantes à cause de la position des bornes du MOSFET (drain, source, grille). Nnous pouvons voir que les émissions rayonnées dépassent la limite de la norme CISPR11 classe B, puis une réduction vers les hautes fréquences.

IV.3.3.2. Impact de variation la fréquence de commutation

La figure IV.55 montre le champ magnétique de la composante H_X au point B en fonction de la fréquence de commutation du MOSFET, en fixant le rapport cyclique à 50% dans le domaine frequentiel, où une très faible variation est observée dans la gamme de fréquences [0-200MHz]. On remarque deux pics d'émissions rayonnées aux environs des fréquences f = 300 MHz et f = 400 MHz, qui depend de la fréquence de commutation du MOSFET.

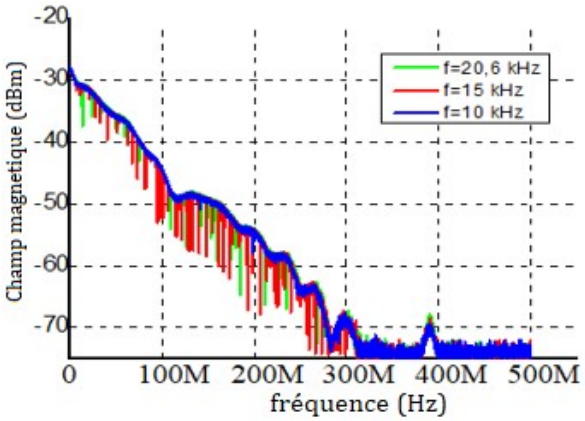


Figure IV.55. *Champ magnétique H_X au point B en fonction de la fréquence dans le domaine fréquentiel et un rapport cyclique constant égal à 50%.*

La figure IV.56 montre le champ magnétique H_Y en fonction de lafréquence. Dans ce cas, les émissions rayonnées sont moins intenses que la composante H_X, de sorte que les émissions rayonnées augmentent avec la fréquence de commutation du MOSFET.

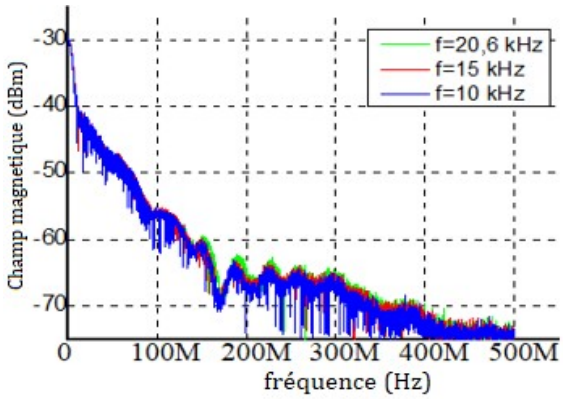
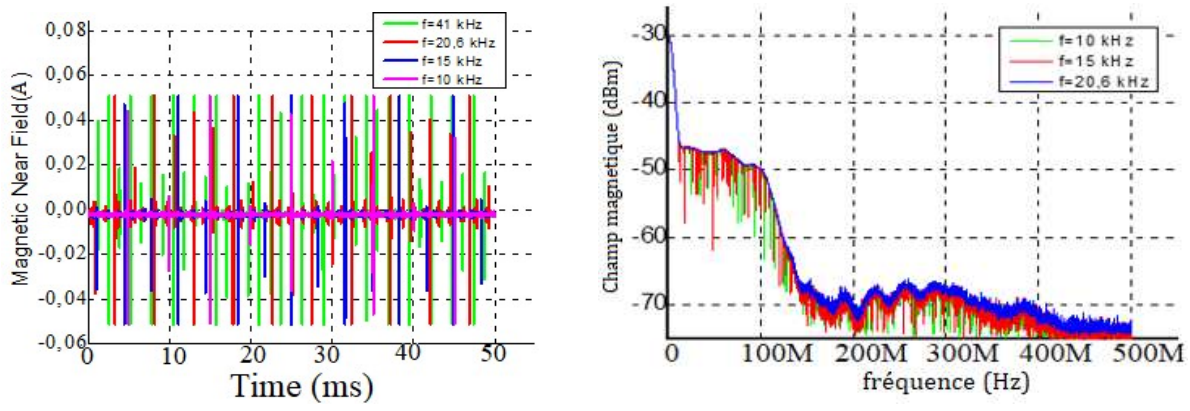


Figure IV.56. *Champ magnétique H_y au point B en fonction de la fréquence dans le domaine fréquentiel et un rapport cyclique constant égal à 50%.*

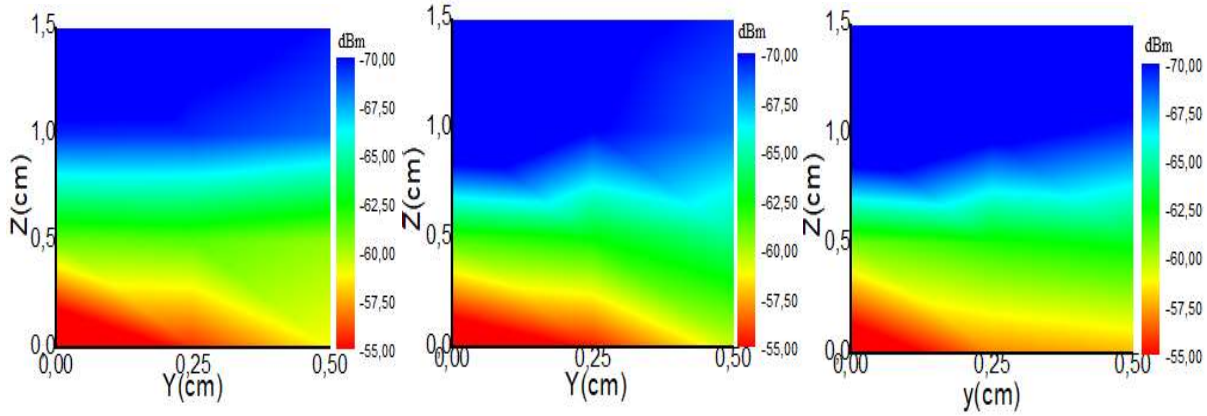
La figure IV.57 présente le champ magnétique H_Z dans le domaine temporel et fréquentiel, au point B, en fonction de la fréquence de commande du hacheurs. Nous remarquons qu'avec l'augmentation de la fréquence, les bruits magnétiques augmentent avec une période des pics réduite. Pour les réponses fréquentielles, nous voyons clairement qu'avec la réduction de la fréquence, les émissions magnétiques se réduisent et même vers les hautes fréquences.



(a) ***(b)***

Figure IV.57. *Champ magnétique H_Z au point B en fonction de fréquence et un rapport cyclique constant égal à 50% : (a) domaine temporel ; (b) domaine fréquentiel.*

La figure IV.58 montre les carthographies du champ magnétique H_Z pour les fréquences de commutation du MOSFET suivantes : f = 20,6 kHz, f =15 kHz et f = 10 kHz, dans le plan (Y,Z) à la distance X = 0,5 cm du centre du MOSFET pour une surface de scan (y, z) = (0,5 cm ; 2 cm). On constate que les émissions rayonnées sont situées aux bornes du MOSFET (drain et source, grille). Avec la variation de la distance dans la direction z, le champ magnétique diminue comme indique avec la couleur verte, puis la couleur bleue, ainsi on observe qu'avec l'augmentation de la fréquence, le champ magnétique augmente comme indique la couleur rougeprès des bornes du MOSFET, cequi dépasse la limite des normes CISPR11 Classe B.



(a) ***(b)*** ***(c)***

Figure IV.58. *Carthographies du champ magnétique à la surface (Y, Z) pour différentes fréquences : (a) 20,6 kHz; (b) 15 kHz ; (c) 10 kHz.*

IV.4. MESURE DU CHAMP ELECTRIQUE PROCHE DANS UN HACHEUR SERIE

La figure IV.59 montre une photographie du banc de mesure du champ électrique proche dans un hacheur série, qui est constitué par : l'analyseur de spectre et la sonde électrique de type Rohde & Schwarz afin de mesurer et de visualiser le champ electrique, l'oscilloscope pour visualiser le signal de commande du MOSFET obtenu par la carte arduino, le hacheur alimenté par une source continu. La figure IV.60 présente un schéma descriptif de la technique de mesure du champ électrique proche dans le convertisseur type Buck, en particulier la diode, le MOSFET et le driver IR2110 en fonction de la fréquence et en fonction de la variation du rapport cyclique.

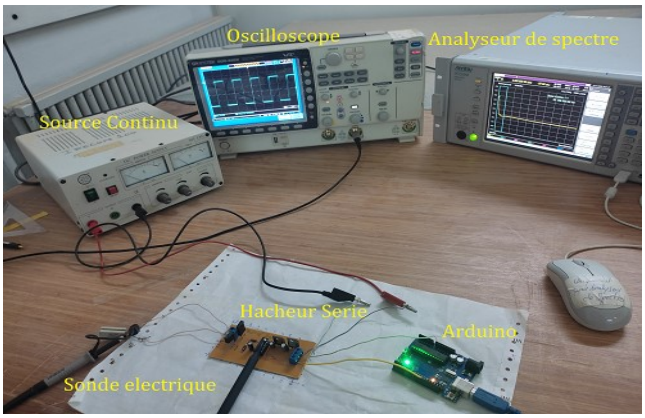


Figure IV.59. *Photopgraphie du banc de mesure du champ électrique proche.*

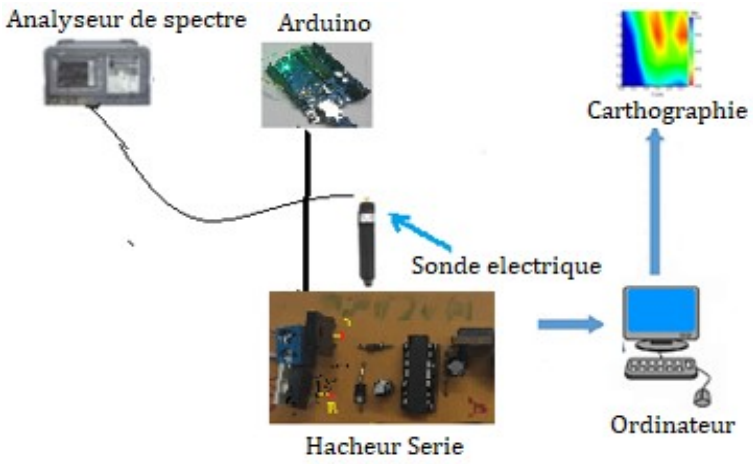


Figure IV.60. *Schéma descriptif du banc de mesure du champ électrique*.

La figure IV.61 montre la position des points de mesure du champ électrique par la sonde électrique de type RSE10 au-dessus du hacheur série, notamment au point A à X = 0,5 cm au centre de la diode, le point B à X = 0,5 cm au centre du MOSFET et au centre du driver IR2110.

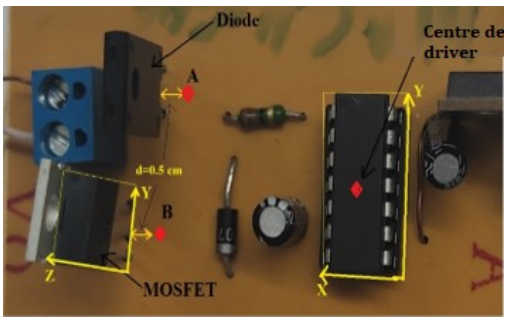


Figure IV.61. *Position des points de mesure du champ électrique dans le convertisseur deType Buck.*

Le tableau IV.5 montre les fréquences des signaux de commande du MOSFET générés par la carte arduino. Nous avons pris les fréquences suivantes : 5 kHz ; 10 kHz et 145,3 kHz avec les rapports cycliques suivants : 25 %, 50 %, 75 %, la forme du signal que nous avons utilisé est un signal carré.

Tableau IV.5. *Différents rapport cycliques et fréquences generées par la carte arduino.*

Frequence (kHz)	Rapport cyclique (%)
5	75
	50
	25
10	75
	50
	25
145,3	75
	50
	25

Les sondes de champ électrique sont de type Rohde Shwarz, la sonde (1) -RSE 02, et la sonde (2) RSE-10comme le montre la figure IV.62.



Figure IV.62. *Sondes de champ electique de typeRohde & Schwarz.*

❖ *Sonde (1) : RS E 02*

Les surfaces des structures de connexion, des grands composants ou des structures d'alimentation électrique émettent des champs électriques *E* qui peuvent

provoquer des perturbations électromagnétiques. La partie inférieure de la sonde RS E 02 détecte ces champs sur une zone d'environ 2 cm × 5 cm.

❖ ***Sonde (2) : RS E 10***

L'électrode étroite de la sonde RS E 10 permet de sélectionner une seule piste conductrice dans un faisceau de pistes conductrices de 0,2 mm de large comme le mentionne la figure IV.63. La couleur claire de la pointe de la sonde contraste fortement avec le vert foncé du PCB [95].

Le champ électrique est mesuré en trois composantes électriques : E_x, E_y, et E_z, comme le montre la figure IV.63. Les dipôles sont utilisés pour mesurer le champ électrique. Ces sondes sont conçues pour se concentrer sur la mesure d'une des composantes du champ électrique. C'est l'orientation du dipôle qui donne l'orientation du champ électrique.

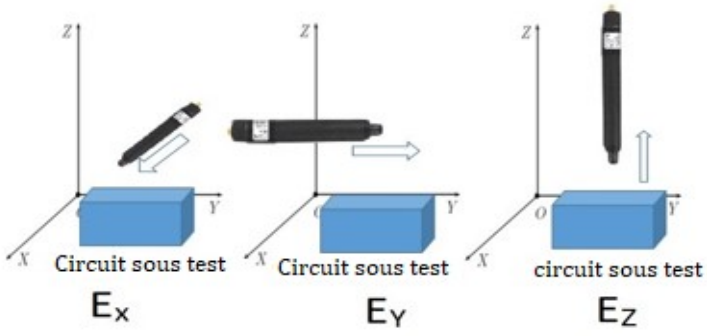


Figure IV.63. *Conception et positionnement des sondes de champ électrique.*

IV.4.1. Champ électrique au-dessus du driver IR2110

La figure IV.64 montre le champ électrique proche de l'ensemble du composant à Z = 0 cm au centre du driver IR2110 pour la fréquence f = 145,3 kHz avec un rapport cyclique égalà 50 %. On peut voir que le champ est plus important pour les composantes E_Z et E_X par rapport à la composante E_Y à -65 dBmàla fréquence f = 50 MHz, puis une réduction vers la fréquence f = 100 MHz.

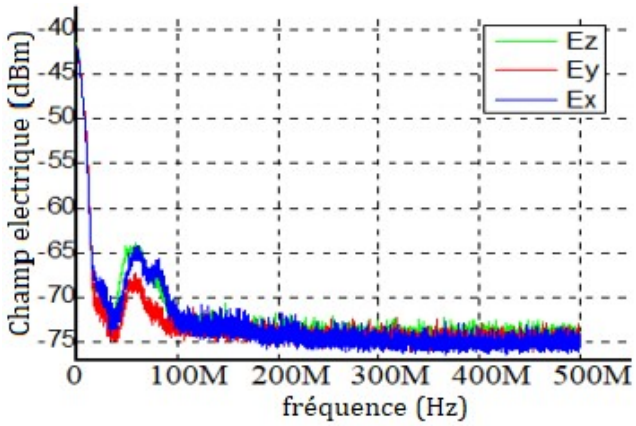


Figure IV.64. *Champ électrique mesuré pour toutes les composantes à Z = 0 cm au centre du driver pour une fréquence de f = 145,3 kHz avec un rapport cyclique de 50%.*

IV.4.1.1. Impact de la variation de la hauteur *Z* au-dessus du driver IR210

La figure IV.65 montre le champ électrique en fonctionde la hauteur *Z* au-dessus du centre de driver pour la fréquence *f* = 145,3 kHz, où l'on observe qu'avec l'augmentation de la distance entre le driver et la sonde électrique, le champ électrique diminue.

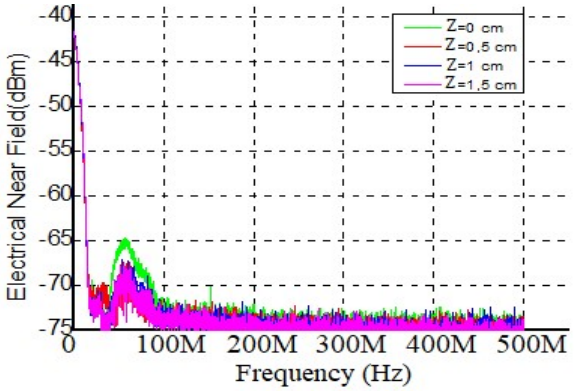


Figure IV.65. *Champ électrique E_X en fonction de la hauteur Z au-dessus du centre de driver pour la fréquence f = 145,3 kHz et un rapport cyclique de50%.*

Pour la composante E_Y, on observe une très faible réduction du champ avec l'augmentation de la hauteur de *Z*, comme indiqué dans la figure IV.66.

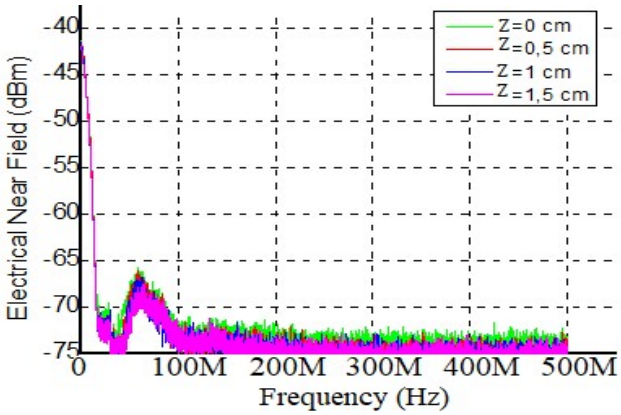


Figure IV.66. *Champ électrique E_Y en fonction la hauteur au-dessus du centre du driver pour la fréquence f = 145,3 kHz et unrapport cyclique est 50%.*

La figure IV.67 montre le champ électrique E_Z en fonction de la hauteur au-dessus du centre de driver IR2110, on remarque que le champ électrique capté est plus important que les autres composantes. On remarque une réduction des émissions électriques avec l'augmentation de la hauteur *Z*.

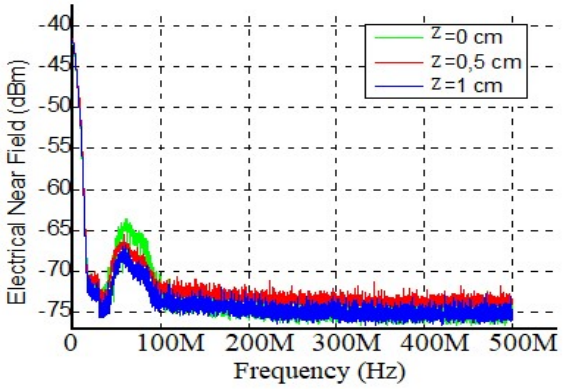


Figure IV.67. *Champ électrique E_Z en fonction de la hauteur au-dessus du centre du driver pour la fréquence f = 145,3 kHz et un rapport cyclique est 50 %.*

La figure IV.68 montre le champ électrique de la composante E_Z en fonction de la fréquence de commutation du MOSFET où les émissions rayonnées augmentent avec l'augmentation de la fréquence comme on peut le voir à partir d'environ 50 MHz, on peux dire d'après la figure que les émissions sont trés faibles.

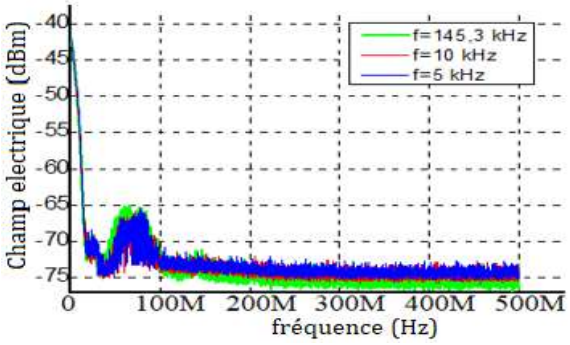


Figure IV.68. *Champ électrique E_Z en fonction dela fréquence de commande du MOSFET à Z = 0 cm.*

IV.4.1.2. Champ électrique mesuré au-dessus du driver par la sonde RSE02

Dans cette partie, nous avons mesuré le champ électrique E_Z sur la surface du Driver IR2110 par la sonde RS-E02 comme le montre la figure IV-69.



Figure IV.69. *Champ électrique au-dessus de la surface du driver IR2110 par la sonde RS-E02.*

La figure IV.70 présente le champ électrique E_z mesuré par la sonde RS-E02 en fonction dela fréquence de commutation du MOSFET à Z = 0,5 cm au-dessus du driver IR2110. On remarque que les émissions rayonnées sont très importantes qui dépassent la limite de la norme CISPR 11, ensuite une réduction vers les hautes fréquences.

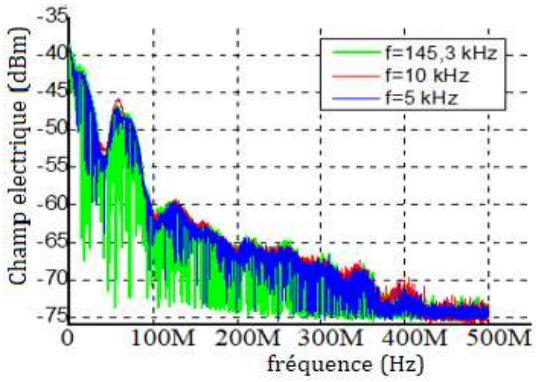


Figure IV.70. *Champ électrique E_Z mesuré par la sonde RSE02 en fonction dela fréquence de commande du MOSFET à Z = 0,5 cm au-dessus de la surface du driver.*

La figure IV.71 montre l'impact de variation du rapport cyclique de fréquence du commutation du MOSFET à Z = 0, 5 cm, où l'on remarque que la variation des émissions rayonnées ne sont pas visible en fonction du rapport, ainsi on observe une réduction vers les hautes fréquences.

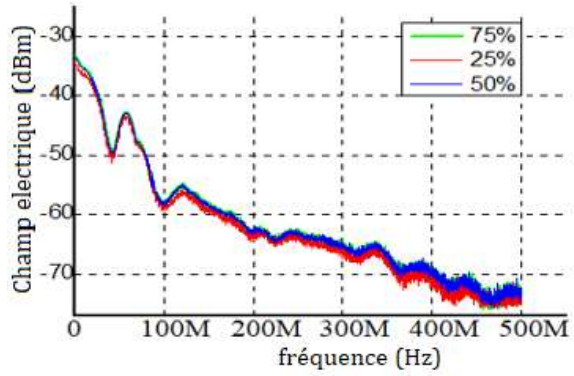


Figure IV.71. *Champ électrique E_Z mesuré par la sonde RS-E02 en fonction du rapport cyclique pour f = 145,3 kHz à Z = 0,5 cm au-dessus de la surface de driver.*

La figure IV.72 montre l'impact de la variation de la hauteur Z entre le driver IR2110 et la sonde électrique RS-E02, où l'on remarque qu'avec l'augmentation de la distance, le champ électrique est réduit, cela peut s'expliquer par la distribution des lignes de flux électrique dans l'air.

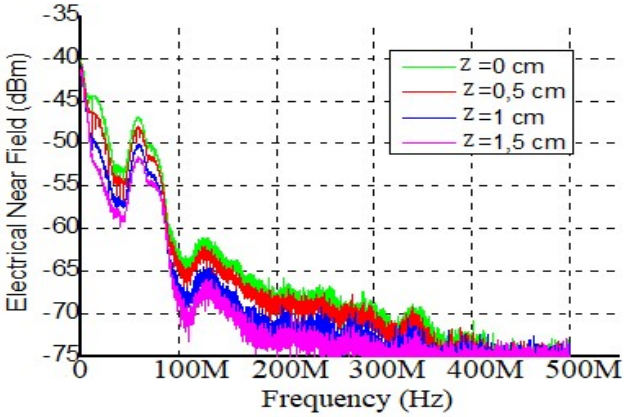


Figure IV.72. *Champ électrique E_Z mesuré en fonction de la distance au-dessus de la surface du driver pour la fréquence f = 145,3 kHz et un rapport cyclique de 50%.*

IV.4.2. Champ électrique proche mesuré pour la diode

Nous avons commencé par la mesure du champ électrique de toutes les composantes autour de la diode de type MUR460 et l'étude de l'impact de la variation de la distance, la variation de la fréquence du signal de commande du hacheur série, puis l'impact de la variation du rapport cyclique. La figure IV.73 présente le champ électrique mesuré par la sonde RS-E10 au point A (Fig. IV.47) de toutes les composantes pour la fréquence f = 145,3 kHz, et un rapport cyclique de 50%. On remarque que le champ électrique est très faible, ainsi on observe le champ E_Z supérieur aux deux autres E_Y, E_X dans la fréquence 50 MHz à -65 dBm, puis une réduction rapide vers 100 MHz, et dans le reste de la gamme de fréquence, le champ électrique est négligeable.

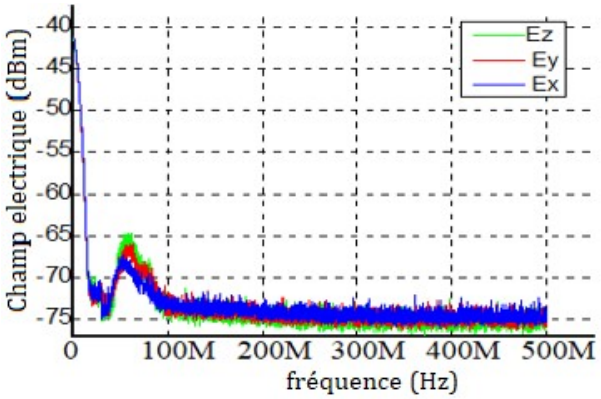


Figure IV.73. *Champ électrique de toutes les composantes mesuré par la sonde RS-E10, au point A pour la fréquence f = 145,3 kHz et un rapport cyclique de 50%.*

Les figures IV.74, IV.75 et IV.76 montrent le champ électrique respectivement des composantes E_X, E_Y, E_Z en fonction de la distance entre le point de mesure et les bornes de la diode dans la direction x. On remarque qu'avec l'augmentation de la distance au point de mesure, le champ électrique diminue. Cette diminution est très faible à cause de la surface du dipôle électrique de mesure qui est très petite, puis une diminution vers 100 MHz, et après cette fréquence, le champ électrique est négligeable.

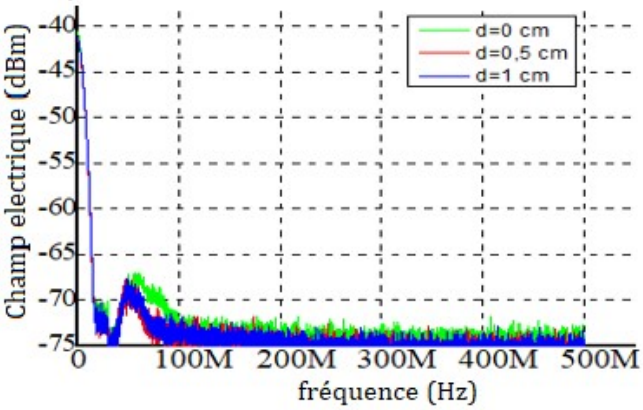


Figure IV.74. *Champ électrique E_X en fonction de la distance entre la diode et le point de mesure pour la fréquence f = 145,3 kHz.*

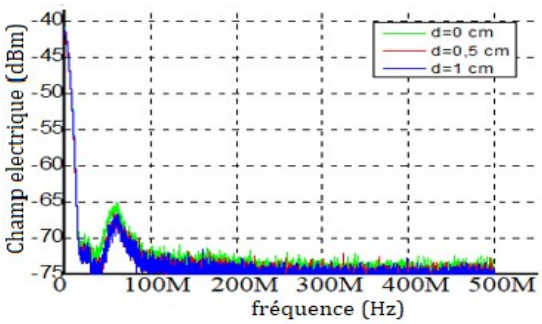


Figure IV.75. *Champ électrique E_Y en fonction de la distance entre la diode et le point de mesure pour la fréquence f = 145,3 kHz..*

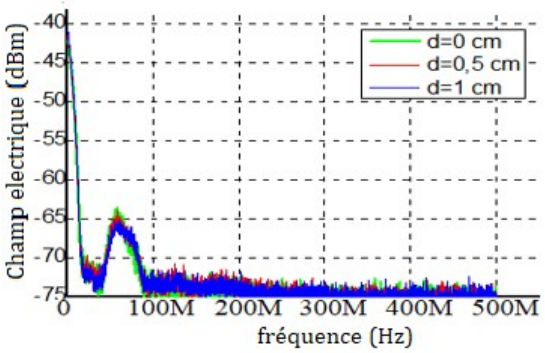


Figure IV.76. *Champ électrique E_z en fonction de la distance entre la diode et le point de mesure pour la fréquence f = 145,3 kHz.*

La figure IV.77 présente le champ électrique E_Z en fonction dela fréquence de commande du MOSFET au point A, où l'on remarque un pic des émissions rayonnées qui dépasse -65 dBm à la fréquence f = 145,3 kHz. Puis on observe presque une concordance entre les 3 cas après f = 100MHz.

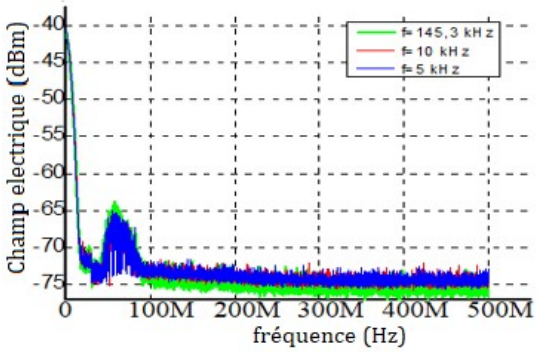


Figure IV.77. *Champ électrique E_Z en fonction de la fréquence de commande du MOSFET au point A.*

La figure IV.78 présente le champ électrique mesuré par la sonde RS-E02 à la surface de la diode et du MOSFET dans la direction x à d = 0 cm entre la sonde électrique et la diode. Le champ électrique mesuré présente le champ émis par la diode, le MOSFET, et la sortie du hacheur série.



Figure IV.78. *Position de la sonde de mesure RS-E02 dans la direction x.*

La figure IV.79 montre le champ électrique E_Z en fonction de la distance entre la sonde RS-E02 et la diode dans la direction x pour la fréquence f = 145,3 kHz, où l'on voit clairement qu'avec l'augmentation de la distance, le champ électrique diminue. On remarque aussi que le champ électrique dépasse la limite de la norme CISPR 11 classe B, puis une réduction vers les hautes fréquences.

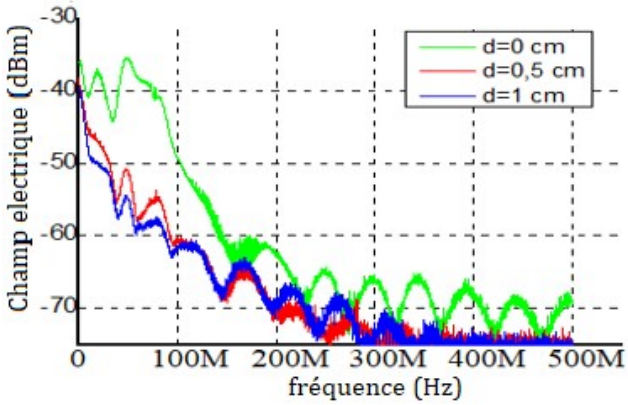


Figure IV.79. *Champ électrique E_Z en fonction de la distanceà la diode et MOSFET pour la fréquence f = 145,3 kHz.*

La figure IV.80 montre le champ électrique à d = 0 cm dans la direction x en fonction de la fréquence de commutation du MOSFET, où l'on remarque un pic de bruit électrique à la fréquence f = 50 MHz qui dépasse -40 dBm, ensuite une réduction vers les hautes fréquences, avec une ondulation comme indiqué entre [200 MHz -500 MHz].

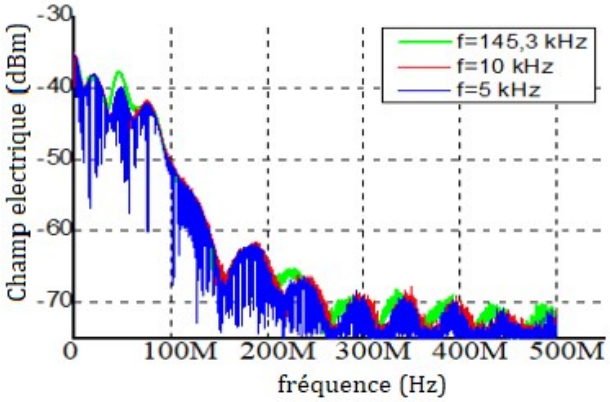


Figure IV.80. *Champ électrique E_Z en fonction de la fréquence de commutation du hacheur série à d = 0 cm par rapport à la diode et au MOSFET.*

IV.4.3. Champ électrique proche mesuré pour le MOSFET

Dans cette partie, nous avons mesuré le champ électrique émis par les bornes du MOSFET au point B dans tous les composants. La figure IV.81 montre le champ électrique mesuré par la sonde RS-E10 au point B (Fig. IV.47) pour la fréquence f = 145,3 kHz, et un rapport cyclique égal à 50%. On remarque que le champ E_X est plus important que les deux autres composantes à f = 50 MHz, du fait que les bornes sont situées dans la direction x, puis il y a une réduction vers 100 MHz.

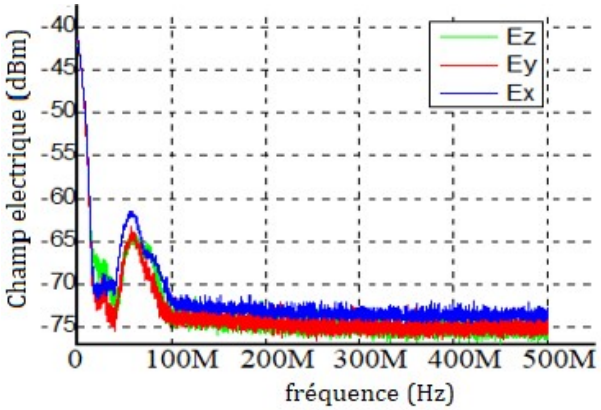


Figure IV.81. *Champ électrique de toutes les composantes mesuré par la sonde RS-E10, au point B pour la fréquence f = 145,3 kHz et un rapport cyclique de 50%.*

Les figures IV.82, IV.83 et IV.84 présentent l'impact de la variation de la distance entre le point de mesure et le centre du MOSFET de type IRF740 sur le champ électrique pour f = 145,3 kHz respectivement pour toutes les composants E_X, E_Y et E_Z.

On observe que le champ électrique est très faible car la surface du dipôle de mesure est très petite, donc l'impact de la variation du champ électrique est très faible en fonction de la distance.

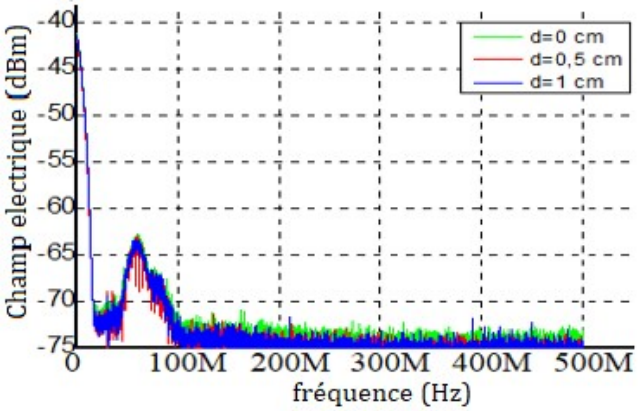


Figure IV.82. *Champ électrique E_X en fonction de la distance au MOSFET pour f = 145,3 kHz.*

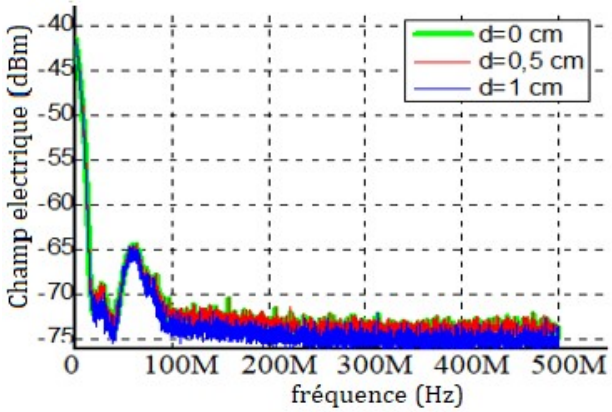


Figure IV.83. *Champ électrique E_Y en fonction de la distance au MOSFET pour f = 145,3 kHz.*

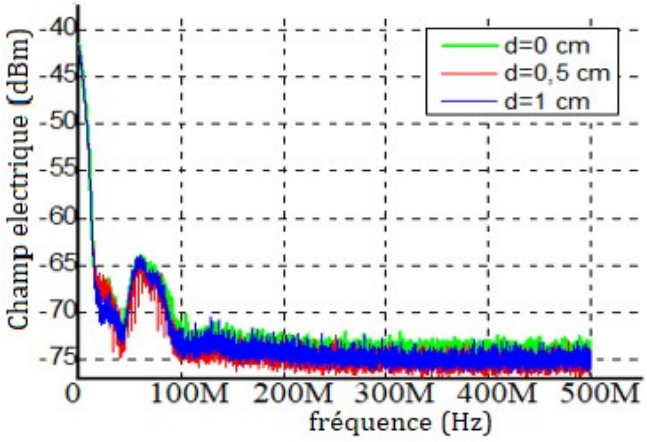


Figure IV.84. *Champ électrique $E_z$en fonction de la distance au MOSFET pour f = 145,3 kHz.*

La figure IV.85 présente le champ électrique au point B (Fig. IV.47)en fonction de la fréquence de commutation. On remarque que le champ électrique mesuré dans le MOSFET à *d* = 0,5 cm par la sonde RS-E10 et dans la diode à *d* = 0,5 cm (Fig. IV.77) est presque identique. On constate un pic des émissions rayonnées qui dépasse –57 dBm à la fréquence *f* = 50 MHz, ainsi l'augmentation de ces bruits en fonction de l'augmentation de la fréquence, puis une ssfe diminution rapide jusqu'à *f* = 100 MHz, le champ électrique devient négligeable après 100MHz.

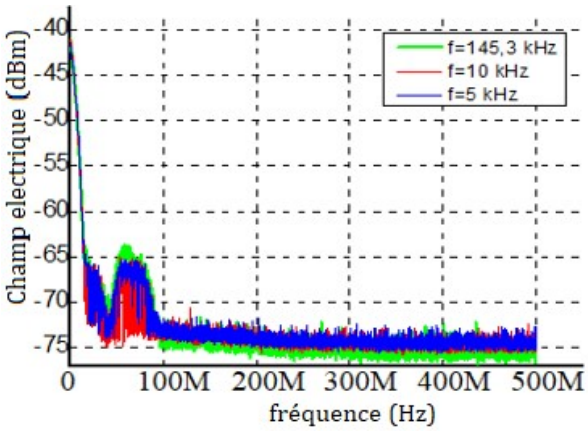


Figure IV.85. *Champ électrique E_X en fonctionde la fréquence du signal au point B.*

A partir des résultats obtenus, nous pouvons dire que le champ électrique dépend de la variation de la distance entre le point de mesure et le circuit sous test, donc les composantes que nous avons mesurées dépendent de la variation de la fréquence de commutation du MOSFET, leur rapport cyclique et la distance de mesure du champ électrique.

IV.5. CONCLUSION

Ce chapitre a été consacré, dans un premier temps, à la présentation du hacheur série que nous avons réalisé sous circuit imprimé. Notre étude s'est basée sur la simulation et les mesures expérimentales pour caractériser les perturbations dans le domaine temporel et fréquentiel en modes commun et différentiel. Ensuite nous avons étudié l'impact de la variation de la fréquence de commutation du MOSFET en fixant le rapport cyclique. Ensuite, en variant le rapport cyclique en fixant la fréquence de commutation constante. La vitesse de commutation des composants (dv/dt), les variations de courant (di/dt) ainsi que les éléments parasites sont les facteurs clés qui décident des caractéristiques des interférences électromagnétiques dans une cellule de commutation.

La seconde partie de ce chapitre a concerné l'étude de l'impact de la variation de la fréquence et le rapport cyclique sur le champ magnétique proche au-dessus du circuit imprimé, en particulier le driver IR2110, la diode type MUR460 et le MOSFET de type IRF740 réalisé par la sonde magnétique Rohde & Schwarz type RS-H50-1 dans les domaines temporel et fréquentiel afin de mesurer le champ magnétique de toutes les composantes émis par le driver IR2110, la diode et le MOSFET qui souvent dépasse la limite des normes CISPR 11 Classe B de l'émission rayonnée. Et aussi une cartographie de le composante H_Z pour les différentes fréquences. Les résultats obtenus, montrent que le champ magnétique est généré par le hacheur dans le MOSFET et la diode à cause de la variation rapide de la tension et du courant en fonction du temps, et les fréquences de commutation du MOSFET

Ensuite dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons étudié l'impact des mêmes paramètres précédents : la fréquence et le rapport cyclique du MOSFET sur le champ électrique mesuré par les deux sondes disponibles(RSE02 et RSE10).

Enfin nous pouvons conclure que les commutateurs électroniques à haute fréquence ne sont pas uniquement la cause des perturbations conduites, mais aussi des émissions rayonnées.

Le prochain chapitre sera consacré à l'étude d'une application d'utilisation de la conversion AC/DC et DC/DC dans l'alimentation de l'éclairage pour les lampes LED. L'étude portera essentiellement sur le driver, les différentes topologies afin d'améliorer le facteur de puissance, la réduction du taux de distorsion THD et les pertubations conduites en modes commun et différentiel.

Chapitre 5

Etude et Mesure des Perturbations Conduites dans Les Alimentations des Lampes LED

Chapitre 5
Etude et Mesure des Perturbations Conduites dans les Alimentations des Lampes LED

INTRODUCTION

Ces dernières années, les diodes électroluminescentes (LED) sont devenues la source lumineuse la plus populaire pour une variété d'applications d'éclairage, notamment sur les routes, en signalisation et en éclairage public. Elles sont considérées comme la technologie future de l'éclairage en raison de leurs avantages remarquables par rapport aux lampes conventionnelles (fluo-compact (CFL), incandescentes, halogènes et fluorescentes).

Les lampes LED ont une efficacité énergétique et respectueuse de l'environnement, une durée de vie remarquable de 50 000 heures, une utilisation dans l'éclairage intelligent, une réduction significative de la chaleur, un bon rendu des couleurs, de la teinte et de l'intensité, et même la détection des personnes dans les environnements intérieurs.

Néanmoins, les lampes LED sont des sources de pollution harmoniques à basse fréquence à cause de conversion AC /DC, ainsi elles génèrent les perturbations électromagnétiques conduites et /ou rayonnées à cause des équipements électroniques utilisés dans la fabrication des drivers AC/DC. Ces perturbations peuvent diminuer la qualité de l'énergie et affecter négativement les performances du système de plusieurs manières telles que la réduction du facteur de puissance (FP), l'augmentation des pertes dans les conducteurs, et l'émission d'harmoniques (THD) montre la surcharge du conducteur neutre non protégé, et peut voire un dysfonctionnement total du système lui-même ou du voisinage. Il est donc important de contrôler la réduction de l'émission d'harmoniques et l'amélioration du facteur de puissance à basse fréquence et les interférences électromagnétiques à haute fréquence.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à l'étude des différentes topologies du driver, ainsi la mesure des harmoniques du courant et le facteur de puissance. Puis les perturbations en modes commun et différentiel sous logiciel LTspice pour chaque topologie (avec et sans correcteur de facteur de puissance PFC soit active ou

passive),afin d'améliorer le taux de distorsion harmonique (THD) et le facteur de puissance. Ensuite déterminer les filtres CEM en respectant les normes de CEM.

A la fin de ce chapitre, nous présentons une étude sur les lampes LED disponibles sur le marché algérien de différentes marques, visant à quantifier les harmoniques, le THD et les émissions conduites en modes commun et différentiel.

V.1. SOURCES DE LUMIERE

Avant d'aborder notre sujet qui est les perturbations électromagnétiques dans les systèmes d'éclairages à LED, nous commençons par faire une synthèse des luminaires ou moyens d'éclairage existant.

Au 19ème siècle, la première technologie commerciale pour l'éclairage a commencé à se répandre. Elle utilisait du gaz naturel pour fournir de la lumière et a rivalisé avec la lampe à incandescence d'Edison. Des manteaux imbibés d'oxyde de thorium composé de terres rares amélioraient le rayonnement visible du gaz à travers la conversion de l'énergie thermique des flammes et le rayonnement UV.

Malgré cela, après un certain temps, la lampe à incandescence a totalement supplanté la lumière à gaz. Les tubes fluorescents et les lampes fluorescentes compactes sont devenus largement disponibles après 1950 et offrent une longue durée de vie et une consommation d'énergie plus faible grâce aux lampes à décharge d'intensité [104-105].

Pour mieux comprendre l'évolution des sources d'éclairage, et le principe de fonctionnement de chacun, on va présenter les sources principales de lampes :

V.1.1. Soleil

Le soleil est très chaud, avec une température de surface d'environ 5778°K. L'atmosphère extérieure du Soleil est d'environ 106°K. D'autre part, au centre de la grande tache solaire, la température peut atteindre une valeur inférieure à4300 °K. Le spectre du soleil peut être comparé avec un rayonnement provenant du corps noir, calculé avec la formule de rayonnement Plank. Le corps noir d'environ5800°K correspond le mieux au spectre solaire, cependant, cette température dépend fortement de la position de l'observateur sur la surface de la terre, hauteur au-dessus de la mer, la position du soleil et la saison [106].

V.1.2. Différentes sources incandescentes

V.1.2.1. Chandelle

Une chandelle a été utilisée comme source de lumière pendant des siècles et est restée le seul moyen pour produire de la lumière sans électricité. Elle est constituée d'une mèche entourée de matière combustible solide.

Au fil du temps, elle a été remplacée par la bougie, dont la composition est légèrement différente. La chandelle a également servi de référence pour la photométrie. Une notion essentielle concernant l'intensité lumineuse [107].

V.1.2.2. Lampe à incandescence

Le principe de l'ampoule à incandescence traditionnelle (Fig. V.1) a été finalisé en1878 par l'électricien britannique Joseph Swan, qui n'a pas pris de précaution de déposer le brevet. Ce sont les travaux et tests de Thomas Edison, fondateur General d'électrique, qui permettent de la faire fonctionner de façon stable. Ce type de lampe permet de produire de la lumière en portant un filament à haute température.

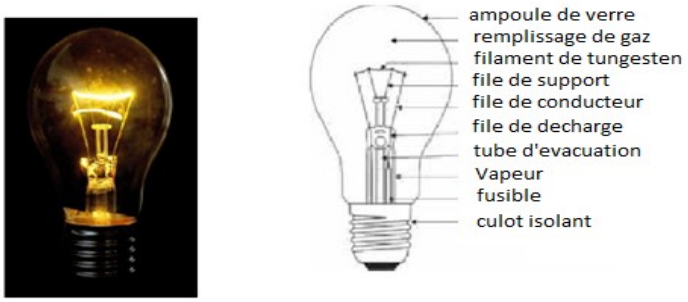


Figure V.1. *Lampe à incandescence classique [108].*

Le principe de la lampe à incandescence est bien connu : l'ampoule à incandescence émet de la lumière en envoyant un courant électrique à travers un filament qui se réchauffe à la suite de la résistance créée. Lorsque l'énergie est absorbée par les atomes du matériau, les électrons autour des noyaux sont excités et atteignent temporairement une orbite plus éloignée du noyau. Une fois que l'orbite des électrons s'effondre sur une orbite inférieure, ils éjectent l'énergie supplémentaire sous forme de photons [107].

- ***Avantages***
  - ✓ Bon rendu des couleurs.
  - ✓ Bon marché.
  - ✓ Allumage instantané.
- ***Inconvénients***
  - ✓ Durée de vie très limitée (1000 heures).
  - ✓ Rendement de lumière produite faible (12 à 20 lm/W).
  - ✓ L'efficacité lumineuse diminue sensiblement au cours du temps.
  - ✓ Risques de brûlures dus à la température élèves de l'ampoule.
  - ✓ Consommation importante de l'énergie électrique.

V.1.2.3. Lampe à halogène

La lampe à halogène produit la lumière comme une source à incandescence classique, c'est-à-dire en portant à incandescence un filament de tungstène. Des gaz halogénés (iode et brome) à haute pression ont été introduits dans une ampoule en verre de quartz supportant les hautes températures. Cela permet d'augmenter légèrement l'efficacité et la durée de vie du filament.

Son fonctionnement est le suivant : lorsque la source est sous tension, une lumière est produite à cause de l'échauffement. De plus, le tungstène s'évapore dans l'ampoule et, sous l'effet de la haute température, un mélange de tungstène et de gaz halogène se déplace dans l'ampoule. Une fois la source refroidie, le mélange de tungstène et de gaz halogène se sépare. Le gaz halogène reste dans l'ampoule tandis que le tungstène se réinstalle sur le filament comme indique dans la figure V.2 [107].

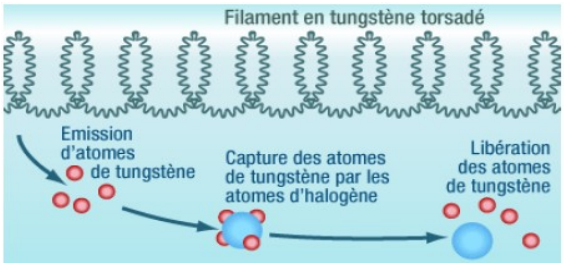


Figure V.2. *Description du fonctionnement d'une lampe à halogène [107].*

❖ ***Avantages***

- ✓ Rendement lumineux 30% supérieur à celui d'une ampoule classique.
- ✓ Très bon rendu des couleurs.
- ✓ La gamme des halogènes est très entendue allant de 20 à 500 Watts.

❖ ***Inconvénients***

- ✓ Durée de vie limitée (2000 heures).
- ✓ Ne supportent pas les marches/arrêts répétés.

V.1.2.4. Sources lumineuses luminescentes

A) Lampe fluorescente

Les lampes fluorescentes sont généralement appelées « *tubes néon* » pour les tubes Fluorescents linéaires ou encore « *lampes basse consommation* » pour les modèles plus compacts, ce type de lampes fonctionnent sur le même principe comme illustré dans la figure V.3, depuis leur mise au point vers 1930. Deux électrodes de chaque côté du tube vont créer une décharge électrique ionisant un gaz contenu dans le tube (constitué en partie de mercure et de gaz neutre), lui-même recouvert sur sa surface interne d'une poudre fluorescente. Les atomes de mercure (entre autres) excités par cette ionisation produisent une lumière dans les courtes longueurs d'onde (ultraviolets) qui va exciter les particules de phosphore, lesquelles émettent à leur tour de la lumière qui cette fois est blanche (c'est le principe de la fluorescence) [107].

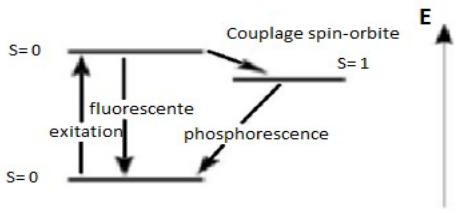


Figure V.3. *Principe de la fluorescente [107].*

B) Lampes à décharge haute pression

Les lampes à décharge haute pression (High Intensity Discharge ou HID) sont des lampes compactes qui fonctionnent à des pressions de l'ordre de la pression atmosphérique. Il existe trois types de lampes HID différenciés en fonction du gaz qu'elles contiennent: [109]

– Lampes à décharge haute pression à vapeur de mercure (HPM).
– Lampes à décharge haute pression à vapeur de sodium (HPS).
– Lampes à décharge haute pression aux halogénures métalliques (MH).

C) Lampe à vapeur de mercure

La figure V.4 représente la constitution d'une lampe à décharge HPM (High Pressure mercurey), elle est généralement de forme tubulaire ou ovoïde, elle est constituée d'un tube interne, appelé brûleur, qui est généralement fabriqué à base de silice fondue (quartz), le brûleur est enfermé dans une enveloppe claire en verre qui le protège de l'oxydation et absorbe les rayonnements UV émis par la décharge. Le gaz de remplissage des lampes HPM est généralement constitué de la vapeur de mercure. Mais pour faciliter son allumage, on rajoute un gaz inerte avec une pression de l'ordre de quelques pascals. Ce gaz peut être de l'argon, un mélange Argon–Krypton ou bien de Xénon [109].

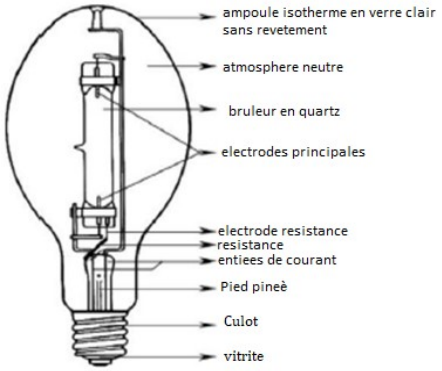


Figure V.4. *Lampe haute pression à vapeur de mercure [109].*

D) Lampe à vapeur de sodium

Les lampes à sodium haute pression sont constituées d'un tube à décharge intérieur en céramique d'alumine très pure, enfermé dans une enveloppe extérieure en verre résistant aux hautes températures. L'enveloppe peut être soit claire, soit recouverte d'une matière diffusante faite d'oxyde d'aluminium, de phosphate de vanadate d'yttrium ou de silice. Dans le tube à décharge se trouve une faible quantité d'amalgame de sodium dont la proportion sodium/mercure varie entre 1/10 et 1/3. Le tube est rempli d'un gaz inerte, le xénon très pur. Les électrodes sont en tungstène et recouvertes d'une pâte émettrice de tungstate de baryum et de calcium ou bien d'un tungstate de baryum et d'yttrium. La structure interne de la lampe est faite de fils en fer plaqué nickel, en nickel ou en acier inoxydable. Son culot est en laiton nickelé et les

entrées de courant sont soudées dessus. La plupart des lampes à sodium haute pression ont une ampoule extérieure vide de gaz et peuvent imploser si elles sont brisées [109-111]. Ces lampes sont généralement de petites dimensions. La figure V.5 présente la lampe à sodium haute pression.

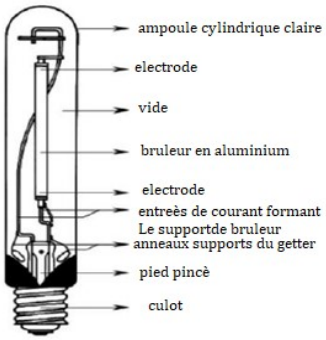


Figure V.5. *Lampe à vapeur de sodium [112].*

E) Lampe à induction

Dans une lampe à induction, la lumière est produite par ionisation des atomes de gaz présents dans l'ampoule grâce à un champ électromagnétique créé par une bobine appelée "antenne" qui se trouve au centre de l'ampoule. Ce champ est généré par un courant à haute fréquence produit par un générateur extérieur directement relié à l'antenne. Pour produire la lumière visible, une poudre fluorescente est appliquée sur la face interne de l'ampoule, comme dans les lampes fluorescentes (partie B dans la figure V.6) [107].

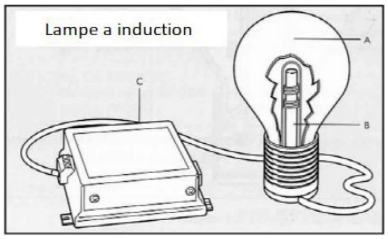


Figure V.6. *Lampe à induction [113].*

Le système est constitué de 3 composants :

- La lampe (A),
- La bobine d'excitation appelée « *antenne* » (B),
- Le générateur HF (C).

V.1.2.5. Electroluminescence

Premièrement un champ électrique peut produire divers effets sur les corps solides luminescents [114]. L'électroluminescence est un phénomène physique par lequel un matériau, soumis à un courant électrique ou à un fort champ électrique, émet dela lumière. Le phénomène a d'abord été observé en 1907, sur un cristal de carbure de silicium, puis, quelques années plus tard, sur de la poudre de sulfure de zinc. Le sulfure

de zinc dopé au cuivre, les semi-conducteurs organiques sont des exemples de matériaux électroluminescents.

L'application la plus connue de l'électroluminescence est sans doute celle des diodes électroluminescentes, et tous les dérivés qui sont :

- *Diodes électroluminescentes organiques : Oled (Organic Light-Emitting Diode),*
- *Diodes électroluminescentes à polymères : Pled (Polymer Light-Emitting Diodes),*
- *Diodes électro phosphorescentes organiques : Pholed (Phosphorescent Organic Light-Emitting Diodes).*

Dans ces drivés, la couleur de la lumière émise dépend de la nature du semi-conducteur utilisé dans leur conception [115].

V.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENTDES LEDs

L'émission de lumière dans les LEDs est produite par la recombinaison d'un pair électron trou au niveau de la jonction **p-n** du semi-conducteur comme on peut le voir sur la figure V.7.

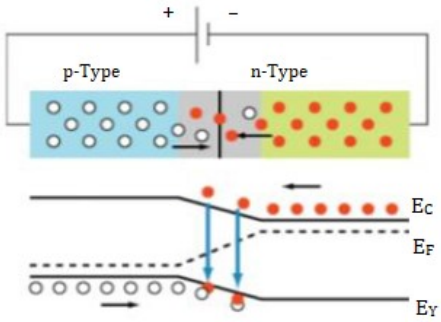


Figure V.7. *Schéma de principe d'une jonction p-n utilisée dans les LED [116].*

Lorsque la jonction **p-n** d'un semi-conducteur est soumise à une différence de potentiel, des électrons sont injectés du côté du matériau dopé **n** et vont rejoindre le matériau dopé **p**, alors que les trous font le chemin inverse. La recombinaison de ces électrons et des trous produit une émission de lumière, comme le montre la figure V.7.

Les semi-conducteurs à gap direct sont préférés car ils n'entrainent pas de pertes d'énergie par phonon et leur longueur d'onde d'émission est directement liée à leur gap d'énergie caractéristique. La lumière produite par une LED dépend donc de la nature de la jonction entre les semi-conducteurs. Cependant, les LEDs actuelles sont composées de plusieurs types de jonction **p-n** pour améliorer l'efficacité [117-118].

Le premier dispositif d'éclairage blanc à base de LED a été développé par la compagnie Nichia Chemical en 1997. Il est composé d'une puce InGaN **p-n** constituant une LED bleue, recouverte d'un luminophore, le YAG : Ce^{3+} (Fig. V.8). La lumière bleue émise par la puce est partiellement absorbée par le luminophore qui émet dans le jaune (entre 500 et 700 nm avec un maximum à 540 nm) [119]. Ce type de dispositif d'éclairage basé sur les LED est appelé en anglais Solid-State-Lightning (SSL) pour éclairage tout solide [118].

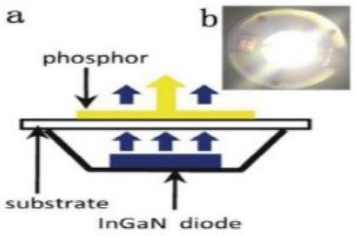


Figure V.8. *Schéma (a), et photographie (b), d'un dispositif d'éclairage tout solide basé sur une LED bleue et un luminophore de YAG* Ce^{3+} *[120].*

V.3. ARCHITECTURE DES LEDs

Suivant leur puissance électrique, les LEDs n'ont pas la même architecture. Il en existe deux principales : une architecture classique, pour des LEDs de faible puissance(inférieure à 1 W), de type 5 mm (diamètre du dôme) par exemple, comme indiqué dans la figure V.9, et une architecture pour les LEDs de forte puissance (supérieure ou égale à 1 W).

V.3.1. Architecture classique

L'architecture classique représentée par la figure V.9 comprend un dôme en époxy qui ne possède pas de symétrie de révolution autour de son axe central, mais a un bord plat sur la côte de la cathode. Grâce à cette caractéristique, l'utilisateur peut reconnaître l'anode et la cathode lorsque l'identification de la longueur des pattes de la LED est impossible. Ce dôme a pour fonctions de protéger la puce semi-conductrice (jonction **p-n**) de l'environnement extérieur et de servir de lentille optique pour extraire la lumière émise [115].

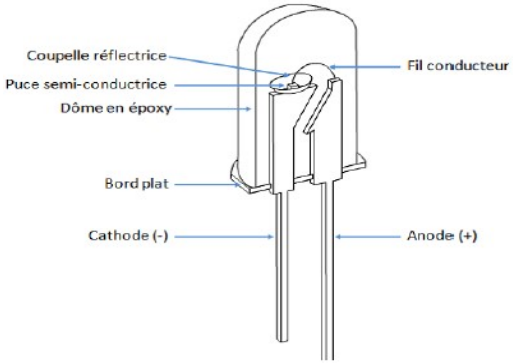


Figure V.9. *Schéma de principe d'une LED de type 5 mm vue en coupe [115].*

L'alimentation électrique de la puce est assurée par une cathode (contact avec l'électrode de type ***n***) et une anode (contact avec l'électrode de type ***p***) reliées par un fil conducteur. La dissipation de la chaleur produite par la jonction ***p-n*** se fait au travers l'anode [115].

V.3.2. Architecture de la LED de forte puissance

Un exemple d'architecture de LED de forte puissance est donné à la figure V.10.Le principe de base reste identique à la précédente architecture. L'alimentation de la puce

semi-conductrice est assurée par deux électrodes reliées par deux fils conducteurs. Contrairement à l'architecture précédente, dans celle-ci il y a une dissociation du chemin de l'alimentation électrique et de la dissipation thermique. La dissipation thermique se faisant sous le composant [115].

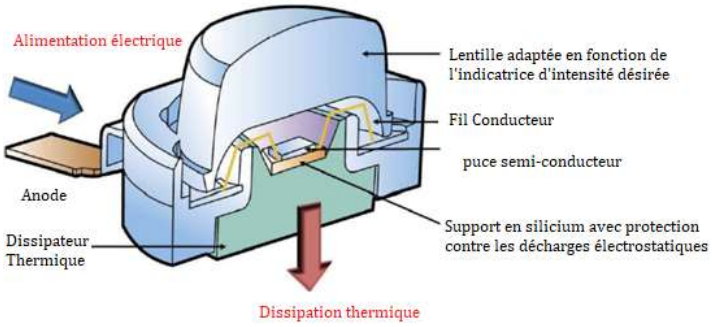


Figure V.10. *Schéma de principe d'une LED de forte puissance vue en coupe [115].*

V.4. ALIMENTATION ELECTRIQUE DES LEDs

Les LEDs sont des sources lumineuses dont le comportement électrique est régi par les mêmes principes que les diodes. La figure V.11 présente la caractéristique d'une diode. On peut remarquer que des légères variations de tension autour du point de fonctionnement engendrent des modifications importantes du courant. La lumière émise est par conséquent affectée par ces fluctuations et la qualité de l'éclairage est ainsi réduite (papillotement ou « flickering »).

À l'inverse, des variations induites par une alimentation en courant se répercuteront de façon très faible sur la tension. Obtenir un courant ou une tension continue et stable à partir d'une source alternative (réseau électrique) nécessite l'implantation de filtres, de capacités ou de selfs qui augmentent considérablement le coût et l'encombrement du ballast.

Les LEDs sont donc des dispositifs semi-conducteurs qui doivent donc être idéalement alimentés par une source de courant continu. À partir de l'alimentation du secteur, cet objectif peut être atteint de différentes manières. On propose quelques différents types de circuits de commande de LED [121-125].

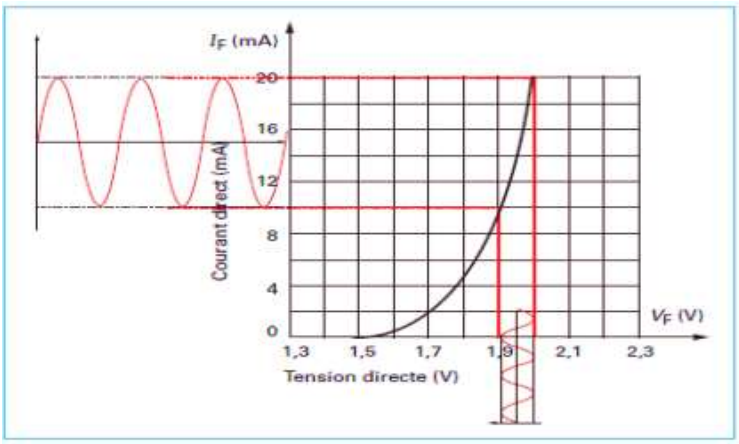


Figure V.11. *Caractéristique courant-tension d'une diode [124].*

V.4.1. Circuit diviseur capacitif

Le circuit de type "I", illustré dans la figure V.12, est composé de composants passifs seulement. Il comprend un redresseur à pont de diodes pour convertir la tension de ligne alternative en courant continu, ainsi qu'un filtre contre les interférences électromagnétiques (EMI) pour éliminer les émissions en haute fréquence. Ces deux éléments sont communs à tous les circuits de commande de LED. La particularité de ce circuit est une combinaison de deux condensateurs qui forment un diviseur capacitif pour réduire l'amplitude de la tension d'alimentation. Une résistance limite le courant à travers un réseau de LEDs montées en série. L'absence de boucle de contrôle et le principe de base font que le flux lumineux est très sensible aux fluctuations de la tension d'alimentation. De plus, la nature capacitive induit un courant déphasé d'environ 90° par rapport à la tension d'alimentation [124].

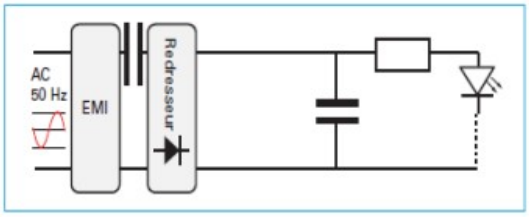


Figure V.12. *Topologie de ballast de type "I" avec circuit diviseur capacitif [124].*

V.4.2. Circuit régulateur à courant constant

Ce circuit défini en tant que type II incorpore un *convertisseur actif continu-continu* (DC/DC) et un Régulateur de Courant Constant (RCC) pour stabiliser le courant de sortie dans l'ensemble de LED montées en série (Fig. V.13). Le RCC, normalement réalisé sous forme de circuit intégré, est capable de fournir un courant constant aux LEDs sur une large plage de tension. Comme il existe une régulation de sortie, même en l'absence de circuit capacitif, la sortie lumineuse est moins sensible aux fluctuations de la tension d'alimentation que le type I. Comme le RCC est alimentée directement par le pont de diodes, le courant de ligne correspond au courant consommé par le RCC, c'est-à-dire la chaîne de LEDs, il existe un temps de non-conduction à chaque demi-période [124].

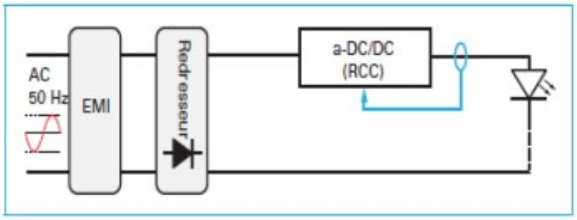


Figure V.13. *Topologie de ballast de type "II", avec circuit régulateur à courant constant [124].*

V.4.3. Circuit de pilotage à mode de commutation à un étage

Les topologies de commutation à un étage peuvent être considérées comme une évolution de la topologie précédente afin de résoudre certains de ses problèmes. La première possibilité est illustrée à la figure V.14.

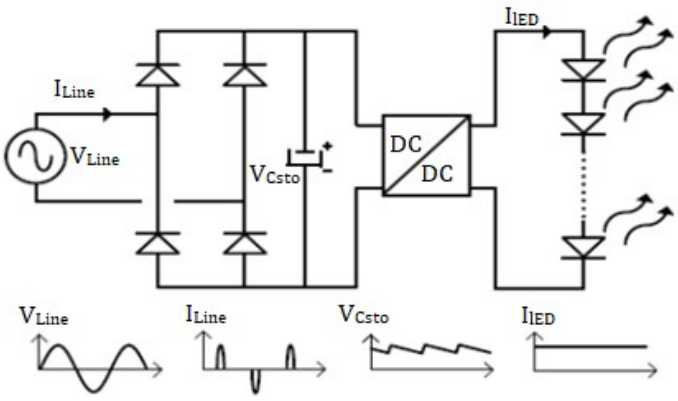


Figure V.14. *Topologies active à commutation à un étage [125].*

Au lieu d'utiliser un condensateur pour limiter l'intensité maximale du courant conduit par les LEDs, il peut être possible d'utiliser un convertisseur DC/DC en cascade avec le redresseur afin de maintenir constant le courant fourni à la charge. Évidemment, un condensateur entre les deux est nécessaire afin d'avoir de l'énergie disponible pendant les périodes où la tension de ligne est proche de zéro. Avec cette solution, le courant (tension) fourni à l'appareil d'éclairage est constant et le scintillement n'est plus un problème. En outre, le stockage de l'énergie s'effectue à haute tension (valeur maximal de la tension de ligne). En pratique, cela signifie que la taille du condensateur sera être plus petite. C'est un point essentiel car il rend possible l'utilisation de condensateurs non électrolytiques, en augmentant la durée de vie de la topologie.

Cependant, il n'y a pas de possibilité de correction du Facteur de puissance (FP) si un courant constant est fourni par le convertisseur aux LEDs. Par conséquent, cette solution n'est pas conforme à la réglementation ENERGYSTAR ou IEC61000-3-2 Classe C et son champ d'application est limité [125].

L'emplacement de la capacité vers l'aval du convertisseur assure la correction du FP, (dans ce cas le convertisseur joue le rôle du correcteur de facteur de puissance PFC), pour maintenir le courant de sortie I_{led} constant (Fig. V.15(a)). Comme on peut le voir, le courant de sortie est détecté et comparé à la référence V_{iref}. La sortie du multiplicateur est la référence pour le feed-back du courant d'entrée. Le courant d'entrée a une forme sinusoïdale synchronisé avec la tension de ligne alors que le courant de sortie à la valeur de consigne. Cependant, placer le condensateur de stockage à la sortie implique que l'énergie est stockée à une tension égale à celle demandée par la chaîne de LED. La disposition des LEDs est implémentée de telle sorte que la tension de sortie soit inférieure à la tension maximale d'entrée. Par conséquent, pour la même quantité d'énergie stockée, la capacité requise par cette solution est plus élevée que les autres commandes d'alimentation (dans laquelle l'énergie est stockée à l'entrée du convertisseur). De plus, la taille du condensateur sera plus importante. Bien qu'il soit désigné pour une tension inférieure. La principale conséquence est que, dans une conception réelle, le condensateur doit être un condensateur électrolytique et que la durée de vie du convertisseur est limitée. Si des condensateurs non électrolytiques

étaient utilisés, la capacité qui pourrait être obtenue à la sortie du convertisseur dans un espace raisonnable conduirait à une ondulation de tension à basse fréquence [125].

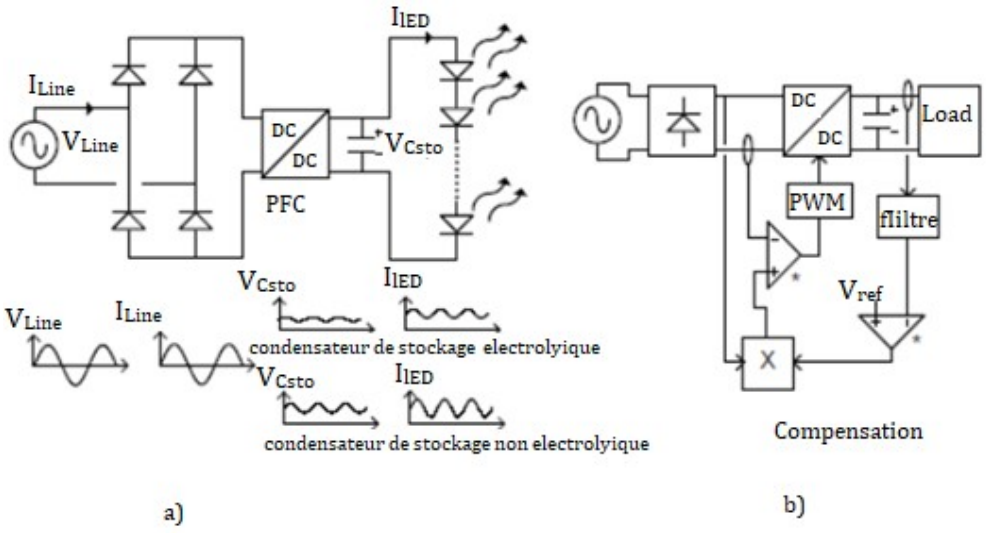


Figure V.15. *a) Topologie de commutation à simple étage avec PFC, b) schéma block simplifié de contrôle PFC quand le courant de sortie est contrôlé [125].*

V.4.4. Circuit de pilotage à mode de commutation à un étage avec isolation galvanique

Pour obtenir une isolation galvanique, il est possible de modifier le circuit par l'installation d'un transformateur. On peut négliger la capacité car le transformateur réduit le voltage appliqué au LED, cette installation cause plus avantages. Si la correction du facteur de puissance n'est pas obligatoire, la commutation a un stage similaire à qui présentée dans la figure V.16 peut être utilisée, ils ont les mêmes avantages. La correction du FP est une exigence très courante et la topologie la plus courante.

Il faut considérer que s'il y a une grande différence entre les tensions d'entrée et de sortie, les semi-conducteurs d'une topologie non isolée (Buck, Boost, etc.) vont supporter de très hautes tensions et de très hautes valeurs de courant. Par conséquent, l'efficacité globale sera compromise en raison de leurs performances et de leurs caractéristiques. L'utilisation de convertisseurs isolés réduit la tension et le courant sur les semi-conducteurs et, donc, augmente l'efficacité globale, par conséquent, les topologies isolées peuvent être l'option la plus appropriée s'il existe une grande différence entre la tension d'entrée et la tension de sortie, même lorsque l'isolation galvanique n'est pas nécessaire [125].

L'un des principaux inconvénients, en dehors du coût et de la taille des transformateurs, est que le problème de fiabilité est toujours présent, le condensateur de sortie doit être un condensateur électrolytique. Surtout si la tension de sortie est relativement faible.

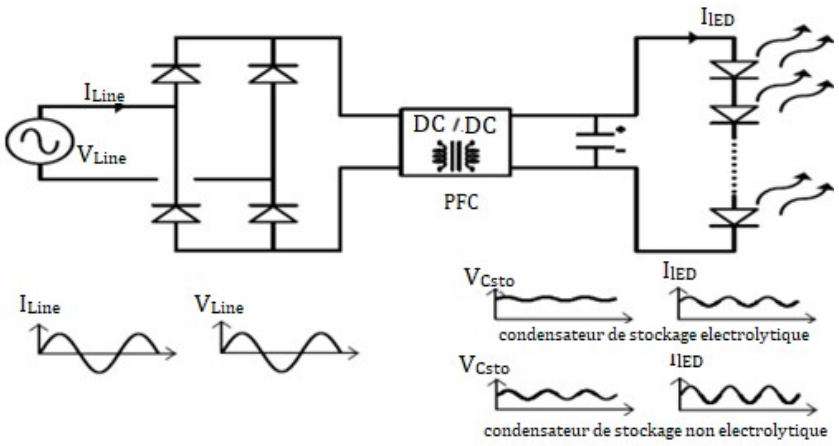


Figure V.16. *Circuit de pilotage à mode de commutation à un étage avec isolation galvanique [125].*

La topologie la plus couramment utilisée lorsqu'une isolation galvanique est nécessaire est la topologie flyback fonctionnant comme PFC toute topologie de la famille flyback (SEPIC isolé, Cuk, et Zeta) comme indiqué dans la figure V.17 [125].

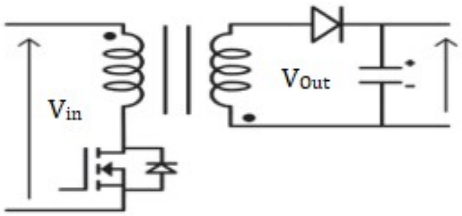


Figure V.17. *Topologie d'isolation Flyback [125].*

V.5. CORRECTION DU FACTEUR DE PUISSANCE

La correction du facteur de puissance (PFC) est un circuit qui est ajouté au circuit d'alimentation pour un facteur de puissance proche de l'unité afin de réduire les harmoniques de basse fréquence et de créer une forme d'onde de courant proche d'une sinusoïde fondamentale. Parmi les circuits de puissance, les systèmes d'éclairage par les lampes LED sont utilisés.

Il existe deux techniques de PFC : la première est le correcteur passif du facteur de puissance (PPFC), méthode traditionnelle qui utilise un réacteur pour éliminer la distorsion harmonique dans le courant de ligne et améliorer le facteur de puissance de la source. La deuxième est le PFC à commutation (actif) qui contrôle un courant à haute fréquence à l'aide d'un composant de commutation, par exemple (MOSFET, IGBT, etc...), qui s'allume et s'éteint par un dispositif de contrôle très rapide pour contrôler le courant plusieurs fois par cycle de réseau.

Dans ce cas, la Commission électrotechnique internationale (CEI) a introduit plusieurs règlements pour limiter les harmoniques à basse fréquence des équipements électroniques sur le réseau. Le tableau V.1 présente la réglementation CEI 61000-3-2, qui limite l'injection d'harmoniques dans les équipements d'éclairage dont la puissance est supérieure à 25 W qui est classée en classe C et les équipements d'éclairage dont la

puissance est comprise entre 5 W et 25 W sont appliqués au courant harmonique de classe D [126].

Tableau V.1. *Norme CEM qui contrôle le courant harmonique des appareils d'éclairage (IEC61000- Classe C et D) [127].*

Classe C		*Classe D*	
Ordre Harmonique	*courant harmonique maximal admissible exprimé en pourcentage du courant d'entrée à la fréquence fondamentale*	*Harmonique maximale admissible (mA /W)*	*courant harmonique maximal admissible (A)*
2 *3* *5* *7* *9*	*2* *30* (Facteur de puissance)* *10* *7* *5*	*3.4* *1.9* *1.0* *0.5* *0.35*	*2.3* *1.14* *0.77* *0.4* *0.33*
11=< n=< 39 Ordre harmonique seulement	*3*	*3.85n*	

V.6. ETUDE DU FACTEUR DE PUISSANCE DANS UN CONVERTISEUR AC/DC

Dans cette partie, nous allons étudier les différentes topologies du driver pour les lampes LED à l'aide du logiciel LTspice, avec et sans correcteur de facteur de puissance, afin de quantifier le courant de ligne et la tension, puis les harmoniques de courant, le THD, et enfin le facteur de puissance [128].

V.6.1. Convertisseur AC/DC sans PFC

La figure V.18 montre le circuit de simulation d'un redresseur à pont de diodes avec un condensateur de filtrage de tension, la charge présente 4 lampes LED de type LXL-BW02 et un pont de diodes de type MBRS140. Le redresseur est directement connecté à la tension de réseau, leur valeur efficace est de 220 V. Nous avons mesuré le courant de ligne et la tension, puis les harmoniques de courant générées par cette topologie, ainsi que la tension et le courant redressés.

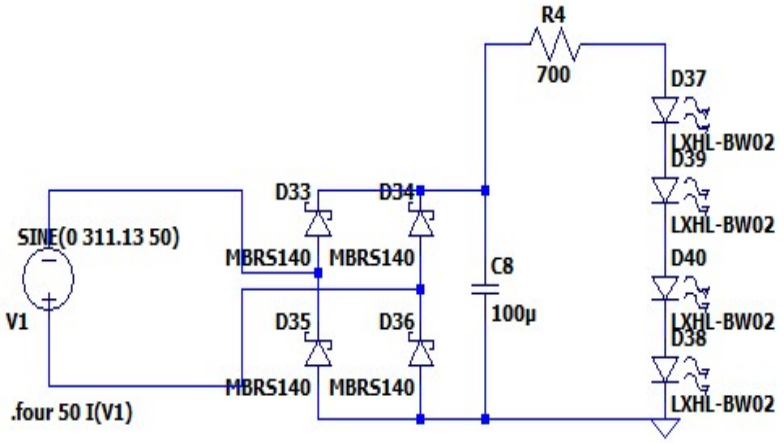


Figure V.18. *Convertisseur AC/DC en pont de diodes pour piloter les LEDs.*

Sur la base des résultats obtenus, on constate d'après la figure V.19, que le signal de courant est non sinusoïdal, par contre, la tension d'entrée est sinusoïdale. Le signal de courant montre la présence d'harmoniques impairs avec des amplitudes très intenses comme le montre la figure V.20 telles que les harmoniques de l'ordre de 3, 5, 7 et 9 de valeurs respectivement 300 mA, 387,39 mA, 471,9 mA et 531,53 mA, donc la distorsion harmonique totale présente une grande valeur qui est égale à la THD : 153,01% et le facteur de puissance de faible de valeur PF = 0,52.

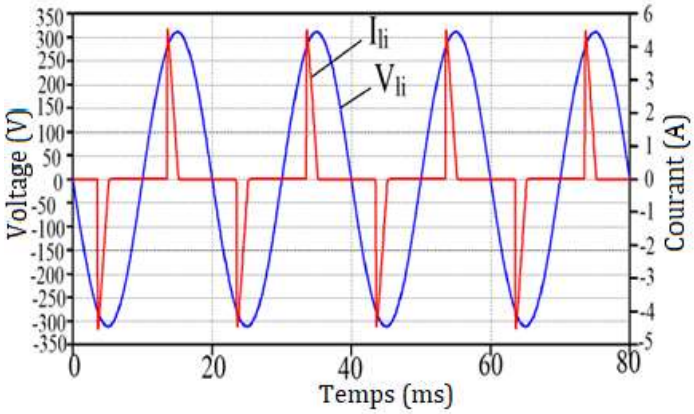


Figure V.19. *Tension et courant d'entrée AC/DC.*

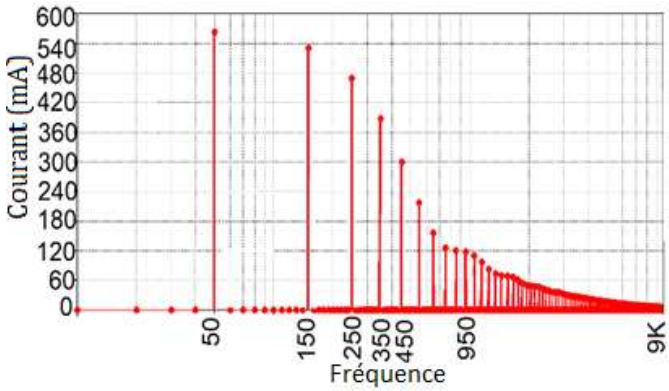


Figure V.20. *Spectre de fréquence des harmoniques générées par le convertisseur AC/DC.*

La figure V.21 montre la tension et le courant aux bornes des lampes LED. On remarque des ondulations des deux grandeurs électriques à cause de la présence du condensateur de filtrage.

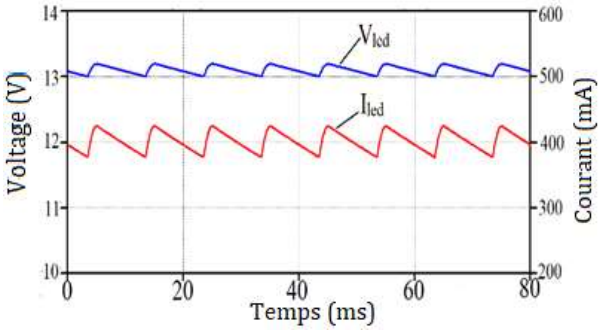


Figure V.21. *Courant et tension à la sortie du convertisseur AC/DC.*

❖ *Effet de l'inductance à l'entrée du redresseur AC/DC*

La figure V.22 montre le circuit de simulation du convertisseur AC/DC avec différentes valeurs de l'inductance à l'entrée par simulation sous logiciel LTspice. Le courant de ligne est mesuré pour 3 valeurs d'inductance.

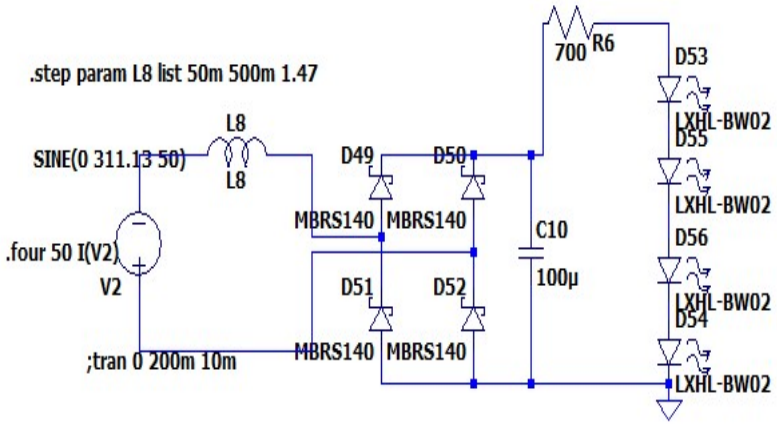


Figure V.22. *Convertisseur AC/DC avec une inductance à l'entre de différentes valeurs.*

La figureV.23 montre l'effet de l'inductance sur le courant d'entrée. On remarque qu'avec l'augmentation de l'inductance, le signal du courant de ligne devient sinusoïdal mais avec une réduction d'amplitude.

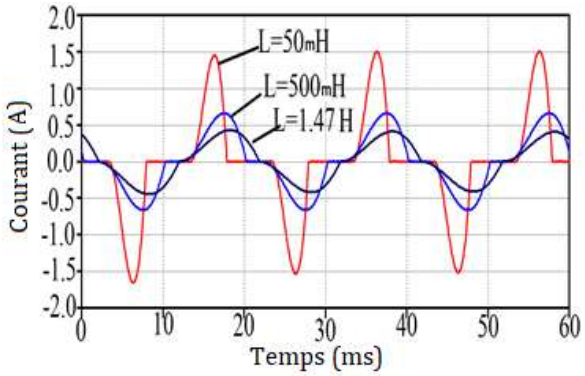


Figure V.23. *Effet de l'inductance sur le courant d'entrée.*

Le tableau V.2 montre le facteur de puissance et la distorsion harmonique totale THD pour chaque valeur d'inductance, nous observons qu'avec l'augmentation de l'inductance, le facteur de puissance diminue, ce qui signifie que la puissance réactive augmente mais que la distorsion harmonique totale diminue. Ainsi, la forme d'onde du courant sera améliorée comme le montre la figure précédente.

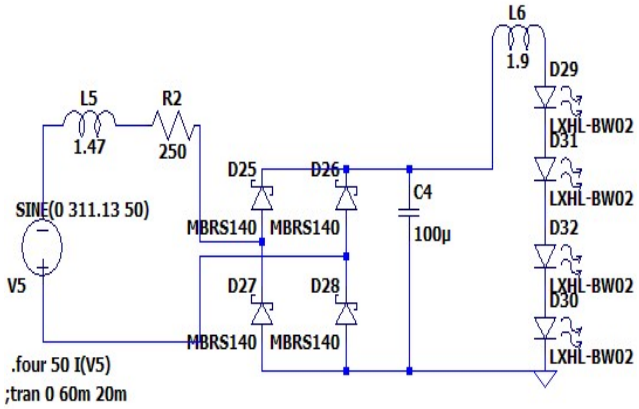
Tableau V.2. *Facteur de puissance et distorsion harmonique totale pour 3 valeurs d'inductances.*

Inductance L	Facteur de puissance (PF)	Distorsion harmonique totale (THD) %
50 mH	0,79	57,41
500 mH	0,64	13,85
1,47 H	0,37	5,02

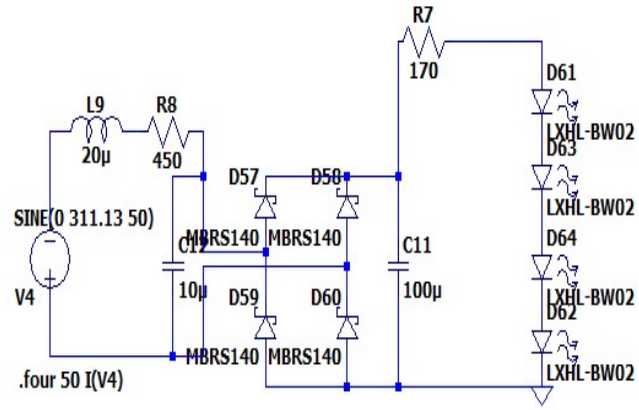
V.6.2. Convertisseur AC/DC avec PFC passif

Les circuits PFC passifs peuvent être divisés en deux types, soit avec des inductances, soit avec des condensateurs. Le circuit PFC inductif passif est réalisé simplement par l'utilisation d'une inductance dans le circuit d'entrée, qui forme un filtre RLC, ou avec le condensateur du bus DC en vrac un filtre RLC en série[129-130], comme le montre la figure V.24(a) et (b). Le principal problème avec cette technique est le volume des composants passifs.

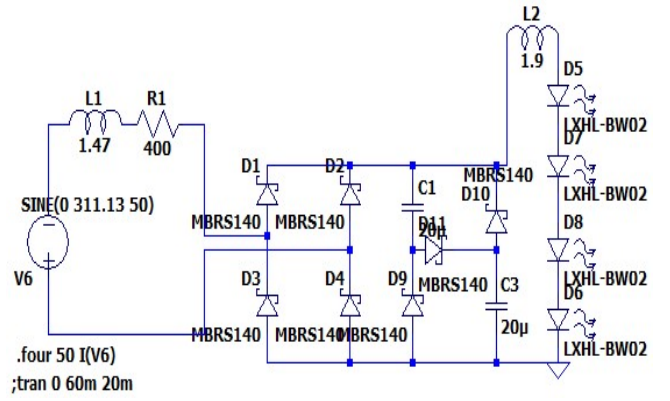
La deuxième technique de PFC basée sur un condensateur-diode et nommée Valley-Fill PFC qui peut améliorer le facteur de puissance et réduire la distorsion harmonique du courant de ligne d'entrée [131] comme le montrent les figures V.24(c) et (d). Le circuit original de remplissage de vallée est illustré à la figure V.24 (c). Les condensateurs C_1 et C_3 sont chargés en série et déchargés, via les diodes D_9 et D_{10}, en parallèle. L'une des solutions pour améliorer encore le PF et le THD de ce circuit Vally-Fill -PFC est d'augmenter le nombre de condensateurs (Fig. V.24(d)) [128].



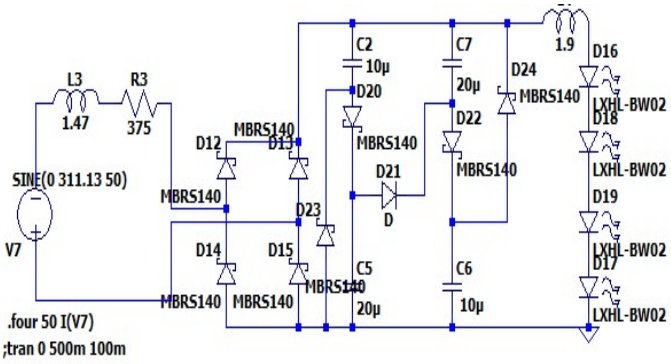
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure V.24. *Types de PFC passifs AC/DC : a) filtre RL ; b) filtre RLC ; c) filtre conventionnel de remplissage de vallée ; d) filtre de remplissage de vallée avec 3 condensateurs.*

La figure V.25 présente la forme d'onde du courant de 4 types de PFC que nous avons simulé avec le logiciel LTspice. Les courbes (b), (c) et (d) sont presque identiques, mais la courbe (a) est retardée à cause du filtre inductif RL. La figure V-26 montre les émissions d'harmoniques entre [0-1 kHz]. On remarque la diminution des harmoniques impaires d'ordre 3, 5, 7, correspondant respectivement à la fréquence 150 Hz, 250 Hz, 350 Hz. Le type (d) présente la meilleure solution par rapport aux autres types. Le tableau V.3donne les facteurs de puissance FP et la distorsion harmonique totale THD de chaque technique PFC passive.

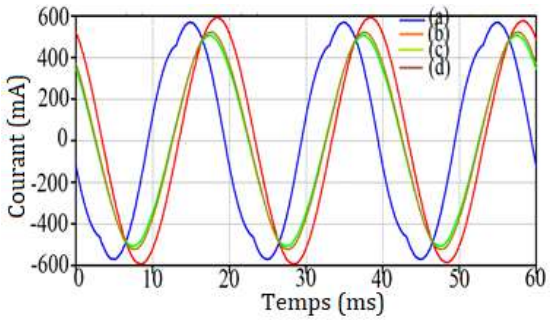


Figure V.25. *Courant de ligne des 4 types de PFC.*

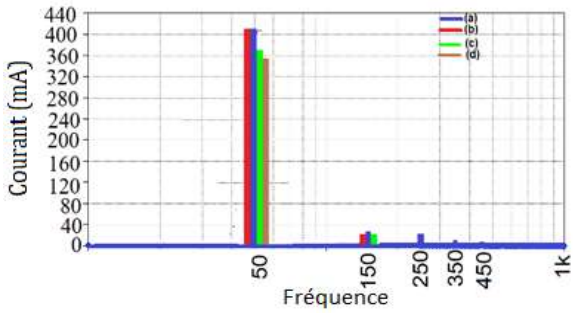


Figure V.26. *Spectres harmoniques du courant d'entrée AC/DC.*

Tableau V.3. *Facteur de puissance et distorsion harmonique totale de chaque technique PFC Passive.*

Type	Facteur de puissance (PF)	Distorsion harmonique totale (THD %)
(a)	0,51	1,35
(b)	0,99	5,84
(c)	0,71	1,31
(d)	0,69	1,14

V.6.3. Convertisseur AC/DC avec PFC actif

Dans cette partie, nous simulons en utilisant le circuit de la figure V.27 qui présente un circuit de pilotage des lampes LED AC/DC PFC actif. Le PFC actif dans cette figure est représenté par un convertisseur DC/DC contrôlé par un interrupteur électronique.

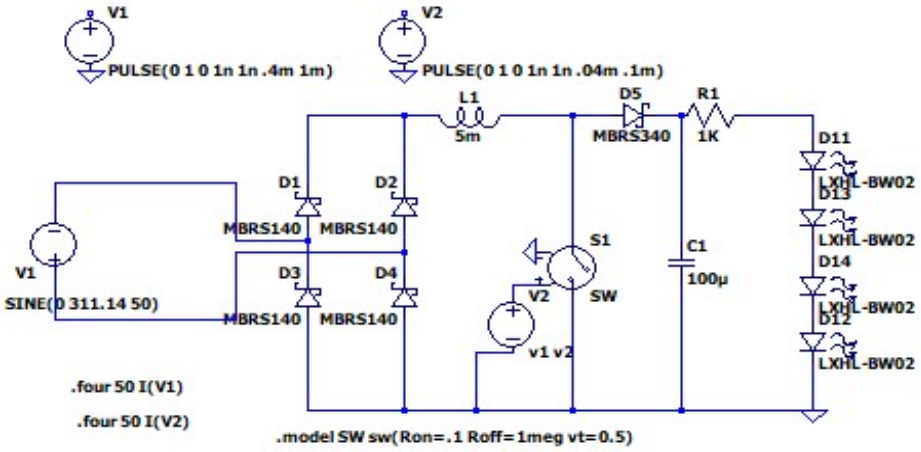


Figure V.27. *PFC AC/DC avec deux commandes différentes (convertisseur élévateur PFC AC/DC).*

Deux signaux de commande à onde carrée avec des fréquences de 1 kHz et 10 kHz. Nous avons simulé le courant d'entrée temporel et la fréquence des deux types d'impulsion de commande V_1 et V_2.

La Figure V.28 montre la forme d'onde du courant de ligne qui est triangulaire sinusoïdale. Nous remarquons que la période de la forme d'onde de l'impulsion V_2 est égale à 10 fois la période de l'impulsion V_1 comme le montre la Figure V.29, en raison de la fréquence de commutation du commutateur électronique pour les deux types. Pour cela, on remarque un pic des perturbations créées à la fréquence de 1 kHz (la fréquence

du signal d'impulsion V_1) ainsi que la réduction des harmoniques de courant d'ordre 3 et 5 (Fig. V.30). Les résultats de THD et FP de l'impulsion V_1du premier type sont respectivement égaux à 14,44 % et FP = 0,98. Les résultats de THD et FP de l'impulsion V_2 du second type sont respectivement égaux à 13,21 % et 0,99. Selon une amélioration du THD et du FP dans le second type qui présente la fréquence de contrôle élevée.

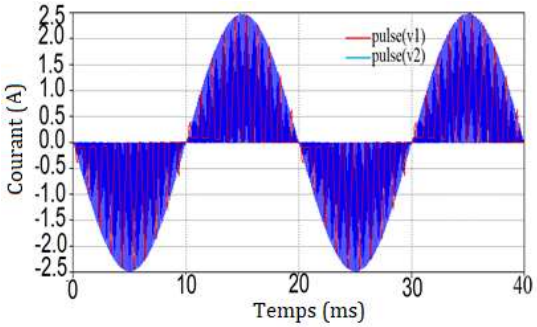


Figure V.28. *Courant d'entrée du convertisseur AC/DC Hacheur parallèle PFC.*

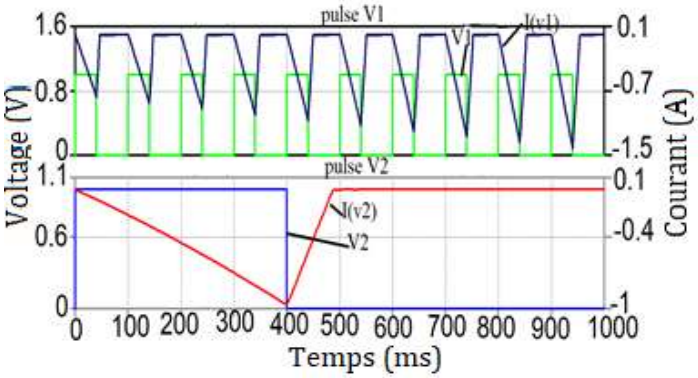


Figure V.29. *Comparaison entre les deux cas d'impulsion (v_1) et d'impulsion (v_2) pour le courant d'entrée et la commande.*

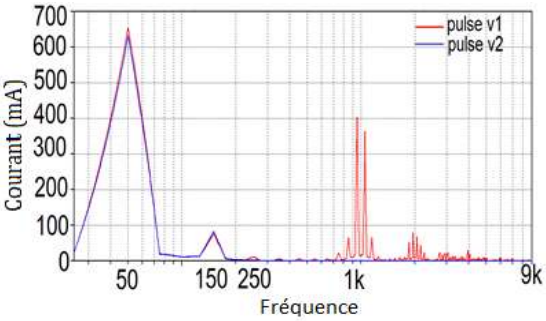


Figure V.30. *Émissions harmoniques à basse fréquence.*

❖ *Effet de l'inductance sur le PFC AC/DC actif*

Dans cette partie, nous avons simulé un redresseur PFC AC/DC comme driver de LED avec des inductances variables. Les valeurs des inductances sont : 5 µH, 50 µH et 500 µH comme indiquées dans la figure V.31. Nous avons utilisé un MOSFET type IRF1503 avec une fréquence de contrôle égale à f = 25 kHz et une diode type 1N5818. Après simulation sous logiciel Ltspice, nous avons obtenu les résultats montrés àla figure V.32 et la figure V.33.

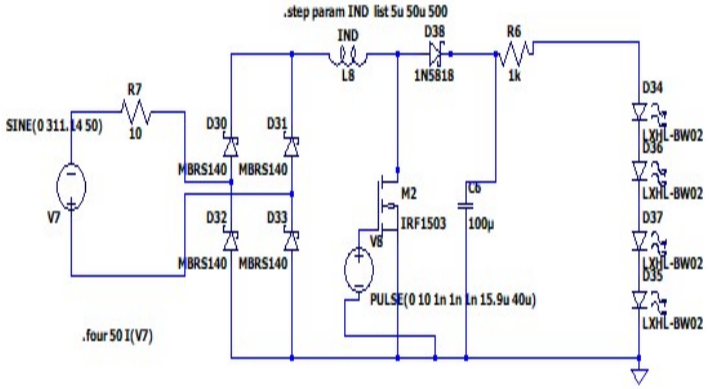


Figure V.31. *Convertisseur élévateur PFC AC/DC pour piloter des lampes LED.*

La figure V.32 montre le courant d'entrée du convertisseur AC/DC PFC boost. La figure V.33 présente la réponse fréquentielle du courant de la ligne. Nous observons les émissions harmoniques du courant à basse fréquence nulle, mais à haute fréquence, les perturbations créées avec des amplitudes importantes en raison de la rapidité de lavariation du courant et de la tension en fonction du temps (la commutation du MOSFETest en µs).

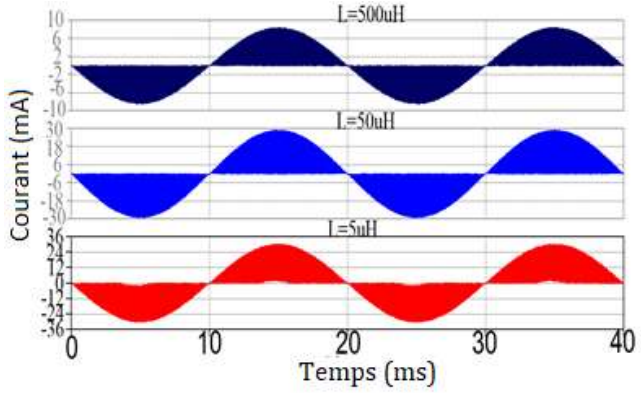


Figure V.32. *Courant d'entrée AC/DC PFC boost.*

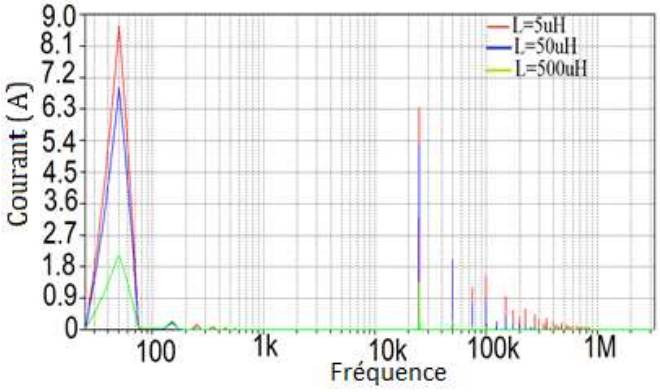


Figure V.33. *Réponse fréquentielle du courant de ligne.*

V.6.4. Convertisseur AC/DC Flyback PFC Actif

La figure V.34 montre la topologie PFC flyback AC/DC dans un seul étage. Le flyback primaire et secondaire. La figure V.35 montre la topologie PFC AC/DC flyback à

deux étages (hacheur + flyback). Selon la simulation sur le logiciel LTspice, nous avons obtenu les résultats montrés dans les figures V.36 et V.37 [128].

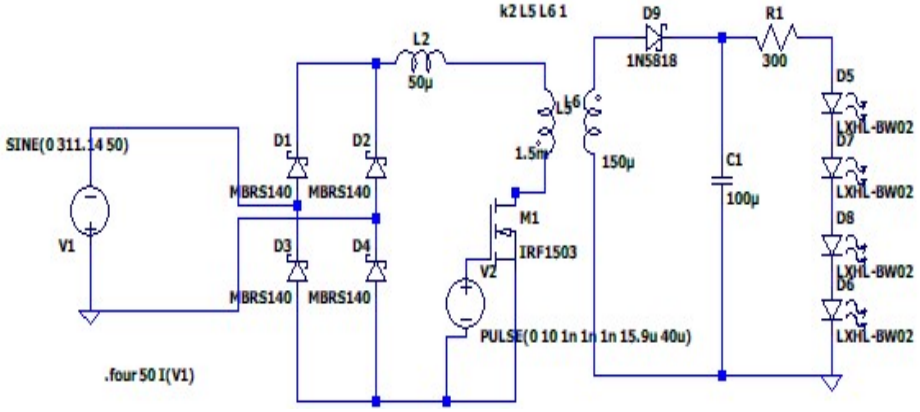


Figure V.34. *Topologie AC/DC flyback PFC Boost (simple étage).*

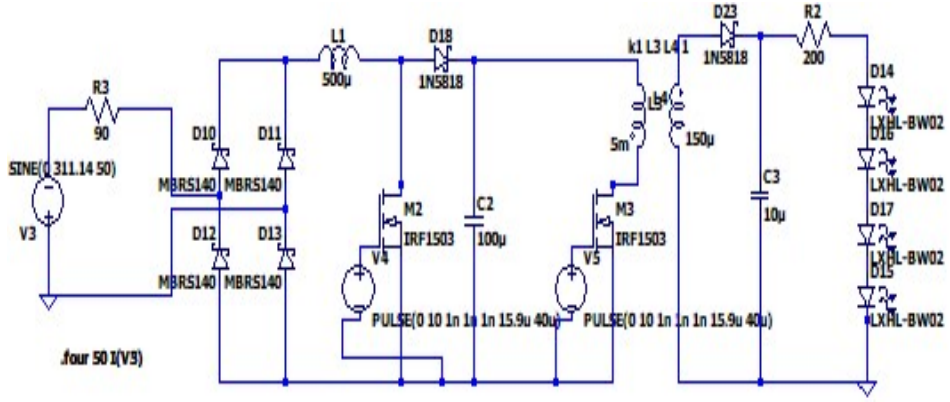


Figure V.35. *Topologie AC/DC Flyback PFC boost à deux étages (hacheur PFC +flyback).*

La figure V.36 montre la forme d'onde du courant de la ligne, nous remarquons une identité entre les deux résultats avec l'amplitude incluse de 3 A. La Figure V-37 présente les émissions harmoniques du courant pour les deux topologies, on remarque une bonne correspondance entre les deux résultats, ainsi qu'une réduction des harmoniques impaires avec un facteur de puissance très élevé proche de l'unité et la distorsion harmonique totale est très faible..

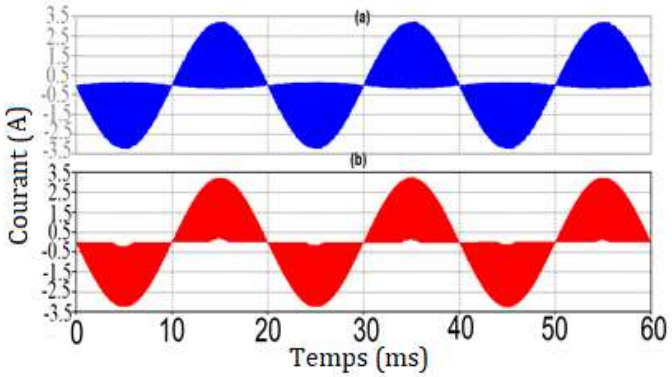


Figure V.36. *Courant d'entrée du convertisseur AC/DC PFC flyback : a) simple étage ; b) deux étages*

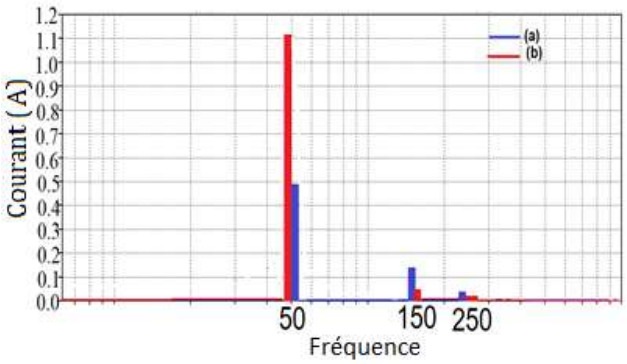


Figure V.37. *Harmoniques impaires à basse fréquence : a) un seul étage ; b) deux étages.*

Le tableau V.4 montre une comparaison entre les deux topologies (un étage et deux étages).

Tableau V.4. *Comparaison les deux topologies entre Facteur de puissance et THD.*

Topologies (PFC flyback)	Facteur se puissance (FP)	Distorsion harmonique totale (THD %)
Une étape	0,9997	2,28
Deux étapes	0,9960	9,01

V.7. NORMES CEM DANS LES EQUIPEMENTS DE LUMIERE

Le tableau V.5 et la figure V.38 indiquent la norme européenne EN 55015 pour les valeurs moyennes et proches de la pointe et qui est la même norme CISPR 22 aux Etats-Unis "Limites et méthodes de mesure des ondes caractéristiques de la perturbation de l'éclairage électrique et des équipements » [132, 133].

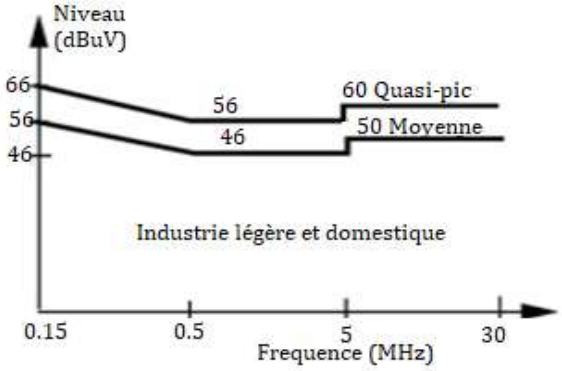


Figure V.38. *Limites d'interférences possibles pour la norme EN 55015 [133].*

Tableau V.5. *Limite de la tension pertubatrice aux bornes du réseau électrique [133].*

Gamme de fréquence	Limites	dBµV
	Quasi-Pic	Moyenne
150 kHz à 0,5 MHz	66 à 56[h]	56 à 46[h]
0.5 MHz à 5 MHz	56	46
5 MHz à 30 MHz	60	50
[h]La limite diminue linéairement avec le logarithme de la fréquence dans la plage de 150 kHz à 0,5 MHz.		

Le bruit d'émission conduit de l'éclairage à LED provient principalement de son pilote. Le pilote de LED contient un circuit de commutation qui génère un courant en mode commun et en mode différentiel. Les bruits de mode commun et de mode différentiel se propagent à travers le driver et deviennent des bruits émis dans leur environnement ou autre système interconnecté.

Dans ce qui suit nous allons présenter une étude et détermination des émissions conduites en mode commun et en mode différentiel pour les différentes topologies du driver de LED, en utilisant la simulation sur le logiciel LTspice.

Le RSIL est un dispositif industriel proposé par les normes pour être placé entre l'alimentation et l'entrée de l'équipement testé, y compris la charge, comme interface pour rendre possible la mesure des interférences conduites. La figure V.39 illustre le placement du RSIL entre la source et le convertisseur.

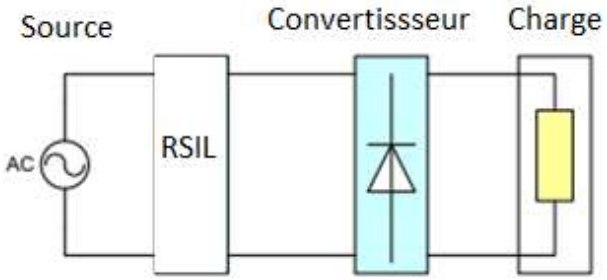
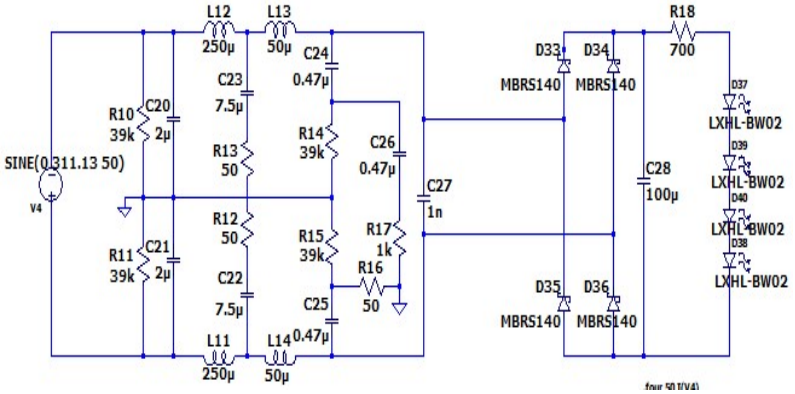


Figure V.39. *Placement du RSIL pour mesurer les emissions conduites.*

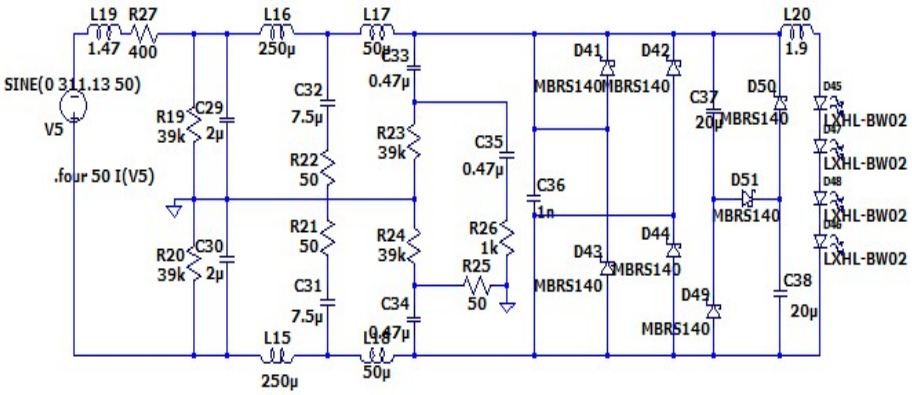
V.8. PERTUBATIONS DANS LE CONVERTISSEUR AC/DC AVEC ET SANS PFC PASSIF

La figure V.40 montre le schéma du convertisseur AC/DC sous logiciel LTspice sans PFC (*cas (a)* et avec PFC Passif (vally-fill *(cas b)*, vally-fill avec 3 condensateurs (*cas (c)*).

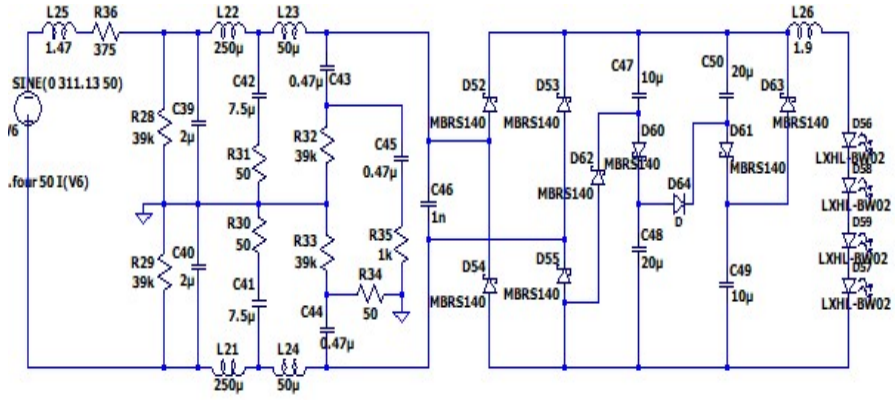
Un échantillon de ce type d'équipement, comprenant une source de ligne 220 V, un RSIL, un convertisseur AC/DC et des lampes LED de type LXHL-BW02 sous logiciel LTspice. La correction passive du facteur de puissance simulée est de type classique (Fig. V.40(b)) et de type vally-fill avec 3 condensateurs (Fig. V.40(c))[134].



(a)



(b)



(c)

Figure V.40. *Convertisseur AC/DC avec RSIL : (a) sans PFC,(b) vally-fill,(c) vally-fill avec 3 condensateurs.*

La tension d'entrée et le courant de sortie ont été mesurés comme montre la figure V.41, puis les perturbations électromagnétiques localisées sur le RSIL en mode commun, et en mode différentiel et aussi total .

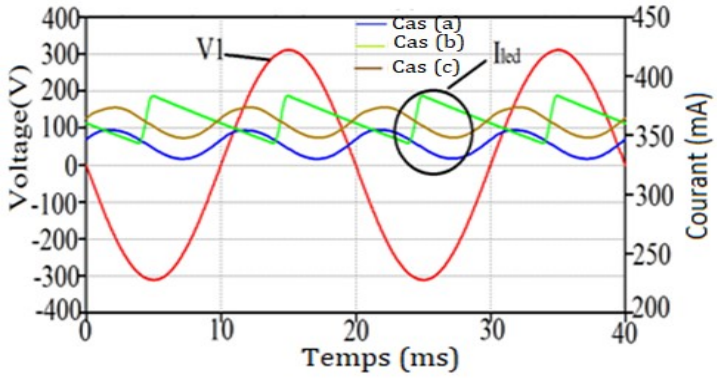


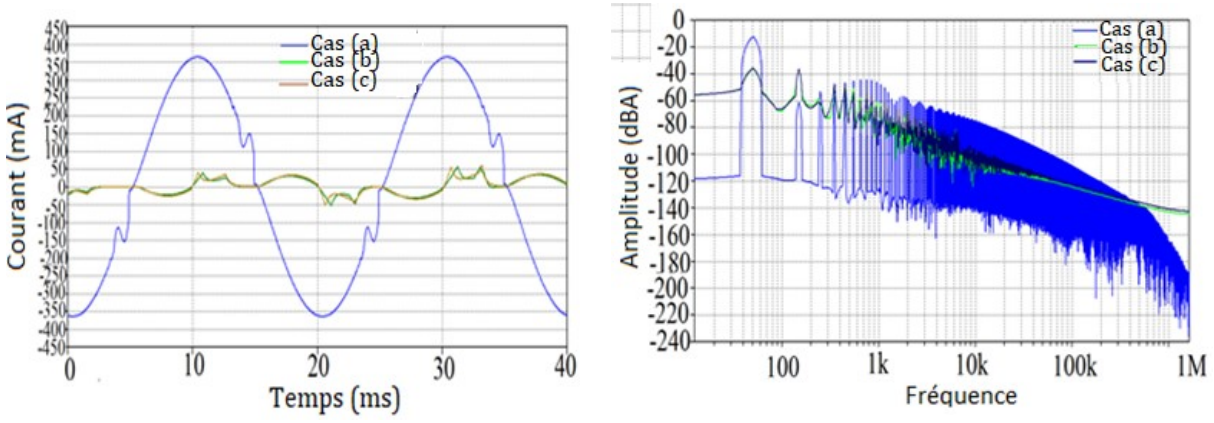
Figure V.41. *Courant de ligne dans les lampes LED.*

❖ *Mode Differentiel*

La figure V.42(a) montre la réponsetemporelle des perturbations électromagnétiques en mode différentiel.On constate qu'un bruit important créé dans le cas (a) jusqu'à 350 mA dû au redressement électronique et à la composante fitlring, alors que les deux cas (b) et (c) qui présentent une réduction très significative des amplitudes du bruit autour de 50 mA, donc la méthode de correction passive du facteur

de puissance par les techniques fally-vill et vally-fill 3 joue un autre rôle qui est de réduire les émissions conduites en mode différentiel.

La figure V.42 (b) montre la réponse fréquentielle des perturbations électromagnétiques en mode différentiel.Nous remarquons des harmoniques très intenses en fréquence de base en raison de la charge non linéaire dans le cas (a). Par conséquent, un phénomène oscillatoire de haute fréquence apparaît, par contre, dans les deux cas (b), (c) avec la technique de PFC passive de type vally-fill, les harmoniques diminue à basse frequence et le phénomène oscillatoire est réduit à haute fréquence. La correction du facteur de puissance est faite en réduisant les harmoniques de basse fréquence.

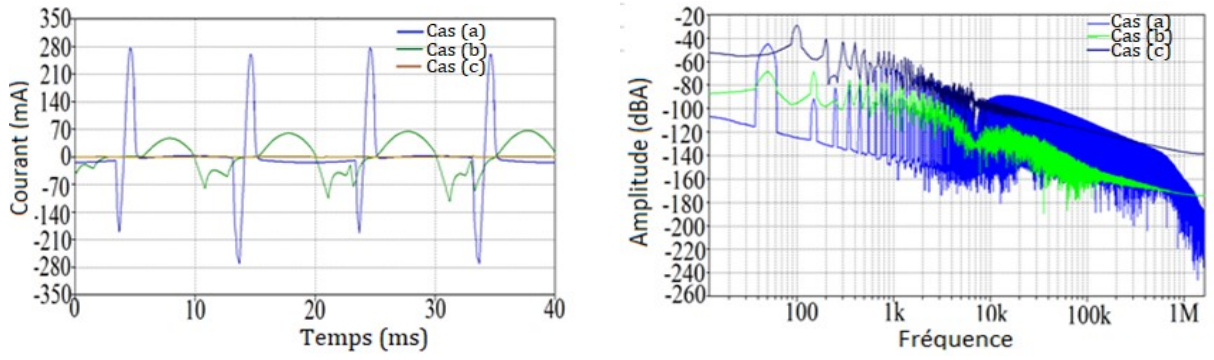


(a) *(b)*

Figure V.42. *Perturbations conduites en mode differentiel : (a) Réponse temporelle, (b) Réponse fréquentielle.*

❖ *Mode Commun*

La figure V.43 présente les perturbations électromagnétiques temporelles et fréquentielles en mode commun pour les types que nous avons étudiés. Nous remarquons que la topologie (c) vally-fill avec 3 condensateurs, les amplitudes de bruit sont très faibles alors que pour le cas (a) elles présentent un pic de bruit d'environ 280 mA (Fig. V.43 (a)) puis le cas (b). La figure V.43 (b) montre les perturbations électromagnétiques fréquentielles, le bruit en mode commun pour les 3 cas est moins intense que le mode différentiel.



(a) *(b)*

Figure V.43. *Perturbations conduites en mode commun : (a) Réponse temporelle, (b) Réponse fréquentielle.*

La figure V.44 montre le spectre des perturbations localisées totales sur le RSIL. On observe que le phénomène oscillatoire est réduit dans les fréquences très importantes pour les cas (b) et (c) par rapport au cas (a).

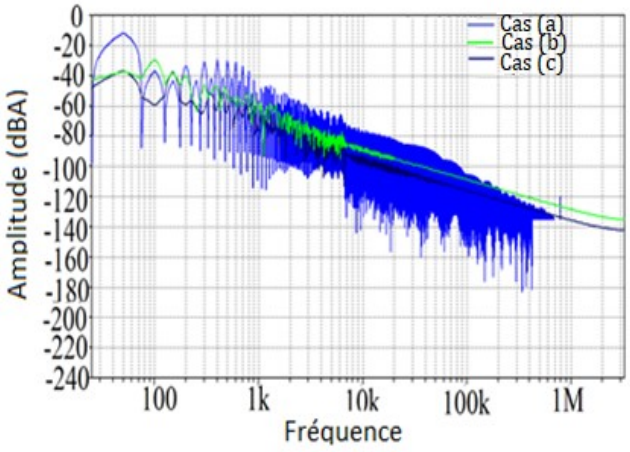


Figure V.44. *Spectre de l'ensemble des perturbations localisées sur le RSIL.*

V.9. PERTUATIONS DANS LES CONVERTISSEURS AC/DC AVEC PFC ACTIF

Dans cette partie nous avons simulé un convertisseur AC/DC avec un PFC boost en utilisant le logiciel LTspice avec le RSIL placé entre la source et le convertisseur. La tension d'alimentation est de 220 V, la période de commande du MOSFET type IRF1503 est de 40 µs avec la fréquence de commutation égale à f_0 = 25 kHz, et une diode type 1N5819 comme le montre la figure V.45. Nous avons mesuré la tension, le courant de ligne, la tension à la sortie du convertisseur AC/DC et la tension aux bornes de l'interrupteur électronique, ainsi que les émissions conduites du driver [134].

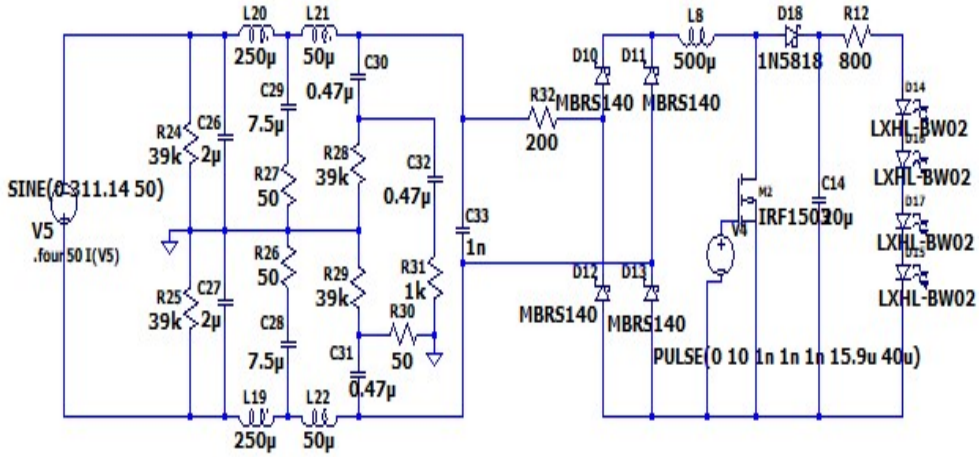


Figure V.45. *Convertisseur AC/DC avec PFC BOOST pour driver des LEDs.*

La figure V.46 montre la tension et le courant de la ligne. On remarque que la tension sinusoïdale et aussi le courant est presque sinusoïdal qui est dû à la correction du facteur de puissance actif.

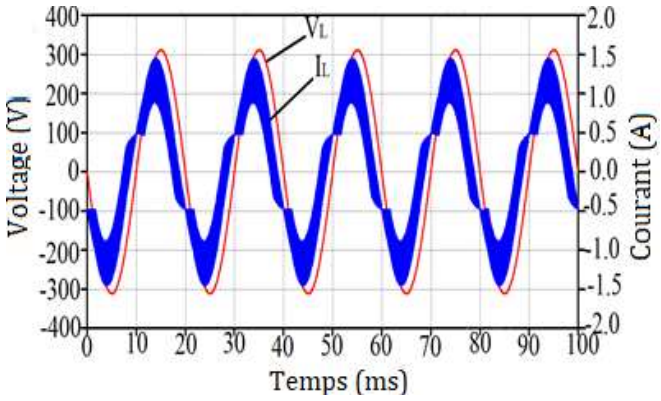
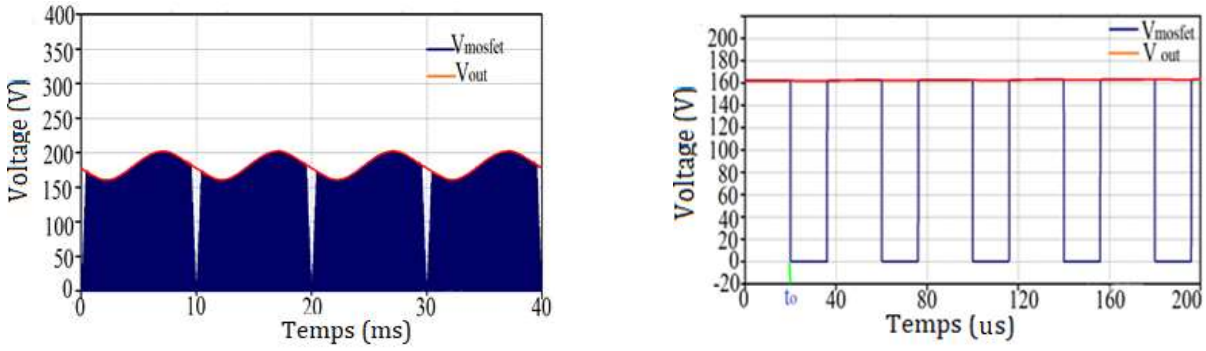


Figure V.46. *Courant de ligne et la tension d'alimentation.*

La figure V.47 montre la tension aux bornes du MOSFET et la tension à la sortie du convertisseur. Sur les deux figures, nous remarquons que la tension aux bornes du MOSFET est un signal carré redressé. Lorsque nous faisons un zoom correspondant à l'intervalle de temps de la commutation, un phénomène oscillatoire périodique est visible. Ce phénomène est similaire à la fréquence de commutation du MOSFET. Il est dû à la commutation brusque des commutateurs et à l'effet des inductances de connexion et des composants passifs du convertisseur.

La Figure V.48 montre la tension et le courant aux bornes des lampes LED. On peut voir l'ondulation du courant et de la tension mais avec le bruit dû à l'effet des composants passifs.



(a) ***(b)***

Figure V.47. *(a) Tension à la sortie du convertisseur AC/DC avec PFC boost et aux bornes du MOSFET, (b)Zoom.*

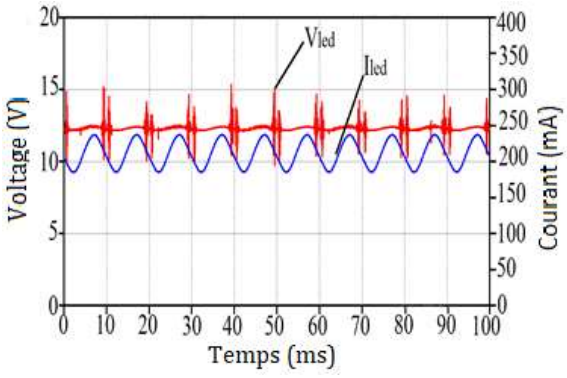
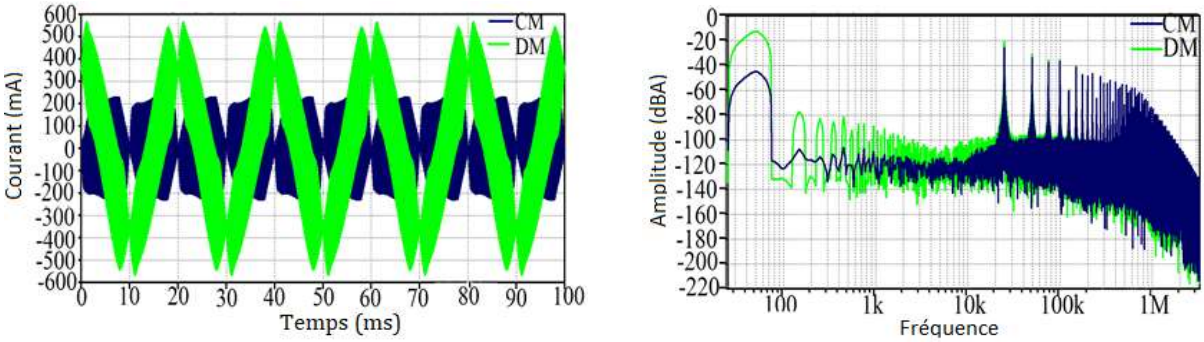


Figure V.48. *Courant et tension aux bornes des lampes LED.*

❖ *Mode commun et différentiel*

La figure V.49 présente les perturbations électromagnétiques localisées sur le RSIL dans le domaine temporel et fréquentiel en mode commun et différentiel. On remarque que les perturbations électromagnétiques en mode différentiel sont plus intenses par rapport au mode commun ainsi que la variation rapide de la tension aux bornes de la résistance équivalente du RSIL.

Il apparaît des formes oscillatoires de perturbations lors de la commutation du MOSFET. On observe également les fréquences de résonance qui présentent des pics de perturbation qui sont après 25 kHz, elles vont être minimisées vers les hautes fréquences.



(a) *(b)*

Figure V.49. *Perturbations en modes commun et différentiel : (a)Réponse temporelle, (b) Réponse fréquentielle.*

Les convertisseurs statiques sont des sources de pollution électromagnétique en raison de la variation rapide de la tension et du courant en fonction du temps de commutation des interrupteurs électroniques ainsi que des composants passifs.

V.10. ETUDE DE L'IMPACT DE L'EMPLACEMET DU RSIL

Dans ce travail, nous avons proposé un convertisseur AC/DC avec PFC boost pour le driver de LED qui a été simulé en utilisant le logiciel LTspice. Les perturbations électromagnétiques en mode commun et différentiel ont été mesurées par le RSIL à l'entrée et à la sortie du driver et même entre le redresseur en pont de diodes et le PFC boost, afin de mesurer et de visualiser les impacts de l'ensemble de la chaîne du convertisseur (pont redresseur + DC/DC boost + LED) comme le montre la figure V.50 [135].

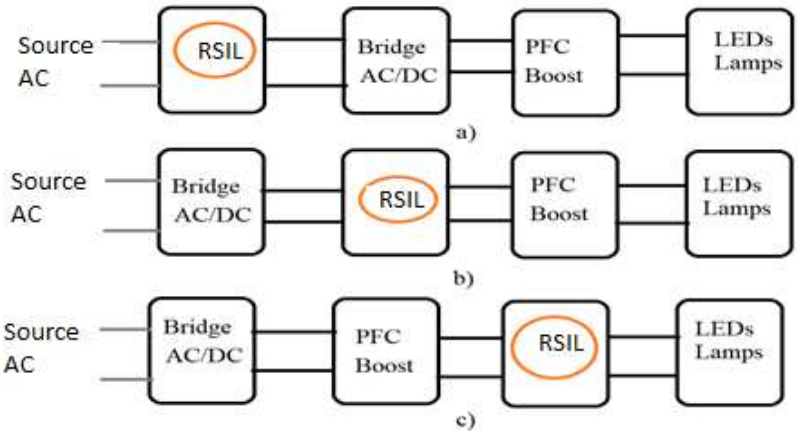


Figure V.50. *Placement du RSIL pour mesurer les pertubations conduites: a) Entrée AC/DC PFC Boost ; b) entre le pont AC/DC et PFC Boost;c) Sortie AC/DC PFC Boost.*

❖ *Resultas et la disscusion*

La figure V.51 montre la réponse fréquencielle des perturbations en mode commun du driver de LED AC/DC PFC Boost à l'entrée du convertisseur et à la sortie, et également entre le pont redresseur et le PFC Boost. Nous observons l'impact de chaque bloc (Pont de diode + PFC Boost + Lampes LED) et (PFC Boost + Lampes LED), et des lampes LED. Nous remarquons un pic de perturbations dû aux fréquences de commutation du MOSFET, donc l'émission de tout l'équipement testé est plus intense que celle du PFC Boost + Lampes LED, et ne respecte pas les limites des normes CISPR 22 (quasi-crête et moyenne) dans la gamme de 150 kHz à 30 MHz qui sont due au pont de diodes et du MOSFET. L'amplitude maximale du bruit atteint 107 dBµV à la fréquence de 150 kHz et dépasse la limite de 76 dBµV (norme quasi-crête) et 66 dBµV (norme moyenne).

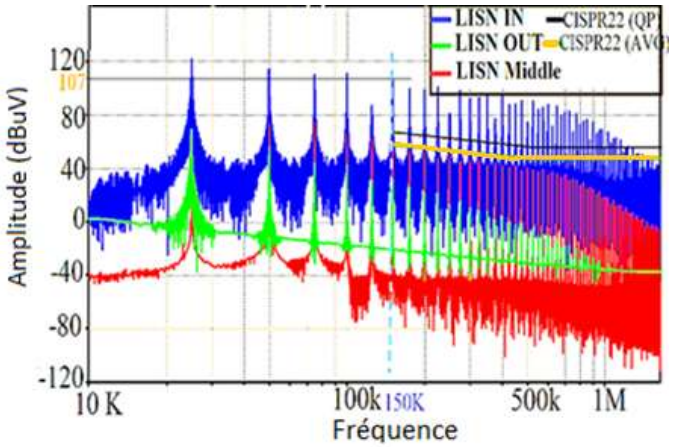


Figure V.51. *Tension de mode commun pour trois positions de RSIL: convertisseur d'entrée et de sortie AC / DC PFC Boost, entre pont et PFC Boost.*

La figure V.52 montre les émissions électromagnétiques en mode différentiel. On remarque un pic très élevé à la fréquence de 150 kHz qui dépasse la limite de la CISPR 22 Classe B pour les deux cas (LISN IN, LISN MIDLLE) avec un pic de 120 dBµV à la

fréquence de 150 kHz pour l'entrée RSIL. On remarque aussi que les perturbations dans le cas de RSIL entre le pont redresseur et le PFC Boost avec une amplitude maximale de 76 dBµV à la fréquence de 150 kHz.

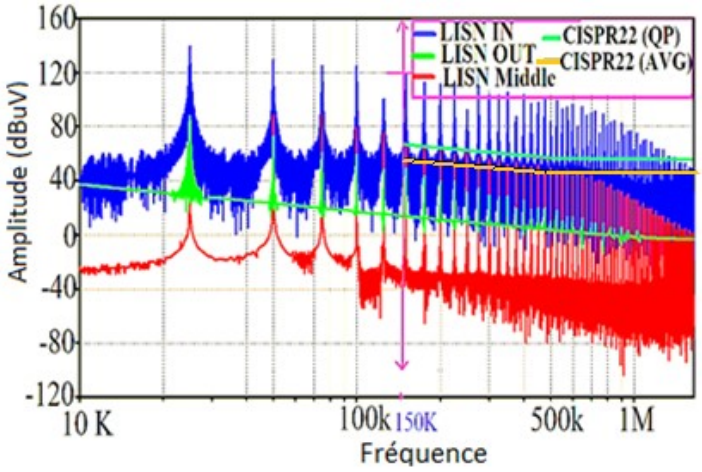


Figure V.52. *Tension en mode différentiel pour trois* positions *de RSIL : entrée et sortie du convertisseur AC/DC PFC Boost et entre le pont et le PFC Boost.*

La figure V.53 montre les émissions conduites totales pour les trois cas de placement de la RSIL dans l'équipement testé. Si nous plaçons Le RSIL à l'entrée, le pic de bruit augmente de plus de 120 dBµV dans la fréquence 150 kHz à 30 MHz. Si nous déplaçons Le RSIL entre le pont et le PFC Boost, nous constatons une réduction des perturbations, mais celle-ci dépasse les normes du cas (moyenne). D'autre part, les perturbations créées par les lampes LED dans les normes CEM, afin d'atténuer le problème des perturbations, le filtre CEM est parmi les solutions les plus intéressantes.

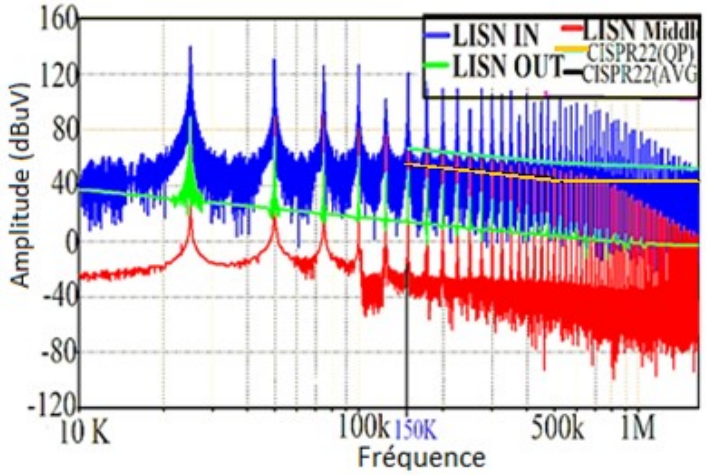


Figure V.53. *Perturbations totales pour trois positions de RSIL : entrée et sortie du convertisseur AC/DC PFC Boost et entre le pont et le PFC Boost.*

V.11. CONCEPTION D'UN FILTRE CEM PASSIF

Les filtres CEM sont des filtres constitués de composants passifs LC dans une configuration passe-bas. Ils sont utilisés pour atténuer la pollution électromagnétique.

Ces filtres sont de type Γ ou T, et consistent à mettre en série une inductance dans le circuit et une capacité entre deux phases comme l'illustre la figure V.54 [136].

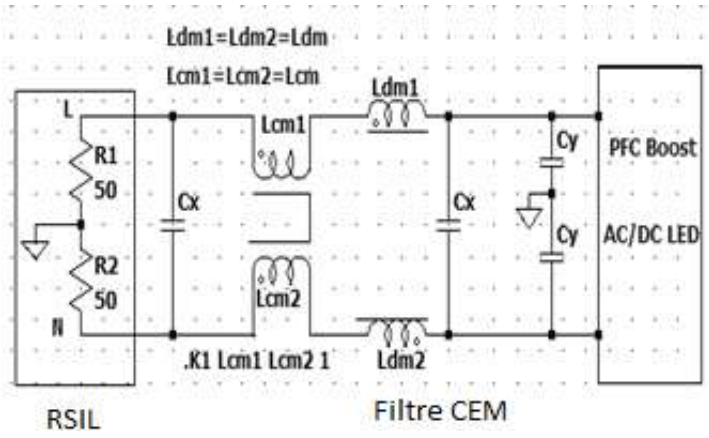


Figure V.54. *Filtre passif contre les interférences électromagnétiques (EMI).*

La procédure de la conception du filtre CEM proposé peut être résumée comme suit [137-139] :

- ✓ On utilise les normes CEM que les IEM sont censées respecter ; dans notre travail, nous avons suivi les normes CEM CISPR 22, classe B (quasi-crête).
- ✓ Mesurer les émissions EM, y compris la perturbation totale, le mode commun (CM) et le mode différentiel (MD) du réseau stabilisateur d'impédance de ligne (RSIL).
- ✓ Trouver l'atténuation du bruit en mode commun (MC) et l'atténuation du bruit en mode différentiel (MD) dans un intervalle de fréquence connu, qui peut être simulé avec les deux équations suivantes:

$$\left(V_{req-MC}\right)_{\mathrm{dB\mu V}} = \left(V_{MC-max}\right)_{\mathbf{dB\mu V}} - \left(V_{Lim}\right)_{\mathrm{dB\mu V}} + Mrg \qquad \text{(V-1)}$$

$$\left(V_{req-MD}\right)_{\mathrm{dB\mu V}} = \left(V_{MD-max}\right)_{\mathbf{dB\mu V}} - \left(V_{Lim}\right)_{\mathrm{dB\mu V}} + Mrg \qquad \text{(V-2)}$$

Où : $(V_{\text{req-MC}})_{\text{dBμV}}$, $(V_{\text{req-MD}})_{\text{dBμV}}$ sont les tensions de bruit de ligne en dBμV respectivement en mode commun et mode différentiel.

$(V_{\text{Lim}})_{\text{dBμV}}$ est la limite des émissions conduites requise par les normes EMC CISPR22 Classe B. L'unité dans les deux équations est en dBμV. Une marge de Mrg = 6 dB est ajoutée afin de prendre en compte les éventuelles imprécisions dans l'estimation du champ électromagnétique, ainsi que les parasites des composants inductifs et capacitifs [137].

Déterminer les fréquences de coupure du filtre LC ($f_{\text{c-MC}}$)et ($f_{\text{c-MD}}$), en recherchant les valeurs minimales à l'aide des deux équations suivantes:

$$\left(V_{req}\right)_{dBV} = 40.\log_{10}\left(f_{MCmax}/f_{c-MC}\right) \qquad \text{(V-3)}$$

$$\left(V_{req-MD}\right)_{dBV} = 40.\log_{10}\left(f_{MDmax}/f_{c-MD}\right) \quad \text{(V-4)}$$

• Où $f_{c\text{-}CM}$ et $f_{c\text{-}DM}$ font référence aux fréquences de coupure des deux filtres conçus respectivement pour les perturbations en mode commun (MC) et en mode différentiel (MD).

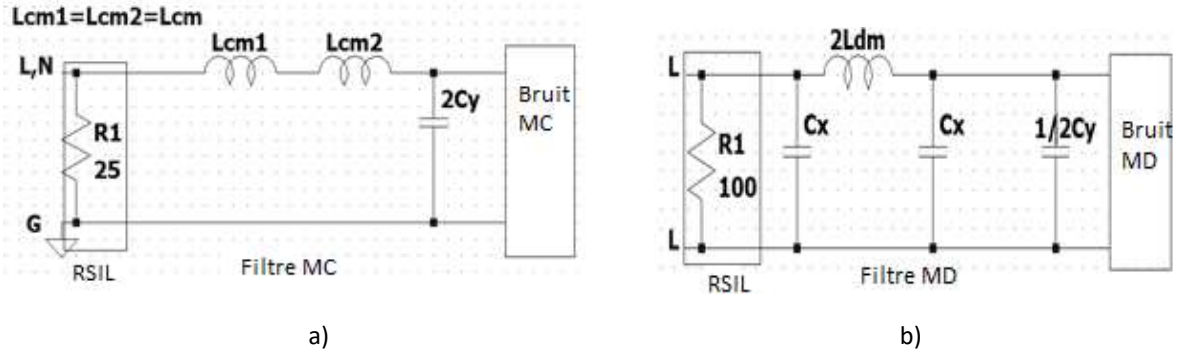
• f_{MCmax} et f_{MDmax} sont les fréquences où le spectre des perturbations conduites respectivement en mode commun (MC) et en mode différentiel (MD) ont une amplitude maximale.

• Trouver les valeurs des inductances (L_{MC},C_{MC}) et des condensateurs de filtres (L_{MD},C_{MD})respectivement en utilisant les fréquences de coupure en utilisant les deux équations suivantes:

$$f_{c-MC} = \frac{1}{(2\pi\sqrt{L_{MC}C_{MC}})} \quad \text{(V-5)}$$

$$f_{c-MD} = \frac{1}{(2\pi\sqrt{L_{MD}C_{MD}})} \quad \text{(V-6)}$$

L'inductance L_{MC} et le condensateur C_y = 1/2 C_{MC} sont utilisés pour supprimer le bruit en mode commun, comme le montre la figure V.55(a). L'inductance L_{MD} et le condensateur C_X = C_{MD} sont utilisés pour supprimer le bruit en mode différentiel, comme le montre la figure V.55(b).



a) b)

Figure V.55. *Circuit équivalent du filtre: (a) filtre MC, (b) filtre MD.*

Pour calculer les valeurs du filtre, on suit les étapes proposées précédemment. A partir des spectres des perturbations représentées sur les figures V.51, V.52 et V.53, nous pouvons identifier le niveau maximum de ces spectres dans l'intervalle de fréquence 150 kHz à 30 MHz. Nous avons choisi les normes CISPR 22 (quasi-crête), comme indiqué dans la première fois : [135]

$(V_{MC\text{-}max})_{dB\mu V}$ = 107 dBµV et $(V_{MD\text{-}max})_{dB\mu V}$ = 120 dBµV.

Pour la même fréquence qui est égale à 150 kHz, d'après les deux équations (V-1) et (V-2), on obtient : $\left(V_{req-MC}\right)_{dBuV}$ = 47 dBµV et $\left(V_{req-\quad}\right)_{dBuV}$ = 60 dBµV.

En appliquant les équations (V-3) et (V-4), nous obtenons la fréquence de coupure $f_{c\text{-}MC}$ =10 kHz et $f_{c\text{-}MD}$ = 4,75 kHz.

La dernière étape consiste à déterminer les valeurs des filtres : L_{MC}, C_{MC} et L_{MD}, C_{MD} Nous avons pris les valeurs d'inductance qui doivent être comprises entre 200 µH et 400 µH, nous avons pris 2 valeurs d'inductance de filtre. Le tableau V.6 montre les filtres CEM appliqués pour notre travail pour déterminer les valeurs des filtres : L_{MC}, C_{MC} et C_{MD}, L_{MD}

Tableau V.6. *Paramètres standard des deux filtres en modes commun et différentiel.*

Type	L_{MC} (µH)	L_{MD} (µH)	C_{MC} (µF)	C_{MD} (µF)	C_x (µF)	C_y (µF)
Filtre (a)	200	200	1,26	5,62	5,62	0,633
Filtre (b)	300	300	0,845	3,756	3,756	0,4225

La figure V.56 montre l'atténuation les deux filtres CEM en modes commun et différentiel. On observe que le gain diminue avec l'augmentation de la fréquence. En mode commun, l'atténuation du filtre (a) de valeur d'inductance L_{MC} = 200 µH est inférieure à celle du filtre (b) de valeur d'inductance, L_{MC} = 300 µH. Par contre, en mode différentiel le filtre (b) de valeur d'inductance L_{MD} = 300 µH donne une atténuation inférieure au filtre (a) de valeur d'inductance L_{MD} = 200 µH.

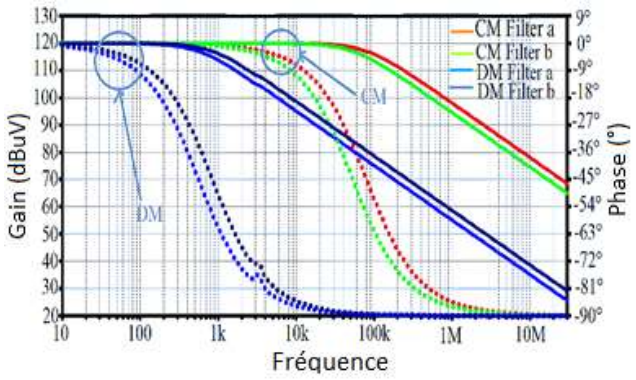


Figure V.56. *Atténuation de modes commun et différentiel pour les deux filtres.*

La figure V.57(a) présente les spectres des perturbations électromagnétiques en mode commun avec et sans filtre. Nous remarquons une réduction très importante des émissions conduites dans la gamme de fréquence 150 kHz à 30 MHz dans le cas de l'ajout d'un filtre soit (a) ou (b) au début du LED Driver. Même avant la fréquence de 150 kHz, nous observons également la réduction des perturbations électromagnétiques. Pour le filtre (a) les bruits deviennent moins importants que ceux du filtre (b), avec un pic très important pour le filtre (b) jusqu'à 60 dBµV pour la fréquence de 25 kHz (la fréquence de commutation du MOSFET). La figure V.57(b) présente les spectres en mode différentiel pour les deux types de filtre EMI et sans filtre. On remarque également une réduction des émissions conduites par rapport à la norme CISPR 22 Classe B (quasi-crête) que ce soit dans le cas de l'ajout du filtre (a) ou du filtre (b), mais les crêtes avant

150 kHz restent très intenses, surtout pour le filtre (b) les émissions en mode différentiel sont très importantes jusqu'à 70 dBµV pour une fréquence de 25 kHz.

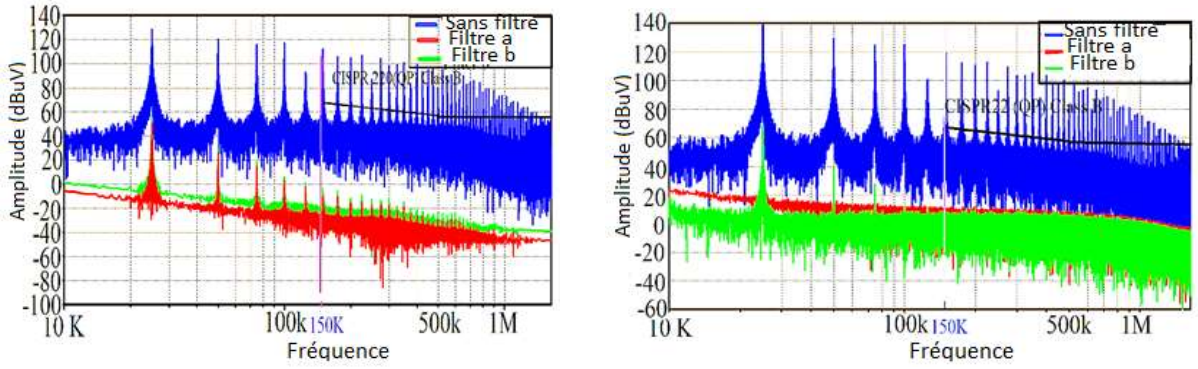


Figure V.57. *Comparaison de l'émission conduite avec et sans filtre : (a) en MC, (b) en MD.*

La figure V.58 montre les spectres fréquentiels des perturbations électromagnétiques totales conduites pour les deux types de filtre (a), filtre (b) et sans filtre. On peut voir que le filtre (a) avec une valeur d'inductance de 200 µH crée des pics de bruit avant 150 kHz à une fréquence plus basse que le filtre (b) et dans la gamme de 150 kHz à 30 MHz, les deux filtres sont presque identiques.

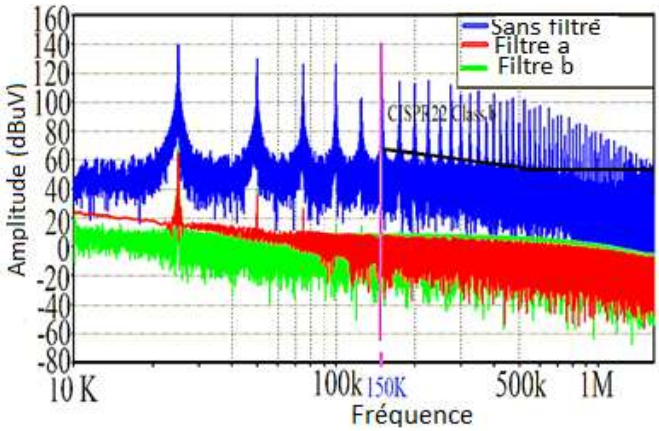


Figure V.58. *Comparaison de l'émission en mode total avec et sans filtre.*

La figure V.59 montre les spectres des émissions de courant de la ligne. Nous remarquons que les harmoniques de distorsion sont très faibles que ce soit avec ou sans filtrage. Par contre, entre 10 kHz et 150 kHz, nous remarquons des pics très importants dans le cas sans filtrage, mais avec le filtre, les pics de bruit sont très faibles, ce qui implique un autre avantage du filtre CEM.

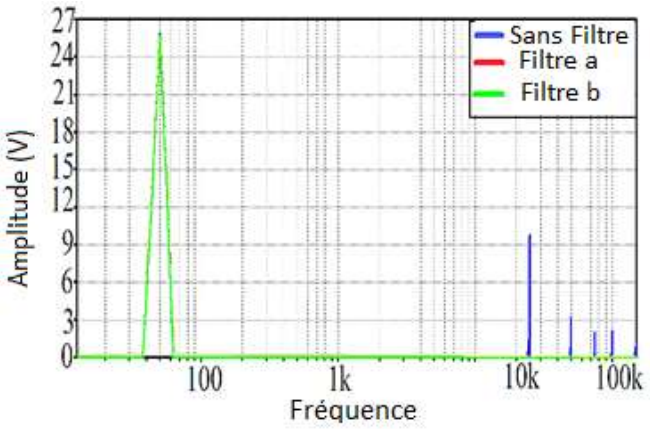


Figure V.59. *Spectres de fréquence linéaires des émissions de courant de la ligne entre 10 Hz et 150 kHz.*

La figure V.60 montre la réponse temporelle du courant de ligne du driver de LED AC/DC PFC Boost. Nous pouvons voir que le signal est presque sinusoïdal dans le cas de la présence du filtre, mais une réduction de l'amplitude dans le cas du filtre (b) par rapport à l'autre filtre. Le tableau V.7 montre le taux de distorsion harmonique (THD), qui est faible dans le cas du filtre (a) par rapport au filtre (b) et sans filtre, qui est égal à un THD de 8,801% en raison de la réduction des harmoniques impaires du courant de ligne.

Tableau V.7. *Distorsion harmonique totale pour les différents cas.*

Cas	Sans Filtre	Filtre (a)	Filtre (b)
THD (%)	14,43	8,80	10,84

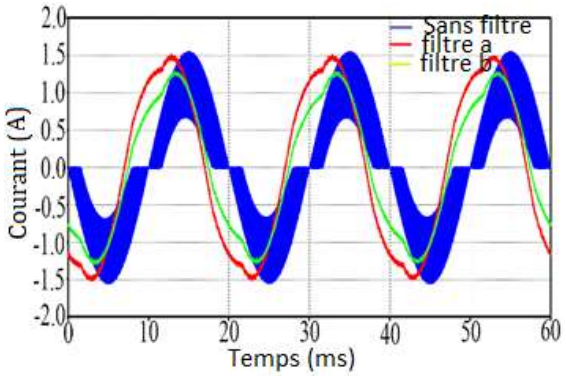


Figure V.60. *Réponse temporelle du courant de ligne du driver LED AC/DC PFC Boost.*

V.12. ETUDE EXPRIMENTALEDES PERTURBATION DANS LES LAMPES LED

V.12.1. Étude des perturbations à basse fréquence (BF)

La détermination des perturbations électromagnétiques à basse fréquence nécessite une réalisation d'un banc expérimental qui se base sur l'existence des lampes d'éclairage à LED. Les deux figures V.61 et V.62 montrent respectivement un schéma descriptif et une photographie du banc expérimental qu'on a réalisé au laboratoire pour la mesure des harmoniques impaires et le taux de distorsion harmonique THD pour

chaque lampe. Le banc expérimental se compose des éléments suivants : les lampes, la source alternative 220 V, un capteur de courant, instrument de mesure d'harmonique de type Fluke 435-II (cet instrument permet de mesurer la qualité d'énergie), l'ordinateur pour visualiser et enregistrer les résultats obtenus [140].

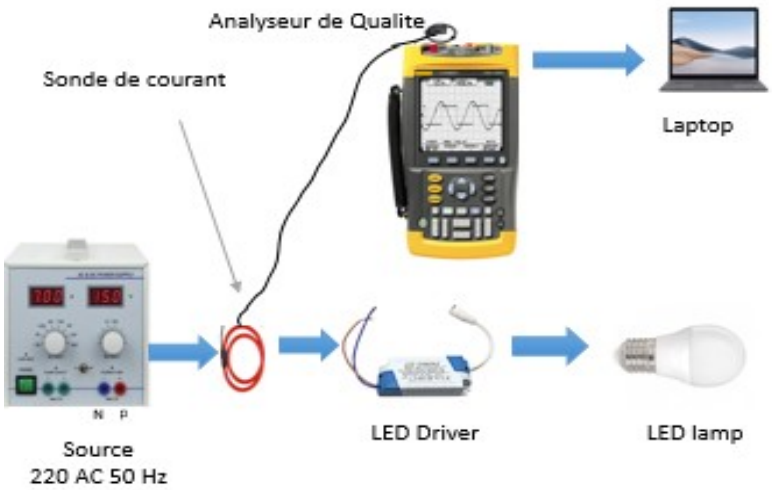


Figure V.61. *Schéma descriptif du banc expérimental de mesure des harmoniques générés par les lampes LED.*



Figure V.62. *Photographie du banc de mesure utilisé.*

Dans cette expérience, on a choisi deux marques différentes des lampes LED comme indiqué dans la figure V.63, leurs caractéristiques sont détaillées dans le tableau V.8.

Tableau V.8. *Caractéristiques des lampes LED utilisées.*

Marque	Tension nominal *V*	Puissance Nominal P	Flux lumineux *Ø*	Température de couleur T_c	L'indice de rendue de couleur (*CRI*)	durée de vie t
Modèle #1 BMS (Algérie)	180-265 V	15 W	1300 lm	6500 K	>= 80	15000 h
	180-265 V	13 W	1170 lm	6500 K	>=80	15000 h
Modèle #2 LED Bulb (China)	175-245 V	15 W	Non mentionné	Non mentionné	Non mentionné	Non mentionné
	175-245 V	12 W	Non mentionné	Non mentionné	Non mentionné	Non mentionné



(a) (b)

Figure V.63. *Différentes lampes utilisées dans les expériences : a) Bulb 15W/12W ; b) BMS 15W/13W.*

D'après les mesures expérimentales réalisées au laboratoire APELEC, nous avons obtenus les résultats donnés à la figure V.64 qui illustrent le taux de distorsion harmonique THD de la tension. Nous remarquons que le THD est très faible, il est égal 4.5% et les harmoniques impaires presque nulle ce qui implique l'absence des harmoniques supérieurs de tension ce qui montre aucun changement sur le signal de la tension d'entrée, pour toutes les lampes à LED (malgré le changement de la puissance et les marques des lampes utilisées dans les expériences la forme de la tension et la valeur maximale ne change pas).

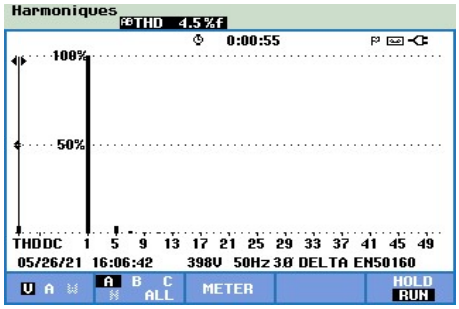
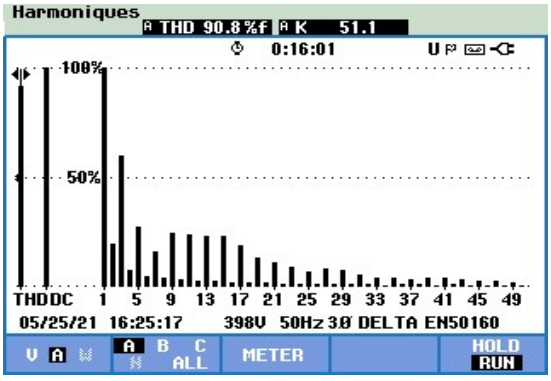
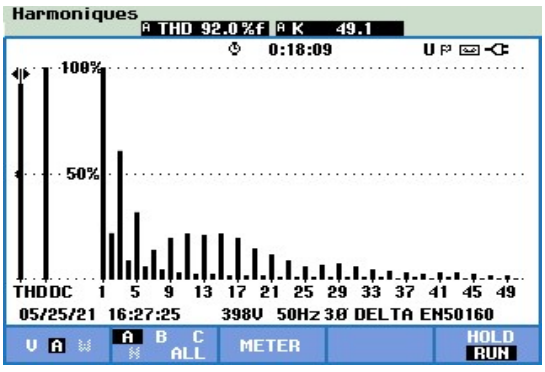


Figure V.64. *Mesure de la THD de la tension de ligne sans charge.*

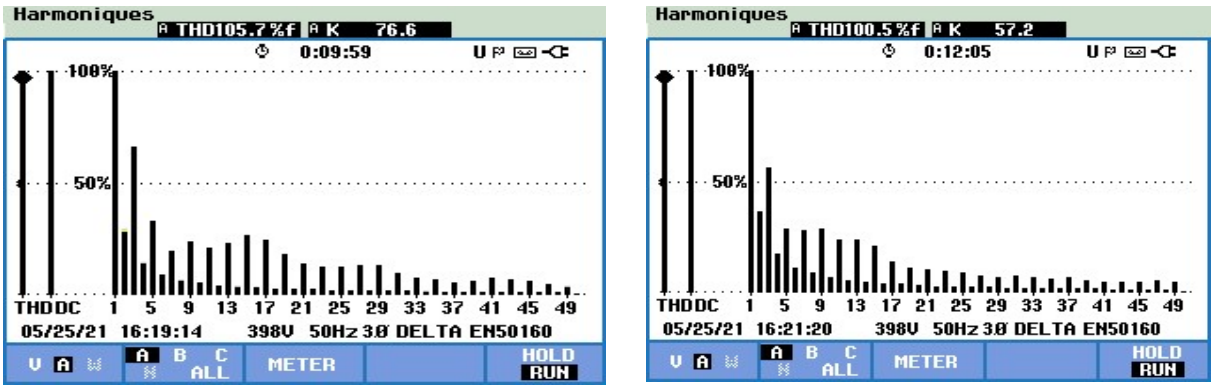
La figure V.65 illustre les graphes obtenus par les mesures expérimentales pour visualiser les caractéristiques spectrales des harmoniques supérieures du courant circulant dans les différentes lampes à LED utilisées.



(a)



(b)



(c) (d)

Figure V.65. *Spectre de courant des harmoniques supérieurs et THD :(a) BMS 15 W, (b) Bulb 15 W, (c) BMS 13W, (d) Bulb 12 W.*

D'après la figure V.65, on remarque une augmentation du taux de distorsion harmonique THD et les harmoniques impaires de l'ordre 3ème, 5ème, 7ème etc…, ainsi le facteur de qualité de courant *K* aussi très intéressant pour les deux premiers cas (a) et (b) de même puissance et différentes marques, nous observons la qualité du premier type de lampe Bulb mieux que la deuxième marque (BMS), la raison pour laquelle les prix des deux marques ne sont pas les mêmes. Nous pouvons également constater qu'avec l'augmentation de la puissance de la lampe LED de la même marque, comme l'indique entre les cas (a) et (c) ou entre les cas (b) et (d) le THD et le facteur de courant K augmentent.

Enfin, on peut conclure, d'après les résultats expérimentaux que l'analyse montre que les amplitudes des harmoniques impaires BF du courant de ligne sont dues aux convertisseurs statiques monophasés qui sont utilisés pour le redressement AC/DC destinés à l'alimentation des lampes LED.

V.12.2. Étude des perturbations à haute fréquence (HF)

La figure V.66 présente le schéma descriptif du banc expérimental pour la mesure des émissions conduites HF générées par les lampes LED. La figure V.67 montre une photographie du banc de mesure des perturbations électromagnétiques réalisé au laboratoire APELEC [140].

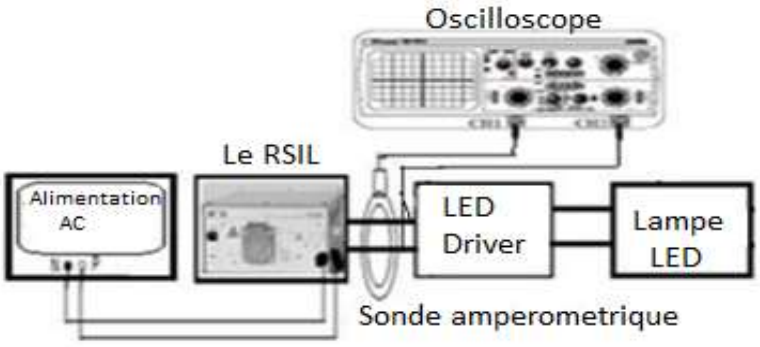


Figure V.66. *Schéma descriptif du banc expérimental pour la mesure des perturbations en HF.*

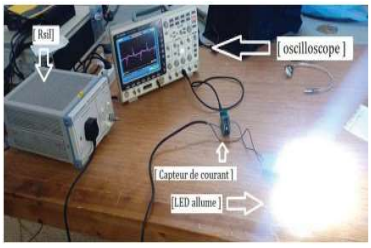


Figure V.67. *Photographie du banc de mesure des perturbations générées par une lampe LED.*

Dans les expériences de la figure V.67, on a utilisé :

- Lampes LED [BMS, Bulb] de puissance 12 W, 13 W, 15W.
- Oscilloscope de visualisation.
- Réseau stabilisateur d'impédance de ligne (RSIL).
- Sonde ampèremétrique (capteur de courant).

D'après les mesures expérimentales, nous avons obtenus les résultats montrés dans la figure V.68 qui illustre le courant de ligne I_{lin} dans les lampes LED.

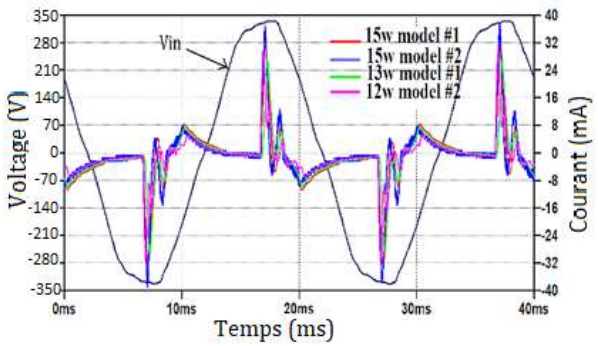


Figure V.68. *Courant de ligne I_{lin} dans les lampes LED.*

A partir du courant de ligne I_{lin} représenté dans la figure V.68, on remarque que les courbes ne sont pas sinusoïdales. Elles présentent des déformations, le signal de courant malgré que le courant demandé par la lampe LED est un signal périodique de période rigoureusement identique à la sinusoïde initiale mais de forme très différente à cause de la charge non linéaire, car les redresseurs AC/DC sont des sources de pollution harmonique.

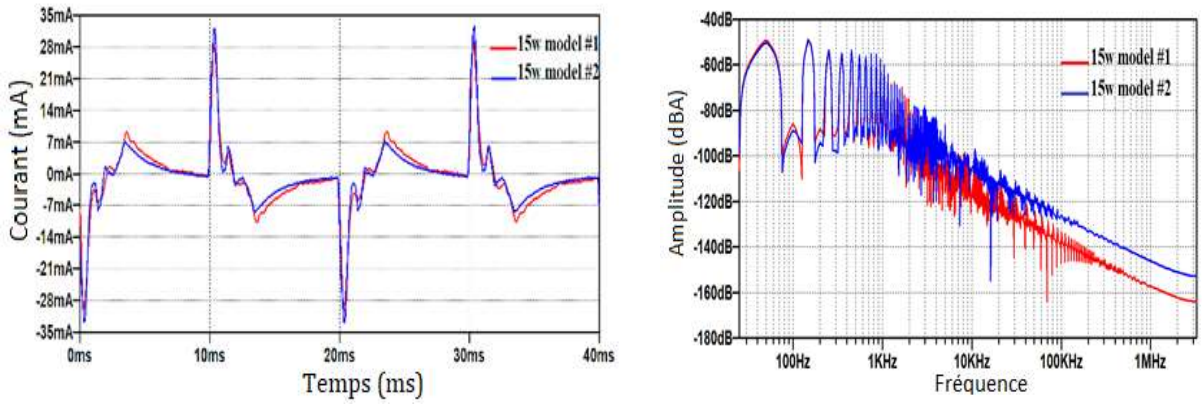
V.12.2.1. Etude des perturbations en mode différentiel MD

Pour les vérifications expérimentales, nous avons utilisé le montage présenté dans la figure V.69 afin de mesurer les émissions conduites en modes : commun et différentiel.



Figure V.69. *Photographie du banc expérimental utilisé pour la mesure des perturbations.*

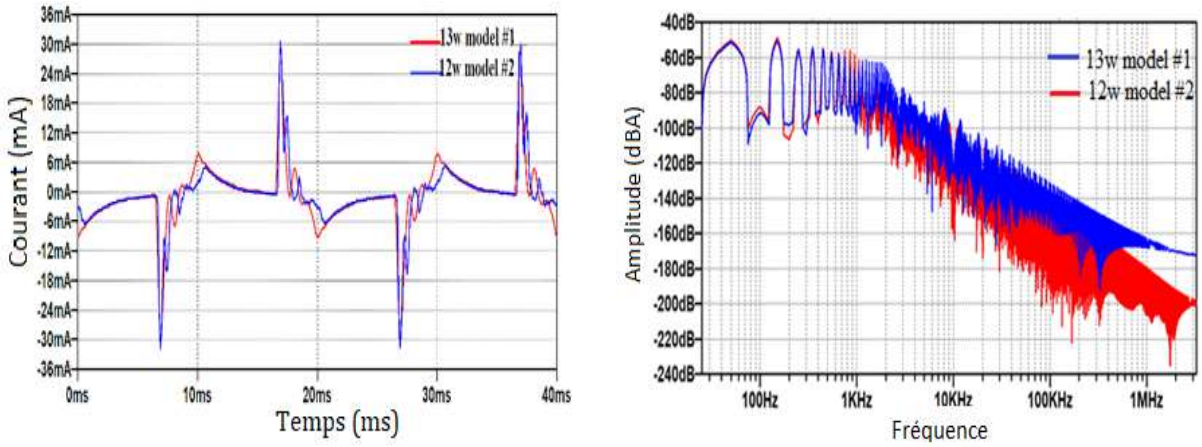
La figure V.70(a) présente le spectre du courant en mode différentiel dans le domaine temporel pour les lampes BMS et Bulb de même puissance 15 W. D'après les résultats obtenus, nous observons des pics des perturbations électromagnétiques. Tandis que la figure V.70(b) donne le spectre du courant dans le mode différentiel. On remarque clairement qu'au blocage des diodes un phénomène oscillatoire d'une fréquence et d'une amplitude importante apparait. On remarque aussi que les lampes LED de marque BMS ont des perturbations moins intenses que les lampes LED de Bulb, à cause du contenu de circuit de pilotage utilisé pour chaque lampe, ce n'est pas la même structure. La raison pour laquelle, les prix de chaque marque et puissance ne sont pas la mêmes.



(a) ***(b)***

Figure V.70. *Courant en mode différentiel dans les lampes LED : (a) réponse temporelle; (b)Spectre du courant.*

La figure V.71 donne le courant en mode différentiel pour les lampes BMS 13 W et Bulb 12 W dans le domaine temporel et fréquentiel. Nous remarquons que les perturbations électromagnétiques sont très importantes dans la basse fréquence et réduites vers les hautes fréquences. Les perturbations en mode commun dans le cas de marque BMS sont moins intenses que celles de la marque Bulb.

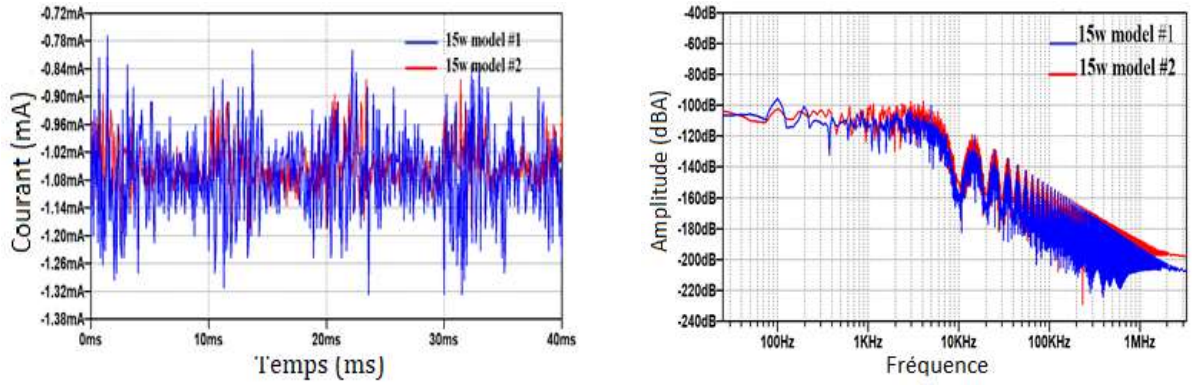


(a) ***(b)***

Figure V.71. *Courant en mode différentiel dans les lampes LED : (a) réponse temporelle; (b)Spectre du courant.*

V.12.2.2. Etudes des perturbations en mode commun MC

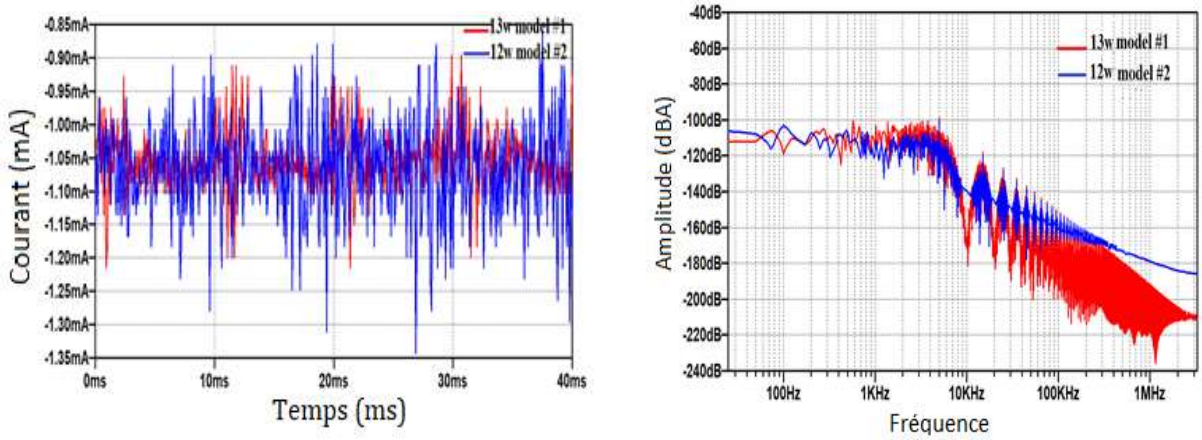
La figure V.72 présente le courant en mode commun dans les lampes LED BMS et Bulb de même puissance 15 W dans le domaine temporel et fréquentiel.



(a) *(b)*

Figure V.72. *Courant en mode commun dans les lampes LED BMS et Bulbe de puissance 15 W : (a) Réponse temporelle, (b) Spectre.*

La figure V.73 présente le courant de mode commun dans les lampes LED BMS et Bulb de puissance (12 W et 13 W) dans le domaine temporel et fréquentiel. Nous remarquons une minimisation de la perturbation vers les hautes fréquences.



(a) *(b)*

Figure V.73. *Courant en mode commun dans les lampes LED BMS et Bulbe de puissance : (a) Réponse temporelle, (b) Spectre.*

D'après les résultats obtenus dans les deux modes commun et différentiel, nous remarquons que les perturbations dans le dernier mode sont plus intenses que l'autre mode. Mais le mode commun est le plus fréquent.

Nous observons une concordance entre les deux types de lampes, et une minimisation de la perturbation après la fréquence 10 kHz. Ainsi les pics des perturbations dans les lampes de puissance de 15 W sont moins intenses que les autres lampes de 12 W et de 13 W.

V.13. CONCLUSION

Ce chapitre a été consacré, dans un premier temps, à une présentation des sources de lumière jusqu'à l'actualité (les lampes LED), ensuite les types des lampes LED, les différentes topologies de pilote LED à partir une source alternative.

La seconde partie contient l'étude des convertisseurs AC/DC avec et sans correction active ou passive du facteur de puissance pour des lampes LED afin déterminer le taux de distorsion harmonique THD et le facteur de puissance, puis mesurer les émissions conduites en mode commun et en mode différentiel dans les deux domaines temporelle et fréquentiel, en utilisant le logiciel LTspice. Les résultats montrent que les interrupteurs contrôlés et non contrôlés sont responsables des perturbations électromagnétiques. Afin de réduire le bruit, les filtres CEM doivent être ajoutés à l'entrée du convertisseur étudié par une approche pour concevoir les filtres EMI de type LC étape par étape, En respectant les limites des normes CISPR 22 classe B, dans la gamme de fréquence de 150 kHz à 30 MHz, Nous avons pris le convertisseur AC/DC PFC Boost LED Driver, les deux filtres sélectionnés montrent un très faible taux de distorsion harmonique et une réduction des perturbations conduites entre 10 Hz et 150 kHz par rapport au circuit sans filtre CEM.

La troisième partie a été consacrée à la détermination des perturbations électromagnétiques à basse fréquence et à haute fréquence générées par les lampes LED existantes dans le marché algérien. Après l'étude expérimentale, on a réussi à quantifier cette perturbation pour les harmoniques et les deux modes : commun et différentiel dans plusieurs cas différents.

Le prochain chapitre sera consacré à l'étude des émissions rayonnées (champ magnétique et électrique mesurés par des sondes au-dessus LED driver) par générées par les lampes LED. Ensuite la mesure de l'impact de la variation du mode d'éclairage et de la puissance des lampes de type Spot sur les perturbations conduites et rayonnées.

Chapitre 6

Etude Expérimentale des Perturbations Electromagnétiques Générées par les Lampes LED de Type Spot

Chapitre 6
Etude Expérimentale des Perturbations Electromagnétiques Générées par les lampes LED de type Spot

INTRODUCTION

Avec le développement des sources lumineux à LED, de plus en plus, ils se retrouvent reliés au réseau électrique. Les lampes à LED génèrent des harmoniques BF (basses fréquences) de façon très importante et les perturbations électromagnétiques en modes commun et différentiel à haute fréquence. L'objectif de ce chapitre est d'étudier les émissions conduites et rayonnées générées par les lampes LED de type spot de deux manières : les harmoniques générés par les lampes, les champs : magnétique et électrique proches mesurés par différentes sondes disponibles dans notre laboratoire au-dessus du driver de la lampe LED.

Dans la première partie de ce chapitre, nous allons étudier le champ magnétique au-dessus du driver d'une lampe LED de type spot pour différentes sondes de type Rohde Schwarz. Aussi, au-dessus de la lampe LED et au câble entre le driver et la lampe. Ensuite nous allons mesurer le champ électrique au-dessus de la surface de driver, puis on va présenter les différentes techniques de blindage magnétique par un film en aluminium (blindage partiel, blindage total, blindage double) afin de réduire les émissions rayonnées.

Dans la seconde partie de ce chapitre, nous avons pris 2 lampes de marque LED Bulb de puissance différentes 6 W et 12 W. Chaque lampe a trois modes d'éclairage, afin de quantifier les harmoniques à l'aide de l'analyseur de qualité de l'énergie à basse fréquence. Ensuite on présentera les mesures des perturbations électromagnétiques en mode commun et en mode différentiel à haute fréquence dans le domaine temporel et fréquentiel. A la fin de ce chapitre on donnera les mesures des champs magnétique et électrique par les différentes sondes au-dessus de la lampe LED, en fonction de la variation de la puissance de la lampe et en fonction de la variation du mode d'éclairage au-dessus du centre de l'inductance du driver. Et enfin une cartographie de champ magnétique sur la surface de driver avec la technique de balayage avec un pas de 0,5cm.

VI.1. PRESENTATION DU DRIVER AC/DC D'UNE LAMPE LED

Le système étudié est un convertisseur AC/DC driver LED qui alimente une lampe de puissance12 W, la tension d'alimentation est 220V, avec la fréquence de 50Hz, le driver LED se compose d'un pont redresseur MB10F, les composants passifs (condensateurs, inductances etrésistances), d'une diode ES1J. La figure VI.1 montre un schéma descriptif du driver de LED étudié. La figure VI.2 montre l'emplacement des composants du driver de LED sous la carte du circuit imprimé (PCB). Le tableau VI.1 montre les caractéristiques électriques et géométriques du driver de la lampe LED[141].

Tableau VI.1.*Caracteristiques du driver de LED.*

Voltage input	Power	Frequency(Hz)	Size(x,y) cm	Current output
220 V	12 W	50	(2,8 ; 1,6)	300 mA

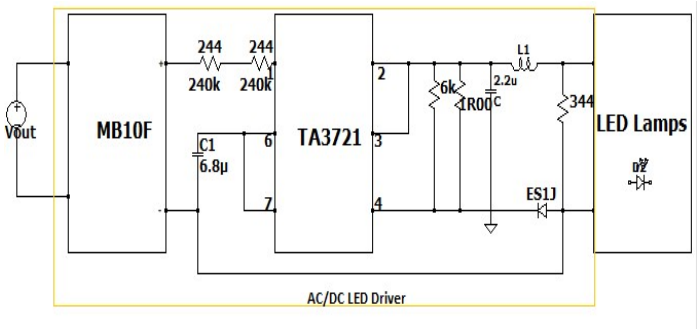


Figure VI.1. *Schéma descriptif du driver de lalampeLEDde type Spot.*

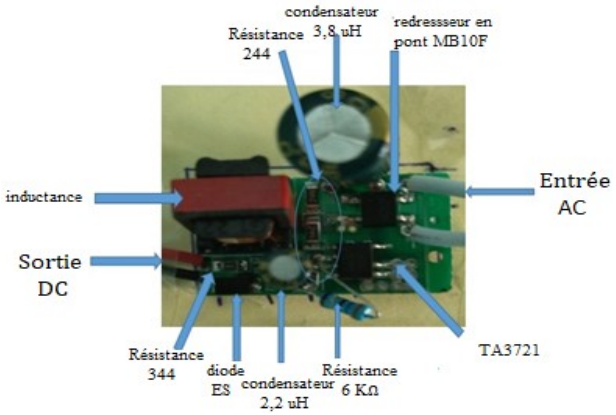


Figure VI.2. *Emplacemnt des dispositifs de LED sur la carte de du circuit imprimé(PCB).*

VI.2. BANC DE MESURE DU CHAMP MAGNÉTIQUE

Cette partie présente la description du banc de mesure du champ magnétique proche dans le domaine fréquentiel (FD). La mesure des rayonnements du convertisseur AC/DC de LED Driver étudié est réalisée pour différentes sondes magnétiques. Les sondes de champ magnétique utilisées sont de type Rohde Schwarz : *Sonde* (1) -RSH400-1 ; *Sonde* (2) -RSH50-1 *; Sonde* (3) -RSH 2.5.

La méthode de mesure fréquentielle utilise un analyseur de spectre de haute précision qui a une large bande passante. Cet analyseur de spectre est utilisé pour afficher et enregistrer les signaux fréquentiels capturés par la sonde de champ

magnétique au-dessus du driver de LED, comme le montre la figure VI.3. La figure VI.4 présente le schéma descriptif du banc de mesure expérimental par la méthode de scan du champ proche [141].

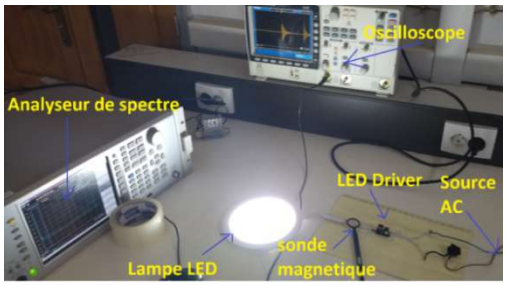


Figure VI.3. *Photographie du banc de mesure du champ magnétique proche au-dessus LED driver.*

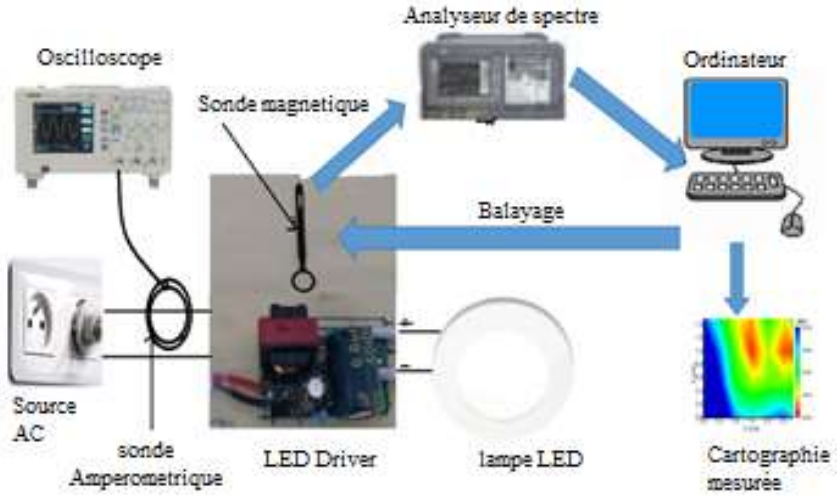


Figure VI.4. *Schéma descriptif de scan en champ proche dans le domaine fréquentiel.*

VI.3. RESULTATS ET DISCUSSION

VI.3.1. Courant de ligne et la tension à l'entrée du Driver LED

La figure IV.5 montre le courant de ligne et la tension d'alimentation. On remarque que le signal de la tension est sinusoïdal par contre le courant est un signal périodique de période strictement identique à la sinusoïde initiale mais de forme très différente à cause de la présence de la charge non linéaire qui est un pont de diodes (MB10F).

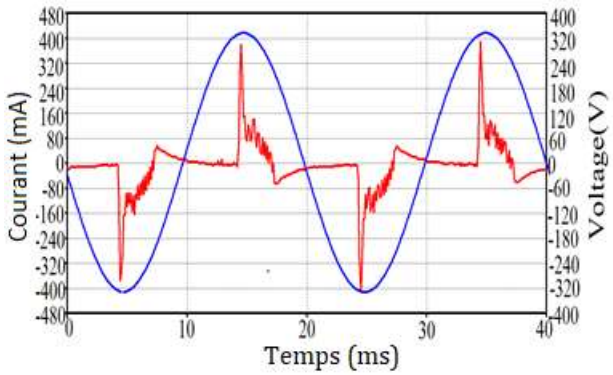


Figure VI.5. *Courant et tension d'entrée pour le driver de LED.*

La figure VI.6 montre les harmoniques impaires du courant de ligne à bassefréquence. On remarque une amplitude très importante du courant harmonique d'ordre 3 par rapport au courant fondamental, ainsi les autres harmoniques impaires, ce phénomène peut s'expliquer par la présence d'une source d'harmoniqueset par conséquent un mauvais facteur de puissance et un taux de distorsion harmonique THD très important.

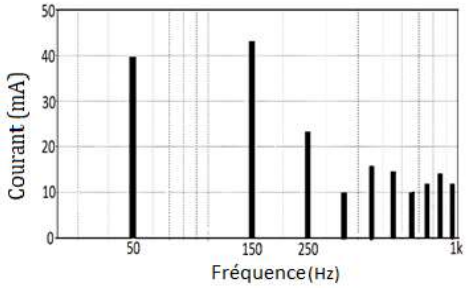


Figure VI.6. *Spectre fréquenciel des harmoniques générées par le driver AC/DC de LED.*

VI.3.2. Champ Magnétique de toutes les composantes

La figure VI.7 montre la taille du circuit étudié, les longueurs x et y sont (2,8 cm, 1,6cm).Nous avons mesuré le champ magnétique dans les trois directions x, y, z pour les composantes H_X, H_Y, et H_Z à Z = 1,5 cm. Nous avons pris le premier point B au centre de l'inductance avec Z = 1,5 cm, puis nous avons varier la hauteur Z pour 2 cm, 2,5 cm et 3,5 cm.La sonde de champ magnétique utilisée est la sonde (2) RSH 50-1.

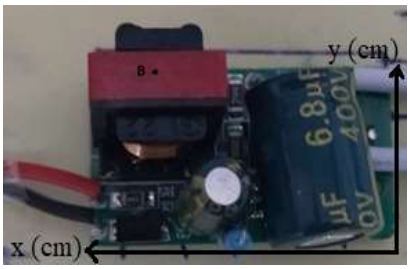


Figure VI.7. *Dimension du driver de LED et la position du point B.*

La figure VI.8 montre le champ magnétique H_X en faisant varier la hauteur au-dessus de l'inductance. On remarque un champ magnétique très important de la composante H_X, avec l'augmentation de Z, le champ magnétique diminue.

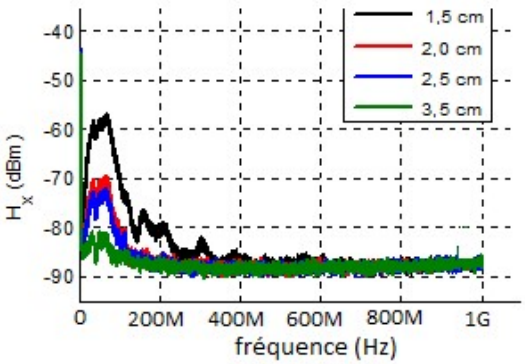


Figure VI.8. *Champ magnétique proche H_X mesuré par la sonde (2) au point B pour différentes hauteurs Z.*

La figure VI.9 montre le champ magnétique au-dessus de l'inductance de la composant H_Y. On remarque que le champ magnétique est moins intense que le champ magnétique H_X. Avec l'augmentation de l'amplitude, on remarque une petite réduction.

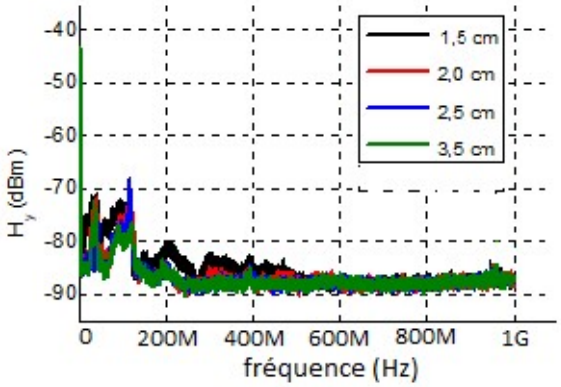


Figure VI.9. *Champ magnétique proche H_Y mesuré par la sonde (2) au point B pour différentes hauteurs Z.*

La figure VI.10 montre le champ magnétique H_Z, où le champ magnétique pour le premier point B est très important que les autres composantes. Pour le deuxième point le champ se réduit à -70 dBm, et ensuite -75 dBm, -80 dBm pour le troisième et quatrième point respectivement.

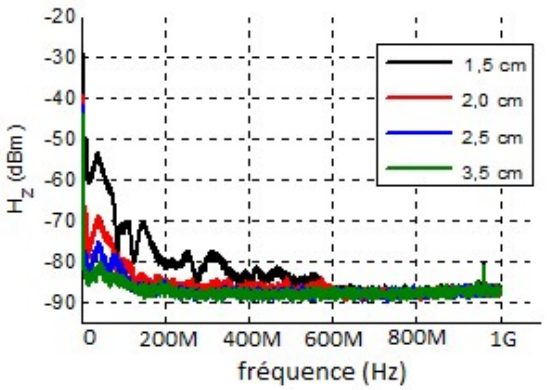


Figure VI.10. *Champ magnétique proche H_Z mesuré par la sonde (2) au point B pour différentes hauteursZ.*

La sonde est déplacée sur le circuit sous test pour connaître la valeur du champ magnétique pour tous les points de la surface à cartographier par un balayage avec un pas égal à 0,5 cm afin de tracer une cartographie de champ magnétique comme le montre la figure VI.11.

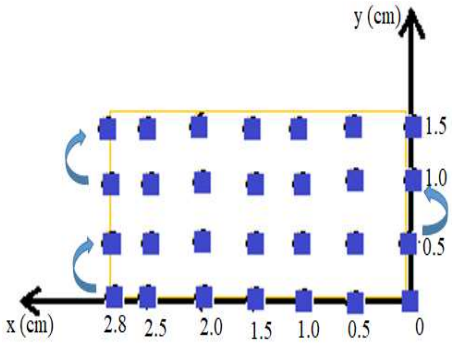
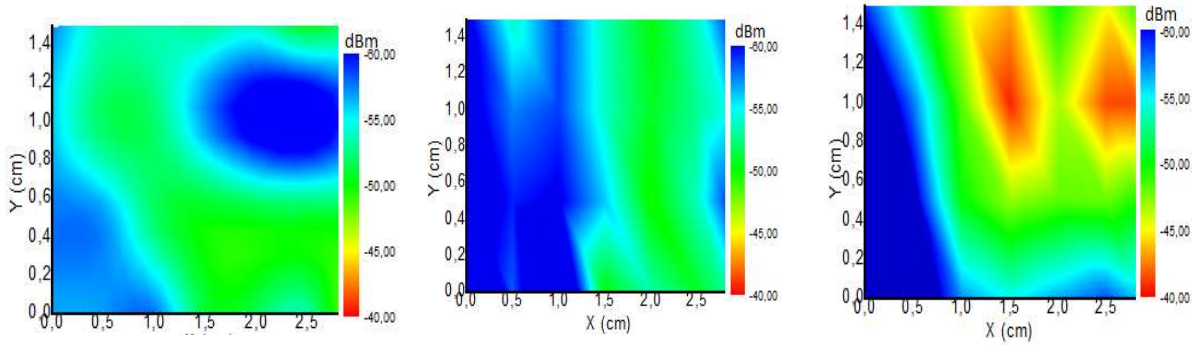


Figure VI.11. *Principe du balayage au-desus du driver de la lampe LED.*

La figure VI.12 montre les cartographies de champ magnétique proche mesurées au-dessus du driver de LED à Z = 1,5 cm. Cette mesure permet de localiser les sources de rayonnement du champ magnétique. On peut voir que les zones de champ magnétique H_Z sont plus élevées par rapport aux deux autres composants H_X et H_Y. Ainsi les zones de champ magnétique H_Z maximum sont situées autour de l'inductance L par rapport aux autres zones du circuit.



H_X H_Y H_Z

Figure VI.12. *Carthographie des composantes du champ magnétique proche par la sonde (2) à Z= 1.5 cm.*

La figure VI.13 montre le champ magnétique pour toutes les composantes en faisant varier la hauteur Z au-dessus du driver au centre de l'inductance. Nous remarquons que le champ magnétique H_Z est plus élevé, puis H_X, et enfin H_Y. Avec l'augmentation de Z au-dessus du driver, le champ magnétique des trois composantes est réduit jusqu'à devenir égaux comme visualisé dans la figure VI.13 entre les hauteurs 4,5 cm à 9,5 cm.

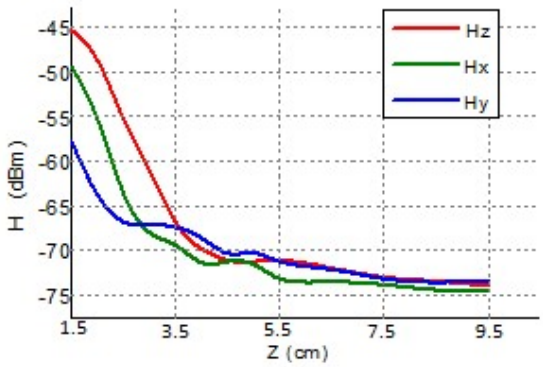


Figure VI.13. *Composantes duchamp magnétiqueau-dessus du point B en focntion la hauteur Z.*

VI.3.3. Champ magnétique en fonction des sondes

Dans cette partie, nous avons mesuré le champ magnétique proche au-dessus dudriver pour toutes les composantes avec trois sondes de champ magnétique. La sonde (1) présente la sonde avec une très grande surface RSH400, de diamètre égal à 25 mm. La sonde (2) avec une surface de boucle inférieure à la première RSH 50-1, de diamètre égal à 10 mm et la sonde (3) avec un diamètre égal à 0.2 mm RSH 2.5-2. Nous avons mesuré le champ magnétique au point B, puis nous avons varier la hauteur Z, ainsi nous

avons réalisé une carthographie du champ magnétique proche pour chaque sonde, pour les trois composantes H_X, H_Y et H_Z à Z = 1,5 cm.

La figure VI.14 montre le champ magnétique $H_X$pour les trois sondes à Z = 1,5 cm. On remarque un champ magnétique très important pour la sonde (1) puis la deuxième sonde, ensuite la troisième sonde entre (0 à 200 MHz). Cela est dû au champ magnétique capté par la sonde de grande surface plus que les sondes à boucle de moindre surface.

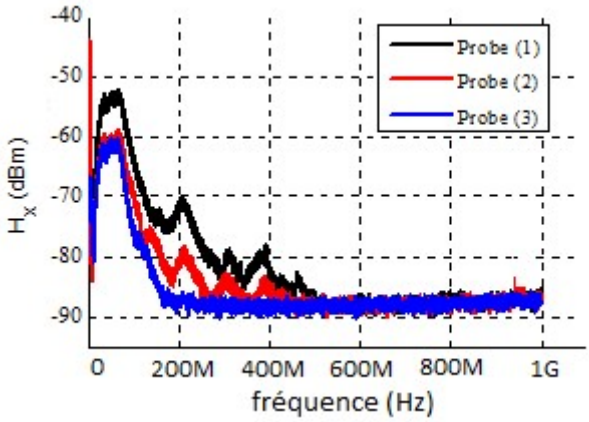


Figure VI.14. *Champ magnétique H_X pour différentes sondes au point B.*

La figure VI.15 montre les cartographies de champ magnétique H_X proche au-dessus du driver pour les trois sondes à Z = 1,5 cm. On remarque que le champ magnétique dans la sonde (1) avec un diamètre de 25 mm est très important dans la zone de l'inductance entre -45 dBm et -50 dBm comme indiqué par la couleur rouge. Pour la sonde (2) le champ magnétique est entre -55 dBm et -45 dBm comme indiqué par la couleur verte, et dans la sonde (3) le champ magnétique est réduit autour de l'inductance à cause de la réduction de la boucle de la sonde magnétique, le diamètre est environ 0,2 mm.

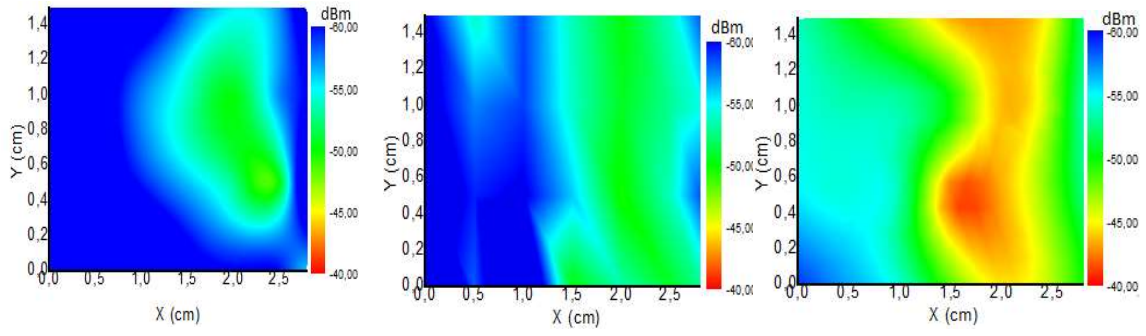


Figure VI.15. *Carthographie de champ magnétique H_X pour les différentes sondes à Z = 1,5 cm.*

La figure VI.16 présente l'amplitude de champ magnétique H_X capté par les trois sondes en fonction la distance entre le point de mesure et la surface du driver, au centre de l'inductance. On remarque que le champ magnétique diminue avec l'augmentation de

Z jusqu'à une distance où le champ magnétique devient égal entre les trois sondes d'environ -75 dBm.

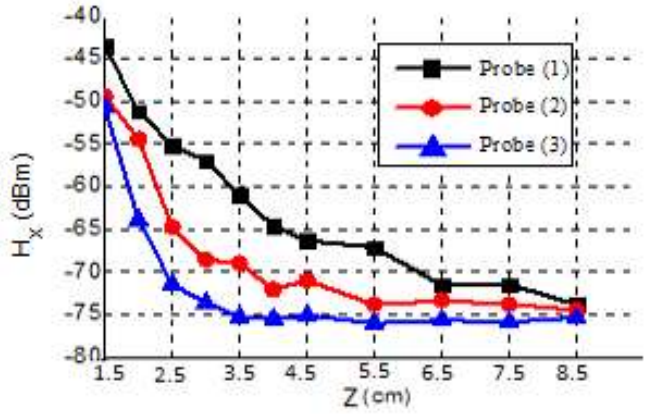


Figure VI.16. *Champ magnétique H_X pour différentes sondes en fonction la hauteur*.

La figure VI.17 présente le champ magnétique proche H_Y pour les 3 sondes au-dessus du driver, au point B. On remarque pour la sonde (1) que le champ magnétique est très important, puis les émissions rayonnées sont réduites vers les hautes fréquences. Pour les graphes des sondes (2) et (3), le champ magnétique est très faible avec l'amplitude environ -72 dBm.

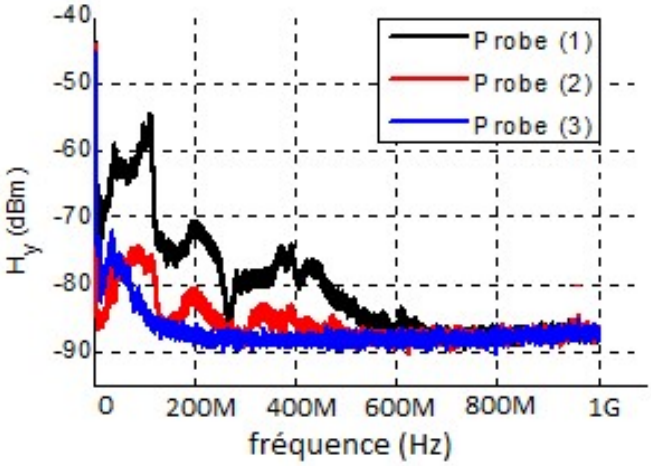


Figure VI.17. *Champ magnétique proche H_Y pour différentes sondes au point B.*

La figure VI.18 montre le champ magnétique H_Y au-dessus du driver au centre de l'inductance pour les trois sondes en fonction la hauteur Z. On remarque une différence très importante entre la sonde (1) et les deux autres sondes de -10 dBm. Avec l'augmentation de *Z*, le champ magnétique H_Y diminue. La figure IV.19 montre les carthographies de champ magnétique de la composante H_Y pour les trois sondes à Z = 1,5 cm. On remarque que le champ magnétique de la composante H_Y avec la sonde (1) est très important presque toute la surface est rouge ce qui montre les émissions rayonnées entre -40 dBm et -45 dBm.

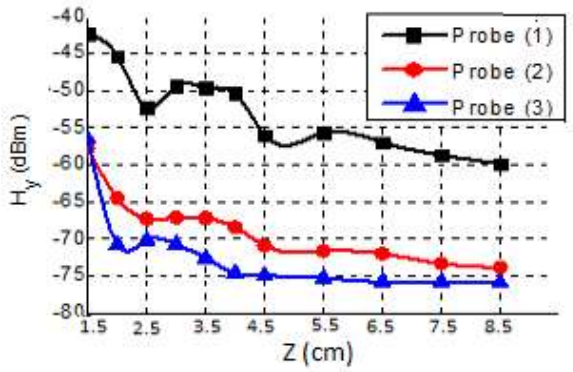
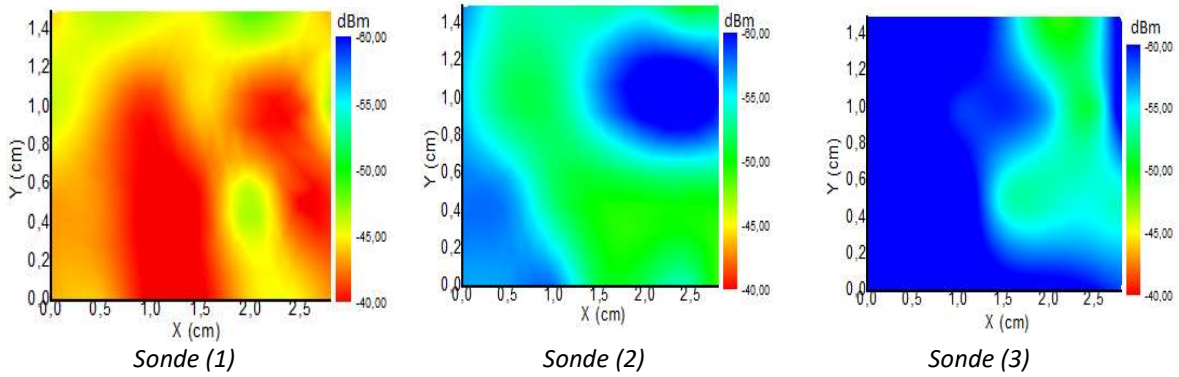


Figure VI.18. *Champ magnétique H_Y pourdifférentes sondes au point B en fonction de la hauteur Z.*



Sonde (1) *Sonde (2)* *Sonde (3)*

Figure VI.19. *Carthographies du champ magnétique H_y au-dessus du Driver à Z = 1,5 cm.*

La figure VI.20 montre le champ magnétique $H_Z$pour les trois sondes au-dessus du driver au centre de l'inductance à Z = 1,5 cm. On observe un champ magnétique très fort pour la sonde (1) par rapport aux deux autres sondes et même par rapport aux autres composantes avec une amplitude supérieure à -50 dBm à la fréquence 50 MHz. Avec la réduction de la surface de la boucle des sondes, le champ magnétiquediminue.

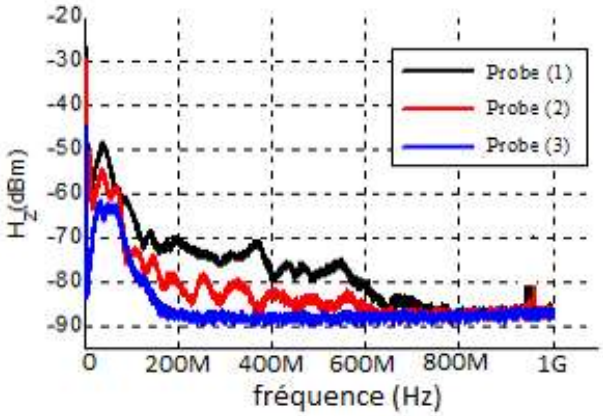
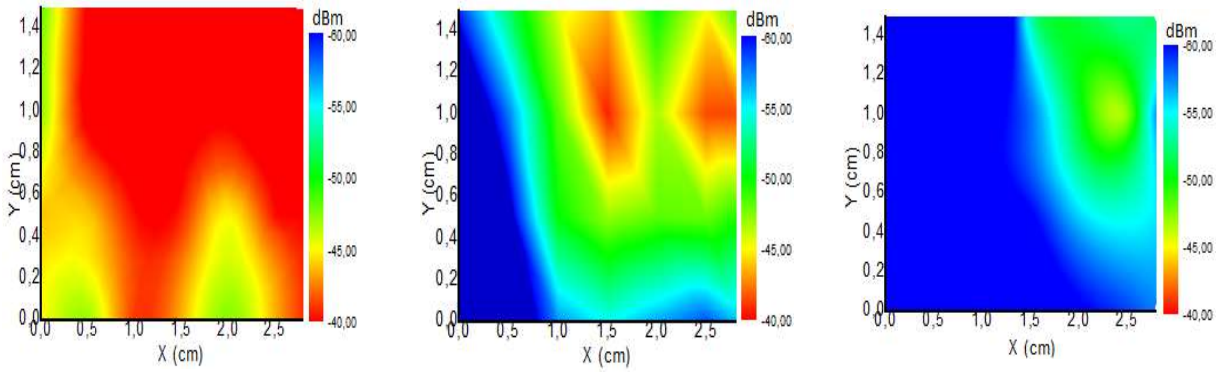


Figure VI.20. *Champ magnétique H_Z pour différentes sondes au point B.*

La figure VI.21 montre les carthographies du champ magnétique H_Z proche au-dessus du driver à Z = 1,5 cm. On remarque une variation très importante entre les trois sondes : pour la sonde (1) le champ magnétique est très important presque sur toute la surface du driver, pour la sonde (2) le champ magnétique proche est très important autour de l'inductance comme indiqué sur la figure VI.21 par la couleur rouge qui

présente les émissions rayonnées entre -45 dBm et -40 dBm. D'autre part pour la sonde (3) le champ magnétique est moins intense et autour de l'inductance comme visualisé par la couleur verte qui montre la variation des émissions rayonnées entre -55 dBm et -45 dBm. Selon les résultats obtenus, on constate que les inductances sont des sources d'émission rayonnée de champ magnétique proche.



Sonde (1) *Sonde (2)* *Sonde (3)*

Figure VI.21. *Carthograpies du champ magnétique H_Z au-dessus dudriver pour différentes sondes à Z = 1,5 cm.*

La figure IV.22 montre le champ magnétique H_Z mesuré au-dessus du driver en variant la hauteur *Z*pour les trois sondes. On remarque que le champ magnétique $H_Z$est très important par rapport à l'autre composante de la même sonde, jusqu'à -40 dBm à Z = 1,5cm. Ainsi les émissions rayonnées du champ magnétique diminuent avec l'augmentation de *Z*, jusqu'à une distance où le champ magnétique pour les trois sondes devient négligeable.

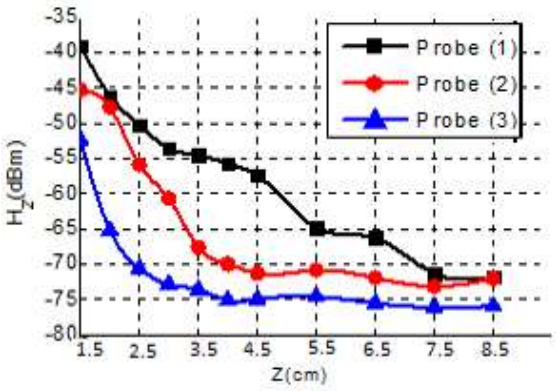


Figure VI.22. *Champ magnétique H_Z pour différentes sondes en fonction de la hauteur Z.*

VI.3.4. Champ magnétique au-dessus du câble

La figure VI.23 présente l'emplacement du câble du driver et le dimensionnement de la carthographie. La hauteur entre la sonde et la surface decâble Z = 0,5 cm. La figure VI.24 montre les carthographies du champ magnétique H_Z où on observe des émissions rayonnées très intenses autour du câble, comme on peut le voir sur cette figure par la couleur rouge entre -50 dBm et -55 dBm, et moins intenses pour la composante H_Y qui montre que le rayonnement est juste au-dessus du câble avec la distance de la sonde le

champ magnétique réduit. Pour la composante H_X, les émissions rayonnées sont très faibles, sauf à la sortie du driver comme on peut le voir par la couleur verte.

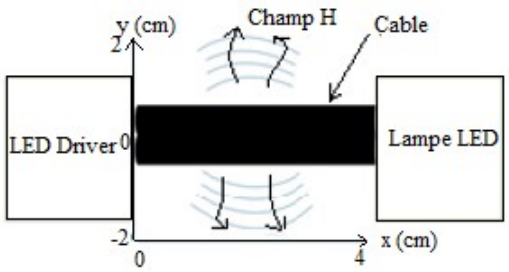
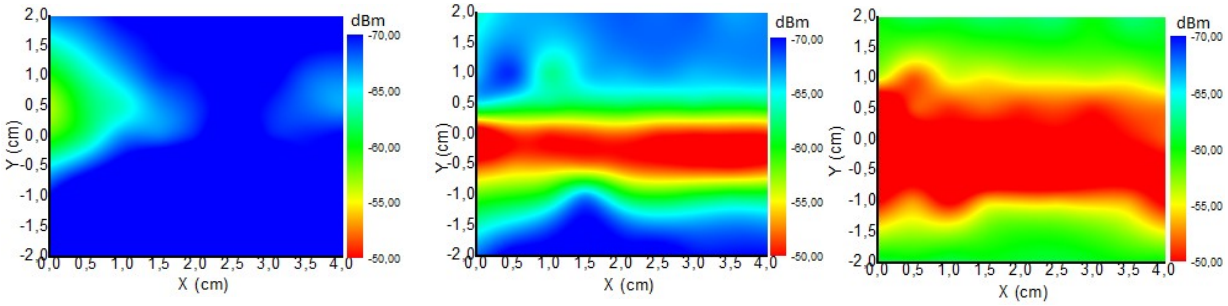


Figure VI.23. *Dimensionnement de la surface de mesure du champ magnétique émis par le câble du driver LED.*



H_X H_Y H_Z

Figure VI.24. *Cartographies du champ magnétique proche de toutes les composantes situées au-dessus du câble de la lampe LED à Z = 0,5 cm.*

La figure VI.25 montre le champ magnétique proche au-dessus du câble au point (x, y) = (2, 0) cm, on remarque que le champ H_Z est plus grand puis la composante H_Y. avec l'augmentation de la hauteur Z au premier point les émissions rayonnées diminuent, d'autre part le champ H_X est très faible avec ou sans l'augmentation de la hauteur Z au-dessus du câble.

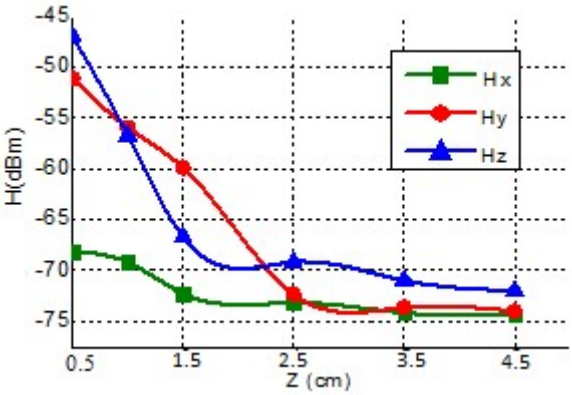


Figure VI.25*. Champ magnétique de toutes les composantes au point (x, y) = (2, 0) cm en fonction de Z.*

VI.3.5. Champ magnétique au-dessus de la lampe LED

La figure VI.26 présente la géométrie et la taille de la lampe LED. Nous avons mesuré le champ magnétique de toutes les composantes avec différentes sondes de champ magnétique disponibles au point A. Le choix de la position du point « A »est

justifié par la présence du champ magnétique le plus important par rapport à d'autres points. Le diamètre de la lampe est de 16 cm. Nous avons fait un balayage sur la surface (x, y) = (16 cm, 16 cm) avec un pas de 1 cm au-dessus du driver, avec une hauteur *Z* égal à 0,5 cm .

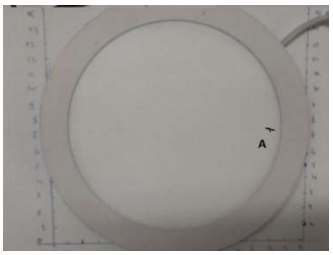


***Figure VI.26**. Géométrie de la lampe LED et la position du point de mesure « A ».*

La figure VI.27 montre le champ magnétique de toutes les composantes au point « A ». On remarque une très grande amplitude de la composante H_Z ensuite les composantes H_X et H_Y respectivement. Les émissions rayonnéessont reduits vers les hautes fréquences. La figure VI.28 présente les émissions rayonnées magnetique H_Z pour les 3 sondes disponibles. On remarque une très grande amplitude pour la sonde (1) où la surface est plus grande que les autres sondes (2) et (3). La sonde (3) capte un champ magnétique très faible qui peut être négligeable.

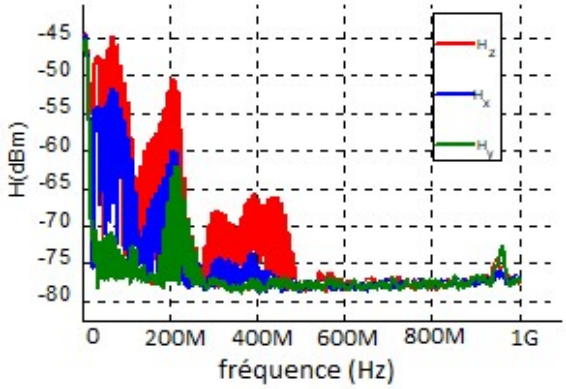


***Figure VI.27**.Champ magnétique proche toutes les composantes au point A.*

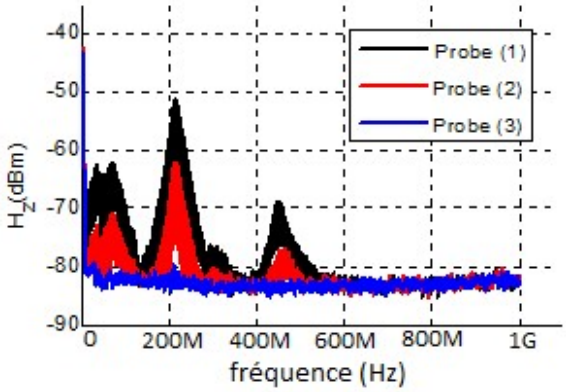


***Figure VI.28.**Champ magnétique proche H_Z au point A pour différentes sondes.*

La figure VI.29 montre une cartographie du champ magnétique H_Z au-dessus de la lampe LED à une hauteur Z=0,5 cm On remarque que le champ est distribué autour du périmètre de la lampe en sortant de la zone d'entrée de l'alimentation comme visualisé par les deux couleurs verte et rouge, et moins intense dans la zone au centre de la lampe.

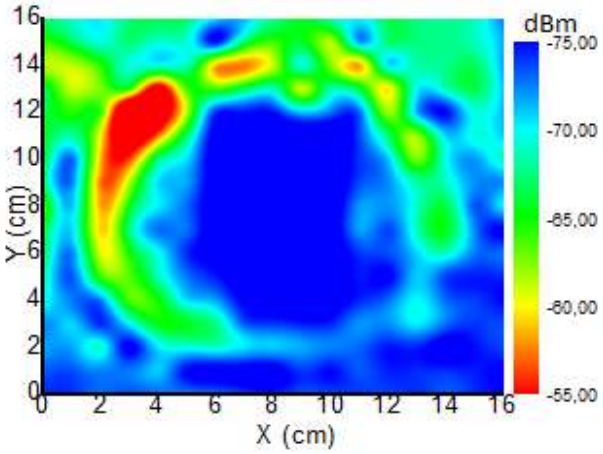


Figure VI.29. *Cartographie du champ magnétique H_Z proche au-dessus la surface de la lampe LED à Z = 0,5 cm.*

VI.4. BANC DE MESURE DU CHAMP ELECTRIQUE

La figure VI.30 montre le banc de mesure du champ électrique au-dessus du driver de la lampe de puissance 12 W. Nous avons mesuré le champ électrique par la sonde RSE10 au-dessus du centre de l'inductance à Z = 1,5 cm dans le domaine fréquentiel.

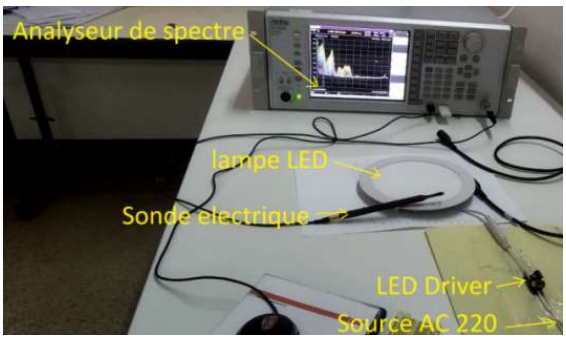


Figure VI.30. *Banc de mesure du champ électrique proche au-dessus du driver de LED.*

La figure VI-31 présente le schéma descriptif de la technique de balayage en champ proche afin de dessiner une cartographie sur la surface du driver de la lampe LED après un balayage avec une pas de 0,5 cm, ce qui montre les zones de champ électrique les plus intenses. Le dimensionnement de la lampe LED est (x, y) = (16 cm, 16 cm). Nous avons mesuré le champ électrique au point « A ».

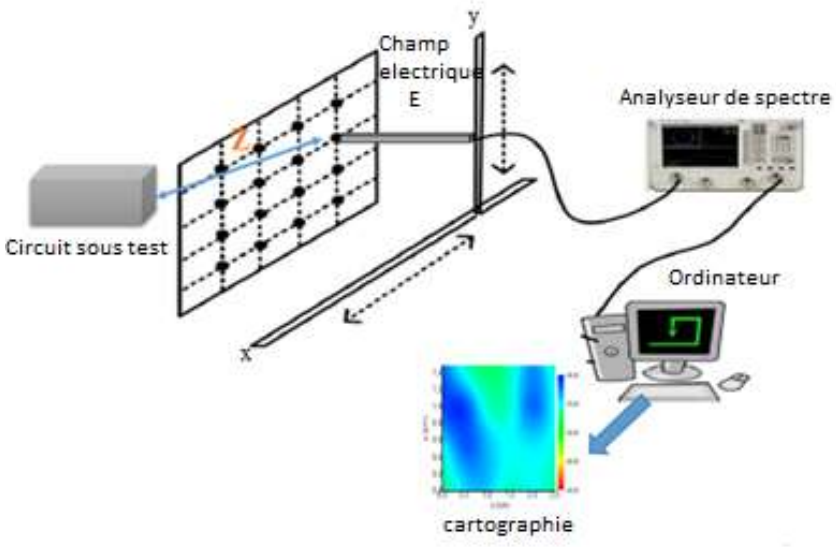


Figure VI.31. *Schéma descriptif de la méthode de balayage du champ électrique proche sur le driver.*

La figure VI.32 présente le champ électrique $E_Z$au-dessus du point « A », qui est situé à la surface de la lampe LED, en utilisant la sonde RSE 02 de surface (2cm x 5 cm). Nous remarquons un champ électrique très important. Avec l'augmentation de la hauteur, le champ électrique se réduit. Dans la haute fréquence, le champ électrique devient très faible. Nous concluons que les lampes sont aussi source de génération des émissions rayonnées de type champ électrique.

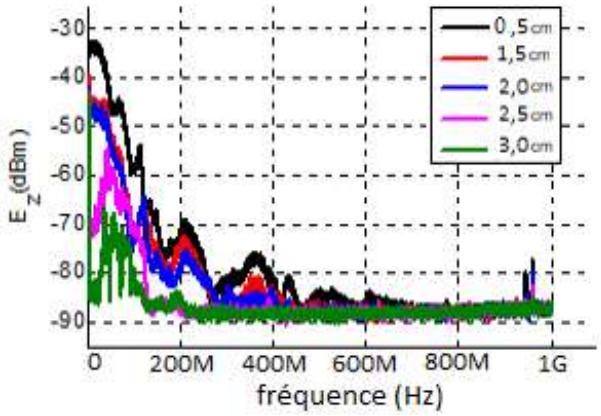


Figure VI.32. *Champ électrique E_z mesurépar la sonde RSE 02 au-dessus de la lampe LED au point A.*

La figure VI.33 présente la variation de toutes les composantes du champ électrique en fonction d'amplitude Z au-dessus de l'inductance. Nous avons mesuré ce champ avec la sonde de RSE 10, la surface de la pointe est une largeur d'environ 0,2 mm. Nous remarquons que le champ électrique E_Z à Z = 1,5 cm est très important que les autres composantes. Avec l'augmentation de Z, le champ électrique E_X devient le plus grand que les autres composantes. Cettevariation peut s'expliquer par la surface de la sonde dans l'orientation de X est grande que les autres orientation Z. On observe ainsi la minimisation des émissions rayonnées en fonction l'augmentation de l'amplitude Z .

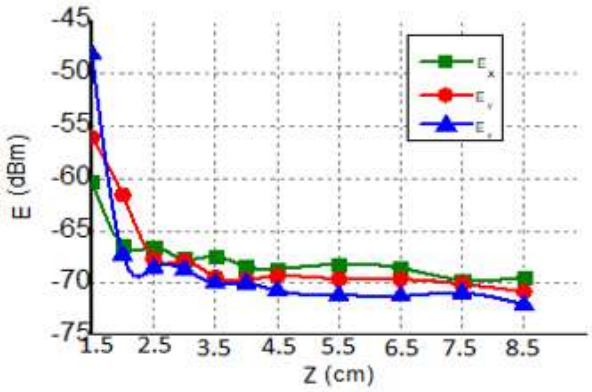
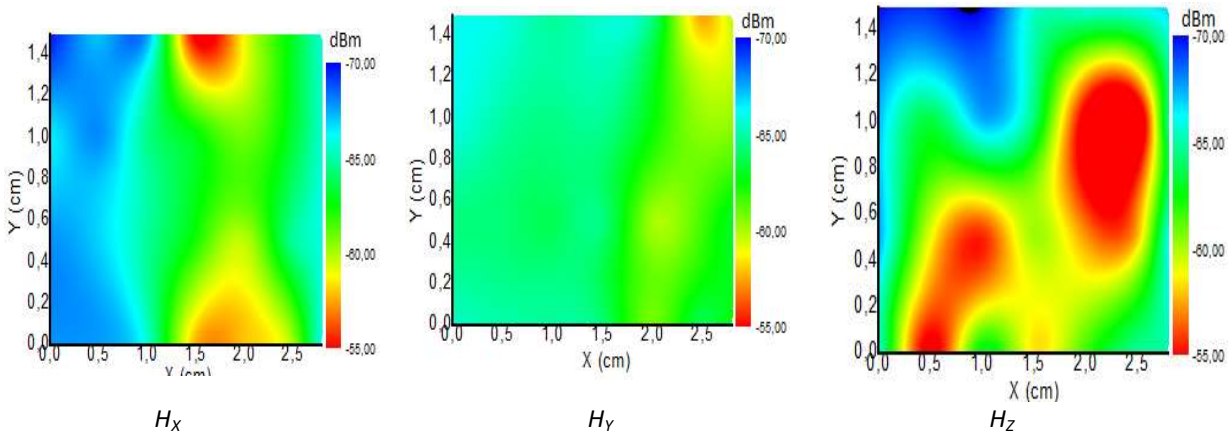


Figure VI.33. *Champ électrique de toutes les composantes au-dessus du centre de l'inductance par la sonde RSH 10 en fonction de l'amplitude Z.*

La Figure VI.34 présente les cartographies du champ électrique par la sonde RSE 10 au-dessus du driver de LED dans une surface (x, y)= (2,8 cm, 1,6 cm) à Z = 1,5 cm, avec une pas de 0,5 cm. Nous remarquons que le champ électrique E_Z est très important comme montré sur la figure avec la couleur rouge qui est autour du condensateur et de l'inductance. Pour la composanteE_Y, nous remarquons que les émissions rayonnées varient entre -50 dBm et -55 dBm comme indiqué par la couleur verte. Pour la composanteE_X les émissions rayonnées sont moins intense par rapport aux autres composantes, où nous observons que le champ électrique dans la surface de (x = 0 à 1 cm, et y = 0 à 1,6 cm), est très faible comme montré par la couleur bleue, et le reste de la surface avec la couleur verte.



H_X H_Y H_Z

Figure VI.34. *Cartographies du champ électrique de toutes les composantes au-dessus du driver à Z = 1,5 cm.*

VI.5. IMPACT DU BLINDAGE SUR LE CHAMP MAGNETIQUE

Afin de mesurer le champ magnétique proche au-dessus de tous les dispositifs de la lampe LED (câble, driver LED), il est nécessaire de chercher une technique pour réduire les émissions rayonnées. Parmi les techniques de réduction du champ magnetique, il y a le blindage. Pour ce cas, nous avons réalisé un blindage par des feuilles d'aluminium d'un diamètre d'environ 0,5 mm, la permittivité de l'aluminium est égale à 1, nous avons quantifié le champ magnetique avec et sans blindage. Les techniques de

blindage que nous avons choisies sont : le blindage partiel uniquement sur l'inductance, le blindage total de tout le circuit (Driver) et le double blindage (partiel + total) comme le montre la figure IV.35 .

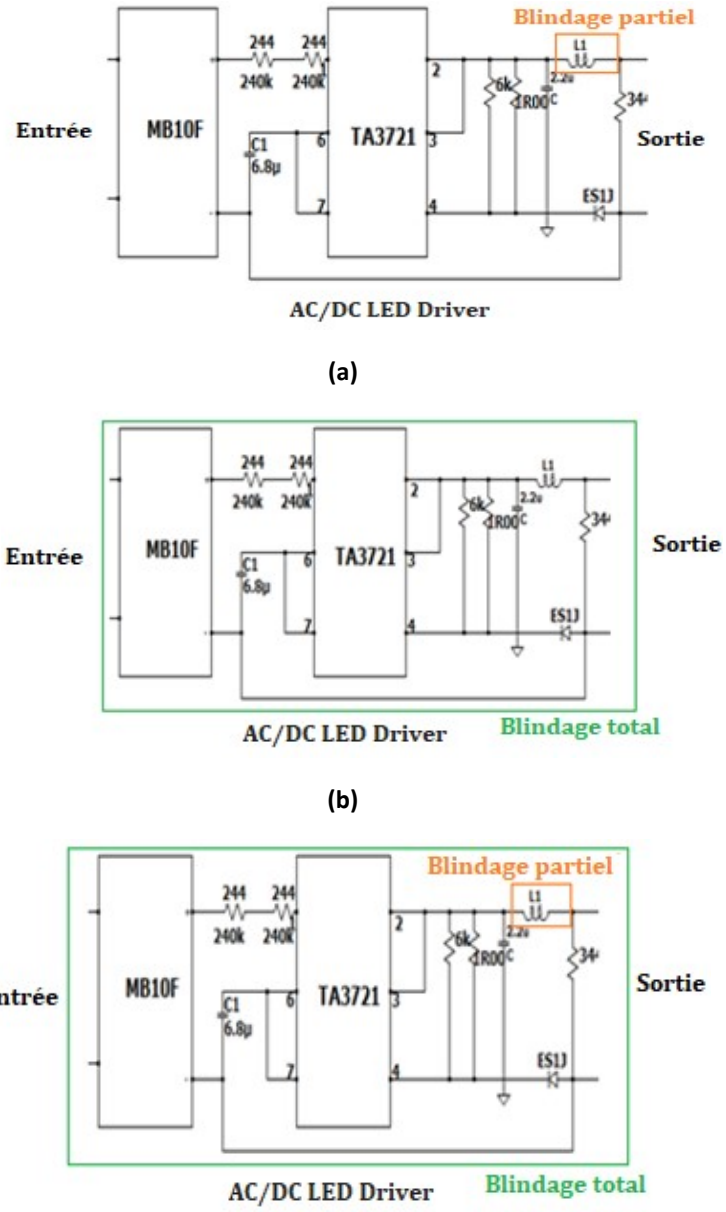


Figure VI.35. *Types de blindagedu driver LED a) blindage partiel, b) blindage total, c) double blindage.*

VI.5.1. Impact du blindage du driver et l'inductance

La figure VI.36 montre le champ magnétique H_X pour les trois cas : sans blindage, avec blindage total ou partiel mesuré par la sonde (2) RSH 50-1 au-dessus du driverau centre de l'inductance à Z = 1,5 cm. On remarque que le champ magnétique diminue avec le blindage. Donc l'intensité du champ est moindre dans le cas du blindage total par rapport au blindage partiel bien que nous ayons mesuré le champ au-dessus de l'inductance, ce qui peut expliquer que le champ au-dessus de la LED n'est pas seulement généré par l'inductance, mais aussi par les composants voisins .

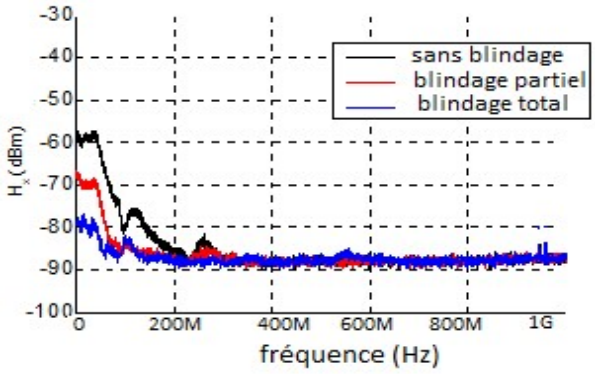


***Figure VI.36**. Champ magnétique de la composante H_X avec et sans blindage.*

La figure VI.37 montre le champ magnétique du composant H_Y au-dessus du driver au centre de l'inductance. On remarque que les émissions rayonnées avec le blindage sont réduites. On remarque aussi que le champ magnétique est presque identique entre les cas de blindage total et partiel. Le champ magnétique de la composante H_Z au-dessus du driver au centre de l'inductance, est plus intense dans le cas du blindage, puis une réduction vers les hautes fréquences comme le montre la figure IV.38. Ainsi, avec le blindage partiel le champ magnétique est presque réduit, et pour le blindage total les émissions rayonnées sont réduites encore plus que le blindage partiel. Après la fréquence 200MHz, nous observons que les emissions sont négligeables dans les cas de blindage.

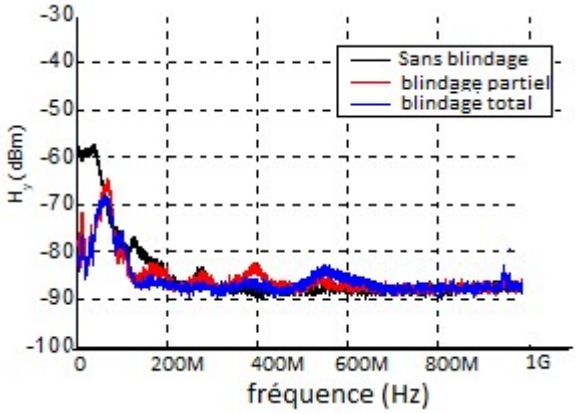


***Figure VI.37.** Champ magnétique de la composante H_Y avec et sans blindage.*

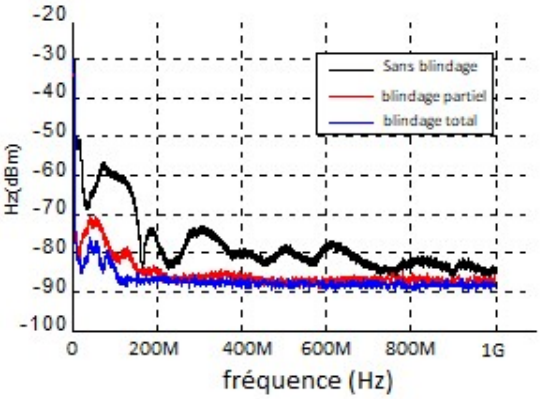


***Figure VI.38.** Champ magnétique de la composante H_Z avec et sans blindage.*

La figure VI.39 montre les cartographies du champ magnétique H_Z pour les trois cas. On remarque que les perturbations sont très importantes autour de l'inductance comme indiqué dans la première carte par la couleur rouge. Dans la deuxième on remarque de très faibles émissions rayonnées au-dessus de l'inductance comme montré avec la couleur bleue et verte. Dans le cas d'un blindage total de tout le circuit, le champ magnétique devient très faible dans toute la surface du driver comme montré par la couleur bleue.

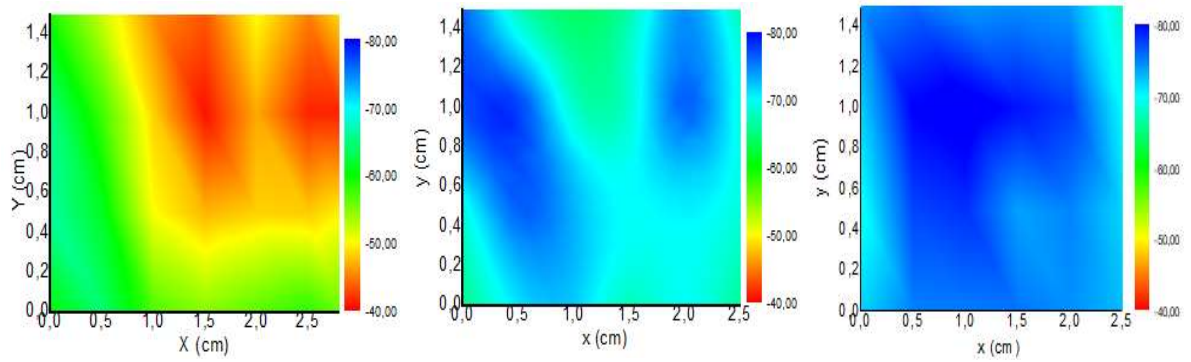


Figure VI.39. *Cartographies du champ magnétique H_Z au-dessus du driver à Z=1,5 cm avec et sans blindage : (a) sans blindage, (b) blindage partiel, (c) blindage complet.*

La figure VI.40 montre le champ magnétique H_Z au-dessus du driver en utilisant la sonde (1) qui a un diamètre de surface d'environ 25 mm. Nous avons mesuré le champ magnétique au centre du circuit qui est égal (x, y) = (1,4 cm, 0,8 cm) à la hauteur Z = 1,5 cm. Pour le blindage total ou partiel ou le double blindage, nous remarquons que les émissions rayonnées dans le cas du double blindage sont très faibles en raison de l'augmentation de l'épaisseur de l'aluminium, ensuite ces perturbations se réduisent vers les hautes fréquences. Pour le cas du blindage partiel de l'inductance, le champ magnétique se réduit et la marge entre le cas sans blindage et le blindage partiel définit l'effet du champ magnétique émis par l'inductance, et la marge entre le cas blindage partiel et le blindage total présentent l'effet du champ magnétique dû aux autres composants électronique.

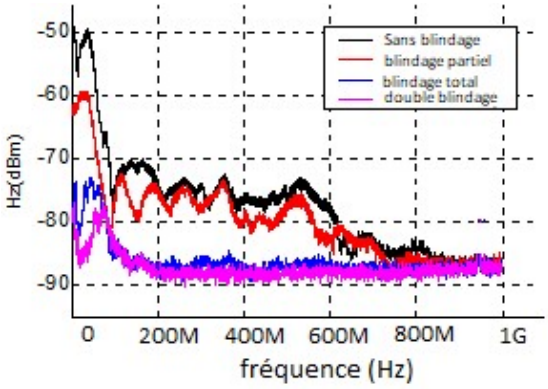


Figure VI.40. *Champ magnétique proche H_Z avec et sans blindage au centre du driver à Z = 1,5 cm mesuré avec la sonde RSH400-1.*

VI.5.2. Impact du blindage sur le câble du driver

Dans cette partie, nous avons étudié et quantifié le champ magnétique proche généré par le câble. La figure VI.41 présente le champ magnétique au-dessus du câble de la sortie de driver de H_X. Nous remarquons dans la figure que les émissions rayonnées avec et sans blindage sont presque identiques avec une réduction ces émissions pour toutes les cas. La figure VI.42 montre le champ magnetiqu H_Y, où l'on remarque une amplitude de champ magnétique très importante sans blindage et une réduction avec la présence du blindage.

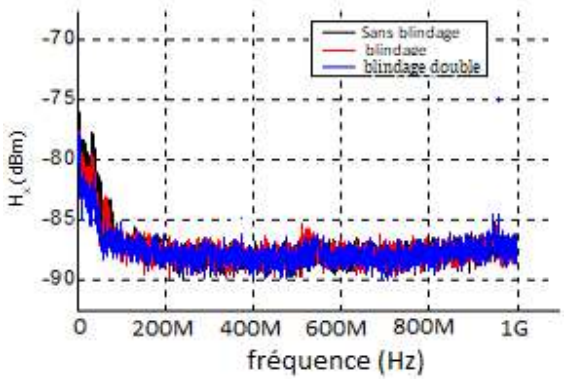


Figure VI.41. *Champ magnétique proche H_X au-dessus du câble de la lampe LED à (x, y) = (2, 0) et Z = 0,5 cm, avec et sans blindage.*

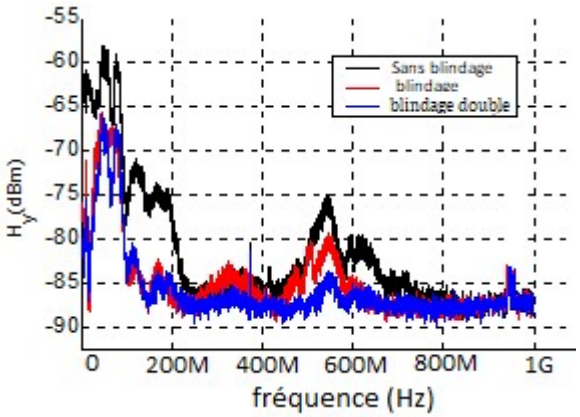


Figure VI.42. *Champ magnétique H_Y au-dessus du câble de la lampe LED à (x, y) = (2, 0) et Z = 0,5 cm, avec et sans blindage.*

La figure VI.43 montre une réduction très importante du champ magnetique H_Z dans le cas sans blindage. On remarque qu'avec un double blindage, le rayonnement est réduit, avec une marge entre -10dBm à la fréquence 50MHz, puis une réduction identique entre les deux cas vers les hautes fréquences.

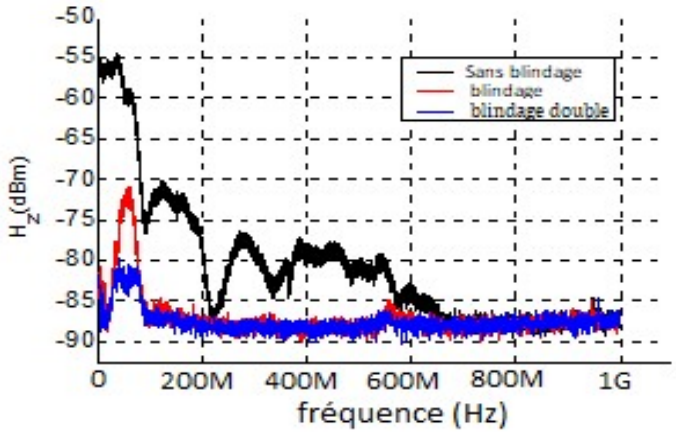


Figure VI.43. *Champ magnétique proche H_Z au-dessus du câble de la lampe LED à (x, y) = (2, 0) et Z = 0,5 cm, avec et sans blindage.*

VI.6. IMPACT DU BLINDAGE SUR LE CHAMP ELECTRIQUE

VI.6.1. Champ électrique E_Z avec et sans blindage mesuré par la sonde RSE 10

La figure VI.44 présente le champ électrique E_Z au-dessus du centre de l'inductance à Z = 1,5 cm en utilisant la sonde RSE 10. On remarque que les amplitudes du champ électrique sont très importantes dans le cas sans blindage, par contre pour le cas du blindage, une minimisation des émissions rayonnées vers les hautes fréquences est constatée.

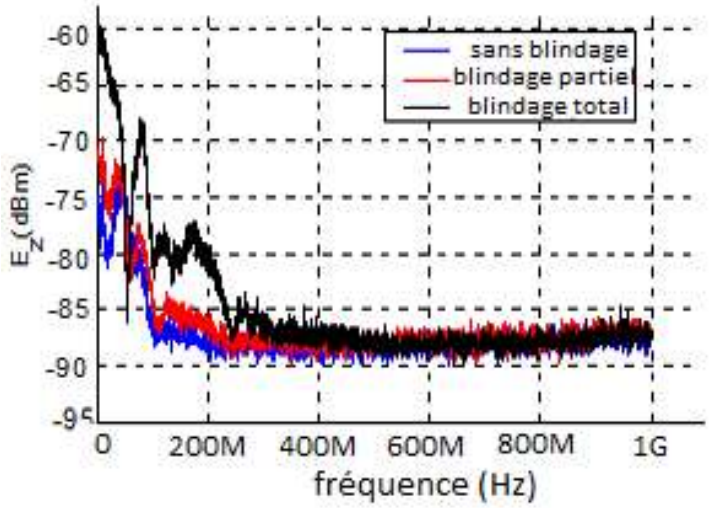


Figure VI.44. *Champ électrique au-dessus du centre de l'inductance à Z = 1,5 cm avec et sans blindage.*

La figure VI.45 présente les carthographies du champ électrique de la composante E_Z pour les trois cas en utilisant la même sonde RSE 10 qui se connecte directement avec l'analyseur de spectre. Les casétudiées sont : sans blindage, avec blindage partielet avec blindage total. Selon les carthographies obtenues, nous remarquons une réduction très importante du champ électrique de la composante E_Z.

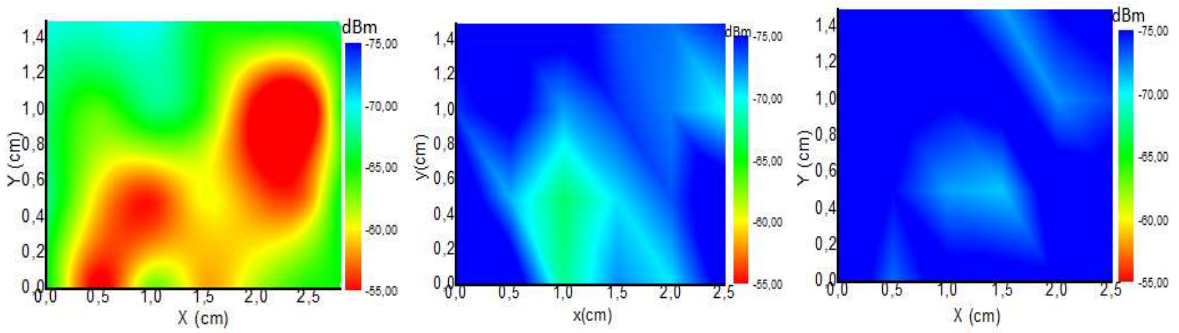


Figure VI.45. *Carthographies du champ électrique E_z au-dessus du driver avec et sans blindage : (a) sans blindage, (b) blindage partiel, (c) blindage complet.*

VI.6.2. Champ électrique E_Z avec et sans blindage mesuré par la sonde RSE 02

La Figure VI.46 montre les émissions du champ électrique rayonné E_Z mesuré avec la sonde RSE 02 de surface (5 cm x2 cm) au-dessus du driver à Z = 1,5 cm pour les différents cas : sans blindage, avec blindage partiel uniquement pour l'inductance, blindage total du driver et double blindage (total et partiel). On observe une réduction très importante dans le cas d'un double blindage, ainsi qu'une réduction moins importante pour le blindage total par rapport au blindage partiel. On remarque une minimisation des perturbations vers la haute fréquence.

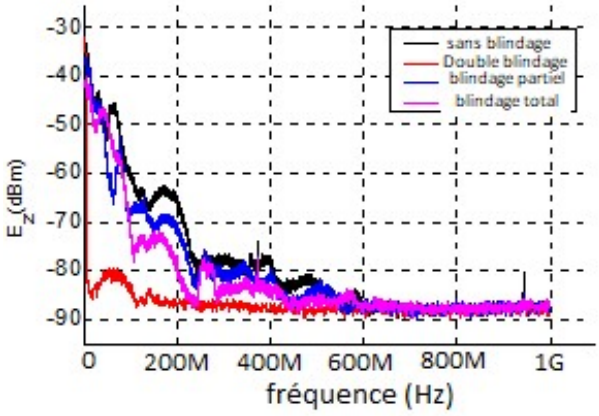


Figure VI.46. *Champ électrique E_z au-dessus du driver de LED mesuré par la sonde RSE 02 à Z = 1,5 cm.*

VI.7. PERTUBATIONS CONDUITES D'UNE LAMPE LED TYPE SPOT

Dans cette partie de travail, nous avons étudié l'impact de variation de la puissance des lampes de la même marque, sur les perturbations harmoniques à basse fréquence. Nous avons pris des lampes de puissances suivantes : *lampe 1*(6 W) et *lampe 2* (12 W) et nous avons étudié l'impact de la variation du mode d'éclairage sur les harmoniques à basse fréquence.

Le tableau VI.2 présente les caractéristiques géométriques, physiques et électriques des deux lampes que nous avons étudiées d'une marque étrangère "LED Pannel Light"[142].

Tableau VI.2. *Caractéristiques des lampes LED de type spot étudiées.*

LED Lamp Type Spot« LED Pannel Lignt »	Lampe 1	Lampe 2
Puissance (W)	6	12
Forme	Ronde	Ronde
Courant (mA)	25-45	25-45
Durée de vie (Heures)	30000	30000
Tension	170-24050Hz/60Hz	170-240 50Hz/60Hz
Temperature (°C)	-20°C to 50°C	-20°C to 50°C
CCT (K)	6400	6400
CRI	80	80
IP	20	20
Lumen (LM)	270	540
Holdsize (mm)	75	110

Le tableau VI.3 montre les casétudiés pour la mesure des harmoniques. Nous avons pris une seule lampe de 6 W, une seule lampe de 12 W et ensuite les deux lampes branchés en parallèle.

Tableau VI.3. *Cas étudiés pour la détermination des interférences électromagnétiques.*

Cas étudié	Lampes
Cas1	Lampe 1 (P = 6 W)
Cas 2	Lampe 2 (P = 12 W)
Cas 3	Les deux lampes en parallèle

Le tableau VI.4 montre les différents modes d'éclairage de chaque lampe. Nous avons étudié trois modes : le mode 1 exprime la lumière blanche, le mode 2 montre la lumière colorée et le mode 3 exprime la lumière mixte (blanche + couleur) comme le montre la figure VI.47 qui présente une photographie des différents modes d'éclairage de la lampe LED de type spot.



Figure VI.47. *Différents modes d'éclairage de lampes LED de type Spot.*

Tableau VI.4. *Modes d'éclairage étudiés.*

Mode d'éclairage	*Couleur d'éclairage*
Mode 1	*blanc*
Mode 2	*Coloré*
Mode 3	*Mixe (Blanc+ couleur)*

VI.7.1. Etude des perturbations à basse fréquence (BF)

La détermination des perturbations électromagnétiques à basse fréquence nécessite une réalisation d'un banc expérimental qui se base sur l'existence des lampes d'éclairages à LED. Les deux figures VI.48 et VI.49 montrent respectivement un schéma descriptif et une photographie du banc expérimental qu'on a réalisé au laboratoire pour la mesure les harmoniques et le taux de distorsion harmonique pour chaque cas : lampe (P = 6 W), lampe (P = 12 W) et les deux lampes en parallèle. Le banc expérimental se compose des dispositifs suivants : les lampes, la source alternative 220 V, une sonde ampérométrique, l'analyseur de qualité qui permet de mesurer la qualité d'énergie, un ordinateur pour visualiser et enregistrer les résultats obtenus.

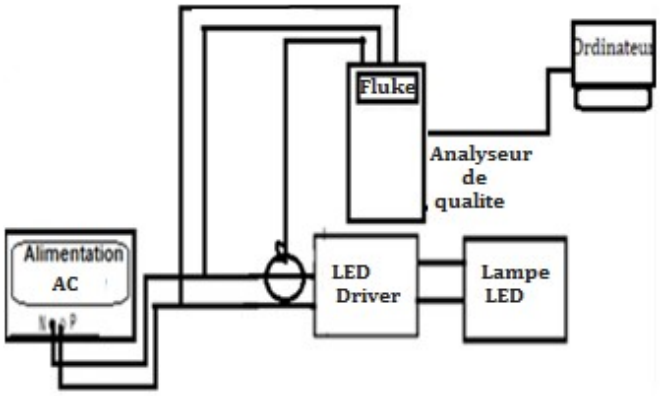


Figure VI.48. *Schéma descriptif du banc expérimental pour la mesure des harmoniques générés par la lampe LED de type spot.*



Figure VI.49.*Photographie du banc de mesure des harmoniques générés par les lampes LEDs.*

D'après les mesures, nous avons obtenus les résultats donnés à la figure VI.50 qu'illustre le taux de distorsion harmonique THD de la tension. Nous remarquons que le THD est très faible, il est égale 3,5%, ce qui implique l'absence des harmoniques de tension. On remarque que la forme de la tension et la valeur maximale ne varie pas pour différentes lampes étudiées.

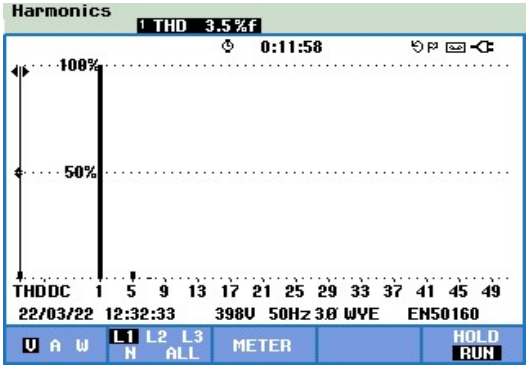
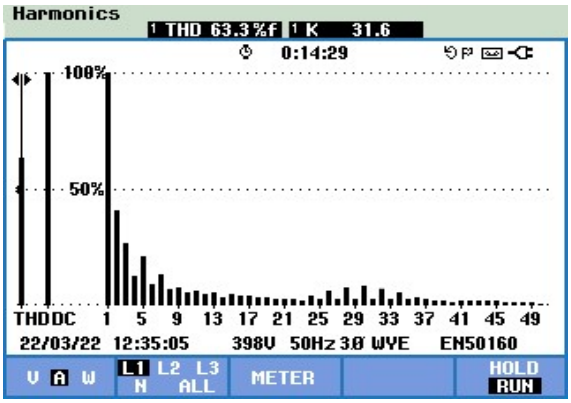
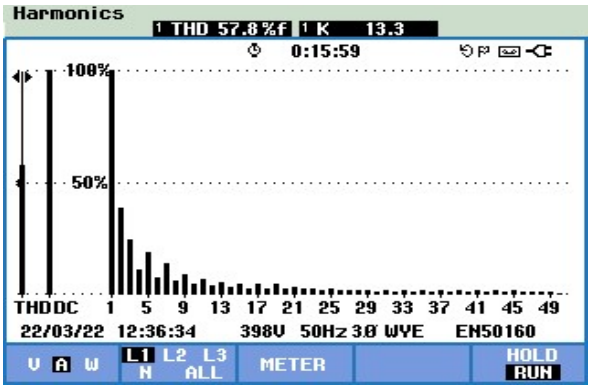


Figure VI.50. *Harmoniques de la tension d'alimentation de la lampe LED de type spot.*

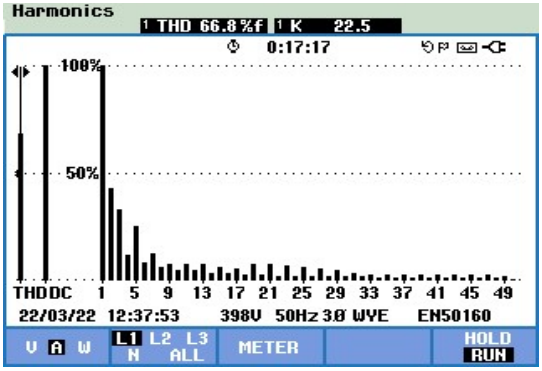
La figure VI.51 illustre les graphes obtenus par les mesures expérimentales des harmoniques du courant et le THD générés par la lampe LED de type spot de puissance P = 6 W, pour les trois modes d'éclairage. On remarque les harmoniques impaires de l'ordre 3ème, 5ème, 7ème qui sont très élevés. Le THD dépasse 50% pour les trois modes d'éclairages. Le mode 3 présente un taux de distorsion harmonique plus grand que les deux autres modes.



(a)



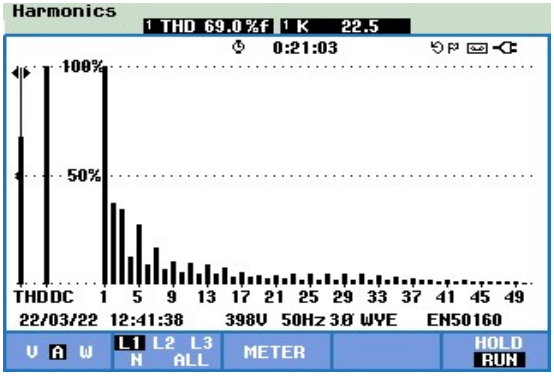
(b)



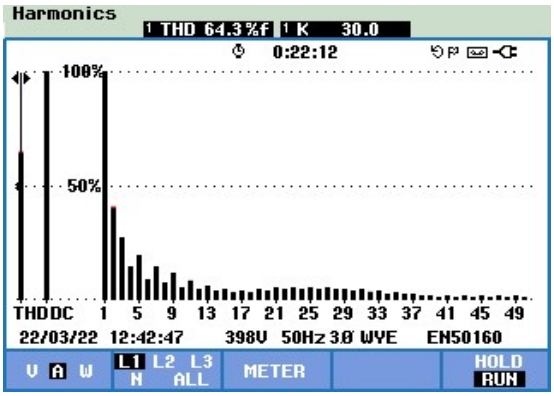
(c)

Figure VI.51. *Harmoniques du courant de la lampe LED de type spot de puissance P = 6 W : (a) mode 1, (b) mode 2, (c) mode 3.*

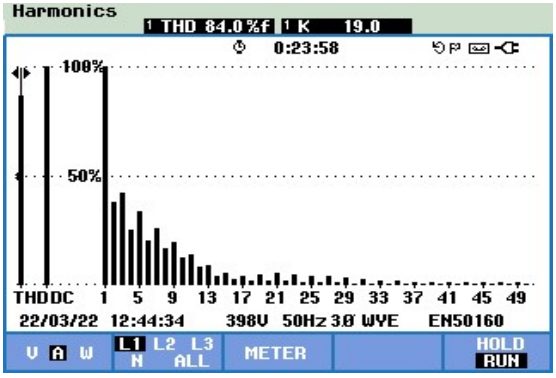
La figure VI.52 montre les spectres des harmoniques du courant généré par la deuxième lampe de puissance *P*= 12 W de la même marque. On remarque une augmentation des harmoniques d'ordre 3ème, 5ème, 7ème, etc... Le THD et le facteur de courant K augmentent avec le changement du mode d'éclairage du mode 1 au mode 3. Nous observons une augmentation de THD et de K pour la lampe *P* = 12 W par rapport à la lampe de puissance *P* = 6 W.



(a)



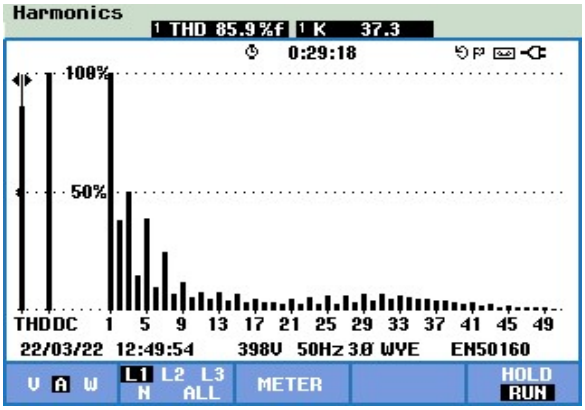
(b)



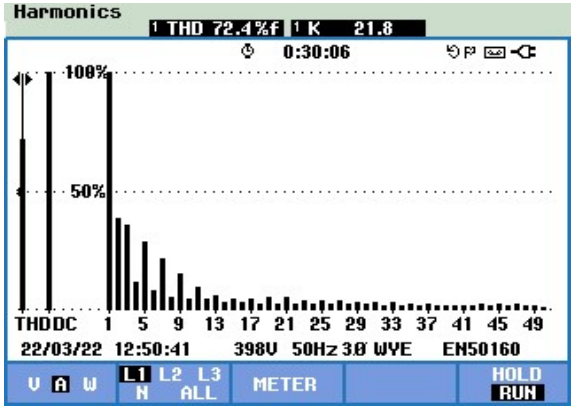
(c)

Figure VI.52. *Harmoniques du courant de la lampe LEDde type spot de puissance P = 12 W : (a) mode 1, (b) mode 2, (c) mode 3.*

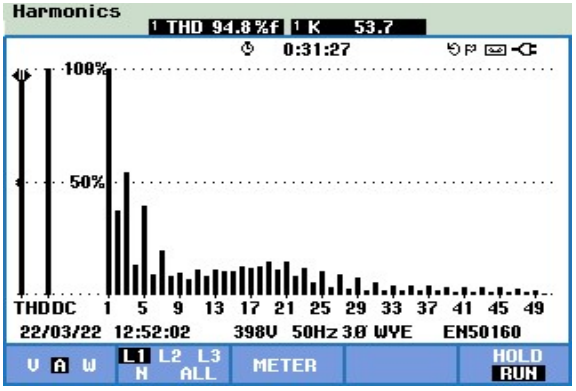
La figure VI.53 montre les harmoniques de courant pour le cas des deux lampes alimentées en parallèle pour les trois modes d'éclairage. Nous remarquons que le THD et le facteur de courant K augmentent plus pour les trois modes par rapport aux deux cas précédents. La troisième harmonique atteint ou dépasse 50% du courant fondamental pour le premier et le troisième mode comme le montre la figure VI.53(a) et (c).



(a)



(b)



(c)

Figure VI.53. *Harmoniques du courant pour les deux lampes branchées en parallèle : (a) mode 1, (b) mode 2, (c) mode 3.*

Nous pouvons voir qu'à partir des résultats des figures VI-51, VI.52 et VI.53 que les harmoniques impairs et le taux de distorsion harmonique augmente avec l'augmentation de la puissance de la lampe LED, aussi que pour le fonctionnement des deux lampes en parallèle.

VI.7.2. Etude des perturbations à haute fréquence (HF)

La figure VI.54 montre une photographie du banc de mesure des perturbations électromagnétiques réalisé au laboratoire APELEC.

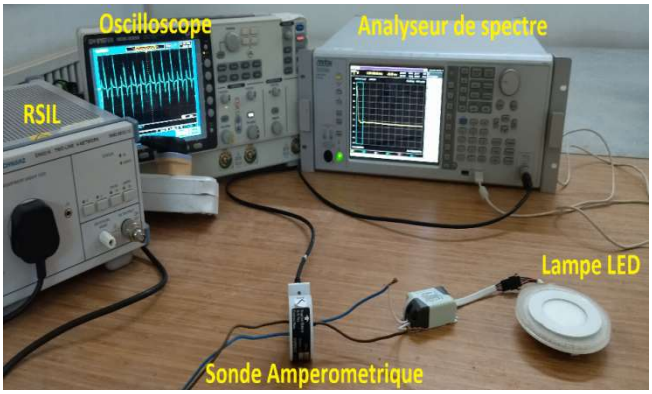


Figure VI.54. *Photographie du banc de mesure des perturbations électromagnétiques conduites HF.*

Dans les expériences de la figure VI.54, on a utilisé:

- Une lampe LED type spot [LED power light] de puissance 6 W et 12W.
- Oscilloscope de visualisation.
- Réseau stabilisateur d'impédance de ligne(RSIL).
- Sonde ampérométrique (capteur de courant).
- Analyseur de spectre.

D'après les mesures, nous avons obtenus les résultats montrés dans la figure VI.55 qu'illustre le courant de ligne I_{lin}dans la lampe LED.

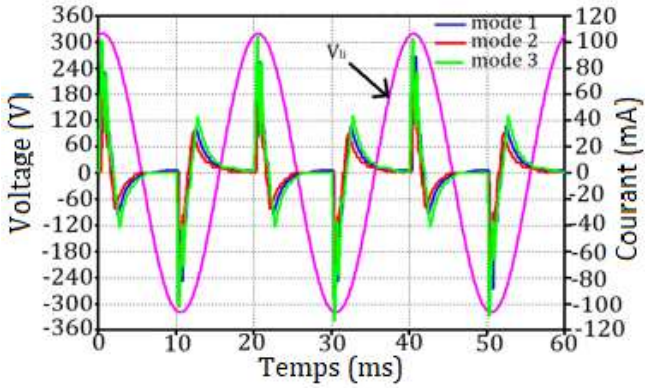


Figure VI.55. *Tension et courant de ligne pour différents modes d'éclairage de la lampe LED P = 6 W.*

A partir du courant de ligne I_{lin} représenté dans la figure VI.55, on remarque que les courbes ne sont pas purement sinusoïdales. Elles présentent des déformations, le signal de courant malgré que le courant demandé par la LED est un signal périodique de période rigoureusement identique à la sinusoïde initiale mais de forme très différente à cause de la charge non linéaire, car les redresseurs AC/DC sont des sources de pollution.

La figure VI.56 présente les spectres du courant de ligne, où l'on constate dans la zone des basses fréquences, des harmoniques avec des pics très importants, surtout dans le mode d'éclairage 3, puis une diminution vers les hautes fréquences.

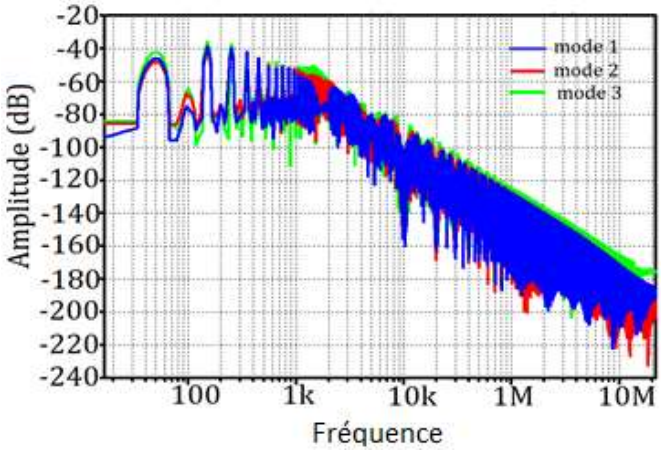


Figure VI.56. *Spectre du courant de ligne pour différents modes d'éclairage de la lampe LED P = 6 W.*

Les figures VI.57 et VI.58 montrent le courant de ligne pour les différents cas : lampe P = 6 W (seule), lampe P = 12 W (seule) et les deux lampes connectées en parallèle pour le mode d'éclairage 1 dans les deux domaines, où on remarque à la figure VI.57 que le courant est un signal de forme périodique de période rigoureusement identique à la sinusoïde initiale mais de forme très différente à cause de la présence de la charge non linéaire, ainsi nous observons qu'avec l'augmentation de la puissance de la lampe LED, l'amplitude du courant augmente également.

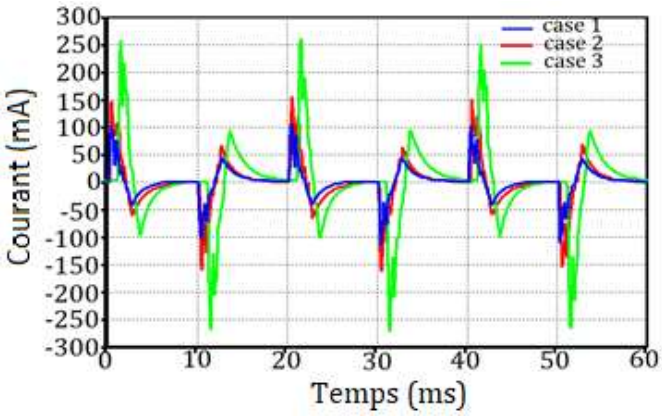


Figure VI.57. *Courant de ligne pour différents cas deLampes LED.*

La figure VI.58 présente le courant de ligne dans le domaine fréquentiel, où l'on remarque les harmoniques impaires dans les basses fréquences avec un phénomène oscillatoire qui implique le blocage des diodes de redressement. Ainsi les perturbations augmentent avec l'augmentation de la puissance de la lampe LED de type Spot, puis une réduction vers les hautes fréquences pour les trois cas.

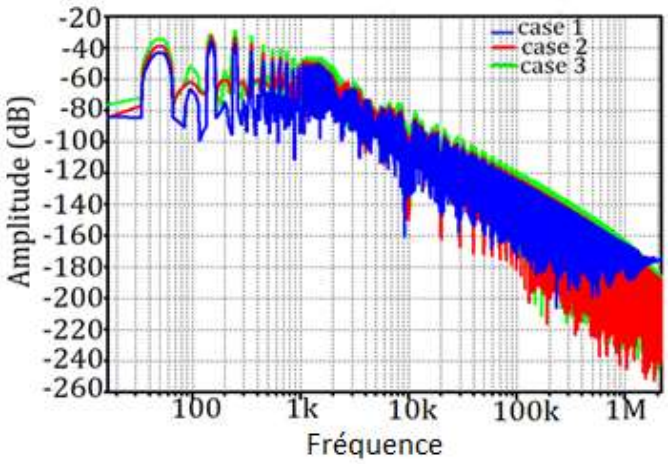


Figure VI.58. *Spectres du courant de ligne pour différents cas de lampes LED.*

VI.7.2.1. Etude des perturbations en mode commun MD

VI.7.2.1.1. Impact du mode d'éclairage sur les perturbations

Les figures VI.59 et VI.60 montrent l'impact de variation du mode d'éclairage sur les perturbations conduites en mode commun dans le domaine temporel et fréquentiel respectivement pour la lampe P = 6 W.

Nous remarquons dans le domaine temporel que le bruit conduit est d'environ 2 mA, une petite augmentation avec la variation du mode d'éclairage comme indiqué par la couleur verte dans le mode 3, avec des pics. Pour la figure VI.60, on observe un phénomène oscillatoire dû au blocage de la diode, puis une diminution vers les hautes fréquences.

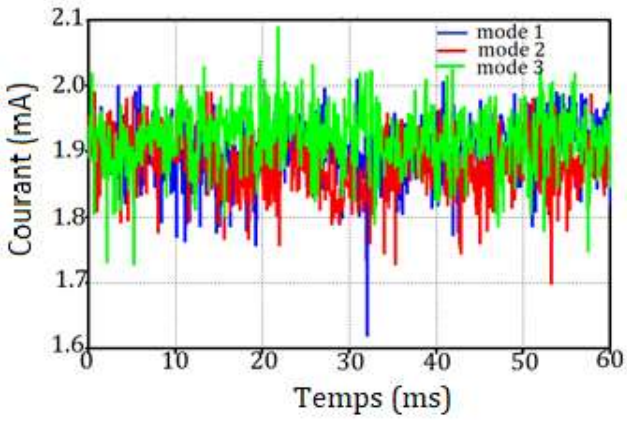


Figure IV.59. *Courant en MC pour les différents modes d'éclairage de la lampe LED P = 6 W.*

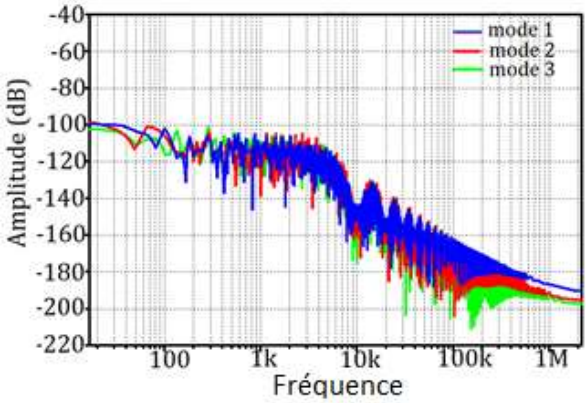


Figure IV.60. *Spectres de courant en MC pour les différents modes d'éclairage de la lampe LED P = 6 W.*

VI.7.2.1.2. Impact du cas de lampes utilisées

Les figures VI.61 et VI.62 présentent l'impact de variation des cas de mesure des perturbations électromagnétiques en mode commun dans le domaine temporel et fréquentiel dans les lampes LED. On observe une augmentation de ces perturbations avec l'augmentation de la puissance. Par exemple pour le cas 3 qui représente les deux lampes (P = 6 W et P = 12 W) connectées en parallèle avec une oscillation rapide. Pour la figure VI.62, on observe un phénomène oscillatoire puis une minimisation vers les hautes fréquences.

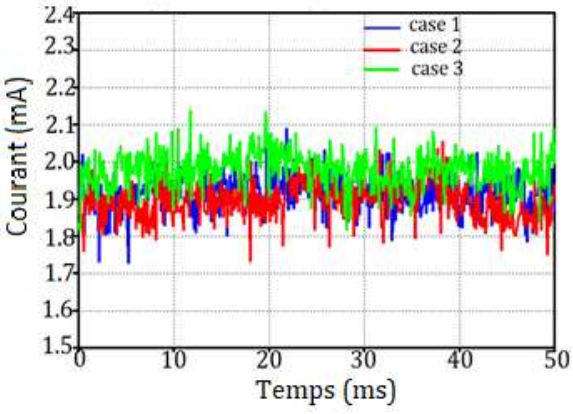


Figure VI.61. *Reponse temporelle du courant en mode commun pour les différents cas étudiés, avec le mode d'éclairage 1.*

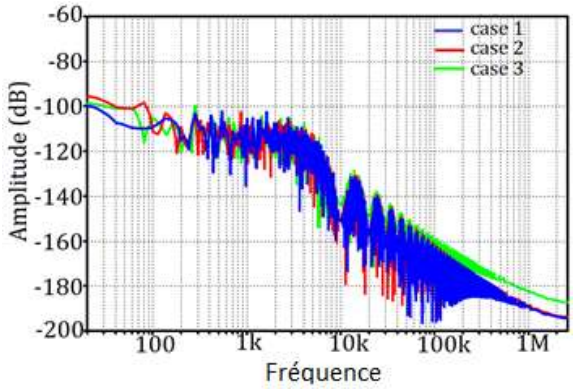


Figure VI.62. *Spectres du courant en mode commun pour les différents cas étudiés, avec le mode d'éclairage 1.*

VI.7.2.2. Etude des perturbations en mode différentiel MD

VI.7.2.2.1. Impact du mode d'éclairage sur les perturbations

Les figures VI.63 et VI.64 montrent l'impact de variation du mode d'éclairage sur les perturbations électromagnétiques en mode différentiel de la lampe LED pour le cas 1 (P = 6 W) dans le domaine temporel et fréquentiel respectivement. On observe des pics de perturbation périodiques, augmentant avec la variation du mode d'éclairage 1 à 3 comme indiqué sur la figure VI.63. Pour la figure VI.64, on observe des perturbations dans la gamme de fréquences pour le mode 3 plus importante que les autres modes d'éclairage. Nous constatons après la fréquence f = 1 kHz une réduction des émissions conduites vers les hautes fréquences.

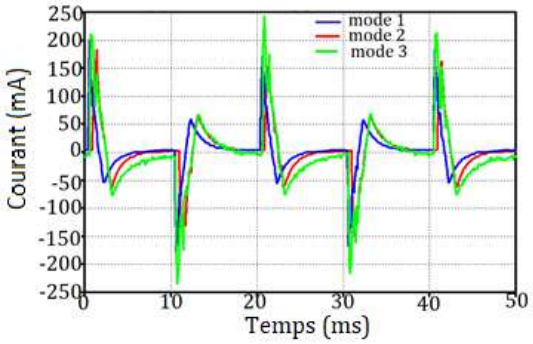


Figure VI.63. *Courant en MD pour les différents modes d'éclairage de la lampe LED P = 6 W.*

.

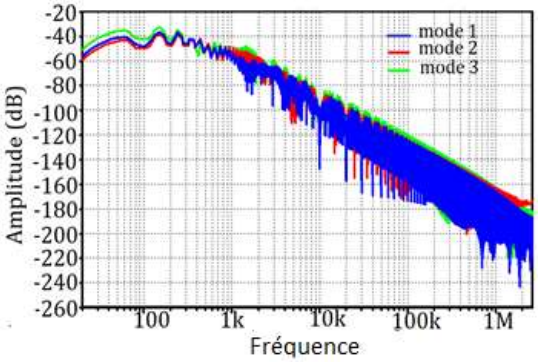


Figure VI.64*. Spectres de courant en MD pour les différents modes d'éclairage de la lampe LED P = 6 W.*

VI.7.2.2.2. Impact du cas de lampes utilisées

Les figures VI.65 et VI.66 donnent le spectre de courant en mode différentiel pour les 3 cas étudiés dans le domaine temporel et fréquentiel. Nous remarquons que les perturbations électromagnétiques sont très importantes dans la basse fréquence, et réduites vers les hautes fréquences. Les perturbations en mode différentiel dans le cas de la lampe 6 W sont moins intenses que celles de la lampe 12 W.

D'après les résultats obtenus dans les deux modes des perturbations conduites, nous remarquons que les interférences dans le mode commun est plus intense que le mode différentiel. Ainsi on remarque que les pics de perturbations dans la lampe de puissance 6 W sont moins importants que dans la lampe de 12 W.

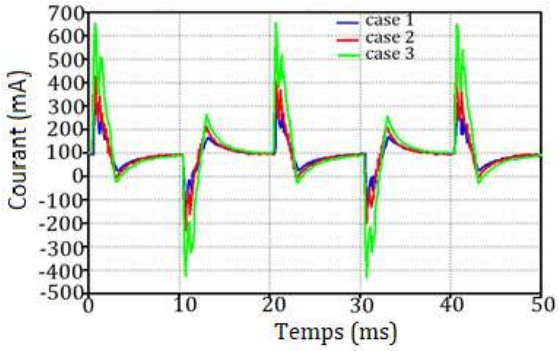


Figure VI.65. *Reponse temporelle du courant en mode différentiel pour les différents cas étudiés, avec le mode d'éclairage 1.*

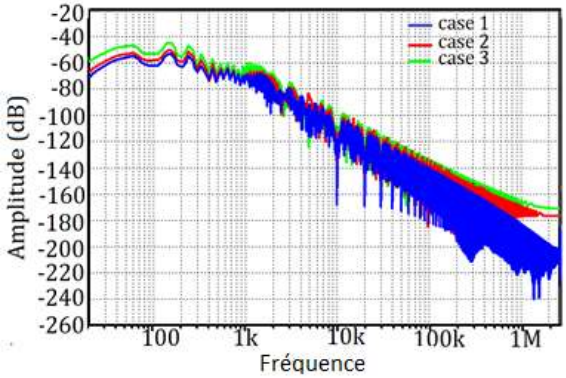


Figure VI.66*. Spectres du courant en mode différentiel pour les différents cas étudiés, avec le mode d'éclairage 1.*

VI.8. MESURE DU CHAMP MAGNETIQUE PROCHE D'UNE LAMPE LED TYPE SPOT

VI.8.1. Banc de mesure du champ magnétique

La figure VI.67 montre le schéma électrique du driver, qui se base sur la conversion d'énergie alternative-continu AC/DC par un pont de redressement (MB10s),avec les composants passif (inductance, condensateurs et résistances) et les composants actifs (diode de puissance, IC control s4312). La figure VI.68 illustre le photographie de circuits imprime du driver qui est alimenté directement avec le réseau

électrique 220 V-50 Hz. La sortie du driver est connectée directement avec la lampe LED.

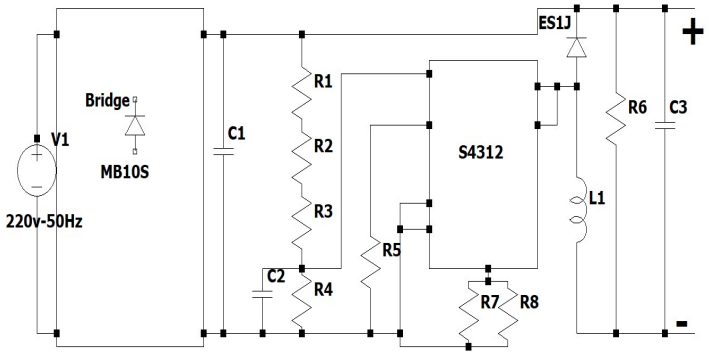


Figure VI.67. *Schéma descriptif du driver LED étudié.*

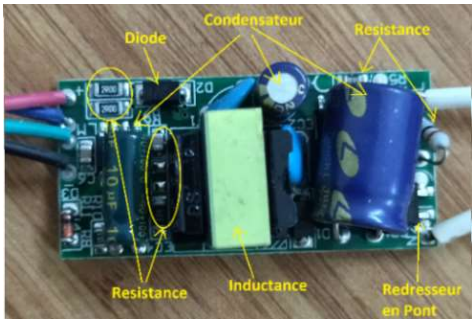


Figure VI.68. *Photographie du driver de la lampe de type spot étudié.*

La figure VI.69 présente le banc de mesure du champ magnétique par un balayage sur le driver de la lampe LED. Nous avons pris deux lampes de la même marque, et de puissances différentes P = 6 W et P = 12 W. Chaque lampe a trois mode d'éclairage, afin de quantifier le champ magnétique proche mesuré par la sonde de type Tekbox. Le but de ce travail est d'étudier l'impact de la variation de la distance et de la sonde magnétique sur le centre de l'inductance du driver pour les trois directions de la lampe de P = 6 W et P = 12 W, puis un balayage sur la surface du driver (x, y)= (4cm ; 1,5cm). On a aussi étudié l'impact de la variation du mode d'éclairage pour chaque lampe. Les résultats obtenus sont discutés et comparés afin de comprendre l'impact de la variation de la puissance et du mode d'éclairage de la lampe LED sur les émissions magnétiques rayonnées [143].

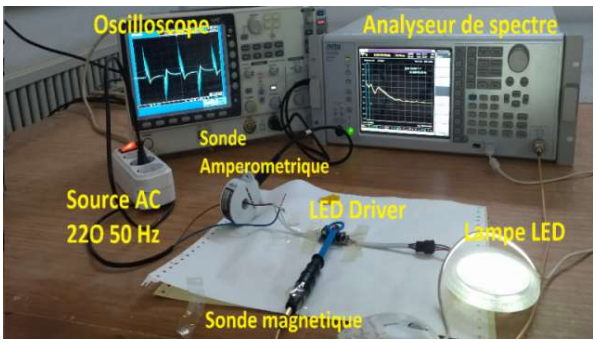


Figure VI.69. *Photographie du banc de mesure du champ magnétique proche au-dessus du driver.*

VI.8.2. Sonde de champ magnétique Type TEKBOX EMC

Les sondes H5, H10, H20 sont des sondes de champ magnétique pour les mesures de pré-conformité CEM des émissions rayonnées comme indiqué dans la figure VI.70. Elles servent à localiser et à identifier les sources potentielles d'interférence dans les blocs de construction des assemblages électroniques. Les sondes agissent comme des antennes à large bande, captant les émissions rayonnées par les composants, les tracés du circuit imprimé, les ouvertures ou les interstices du boîtier et par toute autre partie susceptible d'émettre des radiofréquences RF. Les sondes sont généralement connectées à un analyseur de spectre. Le balayage de la sonde sur la surface d'un assemblage de PCB ou d'un boîtier permet d'identifier rapidement les endroits qui émettent des radiations électromagnétiques. En adoptant une sonde de plus petite taille, l'origine des émissions peut être mieux cernée [144].

Les caractéristiques des sondes magnétiques de type TEKBOX EMC Probe sont les suivantes : [144]

- Conception mince pour un bon accès entre les composants étroitement espacés.

- Boucles blindées pour éviter de capter le bruit de mode commun ; insensible à la main humaine.

- Gamme de fréquences : jusqu'à 6 GHz, voir les diagrammes de couplage des sondes respectives.

- Connecteurs SMB pour éviter de tordre le câble RF lors du balayage des objets sous test.

- Isolés avec un revêtement

Le tableau VI.5 présente les dimensions des sondes magnétiques que nous avons utilisées dans notre travail de type Tekbox EMC Probe.

Tableau VI.5. *Dimensions des sondes magnétiques.*

Sonde H	Longeur (mm)	Boucle(mm)
H20	170	20
H10	170	10
H5	170	5



Figure VI.70. *Sondes magnétiques de type Tekbox EMC pour la mesure du champ magnétique proche.*

VI.8.3. Impact du mode d'éclairage sur le champ magnétique

Dans cette partie, nous avons mesuré le champ magnétique au-dessus du driver pour les différents modes d'éclairage de la lampe LED de type Spot, nous avons commencé par la lampe de P = 6 W.

VI.8.3.1. Lampe de puissance 6W

La figure VI.71montre le champ magnétique de toutes les composantes mesurées par la sonde H20 à Z = 1,5 cm au-dessus du centre de l'inductance pour le mode d'éclairage 1 de la lampe P = 6 W. On remarque que le champ magnétique H_Z est plus grand que les autres composantes. On peut expliquer ça par la surface des lignes de flux magnétique générés pas l'inductance, ensuite il y a une diminution vers les hautes fréquences.

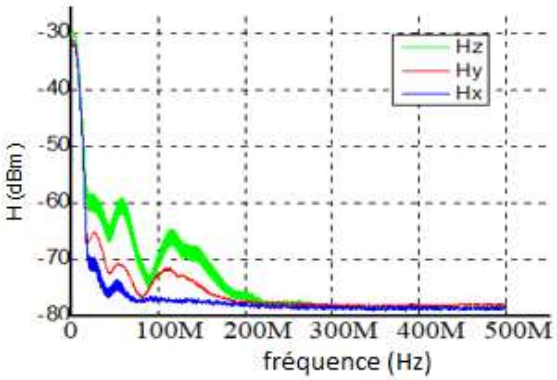


***Figure VI.71**. Champ magnétique mesuré par la sonde H20 à Z = 1,5 cm au-dessus du centre de l'inductance pour le mode d'éclairage 1 de la lampe de type spot de puissance 6 W.*

La figure VI.72 montre le champ magnétique H_X mesuré par la sonde H20 émis par l'inductance au-dessus de son centre en fonction du mode d'éclairage pour la lampe (P = 6 W). On remarque que les émissions rayonnées augmentent avec le mode d'eclairage 3 avec une réduction du champ magnétique vers les hautes frequences.

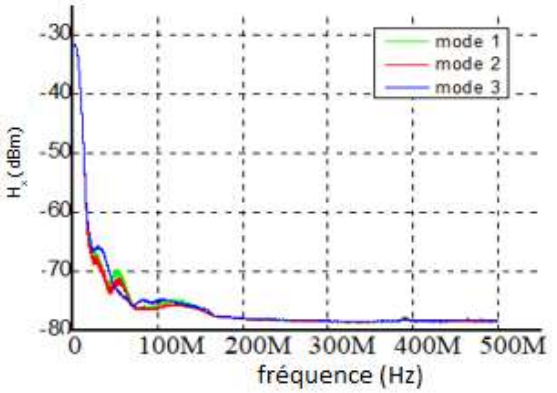


***Figure IV.72**. Champ magnétique H_X mesuré par la sonde H20 en fonction les différents modes d'éclairage à Z = 1,5 cm au-dessus du centre de l'inductance du driver.*

Figure VI.73 montre le champ magnétique H_Y mesuré par la sonde H20 émis par l'inductance au-dessus de son centre à Z = 1,5 cm en fonction du mode d'eclairage. On

remarque que les émissions rayonnées dans le mode 3 est plus grand que les autres modes,ensuite une reduction vers les hautes frequences.

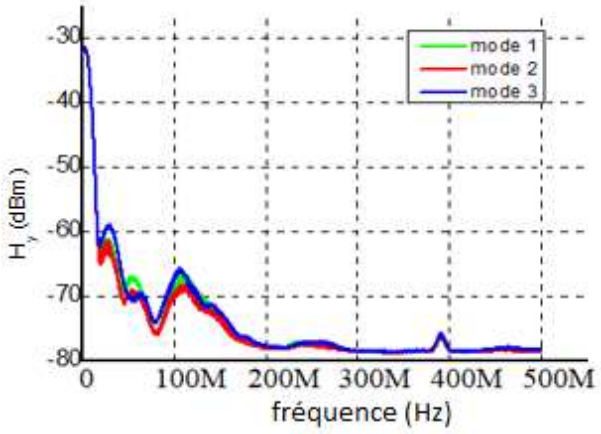


Figure VI.73.*Champ magnétique H_Y mesuré par la sonde H20 en fonction les différents modes d'éclairage à Z = 1,5 cm au-dessus du centre de l'inductance du driver.*

La figure VI.74 montre le champ magnétique H_Z mesurépar la sonde H20 émis par l'inductance au-dessus de son centre à Z = 1,5 cm pour une lamp LED de puissance P = 6 W en fonction du mode d'eclairage. On remarque que les émissions rayonnées dans le mode d'eclairage 3 est plus grand que les autres modes, même plus grand que les autres direction x, *y* qui dépasse -65 dBm, puis une minimisation aprés 100 MHz vers les hautes fréquences.

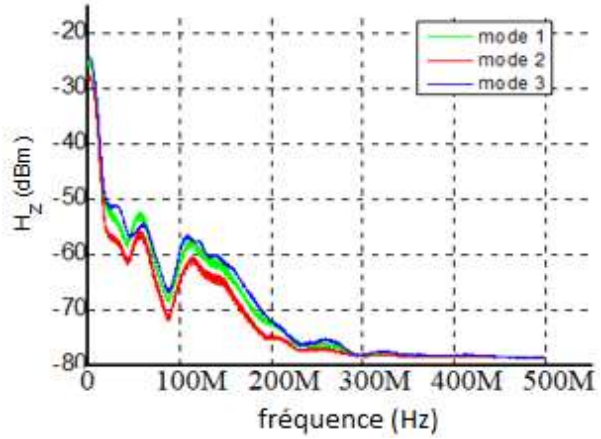
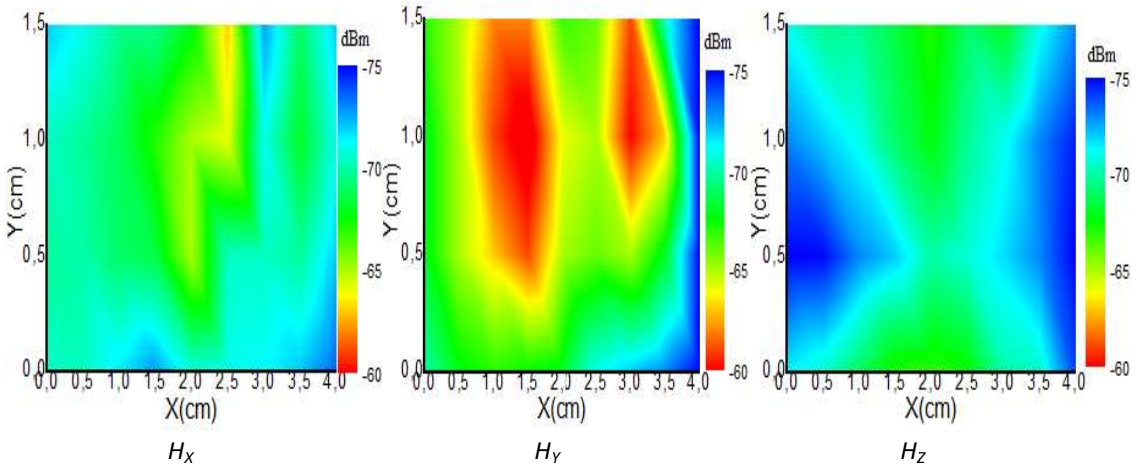


Figure VI.74. *Champ magnétique H_Z mesuré par la sonde H20 en fonction les différents modes d'éclairage à Z =1,5 cm au-dessus du centre de l'inductance du driver.*

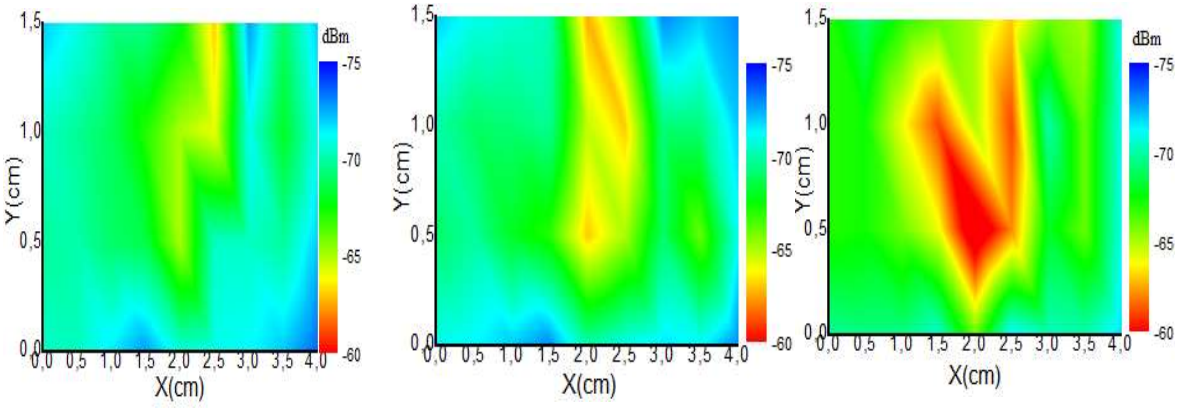
La figure VI.75 montre la cartographie du champ magnétique sur le surface du driver (x, y)=(4 cm, 1,5 cm) pour toutes les composantes mesurées par la sonde H10 à Z = 1,5 cm pour la lampe P = 6 W. On remarque que l'émission magnétique H_Z est très importante par rapport aux autres composantes qui dépasse -67 dB comme indiqué par la couleur rouge qui est située proche de l'inductance, puis les composantes H_Y et H_X.



H_X H_Y H_Z

Figure VI.75. *Cartographies du champ magnétique de toutes les composantes mesurées par la sonde H10 à Z = 1,5 cm au-dessus du driver avec le mode d'éclairage 1.*

La figure VI.76 montre les carthographies du champ magnétique H_X pour les trois modes d'éclairage mesurés avec la sonde H10 à Z = 1,5 cm au-dessus de la surface du driver pour la lampe P = 6 W. On remarque que les émissions rayonnées dans le mode 3 est plus grand que les autres modes comme indiqué par la couleur verte. La figure VI.77 montre les carthographies de H_Y, où l'on remarque également que pour le mode 3 le champ magnétique est plus intense que les autres modeset que les émissions rayonnées sont situées dans le centre du driver et de l'inductance comme indiqué par la couleur rouge. La figure VI.78 illustre les cartographies H_Z pour les trois modes d'éclairage, où l'on peut voir que le champ H_Z est supérieur aux autres composantes au-dessus du driver, quel que soit le mode d'éclairage. On peut donc voir que pour le mode d'éclairage 3 le champ magnétique H_Z est très intense, comme indiquépar la couleur rouge sur la majorité de la surface du driver, ce qui exprime que le champ magnétique dépasse la limite de la norme CISPR 11 à -67 dB entre 30 MHz-230 MHz.



Mode 1 Mode 2 Mode 3

Figure VI.76*. Cartographies du champ magnétique H_X à Z = 1,5 cm au-dessus de la surface de driver pour les différents modes d'éclairage.*

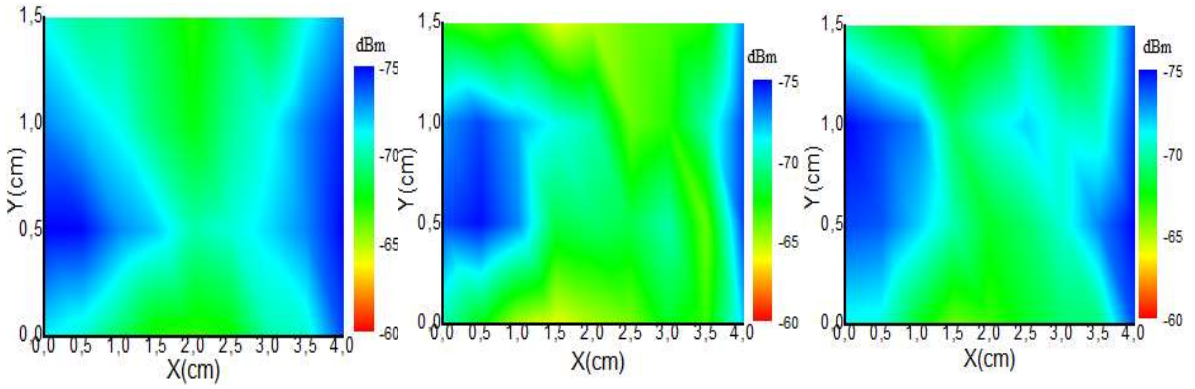


Figure VI.77*.Cartographies du champ magnétique H_Y à Z = 1,5 cm au-dessus de la surface de driver pour les différents modes d'éclairage.*

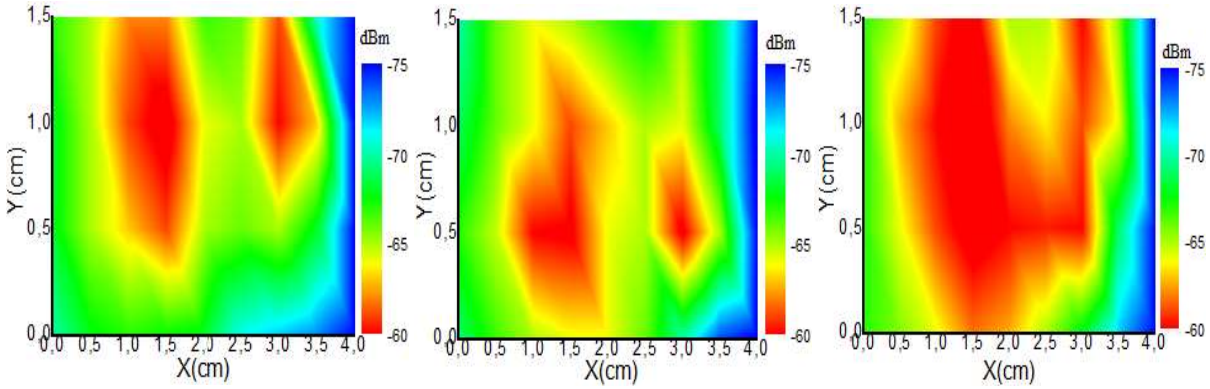


Figure VI.78*.Cartographies du champ magnétique H_Z à Z = 1,5 cm au-dessus de la surface de driver pour les différents modes d'éclairage.*

VI.8.3.2. Lampe de puissance 12W

La figureVI.79 présente le champ magnétique proche de toutes les composantes mesuré par la sonde H20 à Z = 1,5 cm au-dessus du centre de l'inductance pour le mode d'éclairage 1 de la lampe de P=12 W. On constate que le champ magnétique H_Z est plus grand que les autres composantes et plus grand que pour la lampe de P = 6 W qui dépasse -60 dBm, puis une minimisation vers les hautes fréquences.

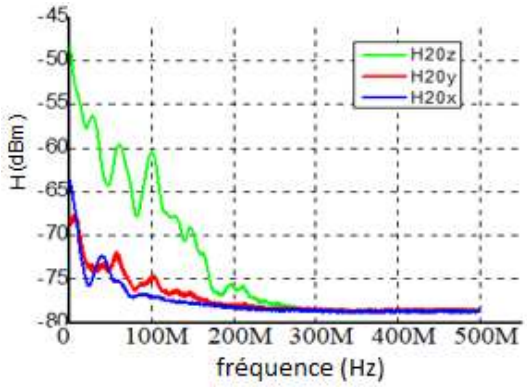


Figure VI.79. *Champ magnétique proche de toutes les composantes mesurées par la sonde H20 à Z = 1,5 cm au-dessus du centre de l'inductance pour le mode d'éclairage 1 de la lampe P = 12 W.*

La figure VI.80 montre le champ magnétique H_X émis par l'inductance au-dessus de son centre en fonction du mode d'éclairage pour la lampe de puissance P = 12 W. On remarque que les émissions rayonnées augmentent dans le mode d'eclairage 3 plus que les autres modes, avec une réduction du champ magnétique vers les hautes fréquences.

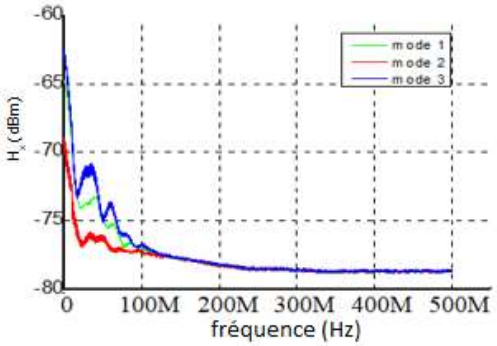


Figure VI.80. *Champ magnétique H_X mesuré par la sonde H20 en fonction des différents modes d'éclairage à Z = 1,5 cm au-dessus du centre de l'inductance et du driver pour la lampe P = 12 W.*

Les figures VI.81 et VI.82 montrent le champ magnétique respectivement H_Y et H_Z émis par l'inductance au-dessus de son centre à Z = 1,5 cm en fonction des différents modes d'éclairage pour une lampe P = 12 W. On remarque que les émissions rayonnées dans le mode 3 est plus grand que les autres modes, ensuite une réduction vers les hautes fréquences.

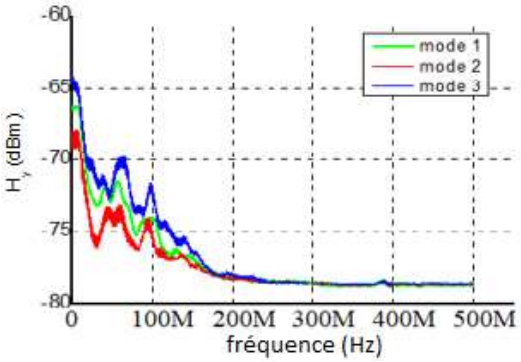


Figure VI.81.*Champ magnétique H_Y mesuré par la sonde H20 en fonction des différents modes d'éclairage à Z = 1,5 cm au-dessus du centre de l'inductance et du driver pour la lampe P = 12 W.*

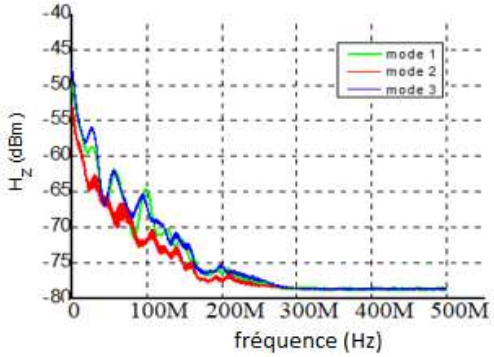


Figure VI.82*.Champ magnétique H_Z mesuré par la sonde H20 en fonction des différents modes d'éclairage à Z = 1,5 cm au-dessus du centre de l'inductance et du driver pour la lampe P = 12 W.*

VI.8.4. Impact de la variation de la hauteur sur le champ magnétique

Dans cette partie, nous avons étudié l'impact de la variation de la distance au-dessus du driver sur le champ magnétique pour les deux lampes de même marqueet de puissance P = 6 W et P = 12 W.

VI.8.4.1. Lampe de puissance 6 W

La figure VI.83 montre le champ magnétique H_X émis par l'inductance au-dessus de son centre mesuré par la sonde H20 en fonction de la hauteur Z avec le mode d'éclairage 1 (blanc). On remarque que les émissions rayonnées augmentent avec la réduction de la hauteur entre le centre de l'inductance et le point de mesure, puis une minimisation vers 100 MHz.

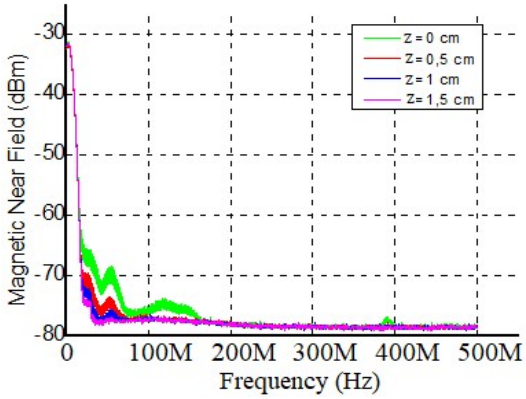


***Figure VI.83**. Champ magnétique H_X mesuré par la sonde H20 pour différentes hauteurs au-dessus du centre de l'inductance avec le mode d'éclairage 1 pour la lampe de 6 W.*

La figure VI.84 présente la composante H_Y où l'on remarque que le champ magnétique augmente avec la diminution de la hauteur au-dessus du centre de l'inductance. On observe aussi que le champ H_Y estplus grand que H_X, ensuite on une diminution vers les hautes fréquences.

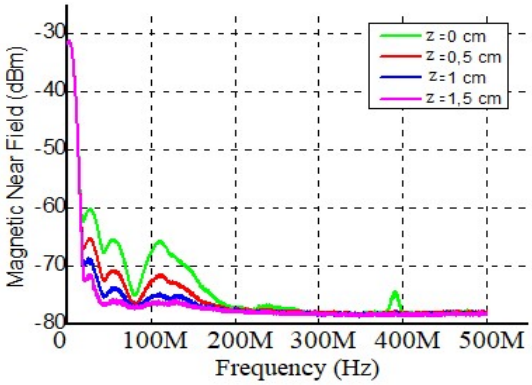


***Figure VI.84.** Champ magnétique H_Y mesuré par la sonde H20 pour différentes hauteurs au-dessus du centre de l'inductance avec le mode d'éclairage 1.*

La figure VI-85 montre la composante H_Z où l'on remarque le champ magnétique augmente avec l'augmentation de la hauteur et il est plus grand que les autres composantes, puis on a des diminutions vers les hautes fréquences.

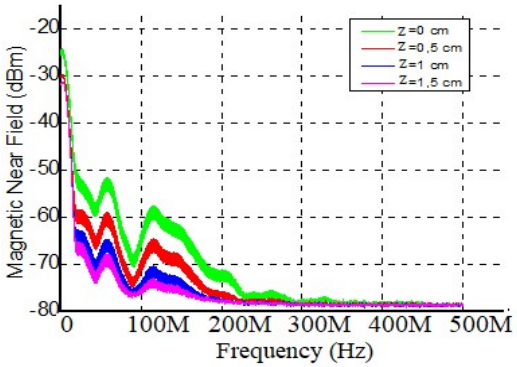


Figure VI.85. *Champ magnétique H_Z mesuré par la sonde H20 pour différentes hauteurs au-dessus du centre de l'inductance avec le mode d'éclairage 1.*

VI.8.4.2. Lampe de puissance 12 W

La figure VI.86 présente le champ magnétique H_X avec le mode d'éclairage 1 de la lampe 12 W en fonction de variation la hauteur Z entre le centre la surface de l'inductance et la sonde magnétique. On remarque que le champ magnétique est réduit avec l'augmentation de la hauteur, puis une réduction vers les hautes fréquences.

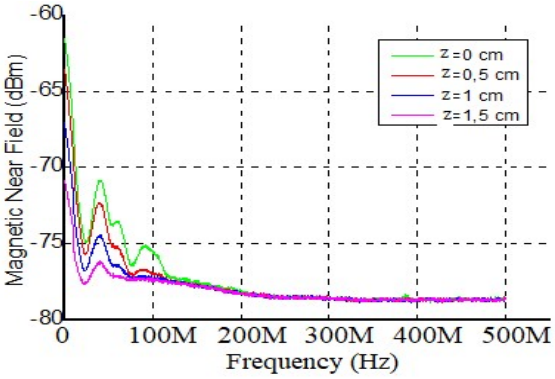


Figure VI.86*. Champ magnétique H_X mesuré par la sonde H20 pour différentes hauteurs au-dessus du centre de l'inductance avec le mode d'éclairage 1 pour la lampe de 12 W.*

La figure VI.87 représente la composante H_Y, où l'on remarque la même chose que H_X, mais H_Y est plus grand que H_X.

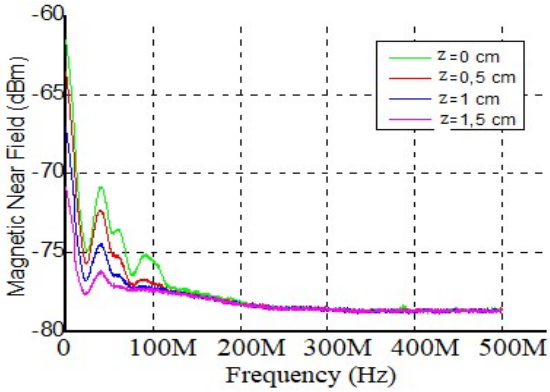


Figure VI.87. *Champ magnétique H_Y mesuré par la sonde H20 pour différentes hauteurs au-dessus du centre de l'inductance avec le mode d'éclairage 1 pour la lampe de 12 W.*

La figure VI.88 présente le champ magnétique H_Y. On remarque que le champ magnétique augmente avec l'augmentation de la hauteur mais elle est supérieur aux autres composantes, puis une réduction vers les hautes fréquences.

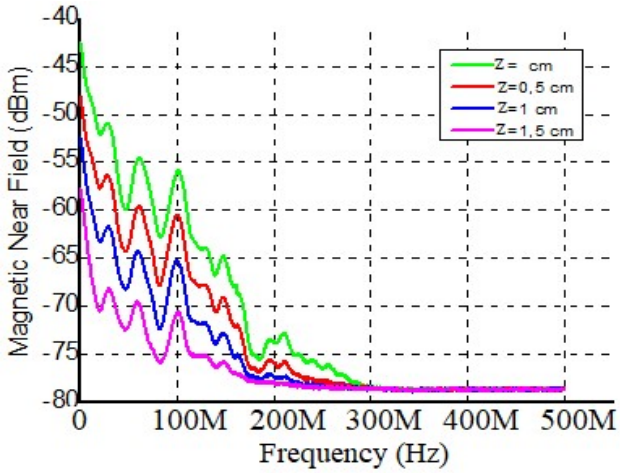


***Figure VI.88**. Champ magnétique H_Z mesuré par la sonde H20 pour différentes hauteurs au-dessus du centre de l'inductance avec le mode d'éclairage 1 pour la lampe de 12 W.*

VI.8.5. Impact du type de sondes magnétiques utilisées

VI.8.5.1. Lampe de puissance 6 W

La figure VI.89 présente le champ magnétique H_X en fonction les différents sondes magnétique à Z = 1,5 cm au-dessus du centre de l'inductance avec le mode d'éclairage 1. On constate que la sonde H20 capte un champ plus grand que les autres sondes.

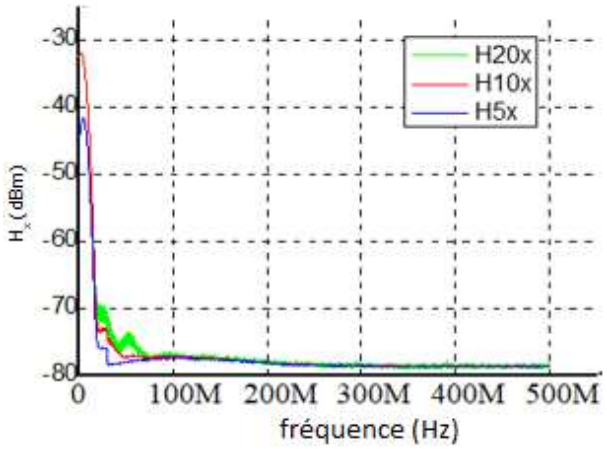


***Figure VI.89.** Champ magnétique H_X en fonction des différentes sondes magnétiques à Z = 1,5 cm au-dessus du centre de l'inductance avec le mode d'éclairage 1 pour la lampe 6 W.*

Les figures VI.90 et VI.91 présentent le champ magnetique réspectivement H_Y, H_Z en fonction des différents sondes magnétique à Z = 1,5 cm au-dessus du centre de l'inductance avec le mode d'éclairage 1. On remarque qu'avec l'augmentation du rayon de la boucle de la sonde, le champ magnetique capté par la sonde augmente aussi.

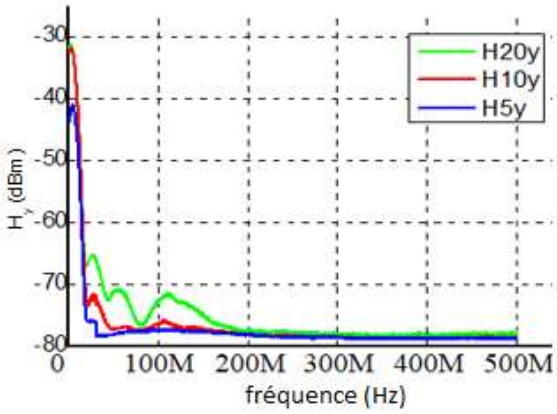


***Figure VI.90**. Champ magnétique H_Y en fonction des différentes sondes magnétiques à Z = 1,5 cm au-dessus du centre de l'inductance avec le mode d'éclairage 1 pour la lampe 6 W.*

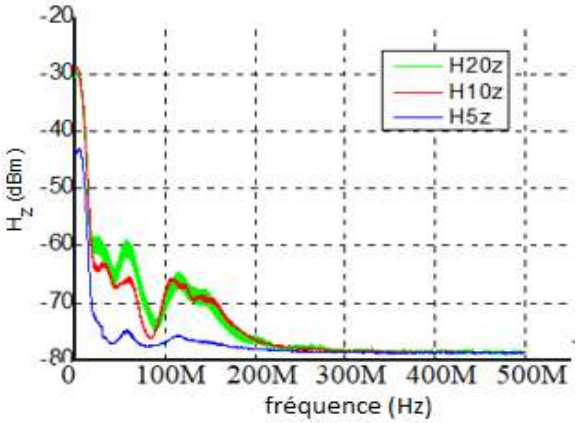


***Figure VI.91.** Champ magnétique H_Z en fonction des différentes sondes magnétiques à Z = 1.5 cm au-dessus du centre de l'inductance avec le mode d'éclairage 1 pour la lampe 6 W.*

VI.8.5.2. Lampe de puissance 12 W

Les figures VI.92, VI.93 et VI.94 montrent le champ magnétique respectivement H_X, H_Y et H_Z en fonction des différentes sondes magnétiques à Z = 1,5 cm au-dessus du centre de l'inductance avec le mode d'eclairage 1. On remarque qu'avec l'augmentation du rayon de la boucle de la sonde, le champ magnétique capté augmente aussi comme indiqué dans le cas sonde H20.

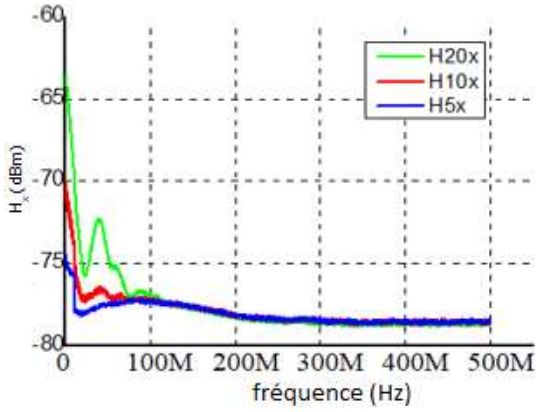


***Figure VI.92**. Champ magnétique H_X en fonction des différentes sondes magnétiques à Z = 1,5 cm au-dessus du centre de l'inductance avec le mode d'éclairage 1 pour la lampe 12 W.*

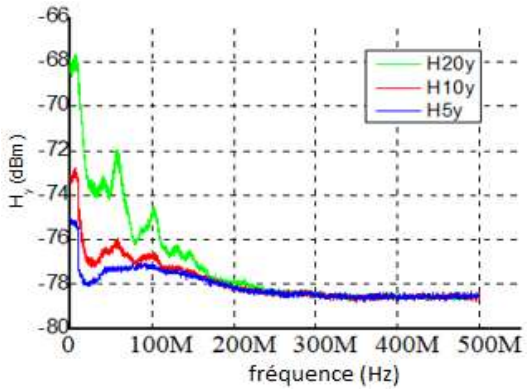


***Figure VI.93**. Champ magnétique H_Y en fonction des différentes sondes magnétiques à Z = 1,5 cm au-dessus du centre de l'inductance avec le mode d'éclairage 1 pour la lampe 12 W.*

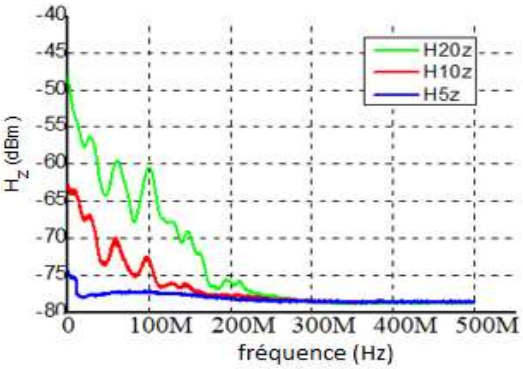
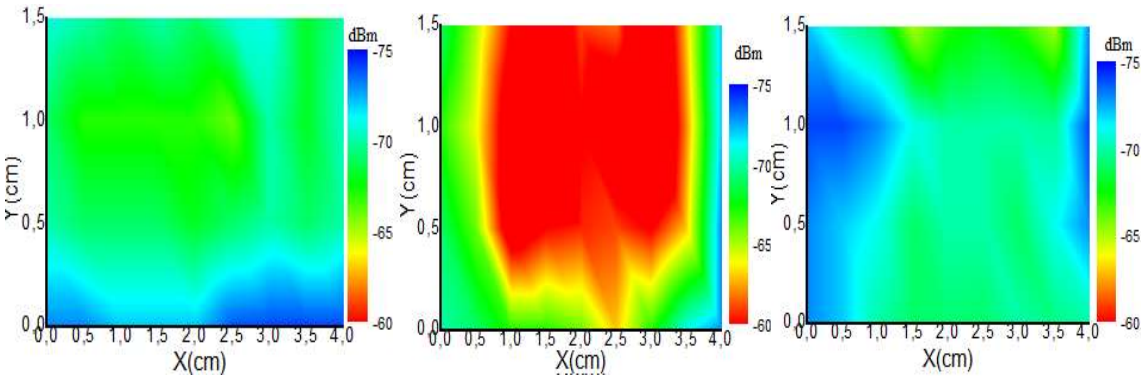


***Figure VI.94**. Champ magnétique H_Z en fonction des différentes sondes magnétiques à Z = 1.5 cm au-dessus du centre de l'inductance avec le mode d'éclairage 1 pour la lampe 12 W.*

La figure VI.95 montre les cartographies du champ magnétique de toutes les composantes au-dessus la surface du driver (x, y) = (4 cm ; 1,5 cm) à la hauteur Z = 1,5 cm pour la lampe P = 12 W. On peut voir que le champ magnétique H_Z est très important par rapport aux autres composantes H_X et H_Y, comme indiqué par la couleur rouge au centre du driver, ce qui exprime que les émissions magnétiques dépassent la limite standard de CISPR11Class A à -67 dBm entre [30 MHz-230 MHz]. On peut voir que les émissions dans les trois composantes dépassent les composantes dans le cas de la lampe de P = 6 W (Fig VI.75).



H_X H_Y H_Z

***Figure VI.95.** Cartographies du champ magnétique de toutes les composantes mesuré par la sonde H10 à Z = 1,5 cm au-dessus de la surface du driver avec le mode d'éclairage 1 pour la lampe P = 12 W.*

VI.9. MESURE DU CHAMP ELECTRIQUE PROCHE D'UNE LAMPE LED TYPE SPOT

VI.9.1. Banc de mesure le champ électrique

La figure VI.96 décrit le banc de scan du champ électrique proche dans le domaine fréquentiel au-dessus du driver, l'oscillocope pour la visualiser le courant d'entrée,la sonde de champ électrique que nous avons utilisé est de type E5 TEKBOX afin de tracer une carthographie pour voir les zones la plus générées en émissions électriques.

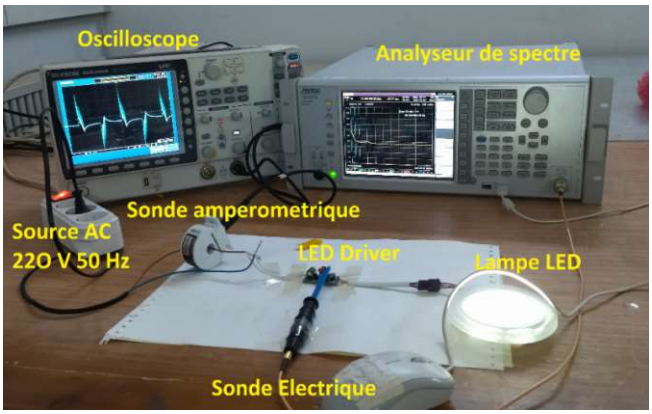


Figure VI.96. *Photographie du banc de mesure du champ électrique au-dessus du driver de la lampe type spot.*

VI.9.2. Sonde de mesure du champ electrique proche E5

E5 est une sonde de champ électrique (E) pour les mesures de pré-conformité CEM des émissions rayonnées, comme illustré à la figure VI.97. La sonde est utilisée dans le champ proche qui sert à localiser et à identifier les sources potentielles d'interférences dans les blocs de construction des assemblages électroniques. La sonde agit de la même manière que les antennes à large bande passante, captant les émissions rayonnées des composants, des traces de PCB, des ouvertures ou des espaces du boîtier et de toute autre pièce susceptible d'émettre des RF. Les sondes sont généralement connectées à un analyseur de spectre. Le balayage de la sonde sur la surface d'un assemblage ou d'un boîtier PCB identifie rapidement les emplacements qui émettent un rayonnement électromagnétique. On passe à une sonde de plus petite taille, pour avoir l'origine des émissions rayonnes dans les composants électroniques de petite taille.



Figure VI.97. *Sonde de mesure du champ électrique proche E5.*

VI.9.3. Impact de mode d'éclairage sur le champ electrique

VI.9.3.1. Lampe de puissance 6W

Dans cette partie, nous avons mesuré le champ électrique pour la lampe 6 W au-dessus du centre de l'inductance de toutes les composantes pour différents modes d'éclairage,ensuite on a fait un balayage sur la surface du driver.

La figure VI.98 présente le champ élecrique de toutes les composantes à la hauteur Z = 1,5 cm au-dessus du centre de l'inductance avec le mode d'éclairage1 de la lampe 6 W. On observe que le champ élecrique est en général trés faible à cause de la surface du dipole électrique. Il est plus grandla direction Y par rapport aux autres direction.

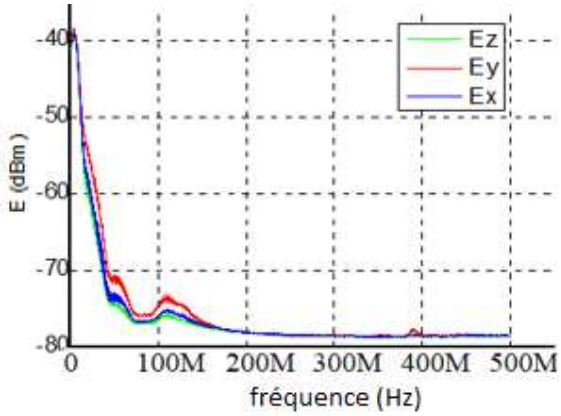


Figure VI.98. *Champ électrique de toutes les composantes à Z = 1,5 cm au-dessus du centre de l'inductance avec le mode d'éclairage 1 de la lampe P = 6 W.*

Les figures VI.99, VI.100 et VI.101 montrent le champ électrique respectivement de toutes les composantes (E_X,E_Y,E_Z),pour les trois modes d'éclairage à Z = 1,5 cm au centre de l'inductance. On remarque que les émissions rayonnéesélectriques sont très faible. Pour le mode3 (mixte) le champ électrique est plus grand par rapport aux autres directions.

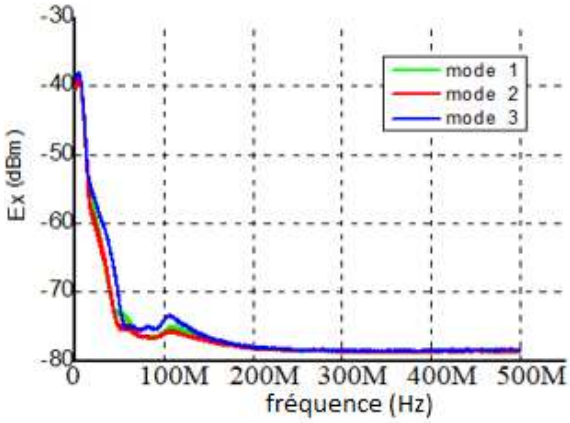


Figure VI.99. *Champ electrique E_X pour les différents modes d'éclairage de la lampe 6 W à Z = 1,5 cm au-dessus du centre de l'inductance.*

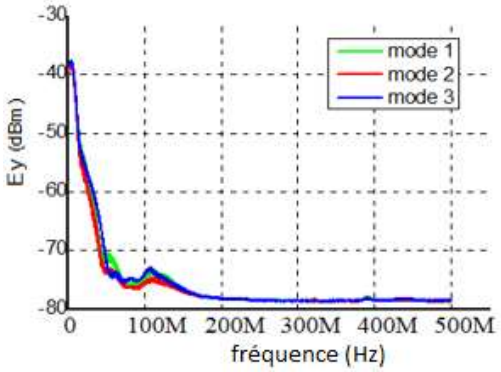


Figure VI.100. *Champ electrique E_Y pour les différents modes d'éclairage de la lampe 6 W à Z = 1,5 cm au-dessus du centre de l'inductance.*

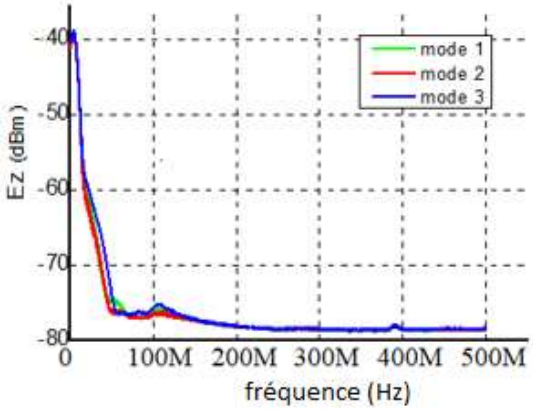
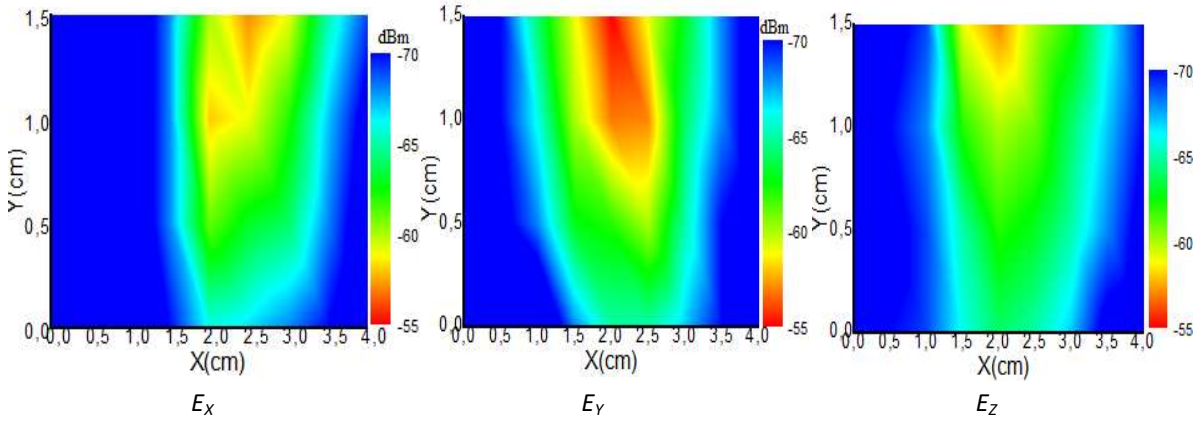


Figure VI.101*. Champ electrique E_Z pour les différents modes d'éclairage de la lampe 6 W à Z = 1,5 cm au-dessus du centre de l'inductance.*

La figure VI.102 presente la cartographie du champ électrique de toutes les composantes à la surface du driver (x, y) = (4 cm ; 1,5 cm) avec le mode d'éclairage 1 pour la lampe 6 W. On remarque que les émissions dans la directions y est plus grand par rapport aux autres qui depasse -55 dBm comme indiqué par la couleur rouge à proximité de l'inductance.

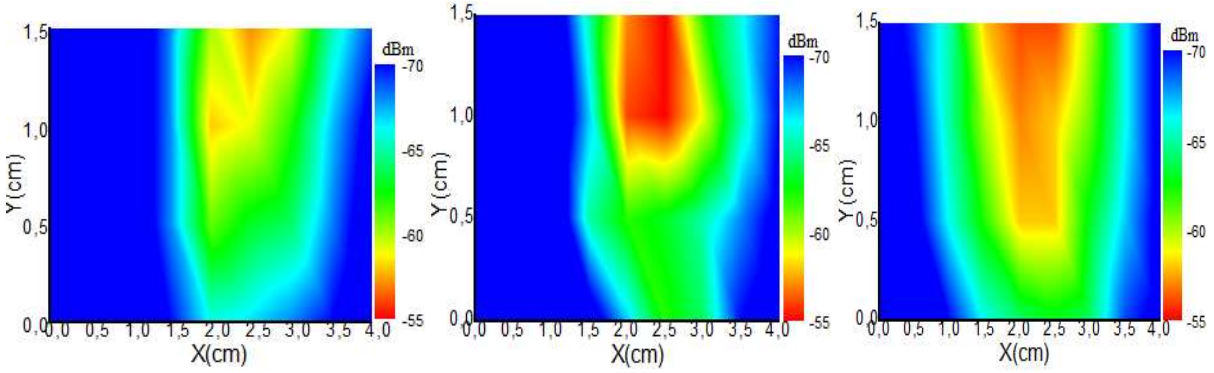


E_X E_Y E_Z

Figure VI.102*. Cartographies du champ électrique de toutes les composantes à Z = 1,5 cm au-dessus de la surface du driver avec le mode d'éclairage 1 pour la lampe P = 6 W.*

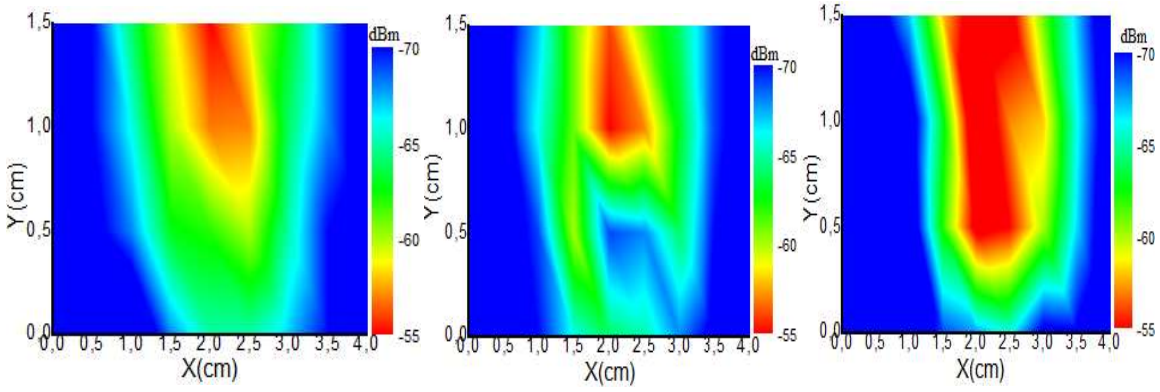
Les figures VI.103, VI104 et VI.105 montrent respectivement le champ électrique de toutes les composantes (E_X, E_Y, E_Z) pour les trois modes d'éclairage. On remarque

pour chaque direction que le champ electrique dans le mode 3 est plus grand que pour les autres modes. On peut l'explique par l'intensite de champ électriquedans le mode3 (mixte), par la puissance de double allumage (blanc+colore) est plus grand que pour les autres modes. On remarque ainsi que le champ électrique E_Y est plus intense que les autres composantes. On constante aussi que l'intensite de champ électrique se trouve dans le milieu de driver où est située l'inductance.



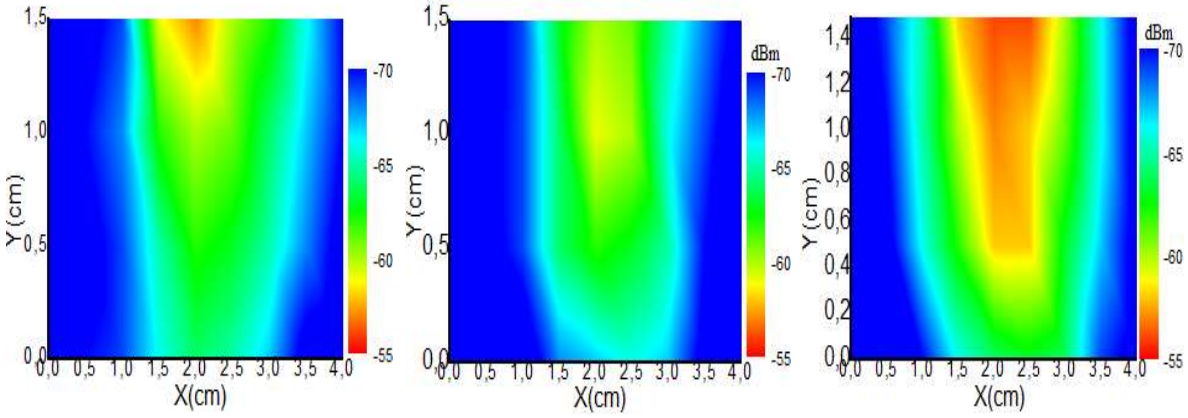
Mode1 *Mode2* *Mode3*

Figure VI.103.*Champ électrique E_XàZ=1,5 cm au-dessus de la surface du driver pour les différents modes d'éclairage de la lampe 6 W.*



Mode1 *Mode2* *Mode3*

Figure VI.104. *Champ électrique E_Yà Z = 1,5 cm au-dessus de la surface du driver pour les différents modes d'éclairage de la lampe 6 W.*



Mode1 *Mode2* *Mode3*

Figure VI.105. *Champ électrique E_Zà Z = 1,5 cm au-dessus de la surface du driver pour les différents modes d'éclairage de la lampe 6 W.*

VI.9.3.2. Lampe de puissance 12W

Dans cette deuxieme partie,nous avons etudié le champ électrique dans la lampe de puissance P = 12 W en fonction de variation du mode d'éclairage. La figure VI.106 montre le champ électrique de toutes les composantes au-dessus de l'inductance au centre, avec une hauteur Z = 1,5 cm avec le mode d'éclairage1. On remarque une influence négligeable (qui n'est pas visible) en fonction de la variation de la direction de la sonde.

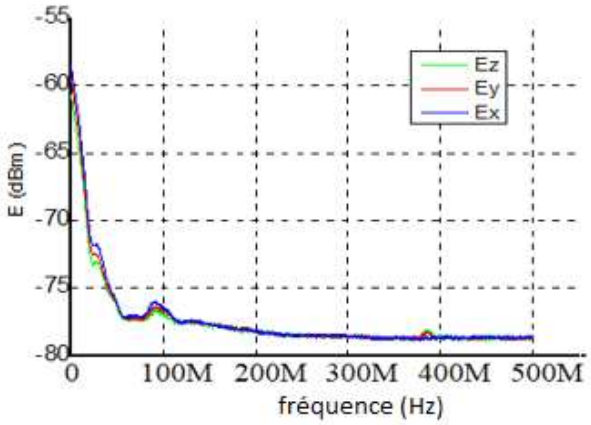


***Figure VI.106**. Champ électrique de toutes les composantes à Z = 1,5 cm au-dessus du centre de l'inductance avec le mode d'éclairage 1 de la lampe 12 W.*

Les figures VI.107, VI.108 et VI.109, présentent le champ électrique réspectivement des composantes (E_X, E_Y, E_Z) au centre de l'inductance pour la lampe 12 W en fonction de la variation du mode d'éclairage. On remarque qu'en général le champ électrique capté par la sonde E5 est très faible à cause de la surface de la sonde électrique. On constante aussi que le champ électrique avec le mode3 est plus grand que les autres modes.

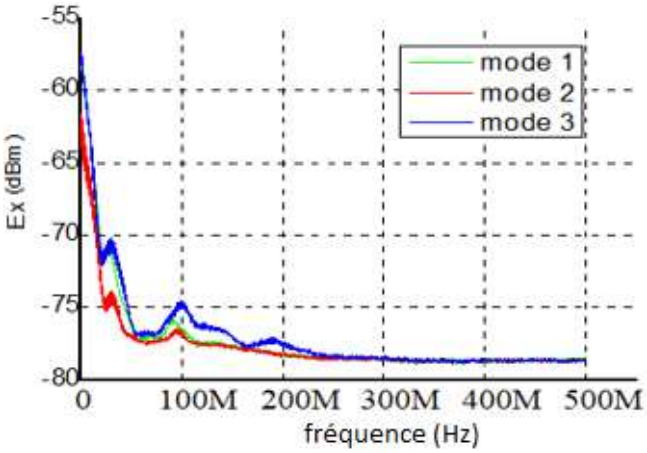


***Figure VI.107.** Champ électrique E_X pour les différents modes d'éclairage de la lampe 12 W à Z = 1,5 cm au-dessus du centre de l'inductance.*

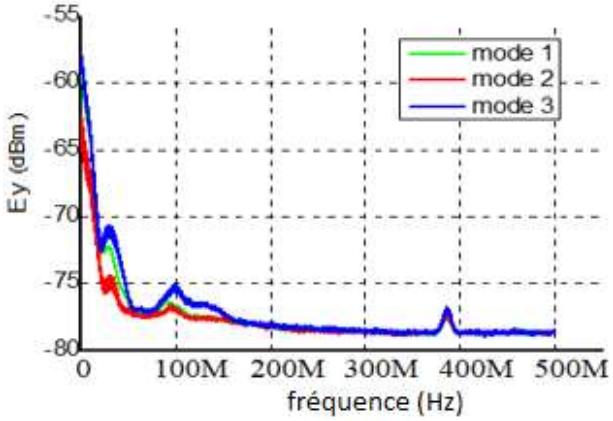


Figure VI.108. *Champ électrique E_Y pour les différents modes d'éclairage de la lampe 12 W à Z = 1,5 cm au-dessus du centre de l'inductance.*

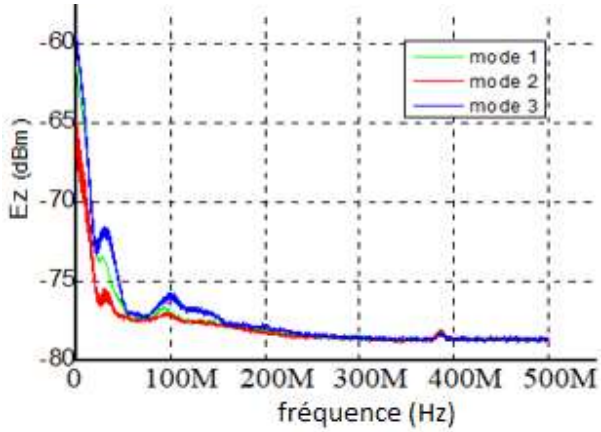
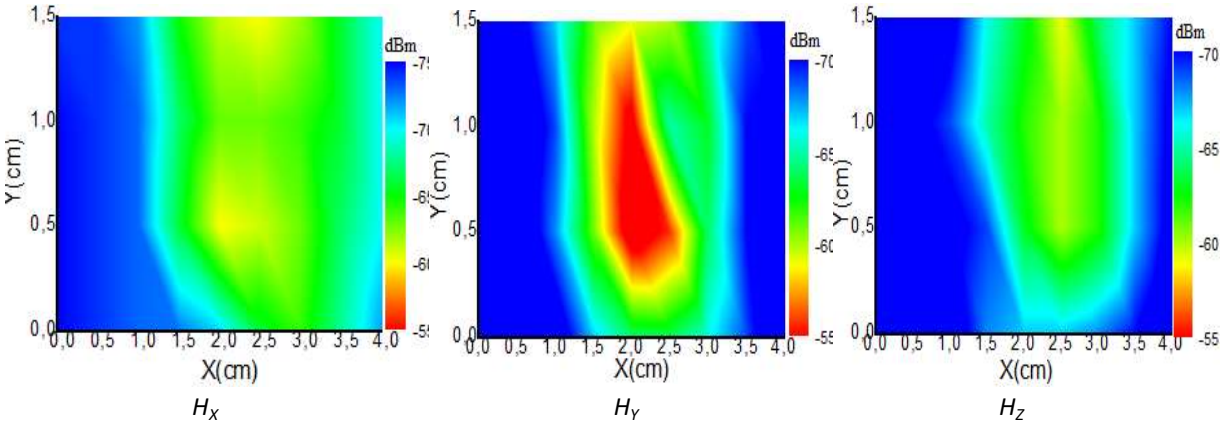


Figure VI.109. *Champ électrique E_Z pour les différents modes d'éclairage de la lampe 12 W à Z = 1,5 cm au-dessus du centre de l'inductance.*

La figure VI.110 présente les cartographies du champ élecrique de toutes les composantes pour la lampe 12 W avec le mode d'éclairage1. On remarque que le champ électrique est important dans la direction *y*, puis *x* ,et *z*. Ces émissions se situent au-dessus de l'inductnce qui se trouve au centre du driver comme indiqué par la couleur rouge dans la direction *Y* qui depasse -66 dBm.



H_X H_Y H_Z

Figure VI.110. *Cartographies du champ électrique de toutes les composantes à Z = 1,5 cm au-dessus de la surface du driver avec le mode d'éclairage 1 de la lampe 12 W.*

VI.9.4. Impact de variation de la hauteur *Z*

Dans cette partie, nous avons étudié le champ électrique en fonction de la variation de la hauteur au-dessus du centre de l'inductance pour les 2 lampes.

VI.9.4.1. Lampe de puissance 6W

Les figures VI.111, VI.112 et VI.113 présentent le champ électrique respectivement des composantes (E_X,E_Y,E_Z) en fonction de la variation de la hauteur (distance entre la surface de l'inductance et la sonde). On remarque que le champ électrique est réduit avec l'augmentation de la hauteur. Puis une réduction vers 200 MHz, aprés cette fréquence le champ devient négligeable.

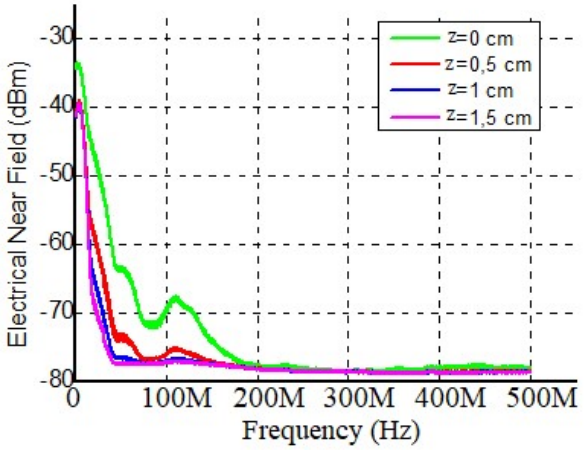


Figure VI.111. *Champ electrique E_X en fonction de la hauteur au-dessus du centre de l'inductance avec le mode d'éclairage 1 de la lampe 6 W.*

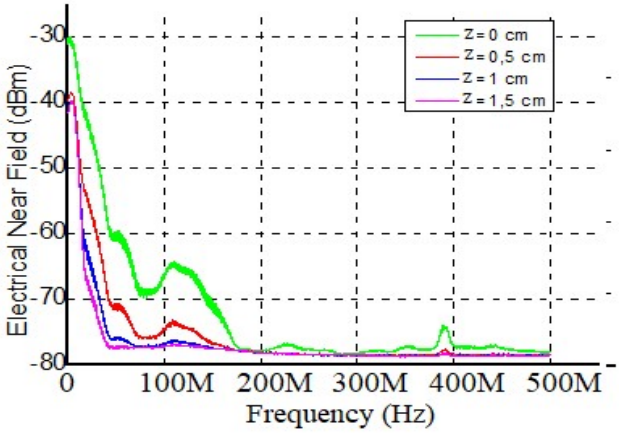


Figure VI.112. *Champ electrique E_Y en fonction de la hauteur au-dessus du centre de l'inductance avec le mode d'éclairage 1 de la lampe 6 W.*

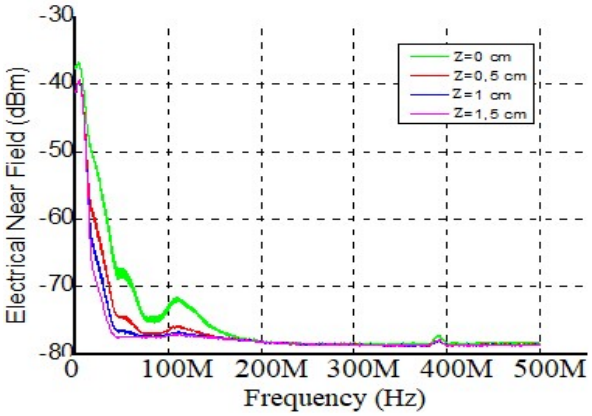


Figure VI.113. *Champ electrique E_Z en fonction de la hauteur au-dessus du centre de l'inductance avec le mode d'éclairage 1 de la lampe 6 W.*

VI.9.4.2. Lampe de puissance 12W

Les figures VI.114, VI.115 et VI.116 présentent le champ électrique respectivement des composantes (E_X, E_Y, E_Z) en fonction de la variation de la hauteur (distance entre la surface de l'inductance et la sonde). On observe les émissions rayonnées électriques augmentent avec la réduction la hauteur. Le champ devient négeable à 50 MHz pour Z = 0,5 cm, 1 cm, 1,5 cm,puis le champ reste stable à -78 dBm.

D'après les résultas obtenus, on remarque que le champ électrique augmente avec la réduction la puissance de lampe LED. Le champ E_Y est très intense que les autres composantes pour le même mode d'éclairage. On observe aussi que le mode d'éclairage 3 (mixte) présente le mode oùle champ électrique est plus intense que les autres modes d'eclairage.

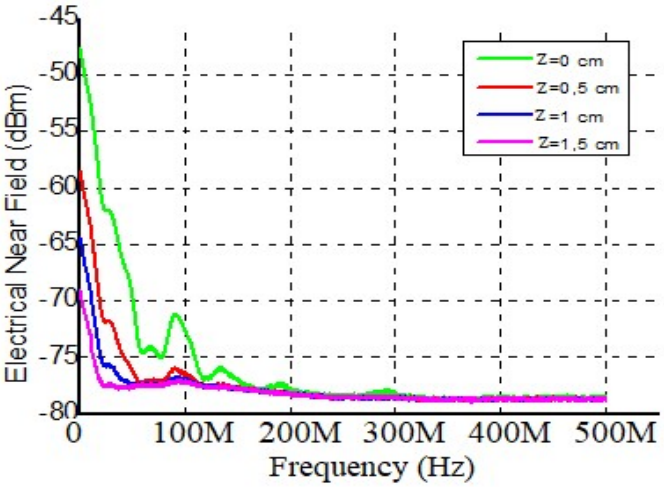


Figure VI.114. *Champ electrique E_X en fonction de la hauteur au-dessus du centre de l'inductance avec le mode d'éclairage 1 de la lampe 12 W.*

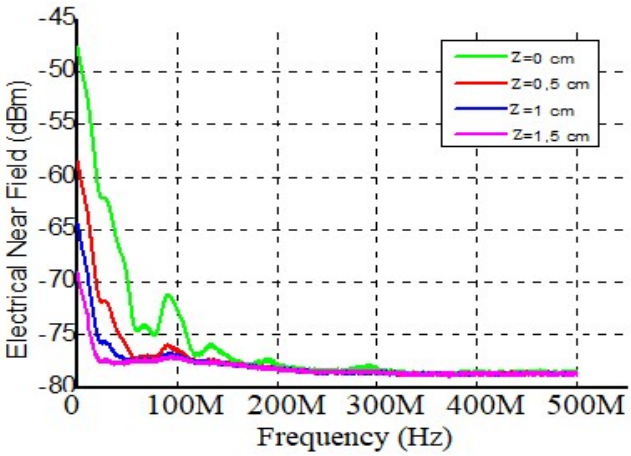


Figure VI.115. *Champ electrique E_Y en fonction de la hauteur au-dessus du centre de l'inductance avec le mode d'éclairage 1 de la lampe 12 W.*

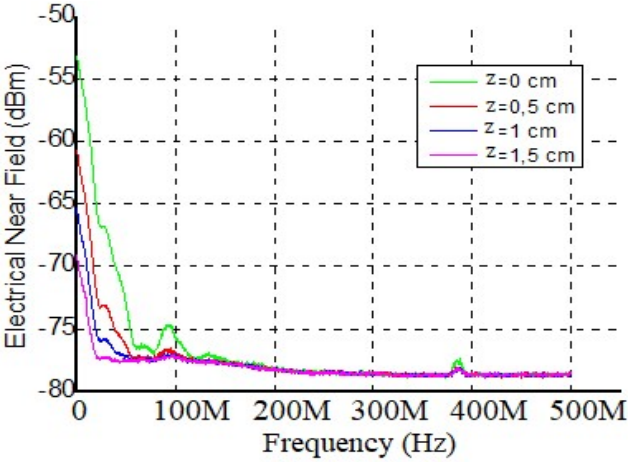


Figure VI.116. *Champ electrique E_Z en fonction de la hauteur au-dessus du centre de l'inductance avec le mode d'éclairage 1 de la lampe 12 W.*

VI.10. CONCLUSION

Les systèmes d'éclairage à lampe LED font partie des sources de pollution électromagnétique rayonnée en raison des composants électroniques des drivers LED, qu'il s'agisse de conversion AC/DC ou de conversion DC/DC, et de leurs applications, par exemple dans les véhicules électriques où le système électrique est très proche.

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons étudié les émissions rayonnées du champ magnétique proche au-dessus du driver LED, de la lampe et du câble de ligne dans le domaine fréquentiel en utilisant l'analyseur de spectre et la sonde magnétique RSH50-1. Puis l'impact du blindage magnétique à travers des matériaux en aluminium sur le champ magnétique avec différentes méthodes, le blindage total du circuit ou le blindage partiel juste sur les éléments les plus générateurs de champ magnétique. Dans cette étude, l'inductance est l'élément qui génère les émissions magnétiques dans l'air, ensuite une étude et une mesure des émissions rayonnées sur le câble d'entrée et la sortie du driver avec et sans blindage. Les résultats obtenus montrent que tous les éléments dans la lampe LED (le câble entre le driver et la charge LED, la lampe, le driver)

sont sources de perturbations. On peut utiliser le blindage parmi les solutions pour réduire ces perturbations selon les résultats.

Le but de la seconde partie de ce chapitre dans un premier temps est de quantifier pour la première fois les perturbations conduites à basse fréquence en mesurant les harmoniques du courant de ligne et le taux de distorsion harmonique THD ainsi que le facteur de puissance. Ensuite les perturbations conduites générées par les lampes LED de type Spot en modes commun et différentiel dans le domaine temporel et fréquentiel. L'étude a porté aussi sur l'impact de la variation de la puissance des lampes (P = 6 W et 12 W) et des deux lampes connectées en parallèle une fois en fixant le mode d'éclairage 1 (blanc). L'impact de la variation du mode d'éclairage où trois modes sont pris en considération (mode 1 : blanc, mode 2 : coloré, mode 3 : mixte (blanc + coloré)) sur les perturbations conduites a été étudié. Ensuite on a présenté le banc de mesure du champ magnétique et électrique au-dessus du driver de des lampes P = 6 W, P = 12 W dans le domaine fréquentiel par les sondes de type Tekbox pour toutes les composantes. On peut conclure que la lampe LED de type spot peut donner des amplitudes de champ magnétique supérieures au seuil imposé par les normes et cela a été démontré, en particulier H_Z, pour le champ électrique il est généralement faible.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Le travail réalisé dans cette thèse s'est concentré sur l'étude des perturbations électromagnétiques conduites (mode commun et mode différentiel), ainsi que les émissions rayonnées (champ électrique *E* et champ magnétique *H*) dans les convertisseurs statiques tel que le redresseur (AC/DC), hacheur (DC /DC), et particulièrement le driver AC/DC des lampes LED. En premier temps, nous avons fourni une étude théorique sur la CEM ainsi que les moyens de propagations des perturbations électromagnétiques de manière générale, les techniques de mesure des interférences conduites et rayonnées.

Nous avons étudié tout d'abord le comportement dynamique des composants passifs (résistance, inductance et condensateur) et des composants actifs tel que les diodes, les transistors MOSFET, IGBTet les thyristors en utilisant la simulation sous LTspice, ce qui a été validé par des mesures expérimentales.

Une identification des interférences électromagnétiques dans les convertisseurs statiques a été aussi abordée. On a utilisé le redresseur monophasé en pont de diodes et le hacheur de type série suivi par une réalisation de ces deux convertisseurs, afin de déterminer les émissions conduites générées par ces convertisseurs, à l'aide de la simulation et de l'expérimental. On a réussi à quantifier cette perturbation pour les deux modes commun et différentiel dans trois cas différents : redresseur monophasé en pont de diodes, hacheur série et l'association redresseur-hacheur,

La deuxième partie étudiée concerne les émissions rayonnées. Pour cela, nous avons étudié le champ magnétique généré par une inductance toroïdale par la méthode de scan de champ proche, en utilisant des sondes magnétiques. Ensuite on a étudié l'impact de la variation de l'amplitude de la tension et la fréquence de signal impulsionnel sur le champ magnétique émis par l'inductance toroïdale. Puis on s'est intéressé à l'étude de l'efficacité du blindage en fonction de la fréquence et de l'amplitude du signal.

Nous avons quantifié d'une part, les perturbations conduites dans un convertisseur statique de type Buck en fonction de la variation de la fréquence de commutation du MOSFET générée par la carte Arduino en modes commun et différentiel. Et d'autre part, en fonction de la variation du rapport cyclique de la fréquence de commande. Ensuite nous nous sommes intéressés à l'étude de l'impact de la variation des deux paramètres précédent en fonction de la variation de la distance et des types de sondes de mesure du champ magnétique et électrique au-dessus du circuit imprimé, et particulièrement sur la diode, le MOSFET et le driver IR2110 .

A l'issue de cette partie de travail, nous pouvons conclure ce qui suit :

- Les perturbations électromagnétiques sont dues essentiellement à des commutations rapides des semi-conducteurs. Les perturbations se propagent vers la source d'alimentation du convertisseur et vers la charge qu'il l'alimente et une partie de cette énergie est rayonnée.

- Les commutations rapides des semi-conducteurs dans les convertisseurs statiques provoquent une variation rapide de tension dv/dt et/ou de courant di/dt ensuite le système électrique ou électronique peut perturber un autre système ou même s'auto-perturber.

- Ces variations rapides de commutation génèrent non seulement des perturbations conduites, mais aussi des émissions rayonnées.

- Les inductances sont des sources d'émission du champ magnétique importantes et le blindage magnétique peut être parmi les solutions de réduction de ces émissions.

- Le champ magnétique ou électrique émis par un hacheur série dépend de la fréquence de commutation, du rapport cyclique de fréquence, de la hauteur Z et de la position à la surface de sonde

Dans la deuxième partie de cette thèse, on a abordé la CEM dans le système d'éclairage par les lampes LED. Dans un premier temps, nous avons présenté les différentes sources d'éclairage et leurs fonctionnements pour chaque type jusqu'à arrivé à la source moderne utilisant les diodes électroluminescence LED. Notre travail s'intéresse surtout sur le driver de la lampe AC/DC. Pour cela nous avons présenté les différentes topologies de LED sous logiciel LTspice afin de déterminer le facteur de puissance FP et le taux de distorsion harmonique THD. Parmi les drivers étudiés, on cite : le redresseur AC/DC en pont de diodes sans filtre et avec filtre (correcteur de facteur de puissance par les composants passifs CFPP), le driver AC/DC PFC Boost ou AC/DC PFC Flyback (correcteur de facteur de puissance active CFPA). Dans cette étude, nous avons pu déterminer les perturbations électromagnétiques en modes commun et différentiel. On a constaté que ces perturbations dépassent les normes CISPR 22 Classe B. Après cela, nous avons choisi la meilleure topologie côté facteur de puissance proche de l'unité et de faible émission harmonique de courant. Ensuite, nous avons déterminé le filtre CEM. Nous avons choisi deux filtres afin de comparer les perturbations conduites entre 150 kHz à 30 MHz et aussi le THD entre les deux filtres CEM.

Les lampes LED sont devenues les plus courantes et les plus répandues dans le monde dus à leurs avantages : efficacité énergétique, respect de l'environnement, longue durée de vie, etc… Malgré qu'elles remplacent les lampes utilisées dans l'éclairage classique, elles sont des sources des harmoniques qui peuvent affecter la qualité de l'énergie du réseau électrique. D'après les mesures effectuées sur des lampes LED courantes dans le marché Algérien (local et étranger) à l'aide de l'analyseur de qualité,

nous avons pu quantifier les perturbations électromagnétiques conduites. L'impact de variation du mode d'éclairage et de la puissance de la lampe LED de type Spot sur les harmoniques impairs a été étudié expérimentalement ainsi que les perturbations conduites. Pour la partie rayonnement, les champs magnétique et électrique proches pour les différentes distances et les différents types de sondes au-dessus du driver, et particulièrement sur l'inductance ont été mesurés.

A l'issue la deuxième partie du travail, nous pouvons conclure ce qui suit :

- Les lampes LED sont parmi les sources de pollution harmonique dans le réseau électrique, elles créent des interférences électromagnétiques conduites et rayonnées.
- Parmi les meilleures topologies de pilotage des lampes LED, nous pouvons utiliser le PFC AC/DC Flyback et un filtre CEM afin de réduire les perturbations générées en respectant la limite standard des harmoniques et la compatibilité électromagnétique
- La plus part des marques de lampes LED disponibles sur le marché algérien ne respectent pas les normes de conformité Européenne (CE).
- L'inductance est l'une des sources d'émissions magnétiques. Dans le cas des lampes LED, non seulement le driver génère des émissions rayonnées, mais la lampe elle-même ainsi que le câble entre le driver et la lampe produisent également ces rayonnements."
- Les champs magnétique et électrique mesurés au-dessus du driver dépendent de plusieurs paramètres : la position de la sonde, la distance entre la sonde et la surface du composant qui émis ce champ et aussi de la surface de sonde.

En termes de perspectives, on peut dire que pour les suites de cette thèse, nous proposons ce qui suit :

- ✓ Réalisation des convertisseurs statiques avec la simulation en 3D (CST, ADS) avec des composants électroniques s'approchant de la réalité afin de faire des mesures des perturbations conduites et rayonnées
- ✓ Développement des nouvelles topologies de convertisseurs AC/DC et DC/DC destinés aux applications d'éclairage par les lampes LED.
- ✓ Réalisation des drivers LED avec un bon facteur de puissance et un taux de distorsion, en respectant les normes de CEM conduite et rayonnée.
- ✓ Etude et analyse d'autres méthodes de mesure des émissions rayonnées (en utilisant la cellule TEM par exemple).

Pour terminer, on espère que ce travail de thèse a contribué à l'étude de l'importance et de la place stratégique qu'occupe la CEM dans les systèmes électriques et électroniques.

Bibliographie

Bibliographie

[1] Jean-Baptiste Gros, *Modélisation de l'immunité des circuits intègres complexes aux perturbations électromagnétiques*, Thèse de doctorat de l'Université de Bordeaux I, France, 2010.

[2] Ali Alaeldine, *Contribution à l'étude des méthodes de modélisation de L'immunité électromagnétique des circuits intégrés*, Thèse de doctorat, en Sciences Appliquées Spécialité : Électronique (ESEO) Rennes, France, 2008.

[3] Jacques Cuvillier, "Cours de CEM", notes de cours, l'Institut Universitaire de Technologie (IUT) de Nantes, la France, Mars 2003.

[4] Miloudi Houcine, *Modélisation C.E.M d'un Onduleur Triphasé Alimentant un Moteur Asynchrone*, Mémoire de Magister, Université UDL de Sidi Bel Abbès, Algérie, 2007.

[5] F. Vaillant, J. Delaballe, *La CEM : La Compatibilité Electromagnétique*, Cahiers Techniques n°149, Edition Août 1996.

[6] Guy-Gérard Champot, *Compatibilité Electromagnétique, Présentation Générale*, Technique de l'Ingénieur D1300, Mars 2001.

[7] Peter H. Cole, "Electromagnetic Compatibility", notes de cours, Université de Adelaide, Sydney, Australie, le 18 Février 2003.

[8] Alain Charoy, *Compatibilité Electromagnétique*, Edition Dunod, 2000.

[9] Mark I. Montrose, Edward M. Nakauchi, *Testing for EMC Compliance: Approaches and Techniques*, Edition john Wiley, 2004.

[10] David A. Weston, *Electromagnétique compatibility : principales and applications*, Second Edition Marcel Dekker, 2000.

[11] Miloudi Hocine, *Modélisation et Prédiction des performances CEM des systèmes d'entrainement a vitesse variable*, Thèse de doctorat en électrotechnique, Université de Sidi Bel-Abbès, 2012.

[12] Jad Taki, *Contribution aux modèles des perturbations électromagnétiques émis par les convertisseurs de l'électronique de puissance*, Thèse de doctorat, en physique et ingénierie : électron, photon, sciences du vivant, spécialité Génie Electrique, Gif-Sur-Yvette, Octobre 2017.

[13] E. Scarry, *The Fall of TWA 800 : The possibility of Electromagnétique Interférence*, The New York Review of Books, 1998.

[14] Henry W. Ott, *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*, 2nd ed. New York: Wiley, (ISBN 0-471-85068), 1988.

[15] F. Rachidi, *introduction à la CEM*, Notes de cours, École polytechnique fédérale de Lausanne, 2004.

[16] Christian Arcambal, *Introduction des Contraintes de Propagation et Rayonnement Electromagnétiques dans l'Etude et la Conception d'Emetteurs/Récepteurs de Puissance*", Thèse de Doctorat de l'Université de Rouen, à l'ESIGELEC, France, 2 Juillet 2003.

[17] Mohamed Miloudi, Abdelber Bendaoud, Houcine Miloudi, *Characterization of Conducted Electromagnetic Interference (EMI) Generated by Switch Mode Power Supply (SMPS),* Revue des Sciences et de la Technologies, RST, Volume 5 N°1, Janvier 2014.

[18] Mohammed A. Salhi, Osman Şen, Soydan Çakır, Mustafa Çetintaş, *3D/2D Radiation Pattern Measurement of Different GSM Phones for EMC Applications*, International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC Europe 2016, PP695-700, September 5-9, Wroclaw, Poland, 2016.

[19] Priscila Fernandez-Lopez, *Modélisation du rayonnement électromagnétique des dispositifs électroniques pour des applications CEM*, Thèse de doctorat de l'Université de Rouen, France, 11 janvier 2011.

[20] F. Rachidi, *Blindage*, notes de cours, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, Suisse 2003.

[21] Sofiane Atrous, *Mise en Place d'une Méthodologie de Caractérisation en Immunité Champ Proche de Dispositifs Electroniques*, Thèse de Doctorat de l'Université de Rouen, France, 16 Janvier 2009.

[22] Emrah Tas, Soydan Cakir, Mustafa Cetintas, *Proficiency Testing for Conducted Immunity with a new Round Robin Test Device*, International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE 2016, PP274-279, September 5–9, Wroclaw", Poland, 2016.

[23] Zhou An, *Modèles de composants passifs et couplage électromagnétique pour filtres HF de puissance-optimisation du placement*, Thèse de doctorat, université Claude Bernard lyon1, 2003.

[24] Imad Chahine, *Caractérisation et Modélisation de la susceptibilité conduite des circuits intégrés aux perturbations électromagnétique*, Thèse de doctorat, Université de Rouen, Décembre 2007.

[25] M. Ramdani, *La Compatibilité Electromagnétique dans les Circuits Intégrés*, Techniques de l'Ingénieur, traité électronique E 2 475, 2004.

[26] 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'Université de Lyon, 18 juin 2014.

[27] Cyril Recoquillon, *Contribution au dessin et à l'intégration d'un échantillonneur/ démultiplexeur à très haut débit pour le projet ALMA*, Thèse de doctorat, université bordeaux 1, novembre 2005.

[28] Clémence Odezenne, Elliot Sisteron, Eymeric Lafranque, Aurélie Maia Esilva, *Visualisation des lignes de champ électrique et magnétique*, Projet de Physique, Institut National des Sciences appliquées de Rouen, 2013.

[29] "*Généralités sur le magnétisme*", Janvier 1999.
https://fr.scribd.com/document/368689972/em1-magnetisme-pdf

[30] "Lois et modèles – Champs et forces", Cours de physique, Site WordPress, France, 2018. http://webphysique.fr/champ-electrique/.

[31] Laurent Gasc, *Conception D'un actionneur a aimants Permanents À faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile approches par la structure et par la commande*, Thèse Doctorat en sciences mécanique, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2004.

[32] Gaëlle Coureau, *Effets sanitaires des champs électromagnétiques et tumeurs du système nerveux central*, Doctorat de l'université bordeaux2, France, 2013.

[33] Nicolas Kuban, *Les ondes électromagnétiques : innocuité ou réel danger pour la sante*, Thèse de doctorat, Université de Lorraine, France, 2013.

[34] C. A. Balanis, *Antenna theory, analysis and design*, John Wiley & Sons, Inc. New York, 2nd Edition, 1997.

[35] Sylvain Demarty, *Contribution à l'étude électromagnétique théorique et expérimentale des cartes de circuit imprimé*, Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 2006.

[36] Adnan Saghir, *Contribution à la caractérisation des structures rayonnantes. Application aux études en champ proche de rayonnement électromagnétique*, Thèse de doctorat, Sciences de l'ingénieur, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2013.

[37] Cerge, *Compatibilité électromagnétique*, Note de cours Académie de Paris, Créteil, Versailles 2003.

[38] Miloudi Mohamed, Louahala Fayçal, *Contribution à l'étude du comportement électromagnétique en champ proche*, Mémoire d'ingénieur d'état en électrotechnique spécialité : Réseaux électriques, Université de Sidi Bel-Abbès, 2009

[39] Stéphane Brehaut, *Modélisation et optimisation des performances CEM d'un convertisseur AC/DC d'une puissance de 600 W* , Thèse de doctorat de l'Université Francois-Rabelais Tours, 2005.

[40] Chaiyan Jettansen, *Modélisation par Approche Quadripolaire des Courants de Mode Commun dans les Associations Convertisseurs-Machines en Aéronautique ; Optimisation du Filtrage*, Thèse de Doctorat Ecole Centrale de Lyon, Décembre 2008.

[41] Johan Délaine, *Alimentation haute fréquence à base composants de puissance en nitrure de Gallium*, Université de Grenoble, 14 avril2014.

[42] Richard Redl, *Electromagnetic Environmental Impact of power Electronics Equipment*, IEEE proceeding, invited Paper, vol 89, NO.6, juin2001,doi: 10.1109/5.931490

[43] Bing Wang, *Analyse de la double modulation aléatoire pour réduire les effets conduits dans les convertisseurs de puissance*, Thèse de doctorat d'université, Université Blaise Pascal, Clermont Ferrand, Juillet 2003.

[44] Edouard Laroche, *Modélisation et commande des systèmes électriques*, Master IT, Spécialité IISA Université Strasbourg, 30/01/2006.

[45] François Costa et Gérard Rojat, *CEM en Electronique de Puissance, Sources de Perturbations, Couplage, SEM*, Techniques de l'ingénieur, Traité Génie Electrique, Doc. D 3290, 15 Août, 2008.

[46] Zbigniew Hanzelka, Andrzej Bien, *Guide Power Quality, Section 3: Harmoniques*, Leonardo Energy, Edition Août 2007, AGH University of Science and Technology, 2007.

[47] Guide technique, *Les Perturbations électromagnétiques basse et haute frequence, Intersections*, Magazine Schneider Electric de l'enseignement technologies et professionnel, Juin 2000.

[48] "*CEM compatibilité électromagnétique*", Tests de performance. http://igm.univ-mlv.fr/~dr/XPOSE2013/CEM/tests.html.

[49] F. Costa, F. Forest, Rojat, A. puzo G, *Etude des Perturbations Conduites et Rayonnées dans une Cellule de Commutation*, Journal de Physique III 3, pp 2221-2248, 1993.

[50] Mahamat Issa Boukhari, *Etude des perturbations électromagnétiques rayonnées par des composants magnétiques planaires intégrés: inductances,* Thèse de doctorat, Physique, Université de Lyon, 2019.

[51] Samuel Akue Boulingui, *Etude du couplage électromagnétique entre circuits intégrés par émulation du perturbateur - Application en téléphonie 3G*', Thèse de doctorat, l'Université Toulouse III - Paul Sabatier, 2009.

[52] *Integrated circuits - Measurement of electromagnetic emissions", 150 kHz to 1 GHz - Part 2: Measurement of radiated emissions - TEM cell and wideband TEM cell method*, International Electrotechnical Commission IEC 61967-2 Geneva 20, Switzerland, 2005, https://cdn.standards.iteh.ai/.../IEC-61967-2-2005.pdf.

[53] M. Ramdani, E. Sicard, S. Bendhia, S. Baffreau, S. Calvet et J-L. Levant, *La compatibilité électromagnétique des circuits intégrés*, Techniques de l'Ingénieur, volume E 2475, Mai 2004.

[54] IEC 61967-3: *Integrated Circuits, Measurement of Electromagnetic Emissions, 150 kHz to 1 GHz – Part 3: Measurement of Radiated Emissions – Surface Scan Method*, Draft Technical Report, IEC, June 2005.

[55] Fethi Benyoubi, *Caractérisation en champ proche des émissions rayonnées de boitiers de blindage électromagnétique'*, Thèse de doctorat, Centrale Supélec, Bâtiment Gustave Eiffel, Unité de recherche IREENA, France, 2019.

[56] B. Deutschmann, H. Pitsch, G. Langer, *Near Field Measurements to Predict the Electromagnetic Emission of Integrated Circuits*, EMC Compo05, Munich, 2005.

[57] K. Haelvoet, S. Criel, F. Dobbelaere, L. Martens, P. De Langhe, R. De Smedt, *Near-field scanner for the accurate characterization of electromagnetic fields in the close vicinity of electronic devices and systems*, Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1996, pp. 1119-1123 vol. 2.

[58] Adam Tankielun, Peter Kralicek, Uwe Keller, Etienne Sicard, Bertrand Vrignon, *Electromagnetic Near-Field Scanning for Microelectronic Test Chip Investigation*, IEEE EMC Society Newsletter, Oct. 2006.

[59] M. Kanda, *Standard Probes for Electromagnetic Field Measurement*, IEEE Transaction on antennas and propagation, vol. 41, N° 10, October 1993, pp.1349-1364.

[60] L. W. Turner, *Electronics Engineer's*, Reference Book", 4th Edition, Butterworth, 1976.

[61] Kemet, *Introduction to capacitor technologies*, kemet Corporation, 2013

[62] W. K. chen, *The electrical engenneering Handbook*, Elsevier Inc, 2005.

[63] Guy Seguier, Francis Labrique, Philippe Delarue, *Electronique de puissance, structures, commandes, applications,* 10ème édition, Dunod, Paris, 2015.

[64] Yuqing Tang, *High power inverter EMI characterization and Impovement Using Auxiliary Resonant Snubber Inverter*, Master en science, Faculté polytechnique, Blachsburg, verginia, 1998.

[65] Vlad Grigore, *Topological issues in signe-phase power factor correction*, Thèse doctorat de science université de Espoo, Finlind, 30 novembre, 2001.

[66] Bing Lu, *Investigation of High-density Integrated Solution for AC/DC Conversion of a Distributed power System*, Thesis PHD, Faculté de polytechnique Blachsburg, Virginia, 5 mai 2006.

[67] Trak ben Salah, *Contribution à la conception des dispositifs de puissance en carbure de silicium : étude et extraction des paramètres*, Thèse de doctorat, INSA de Lyon ,29 janvier 2007.

[68] H. Slimani, **A. Zeghoudi**, A. Bendaoud, S. E. Bechkir, *Exprimental Evaluation of Conducted Disturbances Induced during HF Switching of Active Components*, Electrical engineering Electromechanics, 2022 (Accepté).

[69] Lounis Zohra, *Apports des techniques de câblages laminaires dans un onduleur a IGBT de moyenne puissance*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Loraine ,16 décembre 2000.

[70] Clément Marlier, *Modélisation des perturbations électromagnétiques dans les convertisseurs statiques pour des applications aéronautiques*, Thèse de doctorat, en Génie électrique Université Lille Nord-de-France décembre 2013.

[71] C. Bernard, C. sebrao, O. bernard Laval, C. vaudouer, *Gestion énergétique des panneaux photovoltaïques*, Université de sfax Ecole Nationale d'Ingénieurs de Sfax, 2008-2009.

[72] **A. Zeghoudi**, A. Bendaoud, H. Slimani, B. Benazza, and Bennouna, *Determination of electromagnetic disturbances in a buck chopper*, Australian Journal of Electrical and Electronics Engineering, Vol 19, Issue 2, june 2022, DOI: 10.1080/1448837X.2021.2023073

[73] Bessoltaine Laid, *Mise en évidence d'effets CEM dans les dispositifs d'électronique de puissance avec la proposition de solutions*, Mémoire de magister en électrotechnique, USTO Mohamed Boudiaf, 2009.

[74] Randall W. Rhea, *HF Filter Design and Computer Simulation*, Founder and President Eagleware Corporation, Noble Publishing Atlanta.1994.

[75] Marlin O. Thurston, *SPICE for Power Electronics and Electric Power*, Université de Columbus, Ohio, 2ème Edition, 11 Août 2006.

[76] Peter Mantovanelli Barbosa, *Three-Phase Power Factor Correction Circuits for Low-Cost Distributed Power Systems*, Thesis PHD, Faculté de Polytechnique, Blacksburg, Virginia 31 Juillet 2002.

[77] **A. Zeghoudi**, H. Slimani, A. Bendaoud, B. Benazza, S. Bechekir, H. Miloudi, *Measurement and analysis of common and differential modes conducted emissions generated by an AC/DC converter*, Electrical engineering & electromechanics, 2022, no.1, pp. 3-9. https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.4.09

[78] Bertrand REVOL, *La CEM appliquée en électronique de puissance*, notes de cours, Ecole normal supérieure Scalay-Paris, 12/03/2018.

[79] Helima Slimani, **Abdelhakim Zeghoudi**, Abdelber Bendaoud, Abdeldjalil Reguig, Baghdadi Benazza, Nassireddine Benhadda, " *Experimental Measurement of Conducted Emissions Generated by Static Converters in Common and Differential Modes*", European Journal of Electrical Engineering ISSN: 2103-3641– n° 23-3/2021, pp: 273-279, https://doi.org/10.18280/ejee.230312

[80] Christian Arcambal, *Introduction des contraintes de propagation et rayonnement électromagnétiques dans l'étude et la conception d'émetteurs/récepteurs de puissance*', Université de Rouen, juillet 2003.

[81] C. Labussiere, A. Boyer, O. Pigaglio, J. W. Tao, E. Sicard, C. Lochot, *Calibrage de sondes miniatures pour la caracterisation en champ proche du rayonnement des composants*, Journées Nationales de Microondes, Nantes, Mai 2005.

[82] Y. Gao, I. Wolff, *A new miniature magnetic field probe for measuring three-dimensional fields in planar high-frequency circuits*, IEEE MTT, vol. 44, n°7, June 1996

[83] Y. Gao, I. Wolff, *A miniature magnetic field probe for measuring fields in planar high-frequency circuits,* IEEE MTT-S, vol. 3, Orlando, 1995

[84] S. Osofsky, S. E. Schwarz, *A non-conducting probe for measurements on high-frequency planar circuits*, IEEE MTT-S, vol. 2, Long Beach, 1989.

[85] Adil El Abbazi, *Etude et réalisation d'une nouvelle cellule TEM à support rotatif pour des mesures CEM des circuits intégrés: Application du modèle ICEM. Micro et nanotechnologies/ Microélectronique*, Thèse de doctorat, INSA de Rennes, France, 2006.

[86] F. De Coulon et M. Jufer, *Introduction à l'Electrotechnique*, Traité d'électricité volume1 (7ème éd.), Lausanne, 1995.

[87] François de Dieuleveult et Olivier Romain, *Electronique Appliquée aux Hautes Fréquences, Principes et applications*, 2ème édition, Dunod, 11 Juin 2008.

[88] Ghislain Troussier, *Intégration de bobines sur Silicium pour la conversion d'énergie*, Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 2004.

[89] B. Orlando, « *Conception, réalisation et analyse de micro-inductances intégrées avec matériaux ferromagnétiques doux : applications aux inductances pour la conversion de puissance continue-continue et aux inductances variables MEMS pour circuits microondes reconfigurables* », Thesis, University of Limoges, France, 2007.

[90] Y. M. Kuo et J.-G. Duh, *Application of nanocrystalline FeHfN soft magnetic films to power inductors,* J. Magn. Magn. Mater., vol. 324, no 6, p. 1084-1087, Mars 2012.

[91] M. H. Bechir et al., *Planar inductor equivalent circuit model taking into account magnetic permeability, loss tangent, skin and proximity effects versus frequency*, Analog Integr. Circuits Signal Process., vol. 88, no 1, p. 105- 113, juillet 2016.

[92] I. B. Mahamat et al., *Magnetic field radiated by integrated inductors and magnetic shielding*, in 2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), pp. 747- 752, 2018.

[93] D. Hui, Z. Yisheng et Z. Baishan, *Research on the electromagnetic radiation of a PCB planar* inductor*,* in 2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, vol. 1, p. 3, 2005.

[94] **A. Zeghoudi**, A. Bendaoud, H. Miloudi, S. Bechkir, H. Slimani, M. Miloudi, *Study of The Effectiveness of Shielding on the magnetic emissions emitted by the Toroidal Inductor*, IEEE International Conference On Advanced Electrical Engineering ICAEE, Constantine, Algeria 29-31 October, 2022.

[95] R&S®HZ-15/R&S®HZ-17 Probe Sets R&S®HZ-16 Preamplifier, *E and H near-field emission measurements with test receivers, spectrum analyzers and oscilloscopes,* Broduct Brochure version 01.00.

[96] M. Feliziani and S. Cruciani, *Mitigation of the magnetic field generated by a wireless power transfer (WPT) system without reducing the WPT efficiency*, Int. Symp. Electromagn. Compat. (EMC Eur., pp. 610–615, 2013.

[97] M. Boubekeur, *Evaluation de l'efficacité de blindage de structures avec plaques minces : modélisation par une méthodes de Galerkin discontinue*, Thèse de doctorat, Université Paris Sud, , 2014.

[98] M. Kim, S. Kim, and S. Ahn, *Low Frequency Electromagnetic Compatibility of Wirelessly Powered Electric Vehicles*," 2014 Int. Symp. Electromagn. Compat. Tokyo, pp. 426–429, 2014.

[99] N. P. Suh and D. H. Cho, *The On-line Electric Vehicle. Wireless Electric Ground Transportation Systems*. Springer International Publishing AG, 2017.

[100] F. Benyoubi, Y. LE Bihan, M. Bensetti, L. Pichon, M. Feliachi, and D. Boudikian, *Développement d'un modèle équivalent pour la réduction du champ magnétique rayonné par un moteur à courant continu*, CEM2016, Rennes France, juillet 2016.

[101] S. Celozzi, R. Araneo, G. Lovat, *Electrompagnetic Shielding*, A John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, Canada, 2008.

[102] R. Araneo and S. Celozzi, *Exact solution of the low-frequency coplanar loops shielding configuration*, IEE Proc. - Sci. Meas. Technol., vol. 149, no. 1, pp. 37–44, 2002, doi: 10.1049/ip-smt:20020164.

[103] E. Trevedi, *Design of a Driver IC- IR2110 for MOSFET in Half Bridge Drive*, Master of Engineering in power Electronics and electrical drives, Gujarat Technological University, Ahmed Abad January, 2016.

[104] E. F. Schubert and J. K. Kim, *Solid-State Light Sources Getting Smart*, Science, vol. 308, no. 5726, pp. 1274–1278, May 2005.

[105] Ada Czesnakowska, *Développent d'une source de lumière blanche grâce au couplage d'une diode laser et d'un luminophore adaptés*, Thèse doctorat, GEET-Génie électrique électronique et télécommunication, Université Toulouse 3, Paul Sabatier, France, 2018.

[106] Peter Flesch, *Light and Light Sources - High-Intensity Discharge Lamps*, Springer Berlin, Heidelberg, eBook ISBN: 978-3_540 -32685-4, May, 2007, DOI:org/10.1007/978-3-540-32685-4

[107] Angel Barroso, *Optimisation des systèmes d'éclairage des bâtiments de l'Université Paul Sabatier base sur un réseau novateur de type bus continu/basse tension*, Thèse de Doctorat Universite de Toulouse 3 Paul Sabatier, France, 13 Janvier 2017

[108] M. Martin Beech, *The Physics of Invisibility - A Story of Light and Deception*, Springer -Verlag New York, ISBN: 978-1-6414-0616-7, 2012.

[109] Arezki Toumi, *Etude des résonances acoustiques dans une lampe a décharge haute pression a enveloppe céramique*, Thèse doctorat en génie électrique, Université Toulouse III – Paule Sabatier, France, 2004.

[110] J. A. J. M. Van Vli and J. J. De Groot, *High-pressure sodium discharge lamps,* IEE Proceedings A Physical Science, Measurement and Instrumentation, Management and Education, Reviews, 128 (6) :415–441, 1981, DOI:10.1049/ip-a-1.1981.0066.

[111] J. J De Groot and J. A. J. M Van Vliet, *High-pressure sodium lamps,* Philips Technical Library, 1981.

[112] L. Chhun, *Modes d'alimentation et de Commande des lampes sodium haute pression en vue d'éviter les résonances acoustiques*, Thèse doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, 2010.

[113] E. Roaux, *La lampe à induction*, Association Française de l'éclairage, 2003. http:// clg.lakanal.free.fr/techno/IMG/pdf/la_lampe_a_induction.

[114] Nathalie Mayer, *Electroluminescence*, https://www.futura-sciences.com/sciences/definitions/physique-electroluminescence-15953/

[115] Nicolas Pousset, *Caractérisation de redu des couleurs des nouvelles sources : les diodes électroluminescentes (LED),* Thèse de Doctorat, Conservatoire national des arts et métiers, France 2009.

[116] P. Schlotter, J. Schmidt and R. Schneider, *Luminescence conversion of blue light emitting diodes*, Applied physics A, 64(4):417-418, 1997.

[117] A. A. Berg and P. J. De., *Lighting-emitting diode*, p 20-22. Oxford : Clarendon Press, 1976.

[118] L. Massol, *Les LED pour l'éclairage*, 2e éd. : Fonctionnement et performances. Electronique. Dunod, 2015.

[119] Pauline Burner, *Nouvelle génération de luminophores pour l'éclairage par LED*, Thèse de Doctorat, l'Ecole Doctoral I-MEP2, l'Institut Néel, CNRS, Université de Grenoble Alpes, 20 octobre 2016.

[120] L. Yang, M. Chen, Z. Lv, S. Wang, X. Liu, and S. Liu, *Preparation of a YAG:Ce phosphor glass by screen-printing technology and its application in LED packaging*, Optics. Letters journal, 38(13): 2240–2243, Jul 2013.

[121] M. Arias, A. Vazquez et J. Sebastian, *An overview of the AC-DC and DC-DC converters for LED lighting applications*, Automatika, vol. 53, n° 2, p. 156-172, 2012.

[122] X. Xu, A.J Colin, S. Z. Djokic, R. Langella, A. Testa et J. Drapela, *Experimental evaluation and classification of LED lamps for typical residential applications,* In Proc. IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conf. Europe (ISGT-Europe), Torino, Italy, p. 1-6, avr. 2017.

[123] J. Drapela, R. Langella, A. Testa, A.J Colin, X. Xu et S. Z. Djokic, *Experimental evaluation and classification of LED lamps for light flicker sensitivity*, In Proc. IEEE PES Int. Conf. Harmonics and Quality of Power (ICH

[124] Georges Zissis, Laurent Canale, *Éclairage à base de LEDs Conception des systèmes*, Technique de l'ingénieur, Réf. : E 6502-3.

[125] Manuel Arias, Aitor Vázquez, Javier Sebastián, *An Overview of the AC-DC and DC-DC Converters for LED Lighting Applications,* Automatika 53(2012) 2, 156–172, May, 2012, DOI: 10.7305/automatika.53-2.154.

[126] Natthanon Phannil, Chaiyan Jettanasen and Atthapol Ngaopitakkul, *Harmonics and Reduction of Energy Consumption in Lighting Systems by Using LED Lamps*, Energies 2018, 11, 3169; doi:10.3390/en11113169

[127] International Electrotechnical Commission (IEC). IEC 61000-3-2:2018, *Electromagnetic Compatibility (EMC)—Part 3-2: Limits— Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current ≤16 A per Phase*), Jan 2018, https://webstore.iec.ch/publication/28164.

[128] **A. Zeghoudi,** A. Bendaoud, L. Canale, A. Tilmatine and H. Slimani, *Determination of power factor and Harmonic Distortion of AC/DC LED Driver,* 2021 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2021 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / ICPS Europe), Bari Italy, 2021, pp. 1-6, doi: 0.1109/EEEIC/ICPSEurope51590.2021.9584665.

[129] Drapela, J., *Disturbing Influences of the Illuminating Systems to the Supply Network (in Czech)*, Ph.D. Thesis, Brno University of Technology, 2006, 233pp

[130] Jiri Drapela ,Jaromir Bok, *An improved Valley-fill passive Power Factor circuit For electronic ballast*, Conference. Proceeding of the 9th International Scientific conference Electric Power Engineering 2008. EPE 2008 BRNO Czech Republic, 2008.

[131] Spangler, J., et al., *Electronic Fluorescent Ballast using Power Factor Correction Techniques for Loads Greater than 300 Watts*, Proc. Sixth Annual Applied Power Electronics Conf., Hyatt Regency, Dallas, Texas, pp. 393-399, 1991.

[132] Flaviu Pop , Calin Munteanu , Adina Racaa, George Mihai, *Evaluation of Conducted Disturbances from LED Lamps According to EN 55015*, 2016 International conference on communications (COMM), Bucharest, Romania, 2016.

[133] *EMC Directive 2004/108/EC sets the essential protection requirements for electrical and electronic equipment*, Intertek Group PLC, https://www .intertek.com/emc/directive-2004-108-ec/.

[134] **A. Zeghoudi**, A. Bendaoud, L. Canale, A. Tilmatine and H. Slimani, *Common Mode and Differential Mode noise of AC/DC LED Driver*, 2021 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2021 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / ICPS Europe), Bari Italy, 2021, pp. 1-6, doi: 10.1109/EEEIC/ICPSEurope51590.2021.9584616.

[135] **A. Zeghoudi**, A. Bendaoud, L. Canale, S. Khelladi, H. Slimani, H. Miloudi, *Common And Differential Modes Filter for PFC AC/DC LED Driver*, 2022 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2021 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / ICPS Europe), Prague, Czech Republic, , June 28th- July1st 2022, doi:10.1109/EEEIC/ICPSEurope54979.2022.9854760.

[136] V. Tarate Erasath, *EMI Filter design: part II: Selection of filter topology for optimal performance*, IEEE Electromagn., Compat. Mag, vol 1, no.2, pp.60-73, 2012.

[137] S. Khalladi, K. Saci, A. Hadjadj, A. Ales, *Design And Behavioral Of EMI Aeronautical Applications*, 2019 International Conference on Advanced Electrical Engineering (ICAEE), November 2019, Algiers, Algeria.

[138] J. L. Kotny, T. Duquesne, N. Idir, *EMI Filter design using high frequency models of the passive components*, 2011 IEEE 15TH Workshop on signal Propagation on Interconnects (SPI) Naples, Italy, 2011.

[139] Heldwein M., *EMC Filtering of Three-phase PWM Converters*, Thèse de doctorat, ETH Zurich, Zurich, Switzerland, 2008.

[140] **A. Zeghoudi**. A. Bendaoud, L. Canale, A. Tilmatine, M. Miloudi, H. Miloudi, *Experimental Meausurements of Harmonic Distortion And Electromagnetic Interference of AC/DC LED Lamps*, IEEE IAS, Michigan, Detroit, USA. 10 oct, 2022, doi:10.1109/IAS54023.2022.9940136.

[141] **A. Zeghoudi**, A. Bendaoud, L. Canale, H. Slimani, H. Miloudi, M. Miloudi, *Experimental Measurements of Near Magnetic Field By Different Probe for AC/DC LED Driver*, 2022 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2021 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / ICPS Europe), Prague, Czech Republic, June 28th- July1st 2022, doi:10.1109/EEEIC/ICPSEurope54979.2022.9854788.

[142] **Abdelhakim Zeghoudi**, Abdelber Bendaoud, Helima Slimani, Baghdadi Benazza, Houcine Miloudi, Laurent Canale, *Power impact and electromagnetic disturbances of different lighting modes from spot LED lamp*, Optik (international journal for light and electrons optics), Volume 269, 2022,169898, ISSN 0030-4026,https://doi.org/10.1016/j.ijleo.2022.169898

[143] **Abdelhakim Zeghoudi**, Abdelber Bendaoud, Amar Tilmatine, Seyfeddine Bechkir, Georges Zissis, Laurent Canale, *Study of the impact of the power dimming and lighting modes of LED lamps on the near magnetic field*, Optik (international journal for light and electrons optics), Volume 271, 2022, 169997, ISSN 0030-4026, https://doi.org/10.1016/j.ijleo.2022.169997.

[144] Tekbox *EMC Probe Manual,"V2.2 H20, H10, H5, E5, TBWA 2/20dB, TBWA2/40dB*, https: //www. Tekbox .com/produc t/TBPS01_TBWA2_Manual.pdf.

العنوان: قياس التداخلات الكهرومغناطيسية الموصلة والمشعة في المحولات الثابتة - التطبيق على مصدر طاقة مصباح LED

ملخص- يعد التوافق الكهرومغناطيسي (EMC) جانبًا أساسيًا في تصميم هياكل إلكترونيات الطاقة .في حالة المحولات الساكنة ، تحدث الاضطرابات التي تم إجراؤها (الوضع المشترك والتفاضلي) والإشعاع (المجال المغناطيسي والكهربائي) بشكل أساسي عن تبديل أشباه الموصلات وتفاعلها مع العناصر الطفيلية في النظام .في هذا العمل تم إجراء دراسة لتحديد التداخل الكهرومغناطيسي في المحولات الساكنة .في الجزء الأول ، تمت دراسة وتحقيق مقوم جسر الصمام الثنائي أحادي الطور والمروحية التسلسلية .ثم تمت دراسة مزيج من هذين الهيكلين .تم استخدام طريقة مسح المجال المغناطيسي لقياس المجالين الكهربائي والمغناطيسي وتقييم فعالية التصفيح .بعد ذلك ، تم تحديد تأثير التغير في التردد ودورة عمل التبديل لـ MOSFET لمروحية متسلسلة على الاضطرابات التي تم إجراؤها وإشعاعها .في الجزء الثاني من هذه الأطروحة ، أجريت دراسات تجريبية ومحاكاة لتحليل التداخل المشع والمجرى في مصابيح LED تم تنفيذ هذا المشروع في إطار برنامج PHC Maghreb "MELINA" (إتقان الإضاءة الفعالة في شمال إفريقيا) .
كان الهدف العام من هذا العمل هو فهم الاضطرابات الكهرومغناطيسية والتحكم فيها في المحولات الساكنة ومصابيح LED ، من أجل تصميم أنظمة أكثر كفاءة في استخدام الطاقة.

كلمات مفتاحية : الحث الحلقي ، الاضطرابات ، المروحية ، المجال المغناطيسي ، المجال الكهربائي ، المجال القريب ، التصفيح ، تحكم مصباح LED ، الوضع المشترك ، الوضع التفاضلي.

Title : " Measurement of Conducted and Radiated Electromagnetic Interferences in Static Converters - Application to LED Lamp Power Supply"

Abstract : Electromagnetic compatibility (EMC) is a crucial aspect in the design of power electronics structures. In the case of static converters, conducted (common mode and differential mode) and radiated disturbances (magnetic and electric fields) are primarily caused by semiconductor switching and their interactions with system parasitic elements.
This work conducted a study on the identification of electromagnetic interference in static converters. In the first part, the single-phase diode bridge rectifier and series chopper were studied and implemented. Subsequently, a combination of these two structures was investigated. The magnetic field scanning method was utilized to measure the electric and magnetic fields and evaluate shielding effectiveness.
Furthermore, the impact of varying the switching frequency and duty cycle of the series chopper's MOSFET on conducted and radiated disturbances was determined.
In the second part of this thesis, experimental studies and simulations were conducted to analyze conducted and radiated interference in LED lamps. This project was carried out within the framework of the PHC Maghreb program "MELINA" (Mastering Efficiency Lighting in North Africa).
The overall objective of this work was to understand and master electromagnetic disturbances in static converters and LED lamps, in order to design more energy-efficient systems.

Key words: Toroidal Inductance, Disturbances, Chopper, Magnetic Field, Electric Field, Near Field, Shielding, Lamp LED Driver, Common Mode, Differential Mode.

Titre : " Mesure des Perturbations Electromagnétiques Conduites et Rayonnées dans les Convertisseurs Statiques - Application à l'alimentation des Lampes LED "

Résumé : La compatibilité électromagnétique (CEM) est un aspect essentiel de la conception des structures de l'électronique de puissance. Dans le cas des convertisseurs statiques, les perturbations conduites (mode commun et différentiel) et rayonnées (champ magnétique et électrique) sont principalement causées par la commutation des semi-conducteurs et leurs interactions avec les éléments parasites des systèmes.
Dans ce travail, une étude sur l'identification des interférences électromagnétiques dans les convertisseurs statiques a été réalisée. Dans la première partie, le redresseur monophasé en pont de diodes et le hacheur série ont été étudiés et réalisés. Ensuite, une combinaison de ces deux structures a été étudiée. La méthode de scan du champ magnétique a été utilisée pour mesurer les champs électrique et magnétique et évalué l'efficacité du blindage.
Ensuite, l'impact de la variation de la fréquence et du rapport cyclique de commutation du MOSFET d'un hacheur série sur les perturbations conduites et rayonnées a été déterminé.
Dans la deuxième partie de cette thèse, des études expérimentales et des simulations ont été réalisées pour analyser les interférences conduites et rayonnées dans les lampes LED. Ce projet a été mené dans le cadre du programme PHC Maghreb "MELINA" (Mastering Efficiency Lighting in North Africa).
L'objectif global de ce travail était de comprendre et de maîtriser les perturbations électromagnétiques dans les convertisseurs statiques et les lampes LED, afin de concevoir des systèmes plus efficaces sur le plan énergétique.

Mots clés : Inductance Toroïdale, Perturbations, Hacheur, Champ magnétique, Champ électrique, Champ proche, Blindage, Driver lampe LED Mode commun, Mode différentiel.