

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Ahmed ZABANA de RELIZANE
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département d'Electrotechnique et d'Automatique



MEMOIRE

En vue de l'obtention du diplôme de MASTER en :
Electrotechnique Industrielle

Intitulé

Analyse des Perturbations Conduites en Modes
Commun et Différentiel dans les Convertisseurs Statiques

Présenté par :

Mlle : HARIGUI Fatima

Devant les membres de jury :

Président : Mr. BENADJEMIA M'hamed Benali Maître assistant (A) (Univ. Relizane)

Encadreur : Mr. MILOUDI Mohamed Maître de conférences (A) (Univ. Relizane)

Examineur : Mme . ABDELGOUI Rim Feyrouz Maître de conférences (B) (Univ. Relizane)

Année universitaire : 2024/2025

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à exprimer ma profonde gratitude à **Dieu**, le Tout-Puissant, pour m'avoir accordé la force, la patience et les bénédictions nécessaires à la réalisation de ce travail, et pour avoir guidé mes pas sur le chemin du savoir, au sein de l'Université de Relizane.

Je souhaite adresser mes sincères remerciements à **mon encadrant, le Docteur Mohamed MILOUDI**, pour la confiance qu'il m'a accordée, la rigueur de son encadrement et la qualité de son accompagnement tout au long de ce travail. Sa disponibilité, ses conseils avisés, son soutien constant et son optimisme, même dans les moments les plus difficiles, ont été d'une grande importance tant sur le plan scientifique que personnel. Grâce à lui, j'ai pu surmonter les nombreux défis rencontrés au cours de ce parcours.

Je remercie également **Monsieur BENADJEMIA M'hamed Benali**, de l'Université de Relizane, d'avoir accepté de présider le jury de soutenance. J'exprime aussi ma profonde reconnaissance à **Madame le Docteur ABDELGOUI Rim Feyrouz**, de l'Université de Relizane, pour l'honneur qu'elle m'a fait en acceptant de participer au jury. Qu'ils trouvent ici l'expression de mes remerciements les plus sincères.

Je ne saurais terminer ces remerciements sans adresser une pensée particulière à **mes parents, à ma mère et à mon père**, pour l'éducation morale et les valeurs humaines qu'ils m'ont transmises, ainsi que pour leur patience, leur soutien et leur aide précieuse tout au long de mes études. Qu'ils trouvent ici l'expression de ma profonde reconnaissance.

J'exprime également ma gratitude à **mes deux frères**, dont le soutien et la présence bienveillante m'ont beaucoup apporté, ainsi qu'à **mon camarade Dahmane Aicha Radhia**, pour son aide, ses encouragements et sa précieuse camaraderie durant tout ce parcours.

Enfin, je remercie chaleureusement tous les membres de ma famille pour leur soutien indéfectible et leurs encouragements constants.

Mille mercis à toutes et à tous.

TABLE DES MATIERES

Résumé	V
Liste des Abréviations	VI
Liste des Figures	X
Liste des Tableaux	XIII

INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	1
----------------------------	---

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LA COMPATIBILITE ÉLECTROMAGNETIQUE

I-1.	INTRODUCTION.....	3
I-2.	HISTORIQUE DE LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE.....	3
I-3.	DEFINITION DE LA CEM	4
	I-3-1. Champ d'action de la C.E.M	4
	I-3-2. Différents aspects de la C.E.M.....	5
I-4.	OBJECTIF DE LA C.E.M	5
I-5.	REGLES DE BASE DE LA C.E.M.....	5
I-6.	NIVEAU DE PERTURBATION	6
	I-6-1. Niveau d'immunité	7
	I-6-2. Émission et Susceptibilité.....	7
I-7.	PERTURBATION ELECTROMAGNETIQUE.....	7
I-8.	SOURCES DE PERTURBATION.....	8
	I-8-1. Sources permanentes et sources intermittentes.....	9
	I-8-2. Sources large bande et bande étroite.....	9
	I-8-3. Sources intentionnelles et non intentionnelles.....	10
	I-8-4. Sources impulsionnelles.....	10
I-9.	MODE DE PROPAGATION.....	11
I-10.	MECANISME DE COUPLAGE DES PERTURBATIONS	12
	I-10-1. Couplage par conduction.....	13
	I-10-1-1. Mode commun (MC).....	13
	I-10-1-2. Mode différentiel (MD).....	14
	I-10-1-3. Modèle des deux boîtes.....	15
	I-10-2. couplage par rayonnement	16
	I-10-2-1. Champ magnétique.....	16
	I-10-2-2. Champ électrique.....	16
	I-10-2-3. Zones de rayonnement électromagnétique.....	17
I-11.	MODES DE COUPLAGE.....	18

I-11-1.	Couplage par impédance commune.....	19
	I-11-1-1. Exemple	19
I-11-2.	Couplage par diaphonie inductive.....	19
	I-11-2-1. Exemple	19
I-11-3.	Couplage par diaphonie capacitive.....	20
	I-11-3-1. Exemple.....	20
I-11-4.	Couplage champ à fil.....	21
	I-11-4-1. Exemple.....	21
I-11-5.	Couplage champ à boucle.....	21
	I-11-5-1. Exemple.....	22
I-12.	MOYENS DE PROTECTION EN CEM.....	22
I-12-1.	Disposition des composants et du câblage.....	22
	I-12-1-1. Du schéma au montage réel.....	22
	I-12-1-2. Recherche d'une stratégie de placement.....	22
	I-12-1-3. Etude de la disposition du câblage.....	22
I-12-2.	Blindage.....	23
	I-12-2-1. Blindage magnétique.....	23
	I-12-2-2. Blindage amagnétique.....	23
I-12-3.	Torsadage.....	24
I-12-4.	Filtrage.....	24
	I-12-4-1. Filtres passifs.....	25
	I-12-4-2. Filtres actifs.....	25
I-12-5.	Ferrites	26
I-12-6.	Mise à la terre.....	26
I-13.	CONCLUSION.....	26

CHAPITRE II : NORMES ET MOYENS D'ESSAIS APPLIQUÉES EN CEM

II-1	INTRODUCTION	28
II-2	ROLE DES NORMES DANS LA C.E.M.....	28
	II-2-1. Norme EN 55022.....	30
	II-2-2. Norme DO-160D.....	31
II-3.	PREOCCUPATION DE LA C.E.M.....	32
II-4.	CLASSIFICATIONS ET PLAGES DE FREQUENCES.....	33
II-5.	INSTRUMENTATION DE MESURES EN CEM.....	35
	II-5-1. Quels sont les calculs que l'on fait en CEM ?.....	35
	II-5-2. Techniques et moyens de mesure en CEM conduite.....	35
	II-5-3. Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL).....	36
	II-5-4. Analyseur de spectre.....	38

II-5-5.	Sonde de courant HF.....	38
II-5-6.	Séparateur de bruit MC/MD.....	39
II-6	MESURE DES PERTURBATIONS RAYONNEES.....	40
II-6-1.	Sonde de champ EM.....	40
II-6-2.	Antennes.....	40
II-6-3.	Essais en espace libre.....	41
II-6-4.	Essais en chambre anéchoïde.....	41
II-6-5.	Cellule TEM et GTEM.....	42
II-6-6.	Méthode EMC-Strip-line.....	43
II-6-7.	Méthode scan champ proche.....	44
II-6-8.	Chambres réverbérantes à brassage de modes (CRBM).....	45
II-6-9.	Analyseur de puissance et d'harmoniques.....	45
II-6-10.	Spectromètre Flicker (flickermetre).....	46
II-7	CONCLUSION.....	46

CHAPITRE III : ÉTUDE DU COMPORTEMENT CEM DANS LES CONVERTISSEURS STATIQUES

III-1.	INTRODUCTION.....	48
III-2.	OBJECTIF DU TRAVAIL.....	49
III-3.	IMPACT DES SEMI-CONDUCTEURS SUR LE COMPORTEMENT CEM.....	49
III-4.	SEMI-CONDUCTEUR.....	49
III-4-1.	Transistor IGBT.....	50
III-4-2.	Transistor MOSFET.....	50
III-4-3.	Diodes.....	51
III-5	CONVERTISSEURS STATIQUES.....	51
III-5-1.	Conversion Continu/ Continu : Hacheur.....	52
III-5-2.	Conversion Continu/ Continu : Hacheur.....	52
III-5-3.	Conversion Continu /Continu : Flyback.....	53
III-6.	MODELES CEM ETUDIE.....	54
III-6-1	Détermination des perturbations générées par le pont redresseur.....	55
III-6-2.	Détermination des perturbations générées par le hacheur.....	58
III-6-3.	Détermination des perturbations générées par le Flyback.....	61
III-7.	CONCLUSION.....	69
	CONCLUSION GÉNÉRALE.....	70
	BIBLIOGRAPHIE	XIV

ملخص : في الوقت الحاضر، تُعد التوافقية الكهرومغناطيسية (CEM) من أبرز التحديات في تصميم أنظمة إلكترونيات القدرة. وغالبًا ما يتم تأجيل أخذها بعين الاعتبار إلى المرحلة الأخيرة من تطوير المحولات، حيث تُعتبر العقبة الأخيرة قبل طرح المنتج في السوق. ومع ذلك، فإن دمج اعتبارات CEM منذ المراحل الأولى من التصميم يمكن أن يؤدي إلى تقليل كبير في التكاليف واختصار في مدة البحث والتطوير، من خلال تقدير الاضطرابات الكهرومغناطيسية عبر المحاكاة. يركز هذا العمل على التنبؤ وتقدير الاضطرابات الكهرومغناطيسية المُقادة الناتجة عن ثلاثة أنواع من المحولات: المُقوم، والمُبدل، ومزود الطاقة من نوع Flyback وبموجب معيار CEM محدد، يجب أن يكون الضجيج الكهرومغناطيسي الناتج عن هذه المحولات متوافقًا مع الحدود التي تحددها اللوائح والمعايير ذات الصلة. يتناول الفصل الأول الإشكاليات العامة المتعلقة بالاضطرابات المُقادة. أما الفصل الثاني فيستعرض المعايير الكهرومغناطيسية وطرق الاختبار المعتمدة. وأخيرًا، يُخصص الفصل الأخير للمحاكاة كأداة أساسية لتقييم وتحليل الاضطرابات الناتجة عن المحول المدروس. وتُبرز هذه الدراسة الدور الحيوي الذي تلعبه المحاكاة في التحكم في ظواهر CEM منذ المراحل الأولى من التصميم.

الكلمات المفتاحية : التوافق الكهرومغناطيسي. محول الطاقة DC/DC. المُبدل، ومزود الطاقة من نوع Flyback، الاضطرابات. برنامج المحاكاة. نمط مشترك MC. نمط تفاضلي MOSFET.MD.

ABSTRACT : Nowadays, Electromagnetic Compatibility (EMC) represents one of the major challenges in the design of power electronics systems. Too often relegated to the final stage of converter development, EMC is viewed as the last hurdle before commercialization. However, integrating EMC considerations from the early design phase can significantly reduce both costs and development time, thanks to the estimation of electromagnetic disturbances through simulation. This work focuses on the prediction and estimation of conducted electromagnetic disturbances generated by three types of converters: the rectifier, the chopper, and the Flyback power supply. Under a given EMC standard, the electromagnetic noise produced by these converters must comply with the limits defined by the applicable regulations. The first chapter presents the overall issues related to conducted disturbances. The second chapter outlines the relevant EMC standards and testing procedures. Finally, the last chapter is dedicated to simulation, a crucial tool for evaluating and analyzing the disturbances generated by the studied converter. This study highlights the essential role of simulation in managing EMC constraints from the earliest stages of design.

Keywords: EMC, rectifier, chopper, Flyback, conducted EMI, simulation software, common mode MC, differential mode MD, MOSFET.

RESUME : De nos jours, la Compatibilité Électromagnétique (CEM) constitue l'un des défis majeurs dans la conception des structures en électronique de puissance. Trop souvent reléguée à la dernière étape du développement des convertisseurs, la CEM est perçue comme un ultime obstacle à leur mise sur le marché. Pourtant, son intégration dès la phase de conception permet non seulement de réduire significativement les coûts, mais également d'optimiser les délais de recherche et de développement grâce à l'estimation des perturbations électromagnétiques par simulation. Ce travail porte sur la prédiction et l'estimation des perturbations électromagnétiques conduites générées par trois types de convertisseurs : le redresseur, le hacheur et l'alimentation Flyback. Dans le cadre d'une norme CEM donnée, le bruit électromagnétique produit par ces convertisseurs doit rester conforme aux limites imposées par les gabarits normatifs. Le premier chapitre présente la problématique générale liée aux perturbations conduites. Le second chapitre décrit les normes CEM et les méthodes d'essai associées. Enfin, le dernier chapitre est consacré à la simulation, outil essentiel pour l'évaluation et l'analyse des perturbations générées par le convertisseur étudié. Cette étude souligne ainsi l'apport crucial de la simulation dans la maîtrise des phénomènes CEM dès les premières étapes de conception.

Mots clés : CEM, redresseur, Hacheur, Flyback, IEM conduites, logiciel de simulation, mode commun MC, mode différentiel MD, MOSFET.

LISTE DES ABREVIATIONS

CEM	Compatibilité électromagnétique
MC	Mode commun
MD	Mode Différentiel
MOSFET	Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
CEI	Commission Électrotechnique Internationale
CISPR	Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques
CENELEC	Comité Européen de Normalisation en Électrotechnique
FCC	Fédéral Communications Commission
CE	Communauté européenne
EN	Européen Norme
EM	Électromagnétique
ESD	Décharge électrostatique
IMC	Courant de mode commun
IMD	Courant de mode différentiel
TEM	Transverse Électromagnétique
HF	Haute fréquence
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
IEC	International Électrotechnique Commission
EEC	Communauté Économique Européenne
RSIL	Réseau stabilisateur d'impédance de ligne
BF	Basse fréquence
DC	Direct Current
EST	Équipement sous test
GTEM	Gigahertz Transverse Électromagnétique
DST	Dispositif Sous Test
CRBM	Chambre réverbérant à brassage de modes
AC	Alternatif Current
PWM	Pulse Width Modulation.
EMI	Électromagnétique Interférence

LISTE DES FIGURES

Figure I-1. Fondement de la compatibilité électromagnétique	3
Figure I-2. Phénomène de la compatibilité électromagnétique	4
Figure I-3. Transfert de perturbation entre la source et le récepteur	5
Figure I-4. Illustration sur la compatibilité électromagnétique	6
Figure I-5. Niveaux de perturbation en CEM	6
Figure I-6. Perturbation électromagnétique	7
Figure I-7. Phénomènes de couplage	8
Figure I-8. Sources de bruit	8
Figure I-9. Présentation d'une source intentionnelle	10
Figure I-10. Présentation d'une source non intentionnelle	10
Figure I-11. Émission par rayonnement	11
Figure I-12. Émission conduite par l'équipement	12
Figure I-13. Susceptibilité aux rayonnements	12
Figure I-14. Susceptibilité conduite	12
Figure I-15. Transmission des perturbations	13
Figure I-16. Mode commun	14
Figure I-17. Mesure du courant de mode commun	14
Figure I-18. Mode différentiel	14
Figure I-19. Mesure du courant de mode différentiel	15
Figure I-20. Modèle des deux boîtes	15
Figure I-21. Émission en champ magnétique	16
Figure I-22. Émission en champ électrique	16
Figure I-23. Zones de rayonnement d'une source de perturbation	17
Figure I-24. Zones champ proche et champ lointain	18
Figure I-25. Modes de couplages	18
Figure I-26. Couplage par impédance commune	19
Figure I-27. Couplage inductif	20
Figure I-28. Diaphonie capacitive	20
Figure I-29. Couplage entre le champ électrique et un fil conducteur	21
Figure I-30. Couplage entre le champ magnétique et une boucle	21
Figure I-31. (a) blindage pour contenir les émissions rayonnées, (b) blindage pour exclure les émissions rayonnées	23
Figure I-32. Principe de torsadage	24
Figure I-33. Filtrage des perturbations	24
Figure I-34. (a) filtre passif parallèle, (b) filtre passif série	25
Figure I-35. (a) filtre actif série, (b) filtre actif parallèle	25
Figure I-36. Filtrage HF en mode commun par Ferrite	26
Figure I-37. Mise à la terre	26
Figure II-1. Niveaux des perturbations conduites fixes par la norme EN 55022	30
Figure II-2. Schéma de principe de la mesure de la pollution électromagnétique EM	31
Figure II-3. Niveaux des perturbations conduites fixes par la norme DO-160D	31
Figure II-4. Schéma de principe de la mesure de la pollution électromagnétique EM	32

Figure II-5 Répartition spectrale des perturbations électromagnétiques d'un convertisseur statique et leurs origines	34
Figure II-6. Principe de la mesure des émissions conduites	35
Figure II-7. Mesure des perturbations conduites d'un convertisseur DC/DC	36
Figure II-8. Structure du réseau stabilisateur d'impédance de ligne (RSIL)	37
Figure II-9. Impédance du RSIL	37
Figure II-10. Analyseur de spectre	38
Figure II-11. Sonde de courant HF	39
Figure II-12. Séparateur de bruit (MC/MD)	39
Figure II-13. Sonde de champ EM	40
Figure II-14. Antennes pour mesurer les perturbations rayonnées	41
Figure II-15. Mesure des émissions rayonnées en chambre anchoïade	42
Figure II-16. Photo cellule GTEM (à gauche) et cellule tem (à droite)	42
Figure II-17. Cellule TEM et principe de mesure	43
Figure II-18. Method EMC-strip-line	43
Figure II-19. Méthode scan champ proche CC	44
Figure II-20. Photographie de la chambre réverbérant	45
Figure II-21. Analyseur de puissance et d'harmoniques et la mesure industrielle	46
Figure II-22. Spectromètre flicker	46
Figure III-1. Représentation des bandes d'énergie	50
Figure III-2. Structure d'un IGBT	50
Figure III-3. Représentation symbolique et caractéristiques d'un MOSFET	51
Figure III-4. Représentation symbolique d'une diode	51
Figure III-5. Symbole et tension sortie/entrée d'un hacheur	52
Figure III-6. Symbole et tension sortie/entrée d'un redresseur	52
Figure III-7. Symbole et tension sortie/entrée d'un redresseur commande	53
Figure III-8. Montage de redresseur en pont monophasé	53
Figure III-9. Montage de redresseur commande de thyristors en pont triphasé	53
Figure III-10. Perturbations de mode commun et de mode différentiel en mode conduit	54
Figure III-11. Schéma de simulation de Flyback alimente par une source de tension alternative à travers un RSIL	54
Figure III-12. Schéma de simulation de redresseur monophasé alimente par une source de tension alternative à travers un RSIL	55
Figure III-13. Spectre de tension en mode commun et en mode différentiel	56
Figure III-14. Spectre de courant côté réseau en mode commun et en mode différentiel	57
Figure III-15. Spectre de courant côté charge en mode commun et en mode différentiel	58
Figure III-16. Schéma de simulation du hacheur alimente par une source de tension continue à travers un RSIL	59
Figure III-17. Spectre de tension en mode commun et en mode différentiel	59
Figure III-18. Spectre de courant côté réseau en mode commun et en mode différentiel	60
Figure III-19. Spectre de courant côté charge en mode commun et en mode différentiel	61
Figure III-20. Spectre de tension en mode commun et en mode différentiel	62
Figure III-21. Spectre de courant côté réseau en mode commun et en mode différentiel	63
Figure III-22. Spectre de courant côté charge en mode commun et en mode différentiel	64

Figure III-23. Comparaison de spectre de tensions de mode commun	64
Figure III-24. Comparaison de spectre de tensions de mode différentiel	65
Figure III-25. Comparaison de spectre des courants de mode commun	66
Figure III-26. Comparaison de spectre des courants de mode différentiel	67
Figure III-27. Comparaison de spectre des courants de mode commun	68
Figure III-28. Comparaison de spectre des courants de mode différentiel	68

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I-1. Aperçu sur les différentes sources	9
Tableau II-1. Normes CEM impliquant des convertisseurs statiques	29

INTRODUCTION GÉNÉRALE

La compatibilité électromagnétique (CEM) est devenue, au fil des décennies [1], une exigence incontournable dans la conception et la mise en œuvre des systèmes électroniques modernes [2]. L'évolution rapide de l'électronique de puissance, omniprésente dans les applications industrielles, domestiques, automobiles et aéronautiques, a entraîné une augmentation significative des perturbations électromagnétiques générées par les dispositifs de conversion statique, tels que les redresseurs, hacheurs et convertisseurs Flyback.

Toute étude sérieuse en CEM repose sur l'identification de trois éléments fondamentaux : la source de perturbation, la victime, et le chemin de couplage entre eux. Cette trinité permet de distinguer deux domaines principaux : l'émissivité, soit la capacité d'un appareil à générer des perturbations, et la susceptibilité, représentant sa sensibilité à celles émises par d'autres équipements.

L'objectif de ce projet de fin d'étude est d'analyser, à travers des simulations assistées par la combinaison des outils LTspice et MATLAB, le comportement CEM de différentes topologies de convertisseurs statiques, tel que le redresseur, le hacheur et le convertisseur Flyback. Cette étude s'intéresse spécifiquement aux perturbations conduites en mode commun (MC) et en mode différentiel (MD), dans une bande de fréquence allant de 150 kHz à 30 MHz, tout en respectant les contraintes imposées par les normes EN 55022 et DO-160D.

Le travail est structuré en trois chapitres :

Le premier chapitre est consacré aux concepts fondamentaux de la CEM. Il présente les sources de perturbations, les mécanismes de couplage, les modes de transmission (conduction et rayonnement), ainsi que les moyens de protection adaptés.

Le deuxième chapitre aborde les principales normes de compatibilité électromagnétique applicables aux équipements électroniques, en détaillant les méthodes de mesure, les instruments normalisés, ainsi que les conditions d'essai en milieux contrôlés.

Le troisième chapitre constitue le cœur de ce travail. Il s'agit d'une étude comparative et analytique, par simulation, du comportement CEM de trois convertisseurs : redresseur,

hacheur et Flyback. L'influence des composants actifs (MOSFET, IGBT, diodes) et passifs (condensateurs, inductances) est également examinée, en vue de déterminer les niveaux d'émissions et leur conformité aux exigences normatives.

À travers cette analyse rigoureuse, ce mémoire vise à contribuer à l'optimisation de la conception des convertisseurs du point de vue CEM, tout en sensibilisant aux enjeux techniques liés à la maîtrise des interférences électromagnétiques.

CHAPITRE I : GÉNÉRALITÉS SUR LA COMPATIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE

I-1. INTRODUCTION

L'évolution croissante vers la miniaturisation des composants électriques et électroniques, la complexité accrue des systèmes de contrôle et de commande, ainsi que la coexistence dans un même environnement d'appareils aux puissances et sensibilités variées, ont rendu la compatibilité électromagnétique indispensable au bon fonctionnement des systèmes électriques.

La compatibilité électromagnétique (CEM) désigne la capacité d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système à opérer efficacement dans son environnement électromagnétique, sans générer ni subir de perturbations électromagnétiques excessives ces perturbations peuvent être d'origine naturelle ou artificielle. Parmi les sources naturelles, on retrouve la foudre, les décharges électrostatiques et les rayonnements cosmiques. Les perturbations artificielles, quant à elles, peuvent être intentionnelles, comme celles issues des émetteurs radio, des signaux de télécommunication ou bien accidentelles, provenant des réseaux électriques et des dispositifs d'électronique de puissance tels que les convertisseurs statiques et les alimentations à découpage, ainsi que des appareils électriques grand public.

Les différents éléments et les phénomènes mis en œuvre lors d'une pollution électromagnétique sont représentés sur la figure (I-1) [1-3].

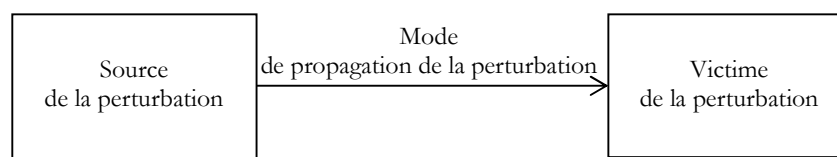


Fig.I-1. Fondement de la compatibilité électromagnétique [3]

I-2. HISTORIQUE DE LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE

La compatibilité électromagnétique (CEM) remonte aux premières transmissions radio de Marconi en 1901, où les interférences étaient résolues par un simple changement de fréquence. Cependant, l'augmentation du nombre d'émetteurs a rendu ces interférences plus complexes. En 1933, la CEI (Commission Électrotechnique Internationale) a créé le CISPR (Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques) pour établir des méthodes de mesure et des limites d'émission. Avec l'arrivée du transistor dans les années 1950 et des

circuits intégrés dans les années 1960, les problèmes de compatibilité se sont intensifiés. Les normes CEM ont été adoptées par les pays, comme les CENELEC (Comité Européen de Normalisation en Électrotechnique) en Europe et la FCC (Federal Communications Commission) aux États-Unis, pour limiter la pollution électromagnétique. Ces normes visent à concevoir des équipements capables de fonctionner dans ces environnements perturbés, avec des tests principalement sur les émissions. Les applications domestiques et industrielles sont distinguées, avec des exigences plus strictes dans le secteur militaire. Il est prévu que dans un futur proche, des tests similaires soient exigés pour les produits commerciaux [2,4].

I-3. DEFINITION DE LA CEM

La compatibilité électromagnétique (CEM) est la capacité d'un appareil ou d'un système à fonctionner de manière satisfaisante dans son environnement électromagnétique, sans générer de perturbations électromagnétiques inacceptables pouvant affecter d'autres appareils ou systèmes dans cet environnement, et sans être lui-même perturbé par ces interférences au point d'altérer son fonctionnement ou ses performances.

Les objectifs de la compatibilité électromagnétique sont les suivants (Fig.I-2) [3,5,6] :

- D'assurer que le rayonnement électromagnétique d'un système électrique n'affecte pas le fonctionnement d'autres dispositifs (*émission*) ;
- D'assurer qu'un système dispose d'un niveau d'immunité adéquat vis-vis des perturbations électromagnétiques ambiantes (*susceptibilité*) ;
- D'assurer aussi qu'il n'est pas interféré avec lui-même (*auto-compatibilité*).

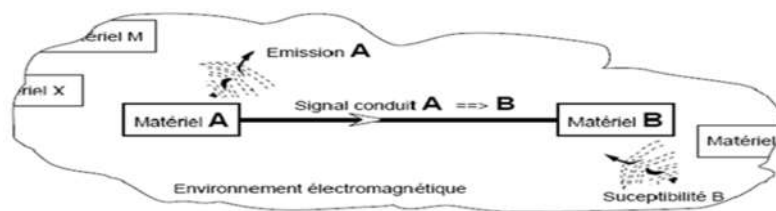


Fig.I-2. Phénomène de la compatibilité électromagnétique [2]

I-3-1. Champ d'action de la C.E.M

- Phénomènes physiques (foudre, décharges électrostatiques, rayonnements, conduits) ;
- Domaines d'application (télécommunications, équipement spatial et militaire, contrôle commande, instrumentation, électronique de puissance) ;
- Gamme de fréquence (de quelques Hz à quelques dizaines de GHz) [7].

I-3-2. Différents aspects de la C.E.M

Lors de l'analyse d'une perturbation électromagnétique, on constate que le problème englobe trois éléments : une source de perturbation qui émet de l'énergie électromagnétique, un canal de couplage au travers duquel l'énergie de ces perturbations se propage et enfin un récepteur qui capte cette énergie (Fig.I-3).

Si les perturbations reçues par ce dernier sont trop élevées et provoquent des interférences, on parle alors de victime de ces perturbations [8].



Fig.I-3. Transfert de perturbation entre la source et le récepteur [8]

I-4. OBJECTIF DE LA C.E.M

La compatibilité électromagnétique (CEM) est la discipline qui a pour objet d'étudier les problèmes de cohabitation électromagnétique. Sa vocation est [8] :

- D'étudier les transferts d'énergie non intentionnels entre systèmes électriques et/ou électroniques ;
- De mettre au point des procédés permettant de limiter les perturbations électromagnétiques émises et ainsi de satisfaire à la réglementation en vigueur ;
- De mettre au point des procédés permettant d'accroître l'immunité des systèmes aux parasites dans des limites faisant également l'objet de réglementations.

I-5. REGLES DE BASE DE LA C.E.M

- ❖ Un appareil électrique ou électronique ne doit pas perturber un autre appareil électrique ou électronique qu'il soit exploité et utilisé correctement ou également, si c'est possible, en cas d'usage incorrect ou de dérèglement prévisible.
- ❖ Un appareil électrique ou électronique doit présenter un niveau approprié de résistance aux perturbations électromagnétiques extérieures.
- ❖ Les appareils électriques ou électroniques vendus en Europe doivent respecter les normes de la communauté européenne (CE), y compris les exigences de compatibilité électromagnétique. Ils doivent porter le marquage CE, engageant ainsi la responsabilité des fabricants et des distributeurs quant à cette conformité.

- ❖ En ce sens, les appareils électriques ou électroniques commercialisés en Europe doivent pouvoir subir avec succès les mesures et essais normalisés (par exemple la norme CISPR : Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques 22/EN5522) [9-11].

I-6. NIVEAU DE PERTURBATION

Pour évaluer l'impact des perturbations électromagnétiques émises ou reçues par un module ou un composant électronique, divers niveaux et marges d'immunité et d'émissivité ont été établis. Le respect de ces critères garantit une compatibilité optimale entre les équipements partageant le même environnement électromagnétique.

Le niveau de compatibilité repose sur la relation essentielle entre le niveau de perturbation et le niveau d'immunité. Ainsi, on définit conventionnellement ce niveau comme la valeur maximale spécifiée de perturbation pouvant être tolérée par un appareil, un équipement ou un système fonctionnant dans des conditions données (Fig.I-4) [8,11-13].

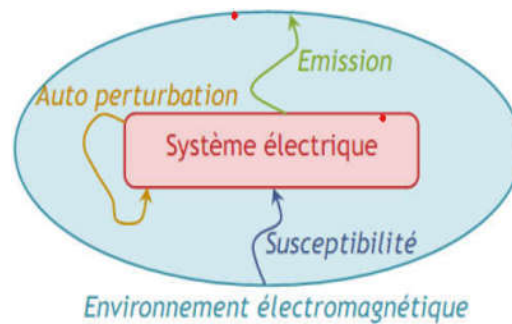


Fig.I-4. Illustration sur la compatibilité électromagnétique [12]

On donne le niveau de perturbation d'un appareil (système) sur la figure (I-5).

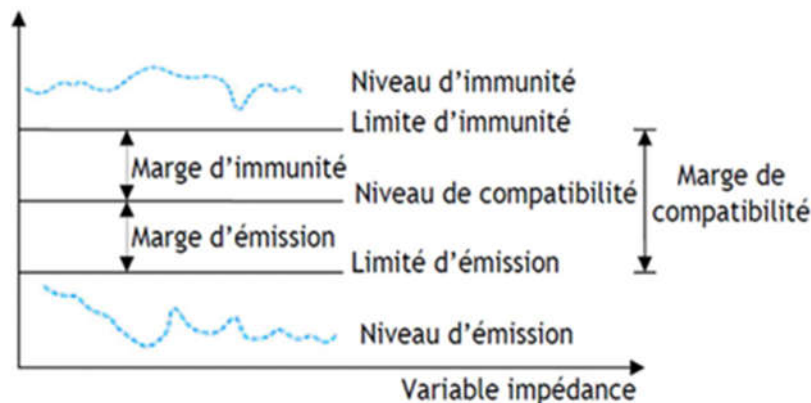


Fig.I-5. Niveaux de perturbation en CEM [12]

I-6-1. Niveau d'immunité

Le niveau d'immunité de chaque appareil est tel qu'il n'est pas perturbé par son environnement électromagnétique. Son niveau d'émission de perturbation doit être suffisamment bas pour ne pas perturber les appareils se trouvant dans son environnement électromagnétique.

I-6-2. Émission et Susceptibilité

La compatibilité devant être assurée dans les deux sens, on est conduit à définir deux types de phénomènes :

Emissions : terme choisi pour les normes aérospatiales ou similaires ou perturbations (équivalent dans les normes industrielles) désignent les signaux (volontaires ou non) dont la propagation est de nature à nuire au bon fonctionnement des objets ou à la santé des êtres vivants situés au voisinage.

Susceptibilité : la susceptibilité désigne le comportement d'un appareil, en réponse à une contrainte externe (volontaire ou non, naturelle ou artificielle), jugé incompatible avec une utilisation normale. Le contraire de la susceptibilité est l'immunité [12].

I-7. PERTURBATION ELECTROMAGNETIQUE

On appelle « perturbation électromagnétique » tout phénomène électromagnétique susceptible de dégrader les performances d'un dispositif, d'un équipement ou d'un système. Ces perturbations peuvent être un bruit électromagnétique, un signal non désiré ou une modification du milieu de propagation (Fig.I-6) [7,9,13].

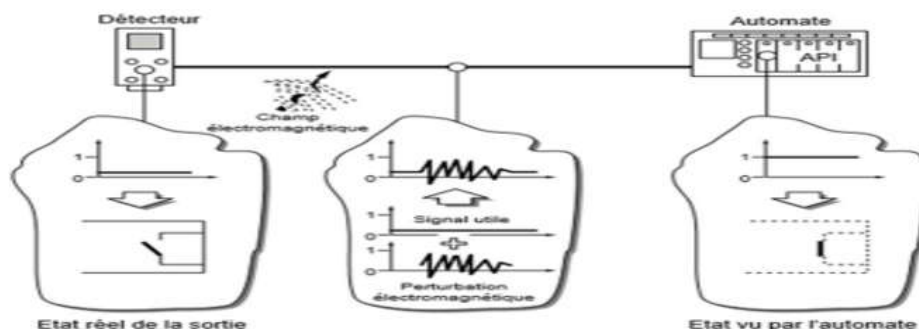


Fig.I-6. Perturbation électromagnétique [7]

De plus, une perturbation électromagnétique (EM), comme son nom l'indique est composée d'un champ électrique E généré par une différence de potentiel et d'un champ

magnétique H ayant pour origine la circulation d'un courant I dans un conducteur (Fig.I-7) [2,13].

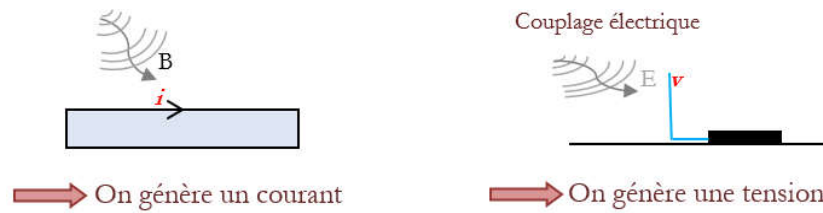


Fig.I-7. Phénomènes de couplage [3]

I-8. SOURCES DE PERTURBATION

Un certain nombre de bruits et perturbations prennent leur origine dans des sources naturelles (foudre, décharge électrostatique (ESD), activité solaire, source cosmique, etc...). Cependant, la majorité des sources est d'origine humaine. Elles sont appelées également bruit industriel, résultant du fonctionnement des équipements construits, (Fig.I-8), ((Tableau (I-1)) [3,14].

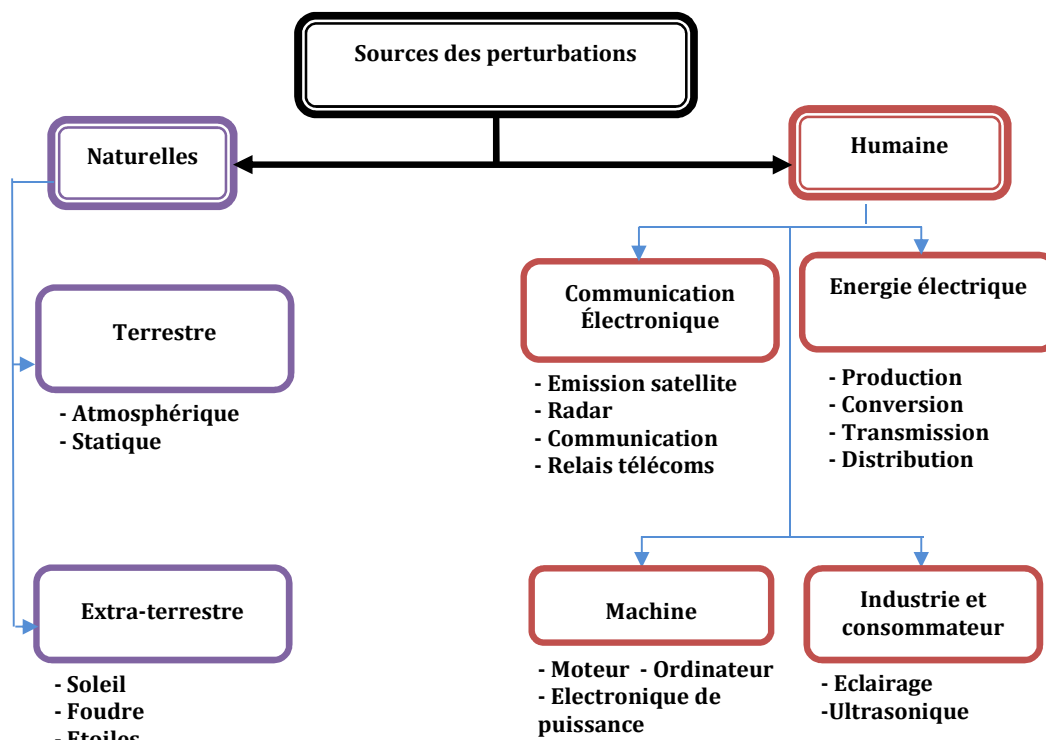


Fig.I-8. Sources de bruit [3]

Tableau I-1. Aperçu sur les différentes sources [7]

Perturbation	Bande de fréquences	Puissance d'émission
Radars	30 MHz – 100 GHz	1 W – 1 MW
Radiodiffusion Télédiffusion	150 kHz – 12 GHz	1 W – 2 MW
Radioamateurs	1 MHz – 250 GHz	1 W – 20 MW
Radiotéléphone	150 MHz – 2 GHz	1 W – 20 MW

Plutôt que de les catégoriser selon leur origine, il est préférable d'analyser leur comportement en fonction du temps et de la fréquence. En effet, ces caractéristiques déterminent les méthodes de mesure des émissions ainsi que les propriétés des générateurs d'essai d'immunité. On peut ainsi distinguer quatre types de sources majeures [3] :

- ✓ Sources continues et sources intermittentes ;
- ✓ Sources à large bande et à bande étroite ;
- ✓ Sources intentionnelles et non intentionnelles ;
- ✓ Sources impulsionnelles.

I-8-1. Sources permanentes et sources intermittentes

Par définition, une source permanente émet des perturbations aussi longtemps que l'appareil contenant cette source est en fonction. Par opposition une source intermittente n'émet des perturbations que aléatoirement donc d'une manière imprévisible. Un exemple typique de sources permanentes est l'horloge d'un système numérique. Tant que le système est enclenché, le niveau d'émission peut cependant varier en fonction du contenu des données traitées dans l'appareil.

Une analyse statistique du niveau d'émission reste donc indispensable : mesure du niveau moyen et du niveau quasi crête. La foudre et les décharges électrostatiques sont des exemples de sources intermittentes.

I-8-2. Sources large bande et bande étroite

Une source est à bande étroite si sa largeur est plus petite qu'une bande de référence (celle du récepteur : instrument de mesure ou victime). Toute l'énergie émise est alors reçue par le récepteur et définit le niveau des perturbations. Celui-ci ne change donc pas si l'on change la bande passante du récepteur. On peut alors se contenter de spécifier le niveau de champ électrique (V/m) correspondant à la fréquence considérée. Une source est qualifiée de large bande si sa largeur de bande est plus grande qu'une bande de référence. Dans ce cas

le niveau mesuré et le niveau des perturbations sont dépendants de la largeur de bande du récepteur. On doit donc spécifier le niveau relatif à la bande passante : V/m/MHz.

I-8-3. Sources intentionnelles et non intentionnelles

Ce classement permet de distinguer les sources de perturbations d'origine volontaire de celles qui sont imprévues. Tout appareil qui a pour objectif l'émission d'ondes électromagnétiques (radiocommunication, radar, etc...) est une source intentionnelle. Dans la plupart des cas, ces sources sont de type harmonique (Fig.I-9).

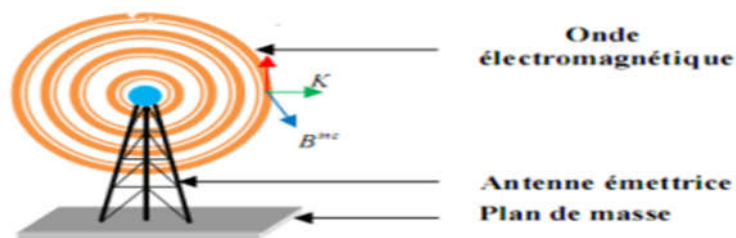


Fig.I-9. Présentation d'une source intentionnelle [8]

Les sources non intentionnelles sont créées par des appareils qui ne sont pas destinés à l'émission radiofréquence (Fig.I-10). Dans la plupart des cas, ces sources sont de type transitoire. Elles peuvent être illustrées par des impulsions unipolaires comme la foudre, caractérisées par leur temps de montée et par la durée d'impulsion, ou par des oscillations amorties, caractérisées par la période d'oscillation et par le taux d'amortissement.

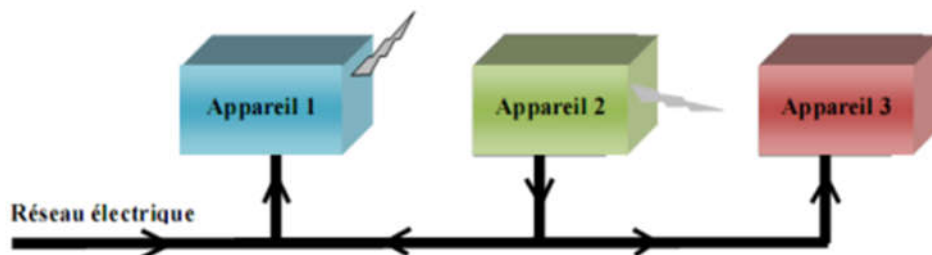


Fig.I-10. Présentation d'une source non intentionnelle [8]

I-8-4. Sources impulsionnelles

La grande majorité des sources non-intentionnelles sont des sources transitoires, soit sous forme d'impulsion unipolaire, soit sous la forme d'une oscillation amortie (qui sont en fait la réponse d'une partie du système à une très courte impulsion unipolaire, assimilable à une impulsion d'une partie du système à une très courte impulsion unipolaire – assimilable à une impulsion de Dirac). On les caractérise par leur temps de montée (temps nécessaire pour

passer de 10% à 90% de l'amplitude crête, et par la durée de l'impulsion unipolaire (à 50% de l'amplitude), ou par la période de l'oscillation amortie et son taux d'amortissement. L'oscillation amortie étant déjà la réponse (visible dans le canal de transmission) à une impulsion unipolaire [8].

I-9. MODE DE PROPAGATION

Les signaux parasites émis par la source (dans un convertisseur statique, la ou les cellules de commutations) sont propagés vers la source d'énergie (ou vers la charge) qui est désignée par le terme de "victime", de plusieurs façons, liées à leur environnement respectif.

Deux cas peuvent alors se présenter :

- Si la source et la victime sont voisins avec ou sans liaison galvanique, le couplage est dit proche et il peut être de nature capacitive, inductive ou résistive. Les outils d'analyse font appel à des modèles de types réseau électrique où les couplages sont représentés par des capacités, des mutuelles ou des résistances (dans le cas de liaisons galvaniques directes). Les phénomènes perturbateurs sont dans ce cas les variations rapides de courant ou de tension ($\frac{di}{dt}, \frac{dv}{dt}$). Ce type de perturbations est appelé *perturbations conduites* et elles se développent dans les câbles ou conducteurs de liaisons aux réseaux, sources d'énergie ou charges.
- Si la source et la victime sont éloignées et sans liaison galvanique, la perturbation est transmise par une onde électromagnétique, on parle de *perturbations rayonnées* ou propagées. Les phénomènes sont décrits avec les outils théoriques et expérimentaux propres à ce domaine (équation de Maxwell et utilisation d'antennes de mesure) [3,7].

- ① **Emission rayonnement** : mesure des champs E.M rayonnés par l'équipement sous test (Fig.I-11).

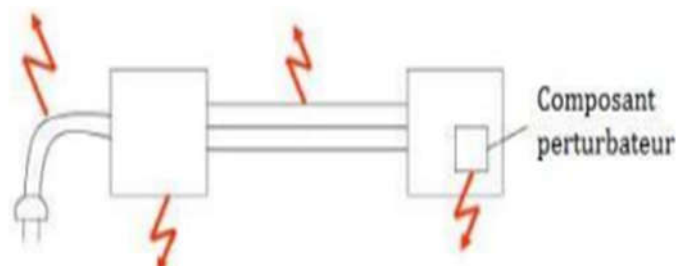


Fig. I-11. Emission par rayonnement [9]

- ② **Emissions conduites par l'équipement** : mesure de la perturbation injectée dans le réseau (Fig.I-12).

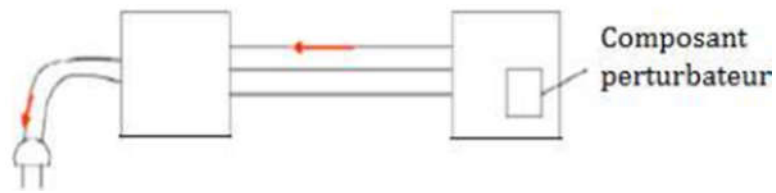


Fig.I-12 .Emission conduite par l'équipement [9]

- ③ **Susceptibilité aux rayonnements** : capacité de fonctionner en présence de champs E.M donnés (Fig.I-13).

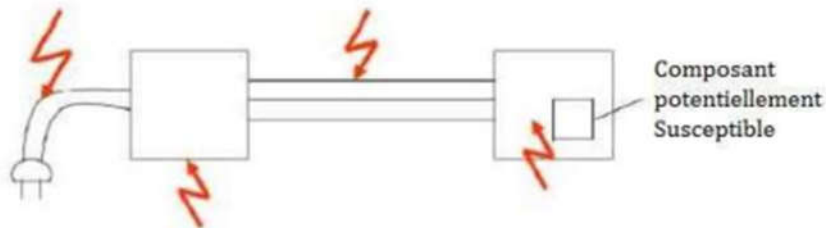


Fig.I-13. Susceptibilité aux rayonnements [9]

- ④ **Susceptibilité conduite** : capacité de fonctionner en présence de perturbation conduites (réseau ou câble de données) (Fig.I-14).

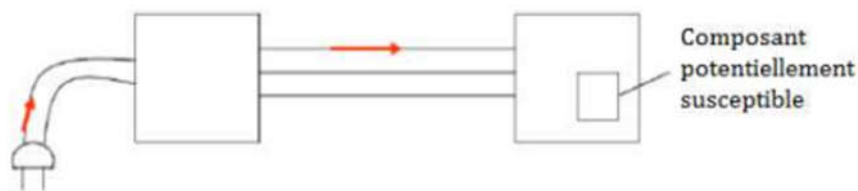


Fig.I-14. Susceptibilité conduite [9]

I-10. MECANISME DE COUPLAGE DES PERTURBATIONS

Les perturbations électromagnétiques peuvent se propager selon deux modes principaux : par **conduction** ou par **rayonnement** (Fig.I-15).

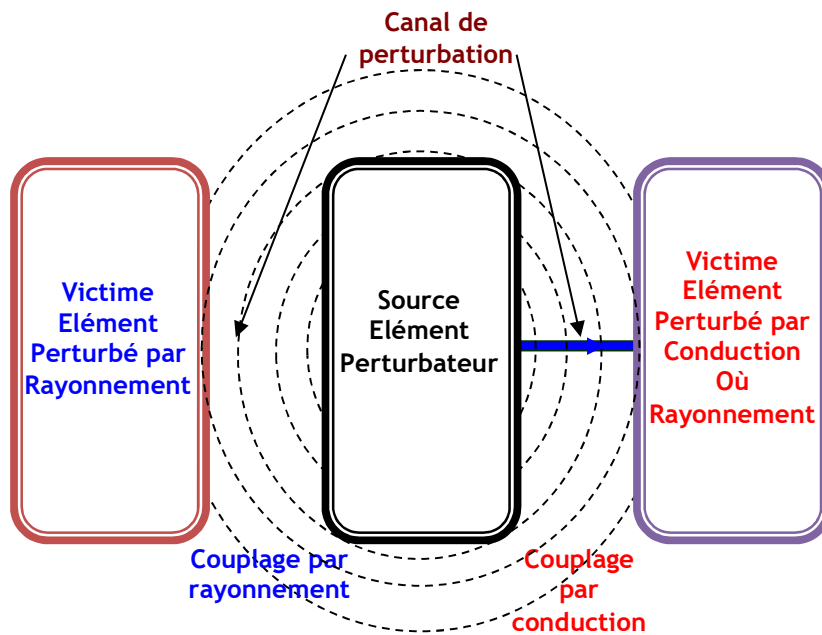


Fig.I-15. Transmission des perturbations [3]

I-10-1. Couplage par conduction

Les perturbations électromagnétiques peuvent également se propager à travers les connexions électriques reliant différents équipements, prenant ainsi le nom de perturbations conduites.

Les courants et tensions parasites, circulant dans les câbles ou fils d'interconnexion, génèrent à leur tour un rayonnement. Inversement, les perturbations rayonnées peuvent induire des courants et tensions parasites dans ces interconnexions. Ainsi, les perturbations conduites et rayonnées sont étroitement liées et s'influencent mutuellement.

Le couplage par conduction électrique se manifeste par l'injection de perturbations à travers les fils reliant divers composants tels que les capteurs, les commandes, les alimentations, les masses et les mises à la terre. Ce type de couplage se décline en deux modes distincts : *Le mode différentiel ou symétrique et le mode commun ou asymétrique* [3].

I-10-1-1. Mode commun (MC)

Un courant de mode commun (I_{MC}) est un courant parasite qui circule sur un ensemble de câbles et se referme par l'environnement à travers les capacités parasites et plus généralement à travers la structure métalliques les plans de masse la terre.

Le mode commun est très peu utilisé pour les signaux utiles, il correspond souvent à un mode parasite. Il est aussi appelé mode *parallèle*, mode *longitudinal* ou mode *asymétrique* (Fig.I-16) [3].

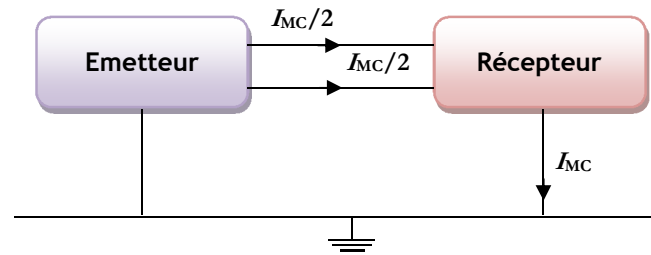


Fig.I-16. Mode commun [9]

Le courant de mode commun est égal au courant qui s'écoule à la masse, ce courant se partage entre les différents fils de liaison, dans le même sens sur chacun des fils.

Il peut être mesuré par une sonde de courant parcourue par les 2 fils dans le même sens (Fig.I-17) [3].

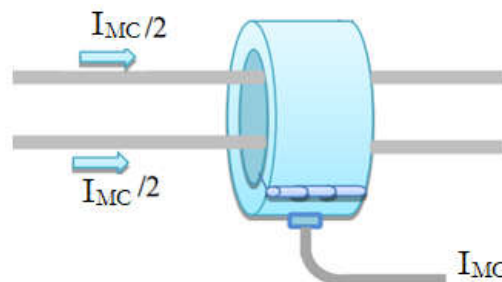


Fig.I-17. Mesure du courant de mode commun [3]

I-10-1-2. Mode différentiel (MD)

Un courant de mode différentiel (I_{MD}) est un courant parasite qui se superpose au signal utile I et va perturber le circuit victime par une tension de mode différentiel ces courants circulent par les conducteurs intentionnels c'est-à-dire principalement les câbles d'alimentation ou les conducteurs [15].

Les signaux utiles sont généralement transmis en mode différentiel (noté MD), appelé aussi mode *série*, mode *normal* ou mode *symétrique*. Exemple : alimentation, transmission sur 2 fils (Fig.I-18).

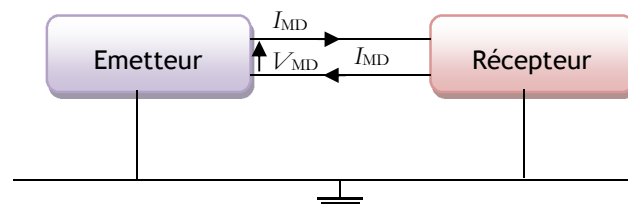


Fig.I-18. Mode différentiel [9]

Comme le montre la figure (I-19), la tension de mode différentielle est mesurée entre les 2 fils, elle peut être mesurée avec une sonde différentielle. L'étage d'entrée des systèmes électroniques comporte souvent un amplificateur différentiel. Le courant de mode différentiel (I_{MD}) se boucle sur les deux fils de liaison, il circule en sens opposé sur chacun des fils. Ce courant peut être mesuré au moyen d'une sonde de courant parcourue par les deux fils en sens opposé (Fig.I-19) [3].

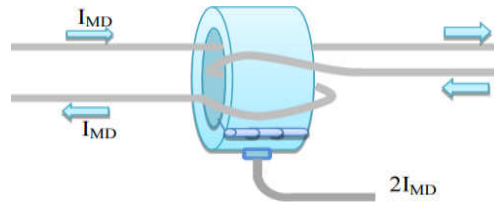


Fig.I-19. Mesure du courant de mode différentiel [3]

I-10-1-3. Modèle des deux boîtes

Le modèle des deux boîtes représenté par la figure (I-20) regroupe les 2 modes : commun et différentiel sur un seul schéma représentant une liaison bifilaire entre un émetteur et un récepteur.

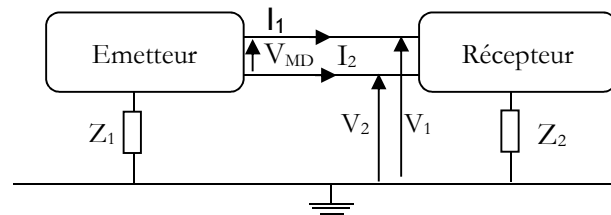


Fig.I-20. Modèle des deux boîtes [3]

Les relations entre les courants et les tensions du modèle des deux boîtes sont exprimées par les équations :

$$V_{MC} = \frac{V_1 + V_2}{2} \quad (\text{I-1})$$

$$V_{MD} = V_1 - V_2 \quad (\text{I-2})$$

$$I_{MC} = I_1 + I_2 \quad (\text{I-3})$$

$$I_{MD} = \frac{I_1 - I_2}{2} \quad (\text{I-4})$$

I-10-2. Couplage par rayonnement

Propagation d'un champ électromagnétique dans un milieu non conducteur (air ou autre type de matériau isolant) ou conducteur (blindage métallique) [15].

Les circuits électriques lorsqu'ils sont soumis à des différences de potentiel ou parcourus par des courants, produisent des champs électromagnétiques dans l'espace. Leurs intensités dépendent de la nature, la fréquence et la distance par rapport à la source.

La description du champ électromagnétique généré par un système est souvent difficile car chaque système contient en général plusieurs sources qui contribuent au rayonnement. Il peut y avoir un certain nombre de (petites) boucles de courant, dont chacun peut être assimilé à un dipôle magnétique.

D'autre part, il peut y avoir une contribution importante des courants en mode commun circulant dans les câbles de connexion. Ces derniers peuvent être assimilés à des dipôles électriques [3].

Les émissions de parasites par rayonnement produisent des champ électromagnétiques (champs électriques et champs magnétiques) dans l'espace.

I-10-2-1. Champ magnétique

L'émission d'un champ magnétique, exprimé en A/m, est générée par un circuit électrique de faible impédance traversé par un courant (Fig.I-21) [3].

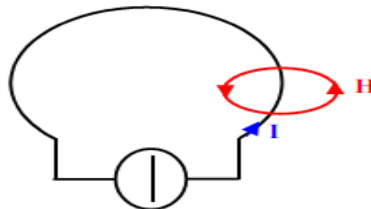


Fig.I-21. Emission en champ magnétique [3]

I-10-2-2. Champ électrique

L'émission d'un champ électrique, exprimé en V/m, est générée par un circuit électrique de haute impédance soumis à une différence de potentiel V (Fig.I-22) [3].

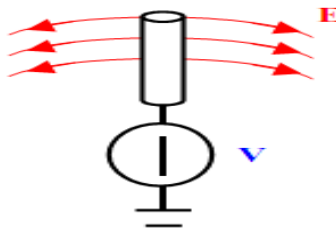


Fig.I-22. Emission en champ électrique [3]

I-10-2-3. Zones de rayonnement électromagnétique

Selon la distance par rapport à une source de rayonnement électromagnétique, on distingue deux principales régions : la région de rayonnement proche, elle-même divisée en deux sous-zones (la zone de Rayleigh et la zone de Fresnel), et la région de rayonnement lointain, également appelée zone de Fraunhofer (Fig.I-23).

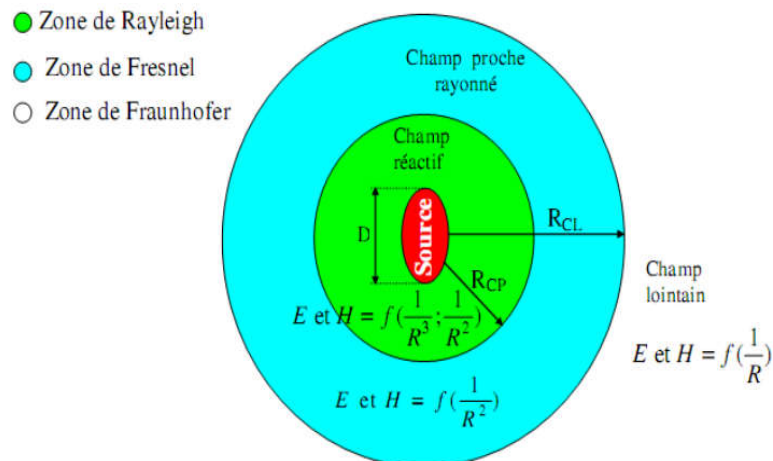


Fig.I-23. Zones de rayonnement d'une source de perturbation [3]

I-10-2-3-1. Zone de Rayleigh (région de champ réactif)

C'est la région du champ très proche qui entoure immédiatement la source R_{CP} , appelée région du champ proche (Fig. I-23). Le champ présent dans cette zone est qualifié de réactif, car l'essentiel de l'énergie électromagnétique n'y est pas rayonné, mais plutôt stocké. Cette version conserve le sens tout en améliorant la clarté et la fluidité.

I-10-2-3-2. Zone de Fresnel (région de rayonnement proche)

Cette zone intermédiaire se situe entre la région du champ proche réactive et la zone du champ lointain R_{CL} : région du champ proche (Fig.I-23). L'onde rayonnée n'est pas de type TEM (Transverse Electromagnétique) en raison de la présence significative de composantes radiales du champ [3].

I-10-2-3-3. Zone de Fraunhofer (région de champ lointain)

Cette région se trouve à une grande distance de la source ($r > \lambda/2\pi$) (Fig.I-24). Le gain et la distribution angulaire restent essentiellement constants avec la distance, et l'onde électromagnétique y est presque plane [3].

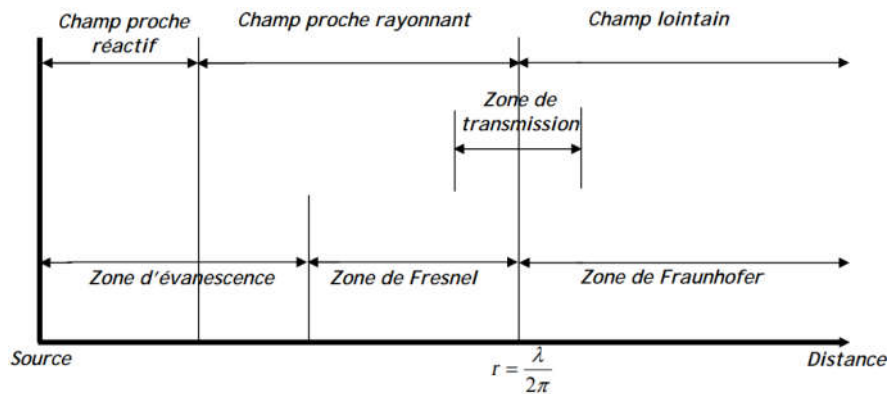


Fig.I-24. Zones champ proche et champ lointain [3]

I-11. MODES DE COUPLAGE

La transmission d'une perturbation entre une source et une victime repose sur un ou plusieurs phénomènes physiques appelés couplages. Les différents modes de couplage reliant une source de perturbation à sa victime tiennent compte des affaiblissements introduits par les divers types de liaisons entre l'agresseur et l'agressé. Les agressions électromagnétiques peuvent se produire aussi bien sur un appareil isolé que sur un système intégrant des composants électriques et électroniques [7].

Les couplages illustrés ci-dessus (Fig.I-25) sont les seuls existants et sont tous régis par les lois de l'électromagnétisme. Ils ne se manifestent qu'en courant variable. De plus, nombre de ces interactions étant d'origine capacitive, leur efficacité augmente avec la fréquence.

C'est pourquoi la compatibilité électromagnétique (CEM) est devenue cruciale, notamment avec la montée des fréquences de travail depuis les années 70. Il convient également de noter que plusieurs types de couplages coexistent toujours, soit en série, soit en parallèle.

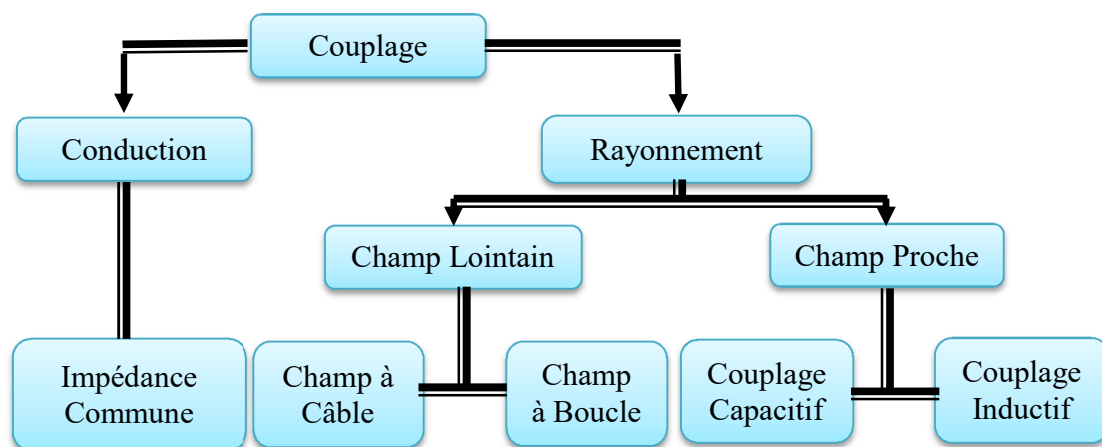


Fig.I-25. Modes de couplages [3]

I-11-1. Couplage par impédance commune

Le couplage par impédance commune est très courant dans le domaine automobile car c'est la carrosserie qui sert généralement de conducteur de retour. Comme évoqué précédemment, dans ces conditions, le couplage inductif se superpose obligatoirement au couplage par impédance commune [7].

I-11-1-1. Exemple

Le couplage par impédance commune implique un courant perturbateur I circulant dans une impédance commune Z_{AB} , générant une tension V' aux bornes de la victime, proportionnelle à ces deux valeurs. Pour obtenir des tensions supérieures à 300 mV, des courants de l'ordre de 1000 A sont nécessaires. Seul le démarreur peut consommer un tel courant grâce à un traitement spécifique de son alimentation. Des études ont montré que les plus fortes résistances se situent au niveau des contacts des connexions de masse. La figure (I-26) présente ce couplage de manière simplifiée [8].

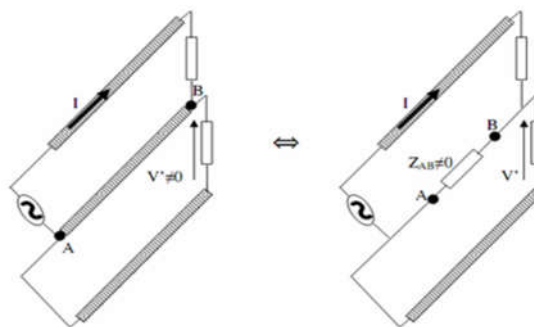


Fig.I-26. Couplage par impédance commune [8]

I-11-2. Couplage par diaphonie inductive

Tout courant variable dans un conducteur génère un champ magnétique, provoquant une variation de flux et des tensions induites parasites dans les boucles des câbles voisins. Cela revient à prendre en compte la mutuelle inductance entre le câble perturbateur et celui victime. Parmi les perturbateurs, on trouve les câbles d'alimentation des convertisseurs statiques, des moteurs électriques, des relais, et les câbles transportant des signaux logiques à front raide. En mesure, les convertisseurs statiques et les câbles en nappe, utilisés dans les bancs informatisés pour véhiculer plusieurs signaux, peuvent causer de sérieux problèmes de diaphonie [8].

I-11-2-1. Exemple

Les boucles peuvent être formées par des paires de câbles (Fig.I-27 (a)) ou par des câbles avec leur retour via le plan de masse (Fig.I-27 (b)). Dans ce dernier cas, il est difficile

de distinguer le couplage inductif du couplage par impédance commune, car un conducteur est partagé par les deux circuits.

Dans l'automobile, le couplage inductif est particulièrement critique. L'utilisation d'une alimentation basse tension (14 V) entraîne des courants moyens élevés. Les puissances crêtes dépassent 3 kW et pourraient bientôt atteindre 6 kW. Les systèmes « Start and go » génèrent des pics de courant encore plus élevés, mais leur faisceau indépendant réduit les couplages [9].

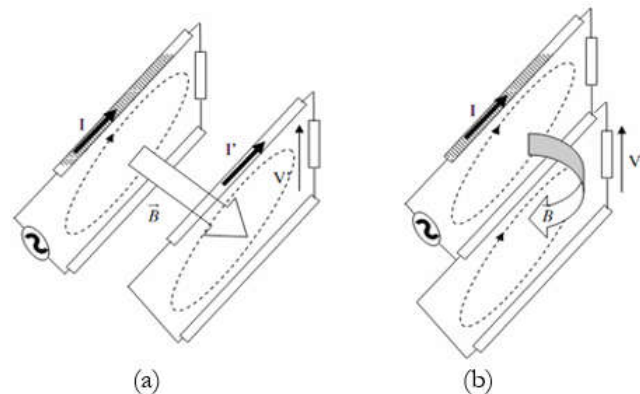


Fig.I-27. Couplage inductif [9]

I-11-3. Couplage par diaphonie capacitive

Le couplage par diaphonie capacitive est créé par variation de tension entre deux conducteurs en regard. La capacité parasite formée par les deux conducteurs va présenter une impédance faible en haute fréquence (HF) à cette variation de différence de potentiel et de permettre le passage d'un courant parasite [9].

I-11-3-1 Exemple

Comme dans le cas de la diaphonie inductive, les signaux fragiles circulant dans un câble en nappe vont être pollués par les variations relatives de potentiel qui existent sur les câbles contigus, et ceci via les capacités parasites existant fatalement entre ces câbles (Fig.I-28) [3].

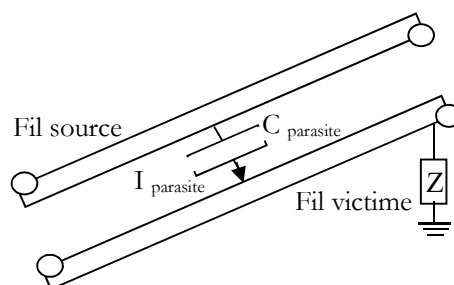


Fig.I-28. Diaphonie capacitive [9]

I-11-4. Couplage champ à fil

Un champ électrique variable à proximité d'un fil conducteur peut engendrer à ses bornes une tension :

$$V = \int_a^b \vec{E} d\vec{l} \quad (I-5)$$

Avec :

V : Tension.

\vec{E} : Champs électrique.

$d\vec{l}$: Longueur du dipôle.

Un courant peut prendre naissance dans ce fil si ce dernier referme sur un circuit ou grâce à sa capacité parasite intrinsèque (Fig.I-29) [9].

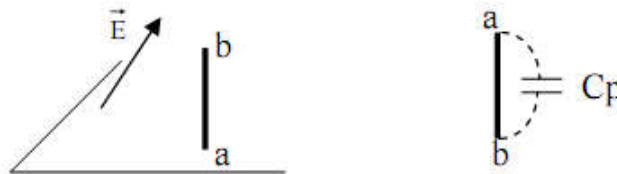


Fig.I-29. Couplage entre le champ électrique et un fil conducteur [3]

I-11-4-1. Exemple

L'exemple le plus simple, bien que n'ayant rien à voir avec la mesure, est celui de l'antenne de voiture pour autoradio. Cette antenne n'est qu'un simple bout de ferraille qui va collecter les champs électriques HF émis par les stations de radiodiffusion, et transformer ces champs en courant conduit qui va être acheminé vers l'entrée de l'autoradio pour y être traité (on parle ici de champ utile et non de perturbation) [3].

I-11-5. Couplage champ à boucle

Un champ magnétique variable à proximité d'une boucle peut y induire une différence de potentiel s'il la traverse. Cette tension induite et dépend de la fréquence du champ perturbateur et de la surface de la boucle. Elle est déterminée selon la loi de Faraday, qui exprime le flux magnétique total traversant le circuit (Fig.I-30).

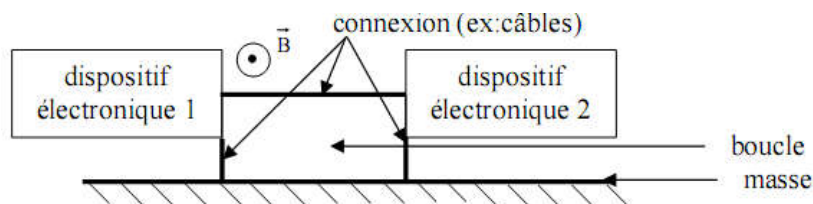


Fig.I-30. Couplage entre le champ magnétique et une boucle [3]

I-11-5-1. Exemple

Les boucles sont nombreuses dans les circuits électroniques. On appelle boucle de masse toute boucle conductrice formée par les conducteurs : aller et retour d'un signal, à savoir le fil chaud et le fil de masse.

La boucle sensible comprendra les câbles : aller et retour allant du capteur à la carte, ainsi que les pistes et impédances présentes sur la carte [3].

I-12. MOYENS DE PROTECTION EN CEM

Nous pouvons distinguer deux méthodes de protection CEM, une première famille consiste à agir directement sur l'origine des perturbations en réduisant les gradients des tensions appliquées. Lors de la commutation des interrupteurs, il y a des solutions de type solution logiciel, elle consiste à maîtriser la stratégie de modulation afin de minimiser l'influence des gradients du convertisseur. Cette solution est matérialisée dans plusieurs algorithmes de commande qui changent la MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) par « mouvement du neutre » ou non. La seconde approche consiste à modifier le chemin de propagation des perturbations grâce à l'insertion du filtre, en amont du convertisseur (côté réseau), ou en aval de celui-ci (côté charge), ou bien simultanément de part et d'autre, cette solution est dite solution matériel.

I-12-1. Disposition des composants et du câblage**I-12-1-1. Du schéma au montage réel**

Le schéma électronique est une représentation idéalisée du circuit, et il est crucial de comprendre qu'il ne reflète pas toutes les réalités du circuit réel. Il est important de prendre en compte dès le début les exigences en matière de compatibilité électromagnétique (CEM) pour satisfaire les critères du cahier des charges, en suivant une démarche méthodique en plusieurs étapes.

I-12-1-2. Recherche d'une stratégie de placement

Le placement des composants doit suivre une logique bien définie, comme dans un jeu d'échecs. Il faut commencer par les éléments dont la position est imposée par des contraintes fonctionnelles, mécaniques ou thermiques. Ensuite, il est essentiel de positionner les composants selon les exigences de CEM, puis d'assigner des zones de placement pour optimiser le routage des masses et alimentations. Enfin, la disposition doit tenir compte des espaces disponibles et simplifier le câblage.

I-12-1-3. Etude de la disposition du câblage

Le câblage doit être réfléchi selon quelques principes [8] :

1. Éviter les tronçons communs entre signaux de nature différente pour prévenir le couplage par impédance commune ;
2. Réduire la longueur du câblage, surtout pour les signaux les plus sensibles aux perturbations ;
3. Espacer les conducteurs et utiliser des zones cuivrées mises à la masse pour éviter le couplage capacitif ;
4. Minimiser la surface des circuits en boucle, notamment pour les courants élevés susceptibles de générer des champs magnétiques.

I-12-2. Blindage

Le blindage électromagnétique consiste en une enveloppe conductrice entourant les composants électriques afin de les protéger des influences électrostatiques, magnétiques ou électromagnétiques. Son objectif est soit de préserver les circuits internes des champs externes, soit de contenir les champs générés pour éviter toute perturbation extérieure. L'efficacité du blindage dépend des matériaux utilisés et de leur épaisseur, ce qui nécessite une analyse de la propagation des ondes électromagnétiques à travers le blindage (Fig.I-31).

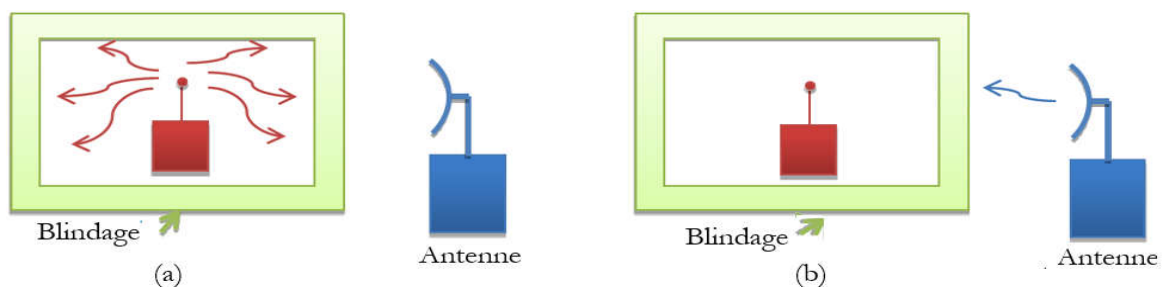


Fig.I-31. (a) Blindage pour contenir les émissions rayonnées, (b) Blindage pour exclure les émissions rayonnées [16]

On distingue deux types de blindage :

I-12-2-1. Blindage magnétique

Utilise un matériau à faible réluctance (ex. μ métal) pour dévier les lignes de champ magnétique et protéger les zones sensibles, notamment en basse fréquence.

I-12-2-2. Blindage amagnétique

Fait de matériaux conducteurs comme le cuivre ou l'aluminium, il fonctionne comme une cage de Faraday en bloquant les champs électriques et en limitant le couplage capacitif entre conducteurs.

Les techniques de blindage sont employées pour [16] :

- Réduire l'émission électromagnétique d'un appareil afin de respecter les normes.
- Atténuer les perturbations électromagnétiques ambiantes pour garantir l'immunité des circuits internes.

I-12-3. 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 F se compensent 2 à 2 (Fig.I-32). 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 1 MHz) [3].

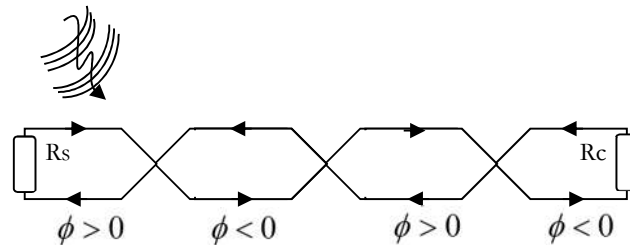


Fig.I-32. Principe de torsadage [3]

I-12-4. Filtrage

Tout équipement, pour son fonctionnement, est nécessairement relié à l'environnement, à d'autres équipements, à une source d'alimentation ainsi qu'à la terre (Fig.I-33). En l'absence de précaution particulière, ces liaisons représentent des chemins d'accès pour les perturbations indésirables. Les interactions dues à la conduction peuvent être supprimées par l'utilisation de filtres dont le rôle est de ne laisser passer que les signaux désirés. On distingue deux sortes de filtres [7].

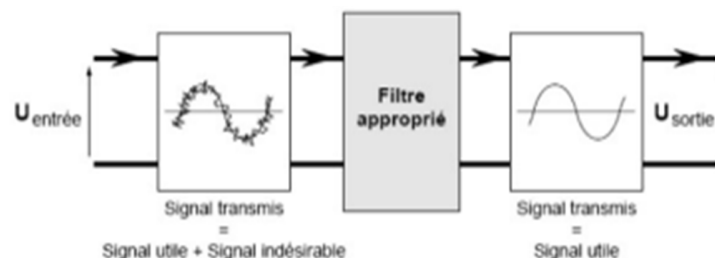


Fig.I-33. Filtrage des perturbations [7]

I-12-4-1. Filtres passifs

Ils sont généralement constitués de résistances, inductances et capacités. Ces composants peuvent être combinés de diverses manières en fonction du but recherché [3]. Ces filtres ne nécessitent pas d'alimentation. Leur utilisation est essentiellement orientée vers des applications analogiques basses fréquences (téléphone, alimentation...) (Fig.I-34).

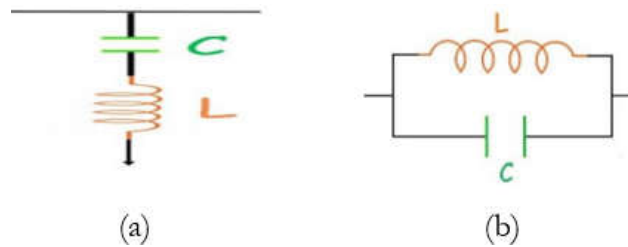


Fig.I-34. (a) Filtre passif parallèle, (b) Filtre passif série [3]

I-12-4-2. Filtres actifs

Ces filtres sont constitués en général d'amplificateurs opérationnels et de coupleurs optoélectroniques, et nécessitent une alimentation. Ils présentent l'avantage de permettre une discrimination des signaux parasites à l'intérieur de leur plage de fonctionnement grâce à un seuil de déclenchement. Leur emploi est fortement recommandé pour les circuits de transmission de données. Le filtrage peut également être obtenu par l'utilisation de fibres optiques notamment dans le cas de traversées de parois de cages de Faraday pour les circuits autres que ceux d'alimentation [4]. Pour les conducteurs fortuits tels les tuyaux ou les canalisations métalliques, il est recommandé d'interrompre la continuité électrique, par l'insertion d'un manchon isolant placé en limite de la zone de couplage (Fig.I-35).

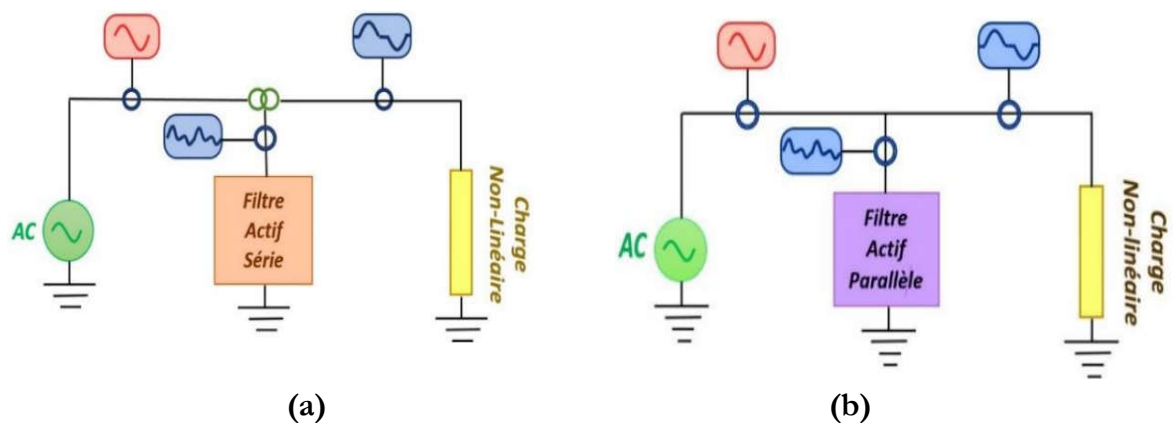


Fig.I-35. (a) Filtre actif série, (b) Filtre actif parallèle [3]

I-12-5. Ferrites

Ce sont des filtres de mode commun en HF (Haute Fréquence) (Fig.I-36). Les ferrites sont constituées de matériaux à forte perméabilité magnétique [7].

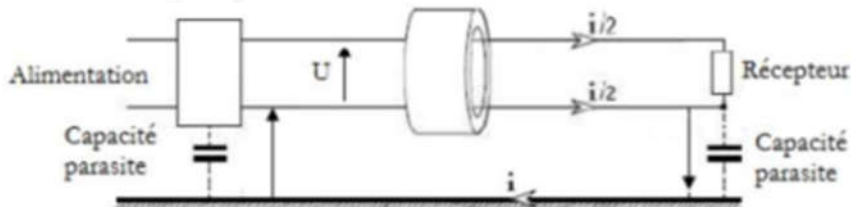


Fig.I-36. Filtrage HF en mode commun par Ferrite [7]

I-12-6. Mise à la terre

Pour une installation électrique donnée, il est nécessaire de concevoir un réseau de masse adéquat avec celle-ci et parfois il est suffisant d'avoir une bonne et unique prise de terre comme celle qui est schématisé dans la figure (I-37) [7].

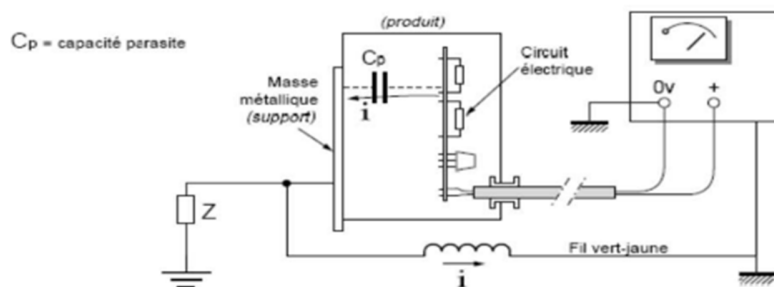


Fig.I-37. Mise à la terre [7]

I-13. CONCLUSION

La compatibilité électromagnétique représente aujourd'hui un enjeu majeur dans le développement des systèmes électriques et électroniques modernes. Face à la densité croissante des équipements et à l'augmentation des fréquences de fonctionnement, garantir une cohabitation harmonieuse entre les dispositifs devient indispensable. Ce chapitre a permis de mettre en évidence les origines des perturbations électromagnétiques, leurs modes de propagation, ainsi que les mécanismes de couplage entre sources et victimes.

L'étude des différentes stratégies de protection, telles que le blindage, le filtrage, le câblage optimisé ou encore la mise à la terre, confirme que la CEM ne peut être assurée qu'à

travers une approche globale dès la phase de conception des systèmes. Elle nécessite une compréhension fine des phénomènes physiques en jeu ainsi qu'une mise en œuvre rigoureuse des bonnes pratiques d'ingénierie

Afin d'assurer l'efficacité de ces méthodes de protection, il est essentiel de se référer à un cadre normatif précis et d'utiliser des moyens de mesure adaptés. C'est pourquoi le chapitre suivant portera sur les normes et les moyens de mesure en CEM, un aspect fondamental pour garantir la conformité et la performance des équipements dans leur environnement électromagnétique.

CHAPITRE II : NORMES ET MOYENS D'ESSAIS APPLIQUÉES EN CEM

II-1. INTRODUCTION

Les mesures en Compatibilité Électromagnétique (CEM) sont à la fois indispensables et particulièrement délicates à réaliser. Si l'obtention de résultats de mesure peut sembler accessible, il reste cependant difficile d'interpréter avec certitude ce que l'on a réellement mesuré, et donc de garantir la validité de ces résultats. Ces incertitudes sont souvent liées à plusieurs facteurs, tels que le bruit ambiant du site de test, la configuration des équipements, le choix des bandes de fréquence ou encore la nature du circuit testé.

Dans le contexte actuel, la CEM est devenue un critère incontournable dans la conception, la validation et la commercialisation des équipements électriques et électroniques. Le respect des normes en vigueur garantit non seulement le bon fonctionnement d'un appareil dans son environnement électromagnétique, mais aussi son innocuité vis-à-vis des équipements avoisinants. Ainsi, la phase de conception, bien qu'onéreuse, doit intégrer les exigences normatives dès les premières étapes de développement afin d'éviter des itérations coûteuses en phase de prototypage.

Ce chapitre est consacré à la présentation des principales normes européennes et internationales relatives à la CEM, ainsi qu'aux différents moyens d'essais utilisés pour l'évaluation des perturbations électromagnétiques. Il met en lumière l'importance de ces normes dans le processus de certification des produits, tout en détaillant les méthodes et environnements de mesure normalisés permettant d'assurer une conformité fiable et reproductible.

II-2. ROLE DES NORMES DANS LA C.E.M

Les normes relatives à la compatibilité électromagnétique (CEM) jouent un rôle essentiel dans la garantie du bon fonctionnement simultané des équipements électroniques, sans interférences ni perturbations mutuelles. Elles visent à fixer les limites maximales des émissions électromagnétiques (conduites et rayonnées) ainsi que les niveaux d'immunité requis pour résister aux perturbations externes, tout en assurant la fiabilité du fonctionnement et la sécurité des utilisateurs.

D'un point de vue industriel, il est indispensable de garantir la compatibilité entre les différents sous-systèmes intégrés dans un même dispositif, ce qui nécessite le respect de niveaux précis d'émissivité et de susceptibilité. Cet aspect a été réglementé pour la première fois en 1934 par le CISPR (*Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques*), rattaché à l'IEC (*International Electrotechnical Commission*) par la suite, d'autres organismes tels que la FCC (*Federal Communications Commission*) aux États-Unis et l'EEC (*European Economic Community*) ont contribué à l'harmonisation des pratiques normatives afin de faciliter le commerce international des équipements. Ces normes précisent également les méthodes et moyens de mesure à utiliser : plages de fréquences, types d'appareils, procédures d'étalonnage, ainsi que les conditions de test (topologie d'alimentation, environnement de mesure, etc.). L'analyse s'effectue souvent en mode commun et en mode différentiel pour assurer la reproductibilité et la fiabilité des résultats, que ce soit en espace libre, en chambre anéchoïque ou sur bancs de test spécialisés [4,8,17,18].

Le tableau (II-1) suivant présente les principales normes CEM internationales, leurs références ainsi que leurs domaines d'application, en particulier pour les équipements intégrant des convertisseurs statiques.

Tableau. II-1. Normes CEM impliquant des convertisseurs statiques [4,19,20].

Standards	Domaine d'application
EN 55011	Limites et méthodes de mesure des perturbations électromagnétiques des appareils industriels, scientifique et médicaux à fréquence radioélectrique
EN 55013	Limites et méthodes de mesure des perturbations électromagnétiques des récepteurs de radiodiffusion
EN 55014	Limites et méthodes de mesure des perturbations électromagnétiques des appareils électrodomestiques et des outils portatifs relatives aux fréquences radioélectriques
EN 55015	Limites et méthodes de mesure des perturbations électromagnétiques des appareils à fluorescence et des luminaires relatives aux fréquences radioélectriques
EN 55022	Limites et méthodes de mesure des perturbations radioélectriques des appareils à traitement de l'information
EN 61000-1	Définitions des harmoniques, sous harmoniques et du scintillement
EN 61000-2	Perturbations harmoniques provoquées par les équipements électrodomestiques et similaires
DO 160-D	Limites et méthodes de mesure des perturbations électromagnétiques des appareils électriques/électroniques embarqués sur l'avion à fréquence radioélectrique

La définition de ces normes dépend aussi de l'endroit où les systèmes vont travailler, pour cette raison les normes prévoient trois classes d'appareils :

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

Nous ne présenterons que les limites d'émissions de perturbations conduites. Les normes définissant la limite de la pollution électromagnétique du système étudié qu'on va citer dans ce chapitre sont la norme EN 55022 et la norme DO-160 D.

II-2-1. Norme EN 55022

Cette norme (Fig.II-1), spécifiant les niveaux hauts 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 perturbation sont donnés sur une échelle logarithmique en dB μ V.

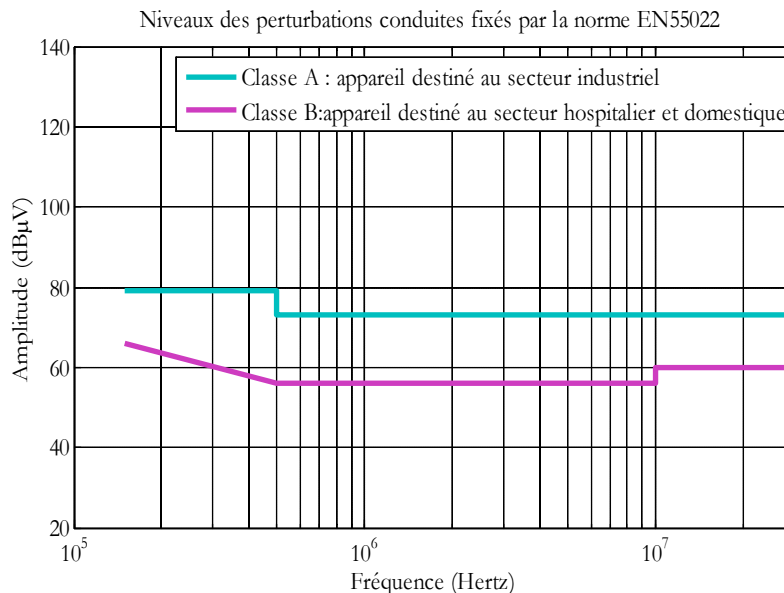


Fig.II-1. Niveaux des perturbations conduites fixés par la norme EN 55022

Comme nous pouvons le constater sur la figure (II-1), la Classe B possède un gabarit nettement plus contraignant que celui de la Classe A. Les concepteurs des équipements électriques cherchent à répondre aux critères de la Classe B, ceci leur permettant de couvrir un marché plus vaste, en allégeant les moyens de filtrage, de ne répondre qu'à la Classe A.

La figure (II-2), montre la mesure des émissions en mode conduit pour la norme EN 55022. Le réseau stabilisateur d'impédance de ligne (RSIL) est placé entre le réseau d'alimentation et l'élément sous test. Ce RSIL est relié à la terre [3].

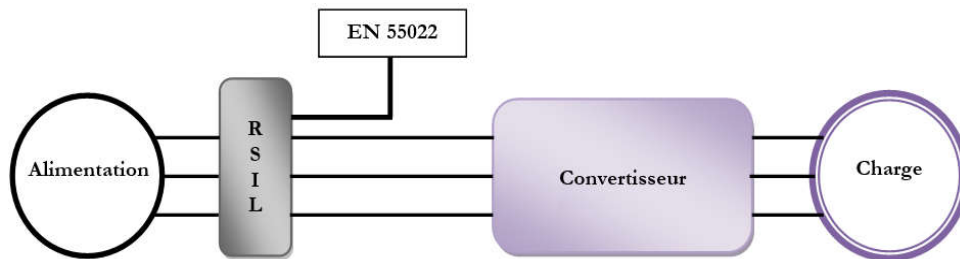


Fig.II-2. Schéma de principe de la mesure de la pollution électromagnétique EM [3].

II-2-2. 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 $\text{dB}\mu\text{A}$ (Fig.II-3). Le niveau limite des bruits électromagnétiques en mode conduit, défini dans la gamme de fréquence de 150 kHz – 30 MHz, aux deux endroits est représenté sur la figure (II-4) [3,4].

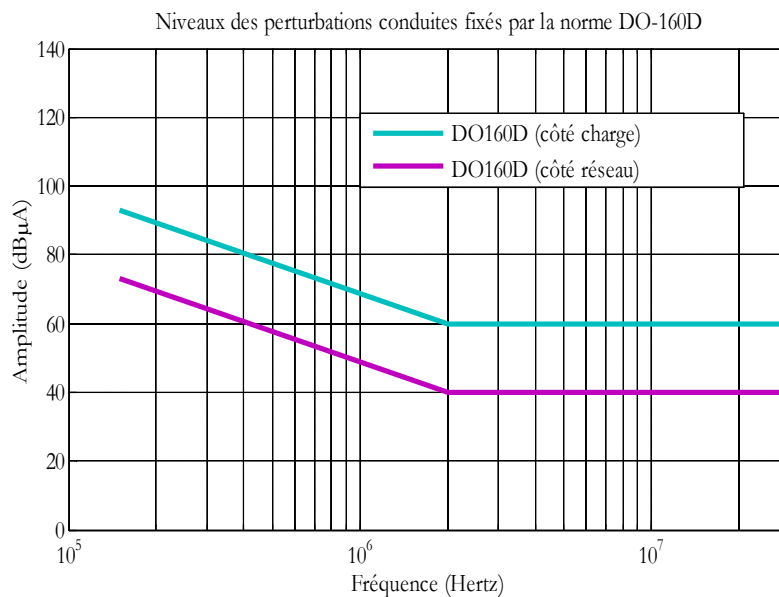


Fig.II-3. Niveaux des perturbations conduites fixés par la norme DO-160D [22]

La figure (II-4) montre l'enveloppe de spectre en amont du redresseur, le niveau des émissions conduites est supérieur à la norme de classe DO-160D sur une grande plage de fréquence correspondante (360 kHz–15MHz pour le courant de MC en amont du redresseur), et nous remarquons que le spectre baisse rapidement en dessous du gabarit, et qu'il y a une très nette amélioration du résultat pour des fréquences supérieures à 15MHz [3].

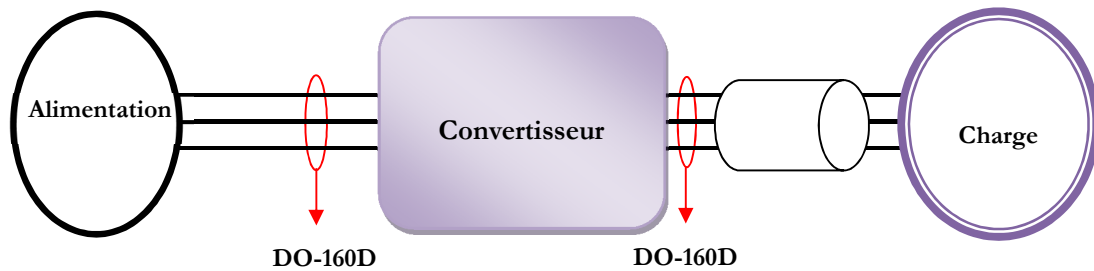


Fig.II-4. Schéma de principe de la mesure de la pollution électromagnétique EM [3]

II-3. PREOCCUPATION DE LA C.E.M

L'utilisation d'équipements électroniques se multiplie dans tous les domaines d'activités, qu'ils soient grands publics, industriels ou militaires. Les technologies employées dans la conception et le développement des matériels électroniques reposent sur les trois paramètres suivants :

1. la rapidité de commutation (vitesse des microprocesseurs) ;
2. les faibles énergies mises en œuvre pour basculer d'un état à un autre ;
3. le haut niveau d'intégration des composants.

Quatre facteurs se conjuguent pour rendre sans cesse plus importants les problèmes de perturbations électromagnétiques :

- Les dispositifs de contrôle-commande et de mesure comprennent désormais des composants électroniques travaillant à des niveaux de tension de plus en plus bas, cela entraîne, si aucune précaution particulière n'est prise, une plus grande sensibilité de ces équipements aux perturbations auxquelles ils sont normalement soumis.

- La multiplication des systèmes capables de couper brusquement des puissances importantes (thyristors, triacs) engendre une prolifération d'impulsions à front raide susceptibles d'influencer les matériels sensibles.

- Les dispositifs perturbateurs et les matériels sensibles à ces perturbations sont de plus en plus intégrés aux mêmes ensembles. Les perturbations sont transmises par conduction ou par rayonnement avec une atténuation d'autant plus faible que les deux types d'éléments sont plus rapprochés.

• Une insensibilité très grande est exigée notamment pour les dispositifs de traitement de l'information, en rapport avec les importantes conséquences économiques des défaillances de ces systèmes.

Pour toutes ces raisons, il devient de plus en plus nécessaire de ne pas se contenter de définir un cahier de charge plus ou moins efficace, mais plutôt de dégager, par une étude systématique, une philosophie générale pour la maîtrise de l'ensemble des phénomènes [4].

II-4. CLASSIFICATIONS ET PLAGES DE FREQUENCES

En termes de classification, les normes se divisent naturellement en deux sous-ensembles. Le premier détermine les niveaux maximaux d'émission dans les domaines conduits et rayonnés. La seconde catégorie s'intéresse à la susceptibilité électromagnétique des appareils. Pour notre étude, uniquement l'émission des convertisseurs statiques sera modélisée.

Ces catégories peuvent elles-mêmes être subdivisées en fonction du milieu dans lequel les dispositifs seront utilisés [23] :

① Normes militaires et aéronautiques

- ED14-E DO-160 (US 1999) : norme aéronautique de référence pour ce qui concerne le réseau de bord (pics de courant, gabarits d'émission et de susceptibilité sur la gamme de fréquences 150kHz – 30MHz) ;
- MIL-STD 461E (US 1999) : norme militaire traitant des niveaux d'émission et de susceptibilité des dispositifs électriques militaires (air/mer/terre) pour des spectres de 10kHz à 10 MHz ;
- GAM-T-13 (FR 1982) : normes correspondant à la MIL-STD 461E pour la plage de fréquences 10kHz – 30MHz ;
- DEF-STAN 59-41 Part 3 (UK 1995) : équivalent anglais des normes précédentes sur des fréquences plus basses (20Hz – 500kHz) ;

② Normes civiles

- Norme France Telecom (FR 1994) : destinée au bon fonctionnement des réseaux 48V-DC et 230V-AC des centres France Telecom, elle intervient sur la plage de fréquences allant de 200kHz à 30MHz ;
- CISPR 11 4ème édition (EU 2003) : réalisée pour différents type d'appareils (Classe A : usage industriel, classe B : usage domestique), elle intervient dans le domaine radioélectrique entre 150kHz et 30MHz ;

En résumé, la classification en fonction des domaines d'utilisation permet d'avoir des normes plus contraignantes pour les applications militaires (et encore plus pour les

applications aéronautiques) que les usages domestiques. Les normes présentées ont un domaine d'action fréquentiel relativement proche et il existe des normes pour d'autres plages de fréquences. Pour notre étude, nous nous baserons sur celles du CISPR.

De manière totalement complémentaire, la classification en fonction de la plage de fréquences considérée est possible. Elle repose sur la connaissance empirique de l'origine des perturbations, la figure (II-5) résume les différentes causes possibles en fonction de la fréquence considérées.

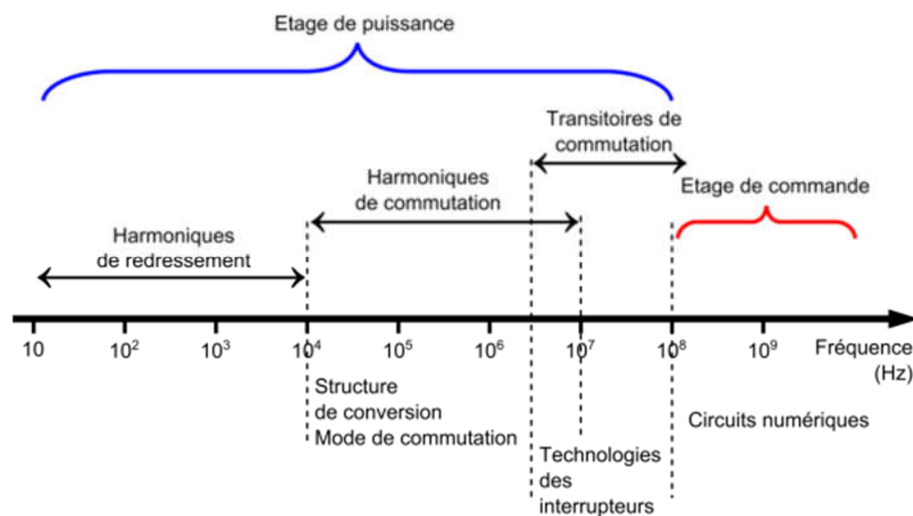


Fig.II-5. Répartition spectrale des perturbations électromagnétiques d'un convertisseur statique et leurs origines [23]

Cette classification a l'avantage de mettre en exergue les phénomènes physiques mis en jeu et donc de pouvoir avoir une idée des plages de fréquences critiques pour certains dispositifs. Par exemple, l'augmentation des fréquences de commutation grâce aux composants grands gaps décale les harmoniques de commutations vers des fréquences plus élevés. Ceci a pour effet de rendre prépondérant des effets jusqu'alors de second ordre. Les normes CEM peuvent donc être amenées à évoluer en fonction des usages.

Prenons le cas de la norme EN 55022, dérivée de la publication n°22 du CISPR, définit les exigences relatives aux émissions des équipements de traitement de l'information. En plus des niveaux d'émission à respecter selon la catégorie de l'appareil concerné, elle précise également les conditions d'essai à mettre en œuvre...

D'un point de vue industriel, les normes CEM sont perçues comme des contraintes supplémentaires à intégrer dans le cahier des charges. Ainsi, lors de la conception d'un dispositif d'électronique de puissance, plusieurs étapes sont nécessaires, notamment le dimensionnement d'un filtre CEM dont le rôle est de limiter les émissions du convertisseur afin de rester conforme au gabarit imposé par la norme.

II.5. INSTRUMENTATION DE MESURES EN CEM

II-5-1. Quels sont les calculs que l'on fait en CEM ?

On peut faire des calculs de circuits comme en électronique. Et sur ce point, l'électronicien est avantagé. Il peut s'aider de logiciels de circuits comme LTspice, Saber, ou utiliser des logiciels de mathématiques comme Matlab, SCILAB ou Octave. Mais on est amené aussi à faire des calculs d'interactions entre des courants, des tensions et des champs électromagnétiques. C'est ce deuxième type de calcul sous une forme simple (qui, même si elle est approximative parfois, peut donner de très bons résultats).

En effet ce deuxième type de calcul est souvent mal connu des étudiants, et mérite un développement spécifique. Dans ce domaine aussi on peut s'aider de logiciels d'électromagnétisme comme HFSS, Microwave Studio, EMC2000, etc., à condition de savoir toutefois la physique du problème que l'on modélise car ces logiciels restent complexes et ne s'emploie pas sans quelques précautions au risque d'interpréter de façon erronée les résultats qui peuvent sous certaines conditions être faux (notons que cette prudence reste valable pour les logiciels de simulation électrique) [3].

II-5-2. Techniques et moyens de mesure en CEM conduite

Chaque type de perturbation requiert un banc de test précis. Dans le cadre des études des perturbations conduites, des 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 [3]. La mesure est effectuée au-dessus d'une surface conductrice reliée à la masse du banc de mesure figure (II-6). 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.

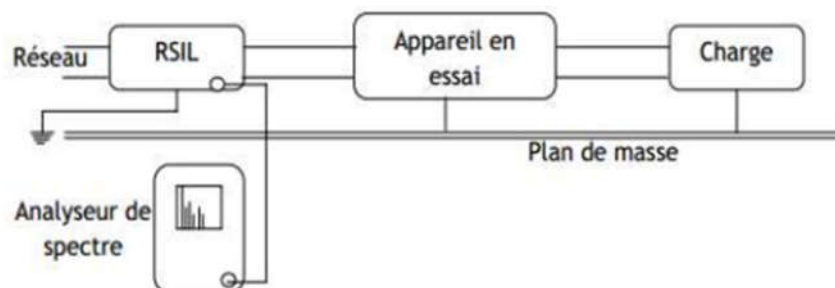


Fig.II-6. Principe de la mesure des émissions conduites [16]

II-5-3. Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL)

Pour notre objectif de mesure des perturbations conduites en mode commun et en mode différentiel, nous avons l'intention d'utiliser le RSIL à courant continu pour l'ensemble du système en courant continu. Le réseau stabilisateur d'impédance de ligne (RSIL) à courant continu est utilisé pour isoler les perturbations électromagnétiques entre la source et la charge comme le montre la figure (II-7). Cette approche nous permettra d'obtenir des informations précieuses sur la capacité du système à rejeter les perturbations conduites et à maintenir des performances fiables dans son environnement opérationnel [3].

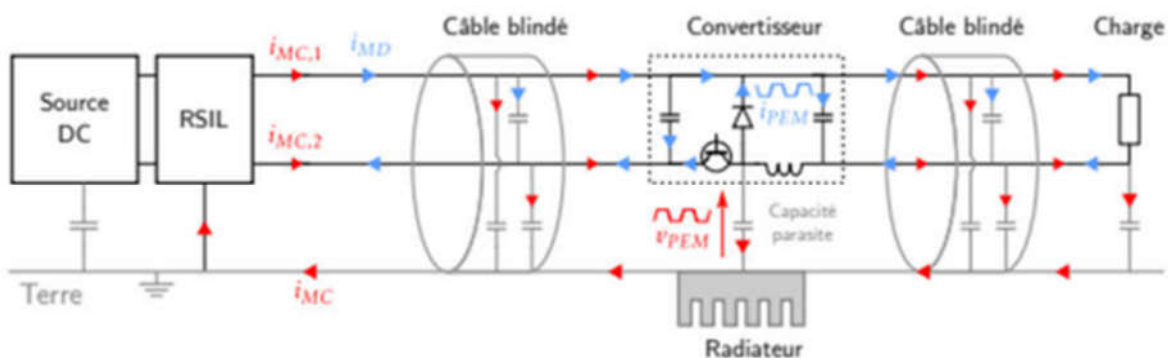


Fig.II-7. Mesure des perturbations conduites d'un convertisseur DC/DC [11]

Le RSIL joue le rôle d'un filtre intercalé entre le réseau d'alimentation et l'entrée de l'équipement à tester. Il remplit plusieurs fonctions essentielles : il isole l'équipement du réseau électrique, impose une impédance normalisée au point de mesure, et oriente les perturbations conduites vers le récepteur de mesure. Grâce à ces fonctions, le RSIL permet d'assurer la reproductibilité et la fiabilité des essais de la CEM.

Il existe différentes configurations de RSIL, définies selon les normes spécifiques à chaque domaine d'application. Néanmoins, toutes ces variantes partagent une caractéristique commune : une impédance équivalente standardisée, stable dans une plage de fréquences allant typiquement de 5-10 kHz jusqu'à 30-50 MHz [24].

Les mesures sont effectuées au-dessus d'une surface conductrice reliée à la masse du banc de test. Les normes en vigueur spécifient précisément les distances et les longueurs des connexions afin de garantir la cohérence des essais.

Constitué principalement de composants RLC (résistances, inductances, capacités), le RSIL assure quatre fonctions clés [25] :

- il permet l'acheminement de la puissance vers l'appareil sous test ;
- il bloque la courante haute fréquence (HF) provenant du secteur ;

- il stabilise l'impédance vue par l'équipement dans une plage fréquentielle déterminée, assurant ainsi la répétabilité des mesures ;
- il canalise les perturbations générées par l'équipement vers un point de mesure défini.

La figure (II-8) illustre une structure simplifiée du RSIL, dont le comportement fréquentiel reste satisfaisant pour la plupart des applications. Ce modèle réduit permet de simplifier les circuits simulés tout en conservant une représentation fidèle des dynamiques électromagnétiques.



Fig.II-8. Structure du Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL) [24]

La figure (II-9) montre la caractéristique d'impédance de RSIL. On constate que l'impédance de caractéristique de RSIL présente une impédance capacitive en basse fréquence (BF), et une impédance plutôt inductive en haute fréquence (HF).

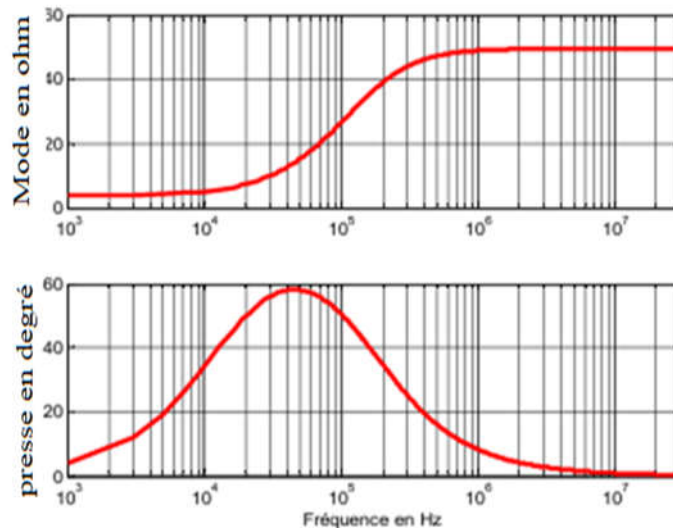


Fig.II-9. Impédance du RSIL [4]

II-5-4. Analyseur de spectre

L'analyseur de spectre (Fig.II-10) est un instrument de mesure essentiel en CEM, utilisé principalement pour analyser la distribution en fréquence de l'énergie contenue dans un signal électromagnétique. Il permet de visualiser les composantes fréquentielles des signaux, en affichant la puissance du signal en fonction de la fréquence sur une plage déterminée.



Fig.II-10. Analyseur de spectre [3]

Appareil de choix après le multimètre électronique, l'oscilloscope et le générateur de signaux, l'analyseur de spectre s'est longtemps réservé aux ingénieurs en électronique et en radiocommunications. Aujourd'hui, il est devenu incontournable pour les mesures en CEM, tant pour détecter les perturbations électromagnétiques indésirables que pour vérifier la conformité aux normes.

Il peut être utilisé pour l'analyse des signaux perturbateurs (nature, fréquence, amplitude), ou pour des mesures normalisées selon des bandes passantes spécifiques définies par les normes CEM :

- 300 Hz pour les fréquences de 9 kHz à 150 kHz ;
- 10 kHz pour les fréquences de 150 kHz à 30 MHz.

La structure simplifiée d'un analyseur de spectre comprend un récepteur équipé d'un filtre sélectif dont la bande passante dépend de la fréquence mesurée.

Par son rôle de diagnostic et de contrôle, il est indispensable dans :

- la conception des équipements électroniques ;
- l'évaluation de leur immunité aux perturbations ;
- et l'identification des sources d'interférences dans des environnements complexes.

II-5-5. Sonde de courant HF

La sonde de courante haute fréquence est un dispositif de mesure conçu pour détecter et quantifier les courants électriques, en particulier dans les environnements où

circulent des signaux à haute fréquence. Elle est largement utilisée dans le domaine de l'électronique de puissance et de la compatibilité électromagnétique (CEM), notamment pour l'analyse des courants conduits générés par les convertisseurs statiques [26,27].

Dans la pratique, la mesure des courants s'avère très souvent indispensable. Les sondes de courant HF (Fig.II-11) doivent ainsi répondre à plusieurs exigences techniques :

- disposer d'une bande passante très large, s'étendant du courant continu (DC) jusqu'à plusieurs centaines de mégahertz (MHz) ;
- être capables de mesurer des courants de forte amplitude (jusqu'à quelques kilo ampères) ;
- et être insensibles aux agressions électromagnétiques émises par le convertisseur en test. Ces sondes sont également utilisées spécifiquement pour la mesure des courants conduits, et doivent donc garantir une bande passante suffisamment large pour couvrir les fréquences d'intérêt dans les tests de la CEM.

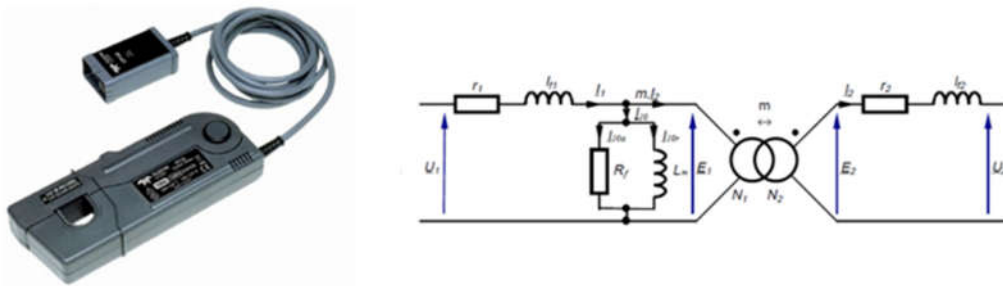


Fig.II-11. Sonde de courant HF [3]

II-5-6. Séparateur de bruit MC/MD

Le séparateur de bruit (*noise separator*) (MC/MD) (Fig.II-12) est un outil puissant pour séparer et mesurer les interférences électromagnétiques conduites, il doit avoir toujours une résistance de 50Ω à l'entrée. En outre, le séparateur de bruit devrait terminer la précision de calcul pour le bruit en mode commun (MC) et en mode différentiel (MD). Le taux de réjection du bruit devrait aussi être assez bon pour rejeter le mode de bruits indésirables [4].

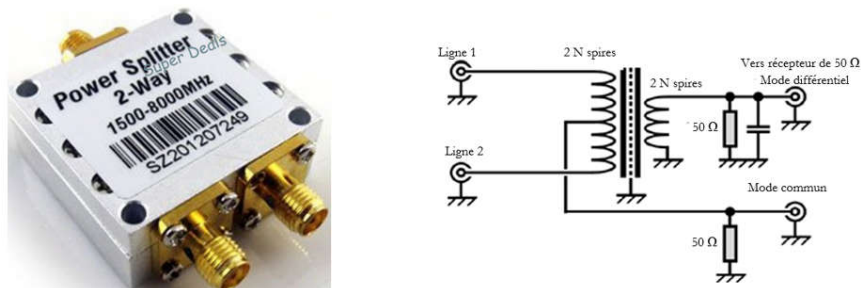


Fig.II-12. Séparateur de bruit (MC/MD) [4]

II-6. MESURE DES PERTURBATIONS RAYONNEES

En général, la caractérisation d'une émission électromagnétique (EM) rayonnée implique la mesure du niveau du champ électrique et/ou du champ magnétique généré par un dispositif. Elle vise également à identifier le responsable des perturbations les plus significatives [4].

II-6-1. Sonde de champ EM

L'appareil de mesure doit être adapté au type de champ à quantifier (Fig.II-13). Suivant les cas, l'appareil mesurera la composante électrique du champ et délivrera une valeur en V/m, ou bien sa composante magnétique et affichera une valeur en micro-teslas (μT) [4].



Fig.II-13. Sonde de champ EM [4]

II-6-2. Antennes

Le fonctionnement de l'appareil doit être satisfaisant lorsqu'il est soumis à un champ électromagnétique perturbateur et ses émissions de champs électromagnétiques vers l'extérieur ne doit pas être trop important. Les mesures de perturbations rayonnées nécessitent un gros appareillage tel qu'une chambre anéchoïde (chambre de mesures des perturbations radioélectriques), des antennes de différentes formes pour couvrir un spectre en fréquences suffisamment large (Fig.II-14) et des amplificateurs pouvant couvrir la bande de fréquences de 30 MHz à 10 GHz [3,4].

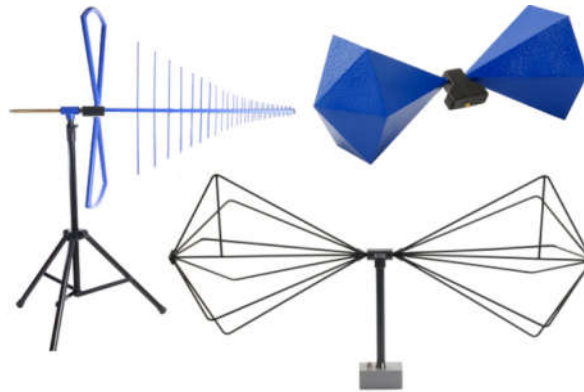


Fig.II-14. Antennes pour mesurer les perturbations rayonnées [3]

II-6-3. Essais en espace libre

Les premiers essais utilisés pour l'évaluation des émissions rayonnées sont constitués par les essais en champ libre. Le principe est d'utiliser une antenne de réception couplée à un récepteur pour mesurer les émissions rayonnées de l'équipement sous test en fonction de la fréquence. Ces mesures doivent s'effectuer sur un site en champ libre ou sur site ouvert (c'est-à-dire dégagé de tout objet pouvant réfléchir les ondes électromagnétiques). Ce test est effectué pour différentes polarisations de l'antenne et pour différentes orientations de l'équipement. Parmi les antennes de réception utilisées, nous pouvons citer l'antenne biconique pour la bande de fréquences de 30 MHz à 300 MHz et l'antenne log-périodique couvrant une plage de 200 MHz à 1 GHz.

Outre les contraintes de place, ce type d'emplacement peut être soumis aux bruits électromagnétiques ambiants pouvant perturber la mesure des émissions rayonnées [4]

II-6-4. Essais en chambre anéchoïde

Une chambre anéchoïde est une salle d'expérimentation dont les murs et le plafond sont totalement absorbants aux ondes électromagnétiques et donc ne provoquent aucun écho venant perturber les mesures. On utilise de telles chambres pour mesurer des ondes électromagnétiques dans des conditions de champ direct, c'est-à-dire en l'absence de composantes ayant subi une réverbération sur les parois. Une telle chambre sert notamment à mesurer les perturbations électromagnétiques par rayonnement, d'appareils électroniques. Le revêtement de ces chambres est constitué de mousses chargées en carbone. Si le sol est un plan de masse alors il s'agit d'une chambre semi-anéchoïde. Le principe de mesure est identique aux essais en espace libre, les mesures donnant les niveaux émis par l'équipement sous test (EST) en fonction de la fréquence et de son orientation [3].

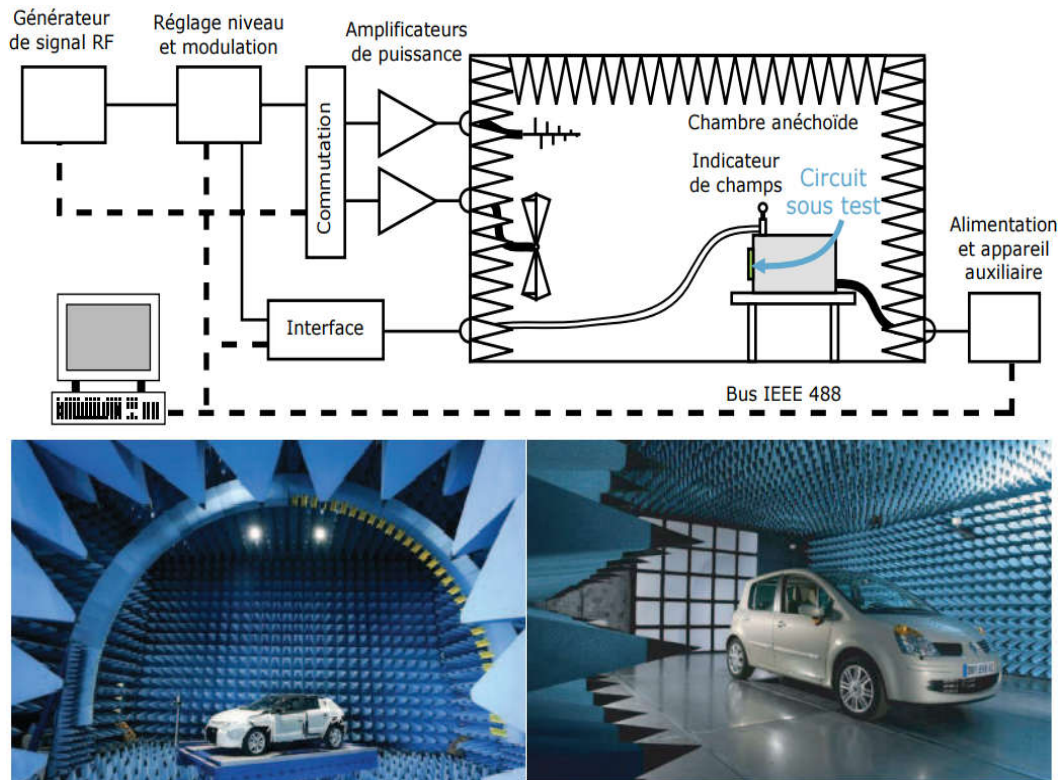


Fig.II-15. Mesure des émissions rayonnées en chambre anéchoïde [3]

II-6-5. Cellule TEM et GTEM

Ce moyen d'essai (TEM: Transverse ElectroMagnetic ; GTEM: Gigahertz Transverse Electromagnétique) peut être utilisé pour tester l'immunité rayonnée d'une carte électronique (Fig.II-16). Les mesures s'effectuent en posant le composant ou la carte à tester ou la carte électronique au-dessous de l'ouverture d'une cellule en métal « enceinte blindée » à l'intérieur de laquelle nous trouvons un conducteur médian interne « septum ». Ce dernier permet soit la collecte des signaux émis « test en émission » soit l'agression de la carte par une onde transverse électromagnétique quasi uniforme « test en immunité ».



Fig.II-16. Photo cellule GTEM (à gauche) et cellule TEM (à droite)

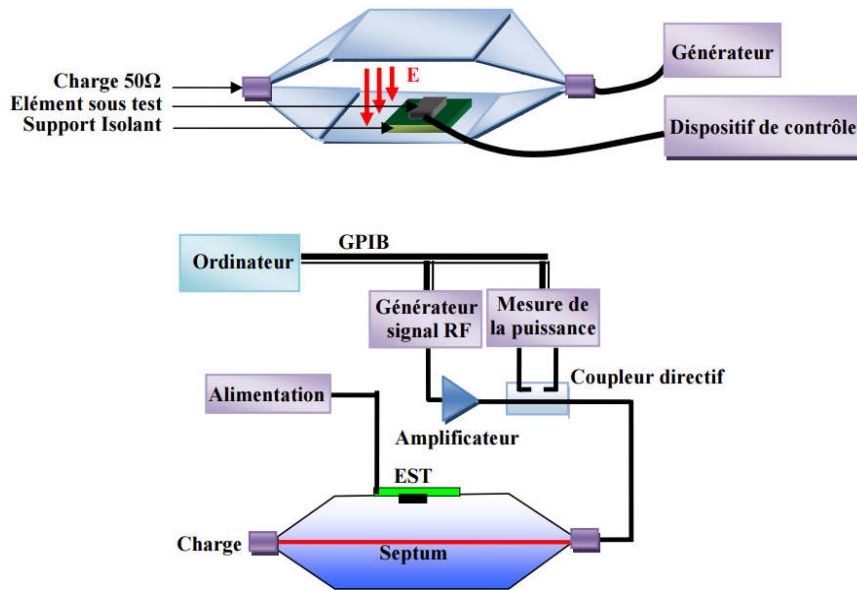


Fig.II-17. Cellule TEM et principe de mesure [4]

Ces cellules Transverse ElectroMagnétique (TEM) et Giga TEM (GTEM) sont des structures fermées dont l'avantage est d'offrir des alternatives aux chambres anéchoïdes et aux essais en espace libre. Ces cellules sont peu encombrantes et moins onéreuses, leur plage de fréquences de fonctionnement va du continu jusqu'à plusieurs gigahertz. Les cellules TEM sont composées d'une enceinte blindée et d'une plaque métallique appelée septum.

II-6-6. Méthode EMC-Strip-line

La méthode EMC-Strip-line est une technique normalisée par la norme IEC 62132 8, utilisée pour mesurer l'émission électromagnétique des composants en mode rayonné. Cette méthode constitue une variante de la méthode TEM-cell et fait appel à une structure strip-line pour caractériser l'émission et la susceptibilité EM d'un dispositif (Fig.II-18).

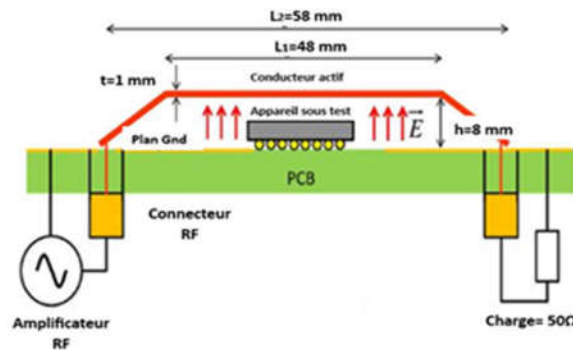


Fig.II-18. Méthode EMC-Strip-line [11]

Le principe de la méthode consiste à alimenter le Dispositif Sous Test (DST) avec une source externe de signaux, puis à positionner la ligne active directement au-dessus du dispositif sous test, implanté sur une carte au format du strip-line. La caractérisation du champ s'effectue par la ligne active, agissant comme un récepteur de l'énergie rayonnée dans le cas de la détermination du champ rayonné par le DST. La même ligne peut également servir d'émetteur pour générer une perturbation EM sur le DST lors de la mesure de la susceptibilité. Le champ mesuré par la ligne active est récupéré par un analyseur vectoriel du réseau ou un analyseur de spectre connecté à l'une des extrémités de cette ligne, l'autre extrémité étant chargée à 50 Ohms. L'avantage de cette méthode réside dans sa compacité par rapport à la méthode TEM, ce qui réduit les coûts de mise en œuvre et la rend utilisable à des fréquences élevées. Cependant, elle partage l'inconvénient de la méthode TEM. Ainsi, la méthode EMC-Strip-line permet de caractériser les signaux sur une plage de fréquences allant de 150 kHz à 3 GHz [11].

II-6-7. Méthode scan champ proche

La méthode à balayage de surface en champ proche, également connue sous le nom de scan champ proche, est couramment mentionnée dans la littérature comme la méthode prédominante. Elle est utilisée pour caractériser le champ électrique/magnétique proche rayonné par un circuit ou un composant à l'aide d'une sonde de champ électrique ou magnétique. Le principe de cette méthode consiste à alimenter le dispositif sous test à l'aide d'une source, puis à balayer la surface du dispositif sous test avec la sonde pour mesurer le champ magnétique ou le champ électrique rayonné. La sonde est directement connectée à un récepteur, qui peut être soit un analyseur de réseau soit un analyseur de spectre. Contrairement aux méthodes décrites précédemment, cette approche a l'avantage de caractériser séparément le champ à l'aide de sondes distinctes. Selon l'orientation de la sonde, la méthode de scan champ proche (Fig.II-19) peut mesurer les trois composantes cartésiennes du champ électrique (E_x , E_y et E_z) et du champ magnétique (H_x , H_y et H_z).

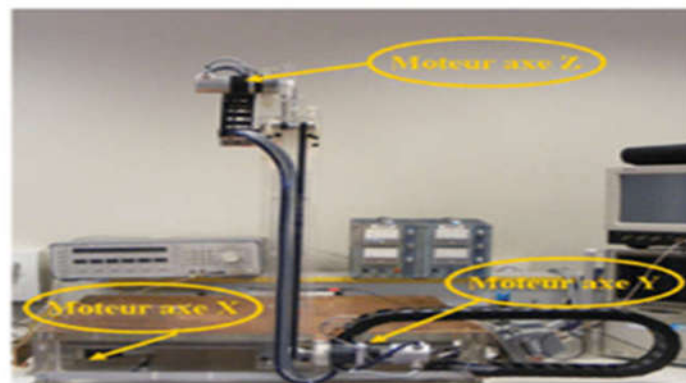


Fig.II-19. Méthode scan champ proche CC [11]

Cette méthode permet de caractériser des signaux dont la fréquence s'étend de 150 kHz à 1 GHz, en fonction de la taille de la sonde utilisée. Elle est normalisée par le Comité d'Électrotechnique International (IEC 62967-2) et permet des mesures en émission et en susceptibilité EM. Cependant, son principal inconvénient réside dans le temps de mesure et son encombrement

Par ailleurs, l'élément clé de la méthode scan champ proche est la sonde. La présence de cette sonde sur la surface du dispositif sous test lors de la mesure de son champ rayonné peut entraîner des erreurs sur le champ réel à mesurer. Par conséquent, une opération de calibrage de la sonde est nécessaire pour corriger et compenser ces erreurs [11].

II-6-8. Chambres réverbérantes à brassage de modes (CRBM)

La chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM) (Fig.II-20) est constituée d'une cage de Faraday et d'un brasseur de modes. Le rôle du brasseur est d'exciter un grand nombre de modes de cavité. Ce mélange des modes conduit à une homogénéisation du champ sur toutes ses composantes dans l'espace utile de la chambre. Cette propriété statistique est obtenue au bout d'une rotation complète du brasseur de modes.

La CRBM est utilisée pour mesurer la puissance totale rayonnée par un dispositif en fonction de la fréquence d'utilisation. L'avantage de la CRBM réside dans le fait qu'il n'est pas nécessaire de modifier la position de l'équipement sous test [3].



Fig.II-20. Photographie de la chambre réverbérante [3]

II-6-9. Analyseur de puissance et d'harmoniques

Cet analyseur (Fig.II-21) est un instrument multifonction portable pour la mesure et l'analyse de systèmes d'alimentation triphasés. L'analyseur d'harmoniques a été conçu

conformément aux normes européennes (compatibilité électromagnétique (bruit et immunité)) [3,4].

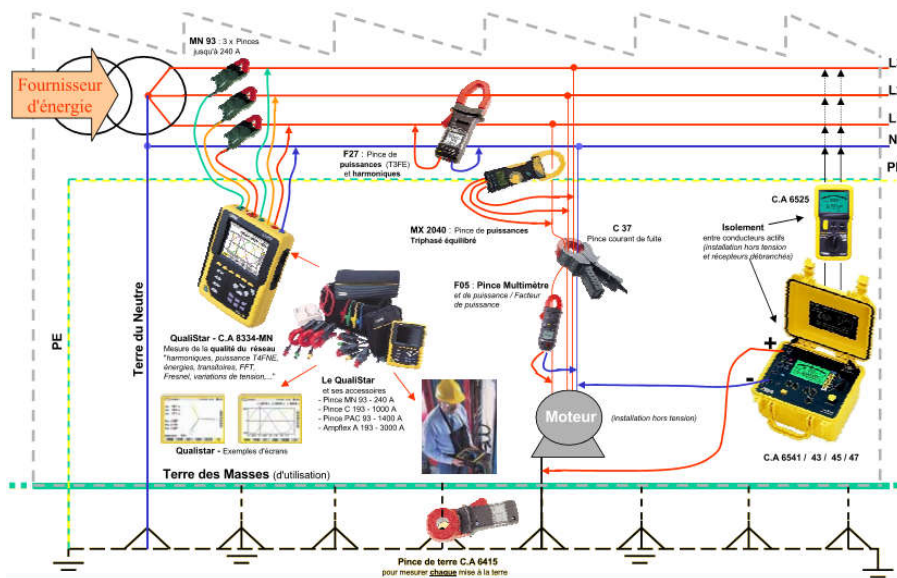


Fig.II-21. Analyseur de puissance et d'harmoniques et la mesure industrielle [3]

II-6-10. Spectromètre Flicker (flickermetre)

Le spectromètre Flicker (Fig.II-22) est un capteur de mesure professionnel à écran digital destiné à mesurer le scintillement (Flicker). Il permet en plus des applications techniques d'évaluer le stress et l'impact sur la santé de la qualité de l'éclairage (ampoules économiques, LEDs, écrans plats d'ordinateurs etc...) dans le milieu du travail et domestique [3].



Fig.II-22. Spectromètre Flicker [3]

II-7. CONCLUSION

Ce chapitre a porté sur l'étude des normes et des moyens d'essai appliqués en Compatibilité Électromagnétique (CEM), un domaine devenu incontournable dans la

conception et la validation des dispositifs électroniques modernes. Nous avons tout d'abord mis en évidence le rôle central des normes internationales telles qu'EN 55022 et DO-160D, qui fixent les limites d'émissions électromagnétiques admises ainsi que les niveaux d'immunité requis pour garantir la cohabitation harmonieuse des équipements dans un même environnement.

Ensuite, une attention particulière a été accordée aux moyens de mesure utilisés dans les essais CEM. Qu'il s'agisse des perturbations conduites ou rayonnées, l'utilisation d'appareils de mesure spécialisés comme le RSIL, l'analyseur de spectre, les sondes de courant haute fréquence et les chambres anéchoïdes permet d'effectuer des tests fiables, reproductibles et conformes aux exigences normatives.

Par ailleurs, la présentation des différentes configurations d'essai, allant des mesures en espace libre aux cellules GTEM, a permis de mieux comprendre les techniques mises en œuvre pour caractériser et maîtriser les émissions électromagnétiques.

L'ensemble de ces connaissances constitue un socle indispensable pour appréhender les phénomènes liés aux interférences électromagnétiques dans les systèmes électroniques, notamment dans les dispositifs de conversion de puissance.

Afin de poursuivre cette démarche, le chapitre suivant sera consacré à l'étude du comportement CEM dans les convertisseurs statiques, en analysant les sources de perturbations et les solutions envisageables pour en limiter les effets.

CHAPITRE III : ÉTUDE DU COMPORTEMENT CEM DANS LES CONVERTISSEURS STATIQUES

III-1. INTRODUCTION

L'électronique de puissance est une discipline qui étudie les dispositifs permettant la conversion et le contrôle de l'énergie électrique. Ces dispositifs, appelés convertisseurs statiques, assurent le transfert de l'énergie entre un générateur et un récepteur, souvent de nature différente. Leur rôle principal est d'adapter les caractéristiques des grandeurs électriques transmises, telles que la tension, la fréquence, ou encore le courant.

Parmi les différentes topologies de conversion, la conversion continue/continue (DC/DC) occupe une place essentielle. Elle consiste à générer une tension ou un courant continu à partir d'une source également continue. Ce type de conversion est indispensable dans de nombreux équipements électroniques, notamment pour alimenter des circuits nécessitant plusieurs niveaux de tension à partir d'une seule source d'alimentation.

Cependant, l'augmentation de l'utilisation des convertisseurs statiques s'accompagne de nouveaux défis, notamment en ce qui concerne la CEM. Ces dispositifs, en commutant à haute fréquence, peuvent engendrer des perturbations électromagnétiques susceptibles d'affecter le bon fonctionnement des équipements environnants. Il devient alors essentiel d'étudier le comportement CEM des convertisseurs afin de garantir leur conformité aux normes et leur intégration fiable dans les systèmes électriques modernes.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons particulièrement à la simulation du comportement de la CEM dans différents types de convertisseurs statiques, tels que le redresseur, le hacheur et le convertisseur de type Flyback. L'objectif est d'analyser et de comprendre les phénomènes d'interférences électromagnétiques conduites qu'ils peuvent engendrer. Cette étude porte notamment sur les perturbations électromagnétiques émises dans une plage fréquentielle allant de [150 kHz à 30 MHz].

III-2. OBJECTIF DU TRAVAIL

L'objectif de ce mémoire est d'appréhender, à travers une approche de simulation combinant LTspice et MATLAB, le niveau des émissions conduites générées par différents types de convertisseurs statiques, plus précisément un redresseur, un hacheur, et un convertisseur Flyback, en présence d'un RSIL.

Notre travail consiste à étudier et analyser les phénomènes de propagation des perturbations conduites entre la source de perturbation et victime selon deux modes : le mode commun (MC) et le mode différentiel (MD). Il s'agit également d'identifier les paramètres influençant leur propagation et leur amplification, et de quantifier le niveau de bruit généré par chaque convertisseur étudié.

Cette étude se décline en deux axes principaux :

- Simulation temporelle pour l'analyse de la propagation des perturbations conduites, notamment lors des phases de commutation des composants de puissance.
- Prédiction et comparaison des spectres de perturbations électromagnétiques conduites générées par chaque topologie (Redresseur, Hacheur, Flyback), en évaluant l'influence des interrupteurs utilisés.

Ces axes visent à mettre en évidence l'impact de la structure du convertisseur et des conditions de fonctionnement sur sa signature CEM, et à guider le choix de solutions de filtrage adaptées [4].

III-3. IMPACT DES SEMI-CONDUCTEURS SUR LE COMPORTEMENT CEM

Les convertisseurs statiques utilisent des composants semi-conducteurs de puissance, tels que les transistors MOSFET, les IGBT et les diodes, pour assurer les fonctions de commutation. Ces composants jouent un rôle crucial non seulement dans le rendement et le fonctionnement du convertisseur, mais également dans la génération des perturbations électromagnétiques.

En effet, les caractéristiques de commutation rapide de ces dispositifs, ainsi que leurs comportements dynamiques lors des transitions (état passant/état bloqué), influencent directement le spectre des émissions conduites. Une compréhension approfondie de leurs propriétés permet de mieux anticiper les niveaux de bruit générés et d'optimiser les stratégies de filtrage [11].

III-4. SEMI-CONDUCTEUR

Un semi-conducteur est un matériau présentant des caractéristiques électriques similaires à celles d'un isolant. Cependant, sa particularité réside dans le fait que la probabilité qu'un électron contribue à un courant électrique, bien que faible, demeure suffisamment significative. En d'autres termes, la conductivité électrique d'un semi-conducteur se situe à un niveau intermédiaire, entre celle des métaux et celle des isolants (Fig.III-1) [11].

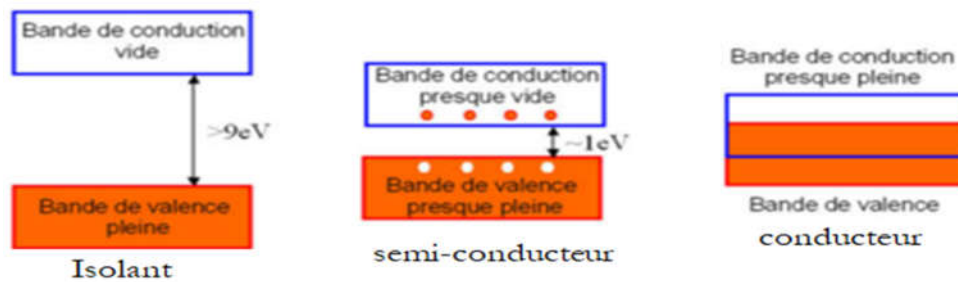


Fig.III-1. Représentation des bandes d'énergie [28]

Le comportement électrique des semi-conducteurs est généralement expliqué, en physique de l'état solide, par la théorie des bandes d'énergie. Selon cette théorie, un matériau semi-conducteur possède une bande interdite suffisamment réduite pour permettre aux électrons de la bande de valence de facilement accéder à la bande de conduction. L'application d'un potentiel électrique aux bornes du matériau entraîne l'apparition d'un faible courant électrique, résultant du déplacement des électrons et des "trous" qu'ils créent dans la bande de valence.

III-4-1. Transistor IGBT

L'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) est un composant à quatre couches, utilisé comme interrupteur semi-conducteur. Il se comporte comme une jonction PN bidirectionnelle en tension, mais laisse passer le courant dans une seule direction. En général, il présente une asymétrie en tension, ce qui le rend plus performant dans un sens particulier (Fig.III-2) [29].



Fig.III-2. Structure d'un IGBT [29]

III-4-2. Transistor MOSFET

Le transistor MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) est un composant électronique fondamental dans les circuits de conversion d'énergie, utilisé principalement comme interrupteur rapide grâce à sa commande en tension. Il possède trois bornes : la grille (G), servant d'électrode de commande, le drain (D) et la source (S) (Fig.III-3), la grille étant isolée du reste du composant par une fine couche d'oxyde. Sa grande vitesse de commutation permet d'optimiser les performances des convertisseurs, mais elle engendre également des perturbations électromagnétiques dues aux variations rapides de courant et de tension. Pour limiter ces effets indésirables, il est nécessaire de mettre en œuvre des

techniques telles que le filtrage, le blindage et une conception soignée du circuit imprimé [30, 31].

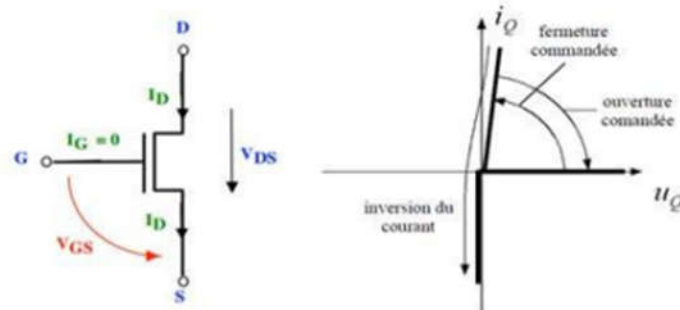


Fig.III-3. Représentation symbolique et caractéristiques d'un MOSFET [31]

III-4-3. Diodes

La diode est un semi-conducteur non contrôlé comportant deux régions P (anodes) et N (cathode) et qui ne laisse passer le courant que dans seul sens de l'anode vers la cathode, elle conduit quand l'anode a une tension supérieur a celle de la cathode elle se comporte alors comme un interrupteur ferme elle bloque le courant et se comporte comme un interrupteur ouvert si la tension d'anode devient moins positive que celle de la cathode comme le montre la figure (III-4) [30,31].

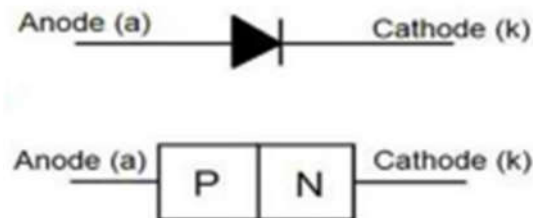


Fig.III-4. Représentation symbolique d'une diode

III-5. CONVERTISSEURS STATIQUES

Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné. On trouve un convertisseur alternatif continu dans l'alimentation d'appareils électroniques (TV ordinateurs, chargeurs de téléphones ...) qui transforment la tension alternative sinusoïdale du réseau en tension continue. Un onduleur de secours transforme la tension continue des batteries en tension alternative pour alimenter par exemple du matériel informatique [33].

III-5-1. Conversion Continu/ Continu : Hacheur

Le convertisseur DC/DC, aussi appelé hacheur, est un dispositif électronique dont le rôle principal est d'assurer le transfert efficace d'énergie entre une source de tension continue (Fig.III-5), et une charge alimentée en courant continu. Il permet de fournir à cette charge une tension moyenne continue réglable à partir d'une source continue fixe, telle qu'une batterie d'accumulateurs ou une sortie de redresseur à diodes. Ce réglage est obtenu en commutant périodiquement l'alimentation de la charge à l'aide d'interrupteurs électroniques, permettant ainsi de moduler la valeur moyenne de la tension de sortie [7,33].

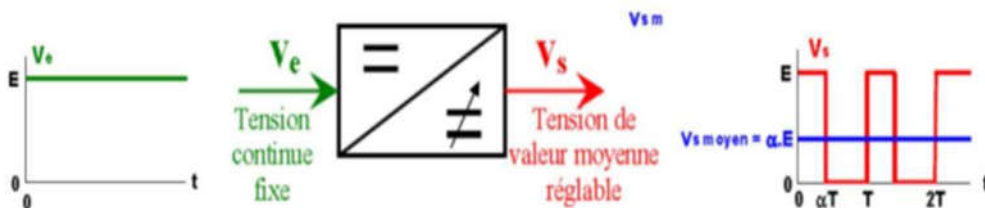


Fig.III-5. Symbole et tension sortie/entrée d'un hacheur [7]

III-5-2. Conversion Alternatif/Continu : Redresseur

Le redressement est la conversion d'une tension alternative en une tension continue (Fig.III-6). On l'utilise pour alimenter un récepteur en continu à partir du réseau de distribution alternatif (Fig.III-7) [7].

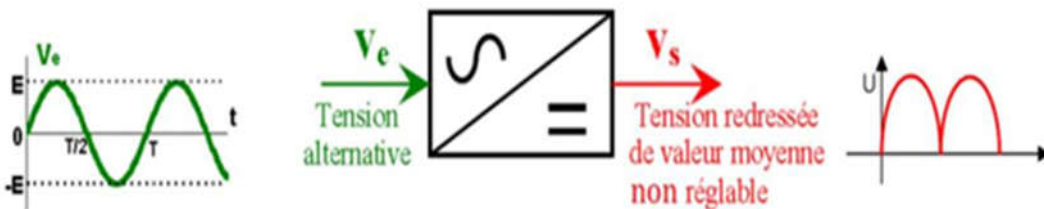


Fig.III-6. Symbole et tension sortie/entrée d'un redresseur [7]

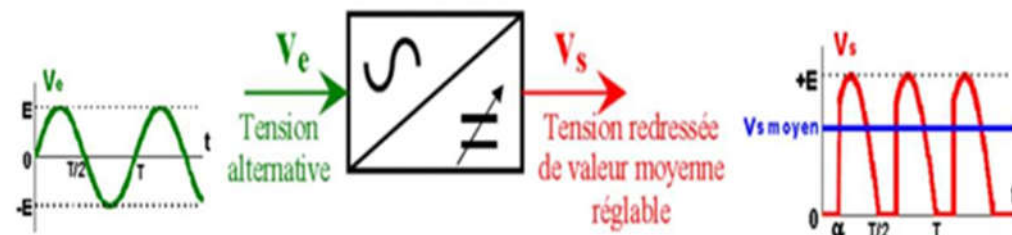


Fig. III-7. Symbole et tension sortie/entrée d'un redresseur commandé [7]

Le redresseur non commandé est composé de diodes montées en pont. Ici en pont monophasé (appelé pont de GRAETZ) (Fig.III-8).

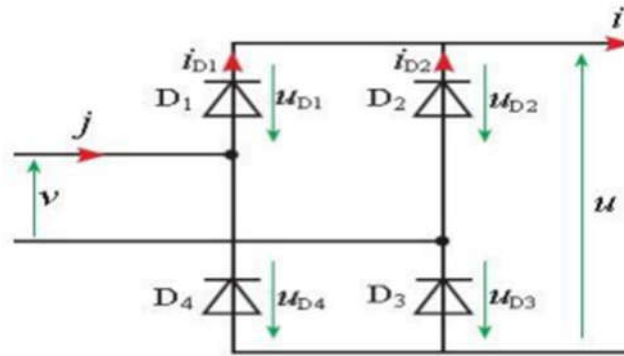


Fig.III-8. Montage de redresseur en pont monophasé [7]

Le redresseur commandé est composé de thyristors montés en pont. Ici en pont triphasé (Fig.III-9).

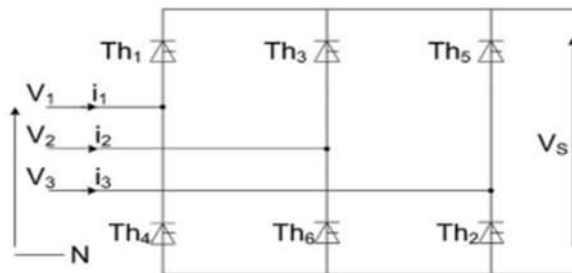


Fig.III-9. Montage de redresseur commande de thyristors en pont triphasé [7]

III-5-3. Conversion Continu / Continu : Flyback

Le convertisseur Flyback est une topologie d'alimentation à découpage, utilisée principalement pour des applications de faible à moyenne puissance. Il fonctionne selon le principe de stockage temporaire de l'énergie dans le noyau magnétique d'un transformateur pendant la conduction du commutateur, puis de sa restitution vers la charge lors du blocage.

Ce convertisseur se distingue par sa simplicité, son faible coût, sa capacité à produire plusieurs tensions de sortie à partir d'une seule source d'entrée, ainsi que par l'isolation galvanique qu'il assure entre l'entrée et la sortie. Le Flyback peut être intégré dans des architectures AC/DC ou DC/DC, et fournit en général une tension continue réglée à la sortie [34].

III-4. MODELES CEM ETUDIÉS

Il y a deux classes de perturbations en mode conduit : la pollution de mode commun (MC) et la pollution de mode différentiel (MD). La figure (III-10) indique le passage (le cheminement) du courant perturbateur dans les deux modes dans notre système étudié

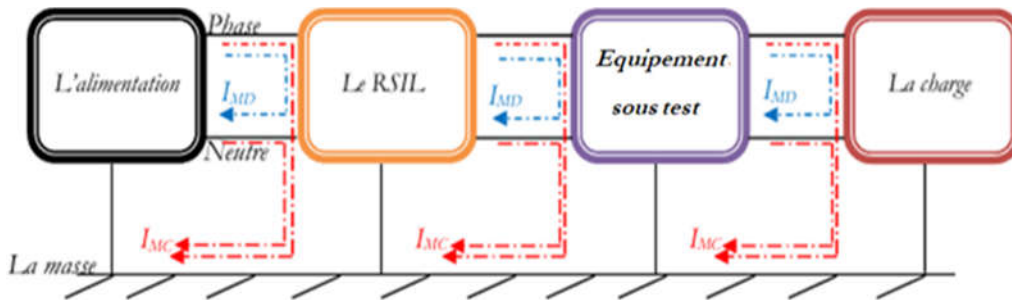


Fig.III-10. Perturbations de mode commun et de mode différentiel en mode conduit [12]

Le convertisseur à l'étude, représenté à la figure (III-11), est une structure de type Flyback associée au RSIL. Il est alimenté par une source de tension alternative (V2), suivie d'un étage de filtrage passif composé de composants R1 à R5, C1 à C11, et d'un pont de diodes (D3, D4) assurant le redressement. Le filtrage après redressement est réalisé par les condensateurs C9, C10 et la résistance R10.

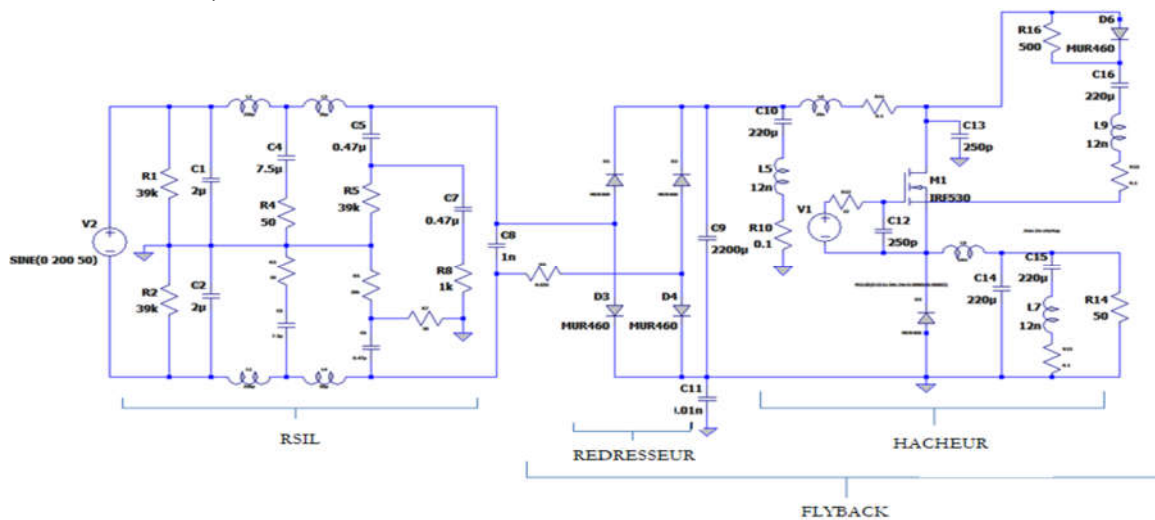


Fig.III-11. Schéma de simulation de Flyback alimenté par une source de tension alternative à travers un RSIL

La commutation est assurée par un interrupteur électronique (MOSFET), commandé par une source de signal PWM (Pulse Width Modulation). Ce dernier alimente un réseau de composants passifs comprenant plusieurs inductances (L1 à L9), condensateurs (C1 à C16) et résistances (R1 à R16), configurés de manière à modéliser les phénomènes de couplage en mode différentiel et en mode commun.

Les condensateurs répartis dans le circuit représentent les capacités parasites susceptibles de générer des perturbations haute fréquence (HF), tandis que les inductances permettent de simuler les chemins de couplage inductif entre les différents éléments. Les diodes (D1 à D4) assurent des fonctions de redressement ou de limitation, selon la configuration. L'ensemble de ces composants vise à reproduire un environnement réaliste pour l'analyse du comportement CEM d'un convertisseur, notamment en présence d'un RSIL. Ce montage permet d'observer la propagation des perturbations et l'efficacité des dispositifs de filtrage associés.

III-4-1. Détermination des perturbations générées par le pont redresseur

Cette partie est consacrée à l'étude des perturbations générées par le pont de diodes. Sachant que les perturbations sont prédites grâce du RSIL (Fig.III-12).

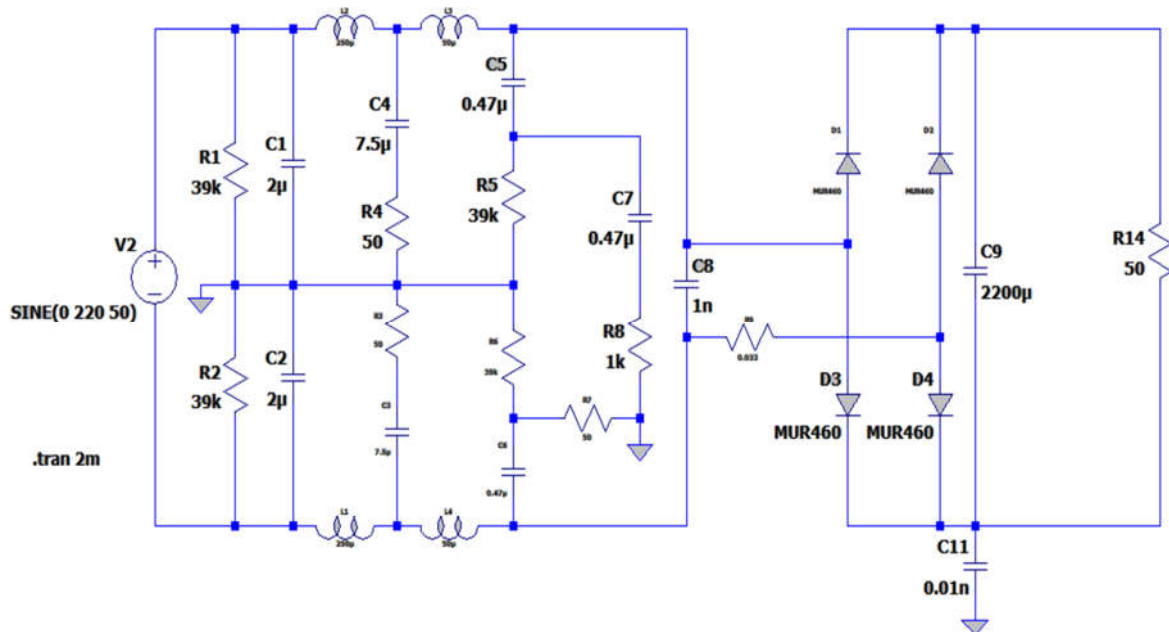


Fig.III-12. Schéma de simulation de redresseur monophasé alimenté par une source de tension alternative à travers un RSIL

La figure (III-13) illustre le spectre de tension en MC et en MD pour le redresseur. On y observe une décroissance nette des perturbations en mode commun avec l'augmentation de la fréquence, ce qui reflète l'efficacité des filtres dédiés à ce mode, en particulier les condensateurs C1 et C2 reliés à la masse, ainsi que les résistances R1 et R2 qui assurent l'amortissement. À l'inverse, les perturbations en mode différentiel restent relativement constantes, ce qui suggère une efficacité limitée du filtrage différentiel malgré la présence des condensateurs de couplage entre phase et neutre (C4, C5). La comparaison avec les limites imposées par la norme EN 55022 de classe A montrée que le redresseur

respecte globalement les exigences, tout en signalant un besoin potentiel d'optimisation du filtrage différentiel.

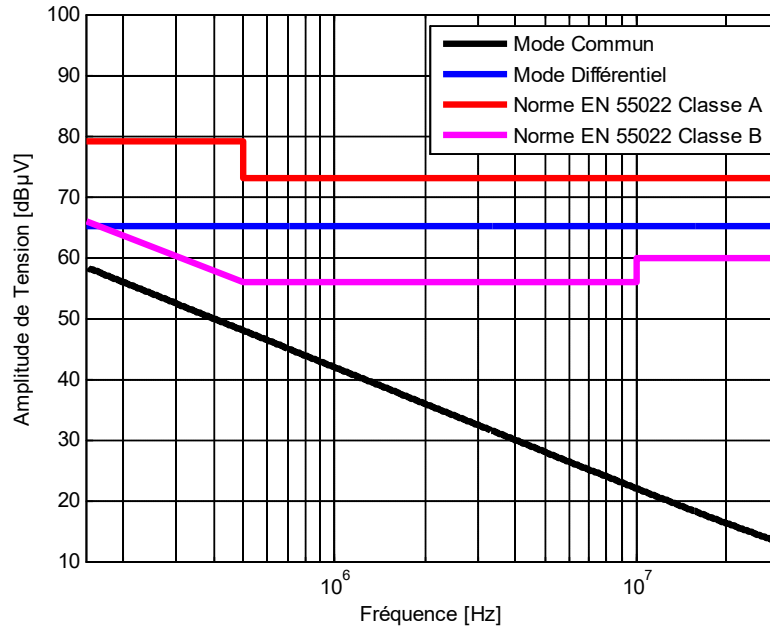


Fig.III-13. Spectre de tension en mode commun et en mode différentiel

Le circuit électrique étudié est composé d'un réseau de filtrage passif visant à réduire les EMI et à assurer la conformité aux exigences CEM. Ce réseau est suivi d'un redresseur à diodes rapides (MUR460) et d'un filtrage par condensateurs de forte capacité (C9) afin de stabiliser la tension de sortie.

Les spectres illustrés dans les figures (III-14) et (III-15) représentent les niveaux de perturbation des courants en MC et en MD, simulés aussi bien du côté charge que du côté réseau.

La figure (III-14) présente le spectre du courant mesuré côté réseau en mode commun et en mode différentiel, comparé à la norme DO-160D. On observe que le courant en mode commun reste relativement élevé sur une large plage de fréquences, dépassant la limite imposée par la norme. Ce comportement peut être relié à la topologie de la carte électrique, où l'absence ou l'insuffisance de filtrage spécifique au mode commun limite l'efficacité d'atténuation des interférences à basse fréquence.

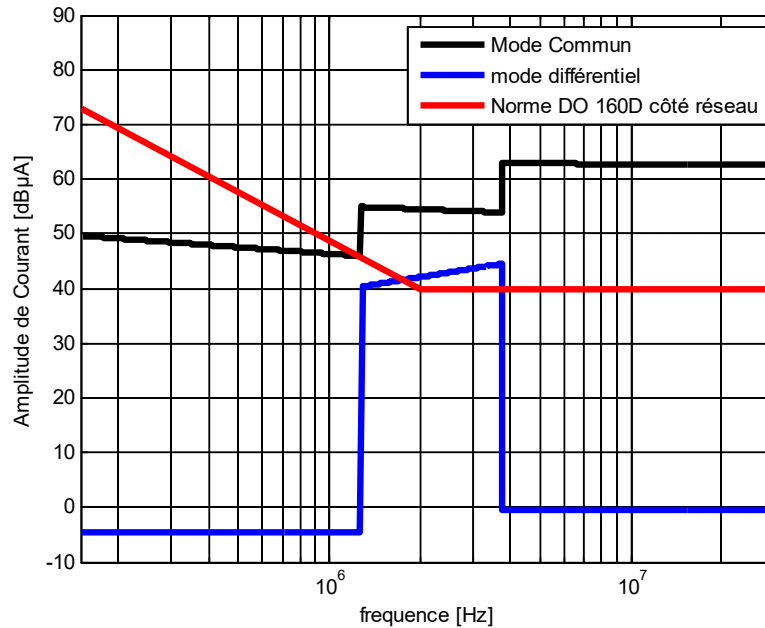


Fig.III-14. Spectre de courant côté réseau en mode commun et en mode différentiel

En revanche, en mode différentiel le courant montre une atténuation marquée à partir de 150 kHz. Cette chute rapide témoigne de l'action efficace des éléments différentiels de la carte (tels que les capacités de filtrage placées entre les lignes), qui permettent de réduire significativement les perturbations différentielles à haute fréquence.

Ainsi, en comparant les deux modes, on constate que la structure de la carte est particulièrement optimisée pour le traitement du mode différentiel, tandis que le mode commun reste plus difficile à maîtriser en raison d'une atténuation moins prononcée. Par rapport à la norme DO-160D, le système est conforme en mode différentiel mais présente un dépassement en mode commun, indiquant la nécessité d'améliorations ciblées pour atteindre une compatibilité électromagnétique totale.

Dans la figure (III-15), le comportement fréquentiel du courant en sortie (côté charge) analysé en modes différentiel et commun, en regard des limites établies par la norme DO-160D. Le point d'intersection entre le courant en mode commun et mode différentiel se situe à une fréquence de 1,278 MHz pour une amplitude de 50 dBµA. Avant cette fréquence, le courant en MD est important par rapport au courant en MC restent bien en dessous du seuil imposé, ce qui traduit une bonne performance du filtre EMI. Cette atténuation est rendue possible grâce aux condensateurs C1, C2 et à l'inductance différentielle pour le mode différentiel, ainsi qu'aux condensateurs C4, C5, C7 et à l'inductance commune pour le mode commun.

Au-delà de 1,278 MHz, le courant en mode commun dépasse la norme, ce qui met en évidence une dégradation de l'efficacité du filtre à haute fréquence. Cette limitation est probablement due à la diminution de l'impédance des condensateurs en haute fréquence et à la saturation partielle de l'inductance commune, ce qui réduit sa capacité de réjection. En revanche, le courant en mode différentiel reste toujours inférieur à la limite, ce qui confirme que le filtrage différentiel est mieux dimensionné pour répondre aux exigences de la norme DO-160D dans toute la bande de fréquence analysée.

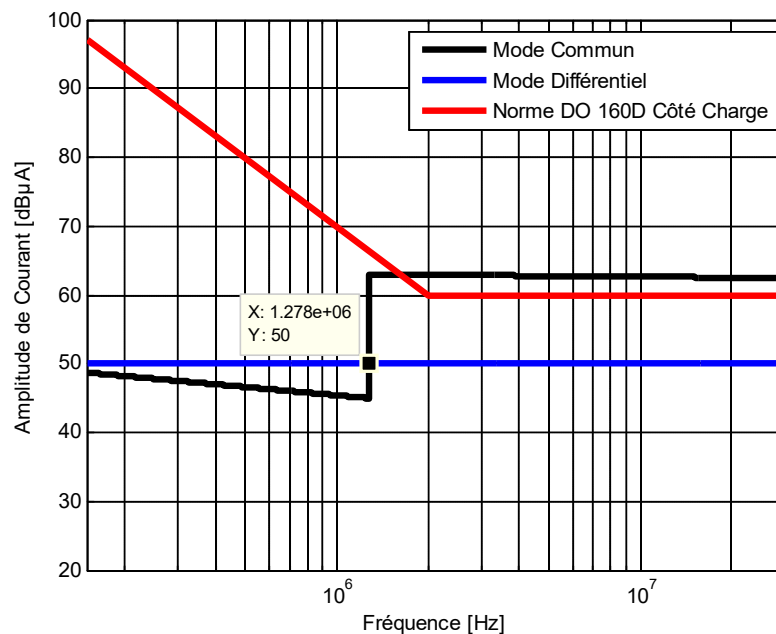


Fig.III-15. Spectre de courant côté charge en mode commun et en mode différentiel

III-4-2. Détermination des perturbations générées par le hacheur

Cette partie est consacrée à l'étude des perturbations générées par le hacheur (Fig.III-16), sachant que les perturbations sont prédites grâce au RSIL.

La figure (III-17) offre une représentation du spectre de tension, en mode commun et différentiel, tel qu'observé sur le hacheur étudié. Ce spectre est comparé aux limites fixées par la norme EN 55022, applicable aux émissions électromagnétiques conduites dans la bande de fréquence comprise entre 150 kHz et 30 MHz, pour les classes A et B.

L'analyse montre que les perturbations en mode commun diminuent progressivement avec l'augmentation de la fréquence, traduisant l'efficacité des éléments de filtrage installés dans le circuit, notamment les condensateurs C14, C15, C16 et les inductances L5, L6. En revanche, les perturbations en mode différentiel restent à un niveau quasi constant, indiquant une atténuation limitée malgré la présence de condensateurs de découplage tels que C8, C9, C11. Le circuit intègre un transistor MOSFET (IRF530) commandé par un générateur de

signal PWM (V1), une diode de redressement D6 (MUR460), ainsi qu'un réseau de composants passifs comprenant 11 condensateurs, 9 inductances, et plusieurs résistances servant à modéliser les couplages parasites et à stabiliser l'impédance à l'entrée et à la sortie du montage.

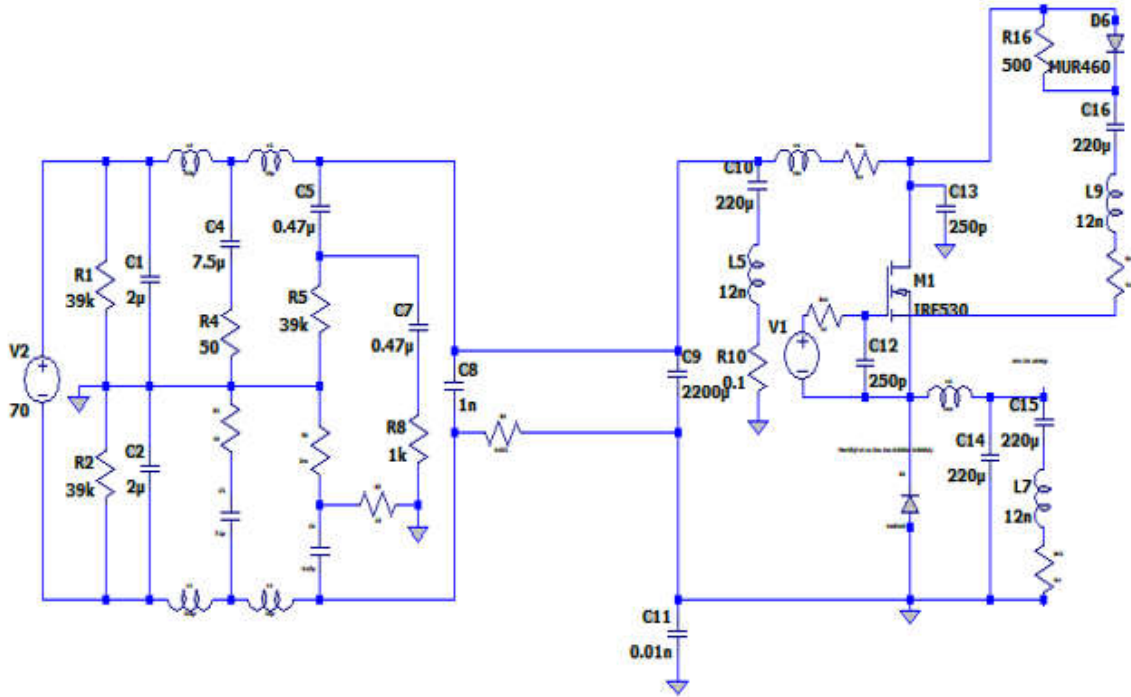


Fig.III-16. Schéma de simulation du hacheur alimenté par une source de tension continue à travers un RSIL

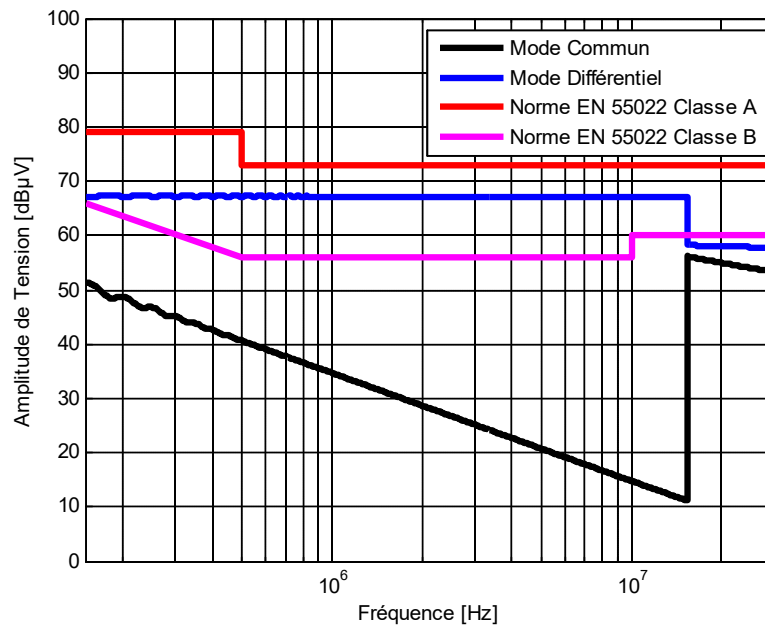


Fig. III-17. Spectre de tension en mode commun et en mode différentiel

En comparant les résultats au référentiel EN 55022, il apparaît que le niveau des perturbations en mode différentiel dépasse localement les limites imposées par la classe B, tandis que le mode commun reste globalement conforme. Cela souligne la nécessité d'améliorer le filtrage différentiel pour assurer la conformité CEM du convertisseur.

La figure (III-18) issue d'une simulation réalisée sous LTspice, présente une comparaison entre le spectre de courant en mode commun et en mode différentiel du côté réseau, par rapport aux limites fixées par la norme DO-160D côté réseau. On observe que le courant en mode différentiel reste globalement conforme aux exigences de la norme sur la majorité de la bande de fréquence, tandis que le courant en mode commun dépasse cette limite à certaines fréquences. Ces résultats mettent en évidence la nécessité de maîtriser les perturbations conduites pour assurer la conformité aux exigences de la norme DO-160D.

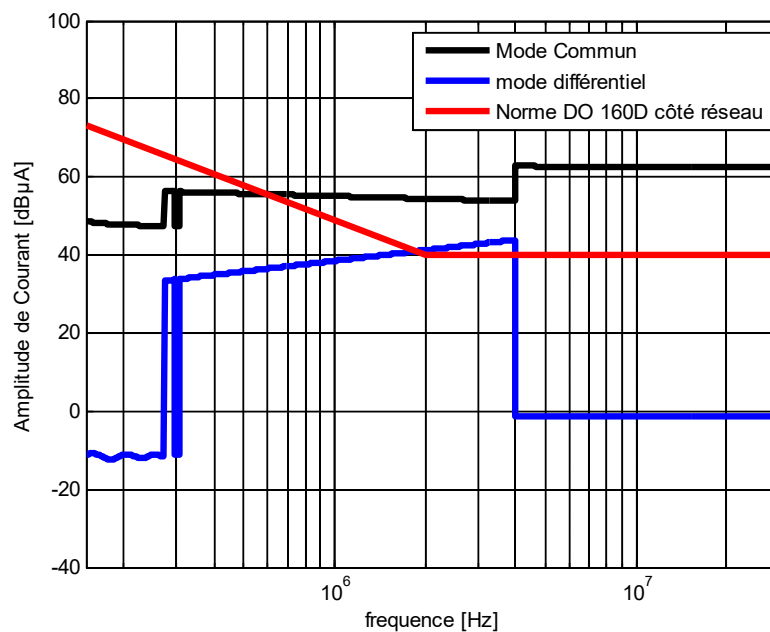


Fig. III-18. Spectre de courant côté réseau en mode commun et en mode différentiel

À l'analyse du spectre de courant côté charge présenté dans la figure (III-19), on observe une évolution contrastée entre les composantes en mode commun et en mode différentiel. Avant le point d'intersection, situé à une fréquence de 212,5 kHz et une amplitude de courant de 47,89 dBµA, le courant en mode différentiel est nettement supérieur à celui en mode commun, traduisant une prédominance des perturbations en mode différentiel.

Cette domination du mode différentiel peut être expliquée par la présence du transistor de commutation M1, dont les transitions rapides engendrent des perturbations à

haute fréquence, ainsi que par les effets de couplage capacitif via les composants comme C13, C15 et C16, qui permettent à ces courants parasites de circuler vers la masse.

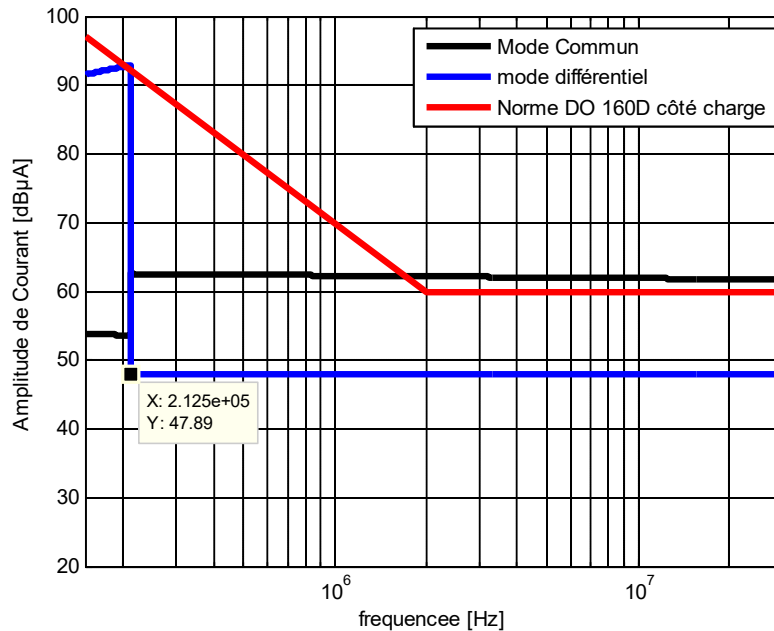


Fig.III-19. Spectre de courant côté charge en mode commun et en mode différentiel

En revanche, au-delà de ce point (212,5 kHz), la situation s'inverse : le mode différentiel devient plus faible et reste bien en dessous du niveau fixé par la norme DO-160D côté charge, tandis que le mode commun se stabilise juste au-dessus. Cette norme impose une limite stricte aux émissions conduites afin d'assurer la CEM des équipements embarqués.

Les filtres placés en entrée et en sortie, comprenant notamment C1 à C7 côté entrée et C17 à C23 côté sortie, ainsi que les inductances comme L5 et les résistances de dissipation telles que R10, jouent un rôle important dans l'atténuation de ces perturbations, bien qu'ils soient plus efficaces au-delà du point d'intersection.

III-4-2. Détermination des perturbations générées par le Flyback

Ce paragraphe présente les résultats d'une simulation comprenant le Flyback. Les différents éléments implantés dans le modèle de Flyback sont issus des caractérisations des composants présentés précédemment. Sur ce convertisseur, nous avons directement alimenté le convertisseur sur le bus alternatif via le RSIL (Fig. III-20).

D'après la figure (III-20) qui illustre le spectre de tension en mode commun (MC) et en mode différentiel (MD), nous observons que les deux spectres se croisent autour de la fréquence de 737,5 kHz avec une amplitude d'environ 68,64 dBμV. Avant cette fréquence, le

niveau de perturbation en mode commun est supérieur à celui en mode différentiel. Ce comportement indique que le mode commun domine dans les basses fréquences. Toutefois, après ce point de croisement, les perturbations en mode différentiel deviennent prédominantes et tendent à rester relativement constantes, tandis que celles en mode commun diminuent progressivement avec la fréquence.

Il est à noter que les deux spectres restent globalement en dessous des seuils fixés par les normes EN 55022 Classe A et Classe B, ce qui indique la conformité du système en matière d'émissions conduites. La décroissance du mode commun à haute fréquence peut s'expliquer par l'effet d'un filtrage naturel ou introduit qui agit comme un filtre passe-bas, réduisant ainsi efficacement les tensions parasites en mode commun.

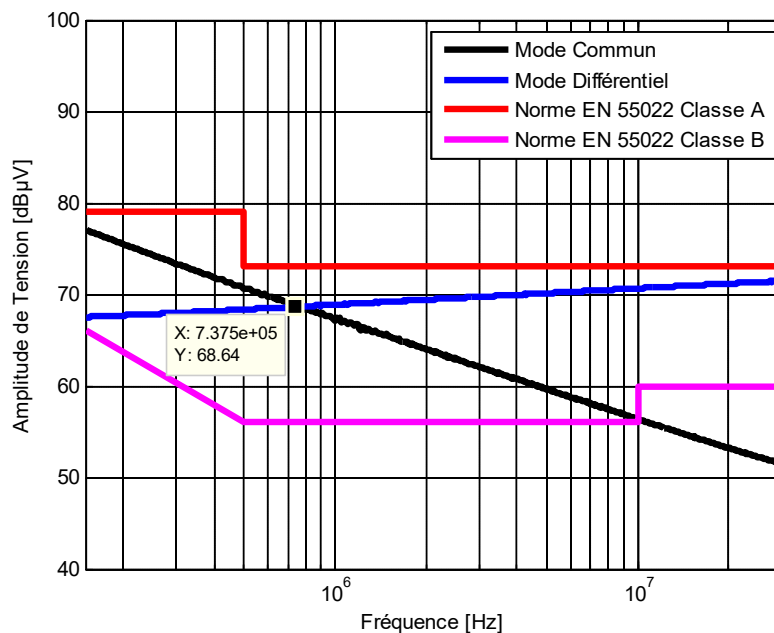


Fig.III-20. Spectre de tension en mode commun et en mode différentiel

La figure (III-21) montre l'allure des spectres du courant côté réseau en MC et en MD. On constate que globalement le niveau de perturbation en MD est très inférieur à celui du mode commun. En particulier, le spectre du mode différentiel chute rapidement avec la fréquence et reste largement en dessous de la norme DO-160D sur toute la bande étudiée.

En revanche, les perturbations en mode commun sont plus significatives, avec une décroissance plus lente, mais elles restent tout de même sous les limites de la norme jusqu'à une certaine fréquence, après laquelle elles frôlent les seuils imposés. Cette différence peut s'expliquer par le fait que la capacité équivalente du mode commun diminue avec la fréquence, ce qui augmente l'impédance équivalente et réduit l'amplitude du courant perturbateur.

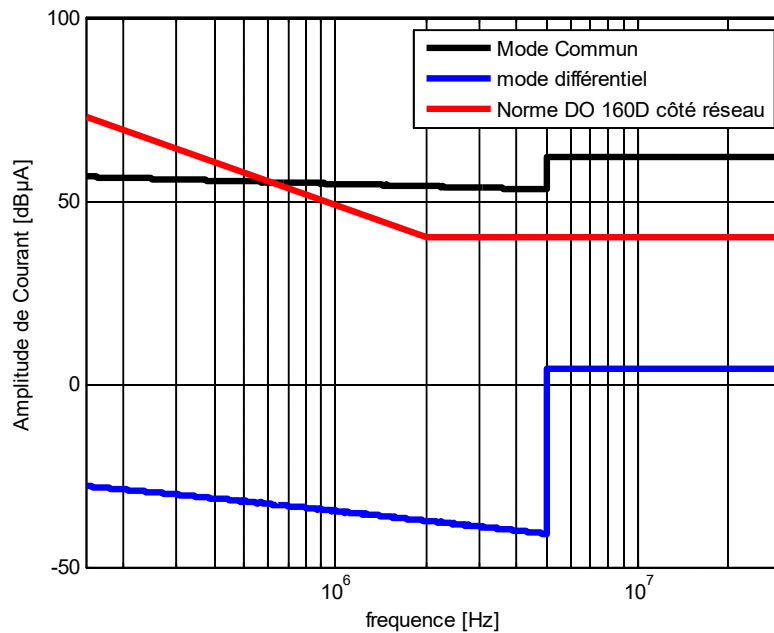


Fig. III-21. Spectre de courant côté réseau en mode commun et en mode différentiel

À HF, on note également l'effet d'un cheminement plus long, jouant un rôle de filtre passe-bas, ce qui contribue à atténuer davantage les tensions et courants indésirables en mode commun et différentiel. Ainsi, les perturbations en mode différentiel sont minimisées, tandis que le mode commun devient prédominant dans les fréquences moyennes à élevées, surtout en raison des chemins de retour et des éléments parasites du circuit.

Le spectre de courant en modes commun et différentiel côté charge, est illustré dans la figure (III-22) et comparé aux limites réglementaires de la norme DO-160. On observe que l'amplitude du courant en mode commun est supérieure à celle du mode différentiel sur toute la bande de fréquences, ce qui est typique dans les convertisseurs à découpage comme le Flyback. La norme DO-160 impose une limite maximale que le spectre du courant ne doit pas dépasser pour assurer la compatibilité électromagnétique. Dans ce cas, le MC dépasse la limite imposée par la norme DO-160D à partir de 2 MHz, tandis qu'en revanche, le MD reste constamment en dessous du seuil réglementaire. L'atténuation observée est assurée par les composants de filtrage présents dans le circuit, notamment les inductances L6, L7 et L9, ainsi que les condensateurs C13, C14, C15 et C16, qui forment un filtre EMI en π . L'efficacité de ces éléments permet de limiter les courants parasites en haute fréquence, principalement en MD. Le transistor MOSFET M1 (IRF530) est responsable des commutations rapides qui génèrent ces perturbations, tandis que les diodes rapides MUR460 (D1 à D2) contribuent à limiter leur propagation. Ainsi, le respect de la norme DO-160D dépend étroitement d'une conception rigoureuse du filtre de sortie et du choix judicieux des composants de commutation.

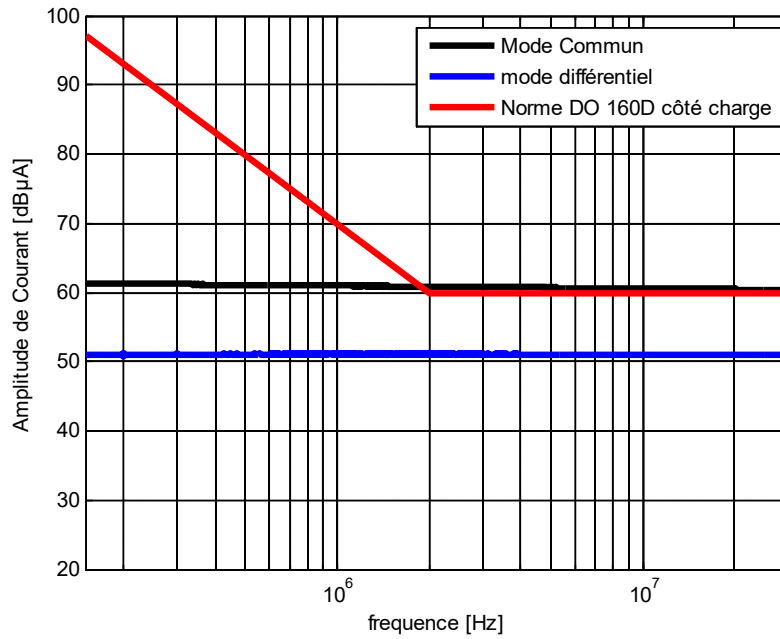


Fig.III-22. Spectre de courant côté charge en mode commun et en mode différentiel

La figure (III-23) présente une comparaison des spectres de tensions en mode commun pour trois types de convertisseurs électroniques : le redresseur, le hacheur et le Flyback, en les confrontant aux limites imposées par les normes EN 55022 Classe A et Classe B, qui régissent les niveaux d'émissions électromagnétiques admissibles.

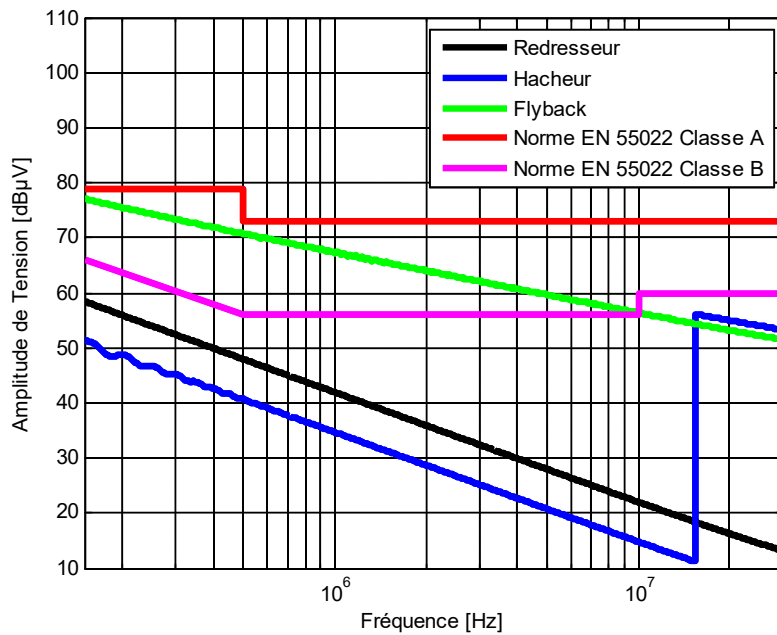


Fig.III-23. Comparaison de spectre de tensions de mode commun

À l'analyse du résultat, on remarque que le convertisseur Flyback génère les niveaux de perturbations les plus élevés, notamment dans les basses et moyennes fréquences. Sa courbe dépasse nettement la limite imposée par la norme Classe B. Cela indique un comportement électromagnétique problématique nécessitant des solutions de filtrage spécifiques pour être conforme.

En comparaison, le redresseur et le hacheur présentent un meilleur comportement. Le redresseur, bien que générant des tensions plus élevées que le hacheur à certaines fréquences, reste globalement en dessous des limites réglementaires. Le hacheur, quant à lui, se distingue par une émission plus faible sur toute la bande de fréquence analysée, ce qui le rend nettement plus conforme aux normes, en particulier à la norme Classe B, plus stricte et adaptée aux environnements résidentiels.

Dans la figure (III-24), l'évolution du spectre des tensions en mode différentiel est comparée pour trois topologies de conversion : le redresseur, le hacheur et le Flyback. Les résultats montrent que les trois dispositifs présentent des niveaux de perturbations relativement constants, principalement entre 58 et 72 dB μ V.

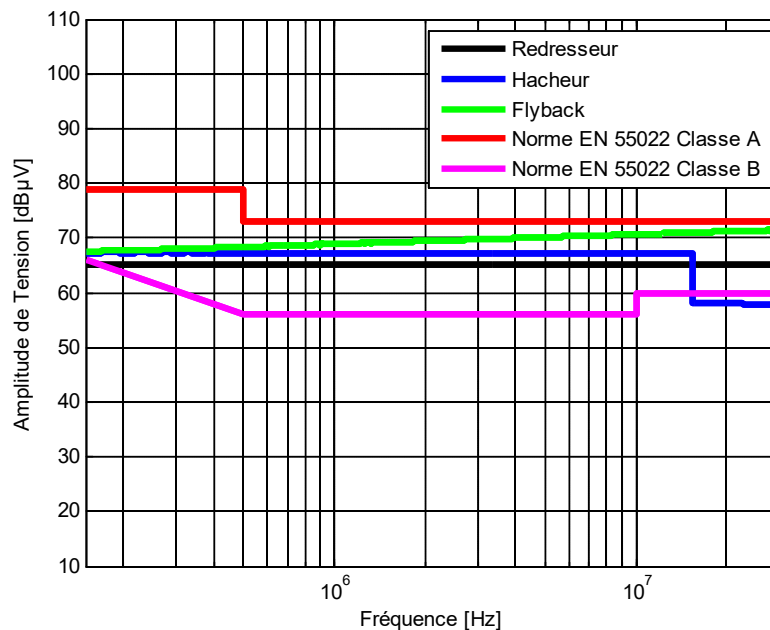


Fig.III-24. Comparaison de spectre de tensions de mode différentiel

Le convertisseur Flyback génère les niveaux d'émission les plus élevés, proches de la limite de la Classe A, tandis que le redresseur a un comportement similaire. Le hacheur, en revanche, offre de meilleures performances, notamment aux hautes fréquences, respectant les exigences de la Classe B. Bien que les niveaux d'émissions en mode différentiel restent sous les seuils de la Classe A, une non-conformité partielle à la norme Classe B est observée, suggérant la nécessité d'une optimisation du filtrage différentiel.

Une comparaison du spectre de courant en mode commun pour trois étages de conversion successifs le redresseur, le hacheur et le convertisseur Flyback est illustrée dans la figure (III-25), en référence aux limites fixées par la norme DO-160D côté réseau. On remarque que les courants en mode commun augmentent progressivement du redresseur vers le Flyback, ce dernier présentant les niveaux les plus élevés d'interférences électromagnétiques. Cette élévation est principalement due aux commutations rapides du transistor de puissance M1 (IRF530) dans le Flyback, qui génèrent des perturbations de haute fréquence. La norme DO-160D fixe une limite maximale au-delà de laquelle les émissions ne doivent pas dépasser pour assurer la compatibilité électromagnétique avec le réseau électrique. Dans le cas du Flyback, certaines composantes dépassent cette limite, indiquant une nécessité d'améliorer le filtrage. Ce rôle est assuré par les filtres EMI implantés à l'entrée (L6, L7, C13 à C16) qui doivent être optimisés. Ainsi, cette analyse met en évidence l'impact croissant de chaque étage sur le bruit en mode commun, et souligne l'importance de bien dimensionner les composants passifs pour respecter les exigences normatives.

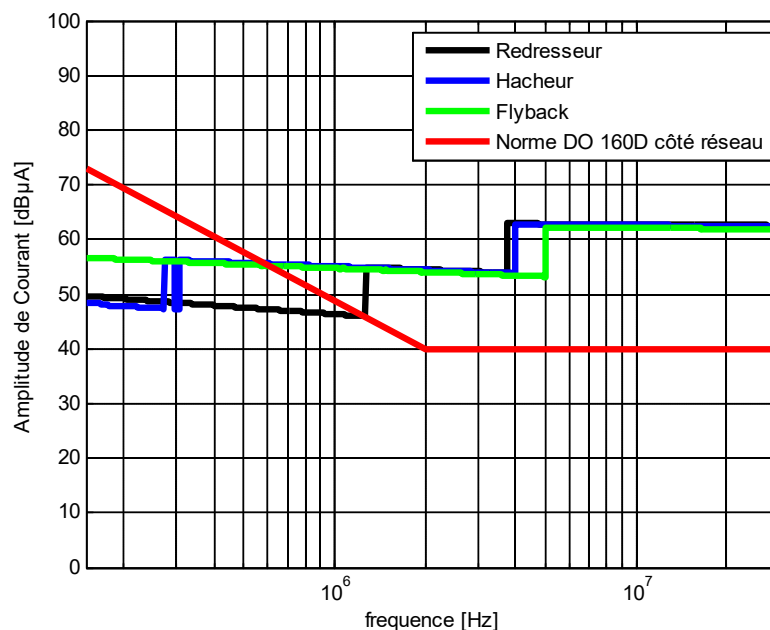


Fig.III-25. Comparaison de spectre des courants de mode commun

La figure (III-26) illustre de manière comparative les spectres de courants en mode différentiel pour trois topologies électroniques : le redresseur, le hacheur et le convertisseur Flyback. À travers cette courbe, il apparaît clairement que le hacheur engendre les niveaux de perturbations les plus élevés, en particulier dans la plage de fréquences moyennes, où il dépasse de manière significative la limite imposée par la norme DO-160D. En comparaison, le redresseur présente un comportement plus modéré, avec une émission relativement

contrôlée dans les hautes fréquences, bien qu'il franchisse également le seuil de conformité à basses fréquences. Le Flyback, quant à lui, démontre une performance supérieure en matière de compatibilité électromagnétique, en maintenant son spectre de courant largement en dessous de la limite normative sur l'ensemble de la bande de fréquence analysée. Ainsi, du point de vue de la conformité à la norme DO-160D, le Flyback se distingue comme la solution la plus propre en termes d'émissions, suivi par le redresseur, tandis que le hacheur se révèle le plus perturbateur.

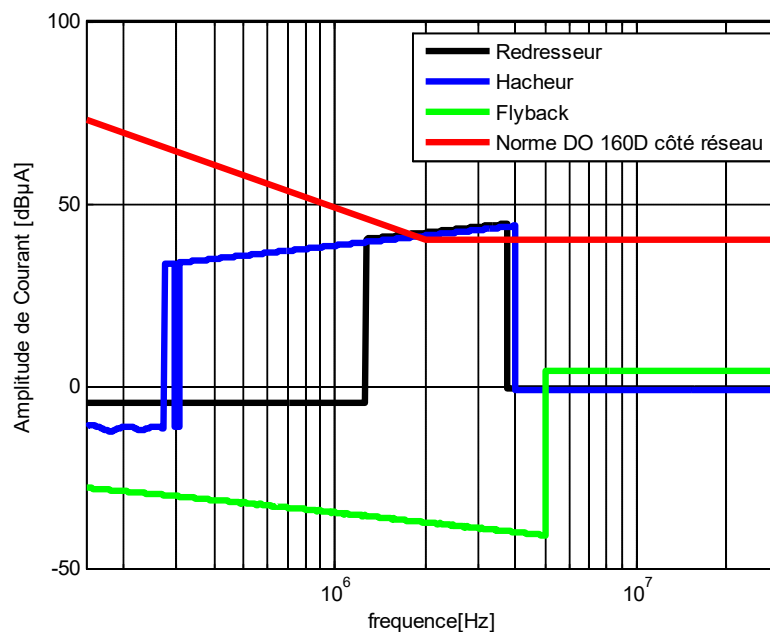


Fig.III-26. Comparaison de spectre des courants de mode différentiel

La figure (III-27) met en évidence les différences de comportement en mode commun entre trois topologies électroniques redresseur, hacheur et Flyback au regard des limites imposées par la norme DO-160D côté charge. Il apparaît que les trois configurations génèrent des niveaux relativement élevés de courants en mode commun, notamment dans la plage des hautes fréquences. Toutefois, le redresseur se distingue par une émission nettement inférieure, restant bien en dessous des limites imposées par la norme jusqu'à la fréquence 1,7 MHz, ce qui traduit un bon comportement en compatibilité électromagnétique. En revanche, le hacheur et le Flyback) présentent des niveaux de courant similaires, assez proches de la limite réglementaire, surtout à partir de 1 MHz. Bien qu'ils ne dépassent pas formellement la norme, leur proximité avec la courbe limite suggère une sensibilité accrue aux perturbations en mode commun. Ainsi, dans ce contexte, le redresseur s'avère le plus performant, tandis que le hacheur et le Flyback nécessiteraient un filtrage complémentaire pour garantir une conformité optimale aux exigences de la norme DO-160D.

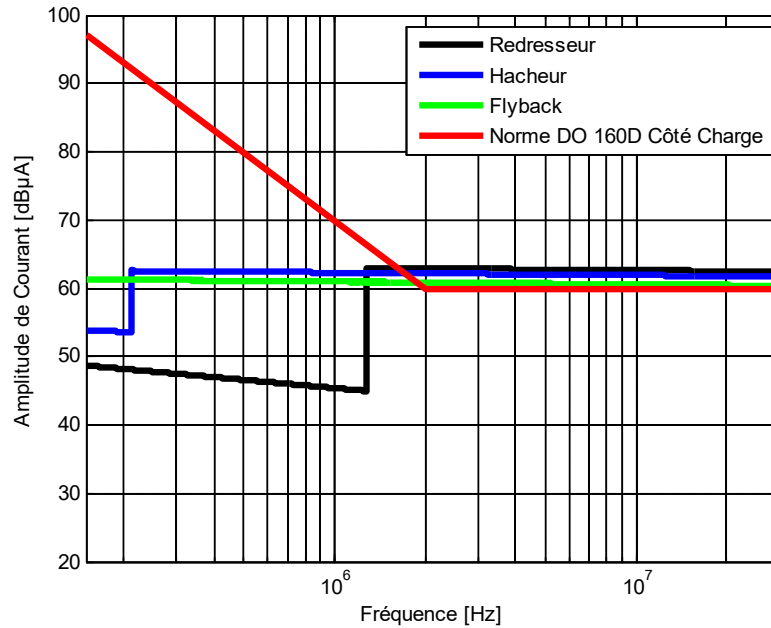


Fig.III-27. Comparaison de spectre des courants de mode commun

La figure (III-28) compare les spectres de courants en mode différentiel mesurés côté charge pour le redresseur, le hacheur et le convertisseur Flyback, en référence à la norme DO-160D. D’après les résultats, on observe que le hacheur présente un pic initial d’émission très élevé à basse fréquence, atteignant des niveaux proches de 93 dBμA, ce qui dépasse largement la limite réglementaire fixée par la norme (courbe rouge).

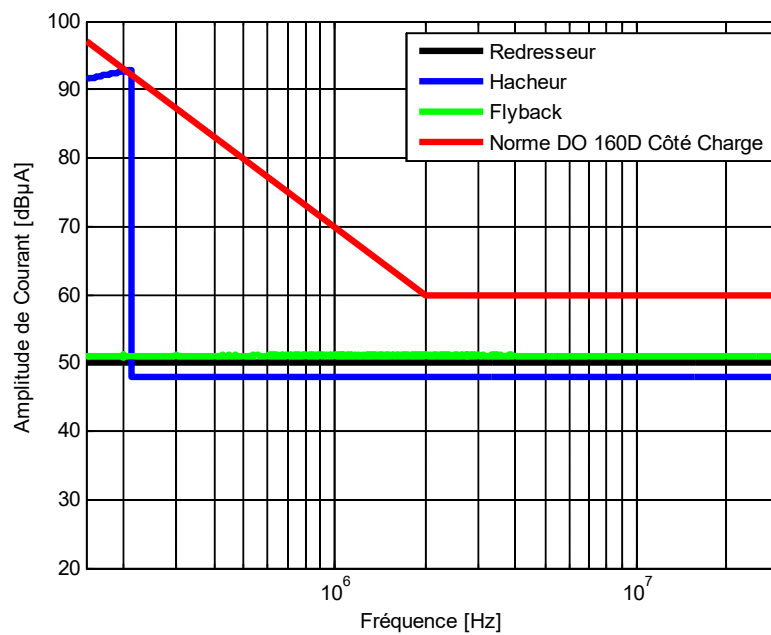


Fig.III-28. Comparaison de spectre des courants de mode différentiel

En revanche, le redresseur et le Flyback montrent un comportement beaucoup plus stable et contenu. Tous deux maintiennent des amplitudes de courant inférieures au seuil de 50 dB μ A sur l'ensemble du spectre de fréquence analysé, restant bien en dessous de la norme. Cette performance indique que le redresseur et le Flyback sont bien adaptés aux exigences CEM en mode différentiel côté charge, tandis que le hacheur génère des perturbations importantes dans les basses fréquences, nécessitant donc un filtrage renforcé ou une conception optimisée pour respecter la norme DO-160D.

III. CONCLUSION

Ce chapitre a permis d'explorer en profondeur le comportement en compatibilité électromagnétique (CEM) de différents types de convertisseurs statiques à travers des simulations orientées sur les perturbations conduites. En s'appuyant sur les outils LTspice et Matlab, trois topologies ont été étudiées : le redresseur, le hacheur, et le convertisseur Flyback, chacune étant soumise à une analyse spectrale des courants et tensions en mode commun et en mode différentiel.

Les résultats obtenus ont montré que le comportement CEM dépend fortement de la structure interne du convertisseur, du type de composants de commutation utilisés (MOSFET, diodes rapides) ainsi que de la qualité du filtrage passif intégré. Le redresseur affiche une bonne stabilité globale, bien que des ajustements soient nécessaires en haute fréquence pour améliorer le filtrage différentiel. Le hacheur, quant à lui, génère les niveaux de perturbation les plus élevés, en particulier en mode différentiel, révélant une nécessité de filtrage plus rigoureux. Le Flyback, bien que performant sur certains aspects, dépasse ponctuellement les limites normatives en mode commun, en raison notamment des commutations rapides et du couplage capacitif accru.

Globalement, cette étude a mis en évidence l'importance d'un dimensionnement soigné des éléments passifs et d'une analyse rigoureuse des interférences selon les deux modes de propagation. Elle constitue une base solide pour l'optimisation future des systèmes de filtrage CEM dans les convertisseurs statiques, en vue d'assurer leur conformité avec les normes industrielles (EN 55022, DO-160D) et leur intégration fiable dans des environnements sensibles.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Ce mémoire a permis de mettre en lumière les défis majeurs que représente la compatibilité électromagnétique dans le domaine de l'électronique de puissance. L'étude des perturbations conduites générées par les convertisseurs statiques, à savoir le redresseur, le hacheur et le convertisseur Flyback, a démontré que la structure interne du circuit, le choix des composants influencent fortement le comportement CEM d'un système.

Dans un premier temps, une base théorique solide a été établie, précisant les origines, formes et mécanismes de propagation des perturbations. Ensuite, les normes internationales en vigueur et les méthodes de mesure associées ont été analysées afin de cerner les critères de conformité imposés aux équipements électroniques.

La partie de simulation a permis de comparer les signatures CEM des différentes topologies, et de mettre en évidence les points forts et les limites de chaque convertisseur. Il ressort que :

- Le Flyback présente des niveaux élevés de perturbations, notamment en mode commun,
- Le hacheur est particulièrement perturbateur en mode différentiel,
- Le redresseur montre un comportement plus équilibré, avec des émissions globalement conformes.

Ces résultats confirment l'importance d'un dimensionnement optimisé des filtres EMI, d'une sélection rigoureuse des composants de commutation, et d'un soin particulier porté à la disposition des pistes dans les circuits imprimés.

Enfin, ce travail ouvre la voie à de futures recherches orientées vers des techniques de réduction des perturbations (filtrage actif, blindage, modulation adaptative) et à l'amélioration continue de la conformité des convertisseurs aux normes CEM, pour une intégration fiable dans des environnements de plus en plus exigeants.

Bibliographie

- [1] Jaleddine Ben Hadj Slama, "*Modélisation du rayonnement électromagnétique des circuits d'électronique de puissance. application a un hacheur*", Thèse de Doctorat de l'École Centrale de Lyon, France, 09 Décembre 1997.
- [2] Chikhi Nawel "*Contribution à l'étude des Perturbations Électromagnétiques dans les Convertisseurs Statiques Connectés à un Réseau Électrique*", Thèse de Doctorat, Université Djilali Liabes De Sidi Bel-Abbes, Décembre 2019.
- [3] Mohamed Miloudi, "*Qualité de l'Énergie et Compatibilité Électromagnétique*", Note de cours, Université Ahmed Zabana de Relizane, Mars 2019.
- [4] Arabeche Aicha, Belaid Noura, "*Impact des Émissions EM Conduites Produites par les Convertisseurs Statiques*", Mémoire de Master, Université Ahmed Zabana de Relizane, Juin 2021.
- [5] 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.
- [6] Stéphane Baffreau, "*Susceptibilité des micro-contrôleurs aux agressions électromagnétiques*", Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 18 février 2005.
- [7] Bouras Youcef, "*Modélisation C.E.M de l'Association de l'Onduleur – Moteur Asynchrone*", Mémoire de Master, Université Ahmed Zabana de Relizane, 2021.
- [8] Mohamed Miloudi, "*Contribution à l'étude du comportement électromagnétique en champ proche*", Mémoire d'Ingénieur d'État de l'Université UDL de Sidi Bel Abbès, 2009.
- [9] Bendjelloul Abdelhamid, "*Caractérisations des Perturbations Conduites dans les Convertisseurs Statiques*", Mémoire de Master, Université Ahmed Zabana de Relizane, 2021.
- [10] Benjamin Vincent, "*Identification de sources électromagnétiques multipolaires équivalentes par filtrage spatial : Application à la CEM rayonnée pour les convertisseurs d'électronique de puissance*", Thèse de Doctorat, Institut Polytechnique de Grenoble, 04 Décembre 2009.
- [11] Lahlaci Mohammed Elamine, "*Caractérisation des perturbations électromagnétiques (PEMs) dans un système de conversion d'énergie électrique*", Thèse de Doctorat, Université Ahmed Zabana de Relizane, Novembre 2024.
- [12] Cherif Lahcene, "*Modélisation CEM d'un ensemble Variateur de vitesse – Machine asynchrone*", Mémoire de Magister, Université des Sciences et de Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, Mai 2012.
- [13] Abdallah Darkawi, "*La Compatibilité Électromagnétique (CEM)*", notes de cours, École d'ingénieur, France, 2016.
- [14] Miloudi Houcine, "*Modélisation C.E.M d'un onduleur triphasé alimentant un moteur asynchrone*", Mémoire de Magister de l'Université UDL de Sidi Bel Abbès, Décembre 2007.
- [15] Moez Youcef, "*Rayonnement dans les convertisseurs d'électronique de puissance*", Thèse de Doctorat, Institut Polytechnique de Grenoble, 21 Décembre 1998.
- [16] Berrragda Omar El-Farouk, Ramou Yassmina, Neder Djemaia "*Blindage Électromagnétique*", Mémoire de Licence, Université Ahmed Zabana de Relizane, 2018.
- [17] Hameudaine A, "*Comptabilité Électromagnétique*", Note de cours, 27 Octobre 2024.

-
- [18] Stéphane Bréhaut, "*Modélisation et optimisation des performances CEM d'un convertisseur AC/DC d'une puissance de 600 W*", Thèse de Doctorat, Université de Tours, 18 février 2005.
- [19] Miloudi Houcine, "*Modélisation et Prédiction des Performances CEM des Systèmes d'Entrainement à Vitesse Variable*", Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, 16/05/2012.
- [20] Chaiyan Jettanasen, "*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.
- [21] P. Degauque, J. Hamelin, "*Compatibilité électromagnétique*", édition Dunod 1990.
- [22] Arnaud Baraston, "*Prise en compte de la CEM dans une méthodologie de pré-dimensionnement par optimisation déterministe en électronique de puissance : application à un redresseur triphasé aéronautique*", Thèse de Doctorat, Université Grenoble Alpes, Français, 2019.
- [23] Geneviève Frantz, "*Approche système pour l'étude de la compatibilité électromagnétique des réseaux embarqués*", Thèse de Doctorat, Université de Grenoble, 26 mai 2015.
- [24] MEDJAHRI Adda, SMAHI Khaled, "*Étude CEM des Perturbations en Mode Conduit dans le Convertisseur DC/DC*", Mémoire de Master, Université Ahmed Zabana de Relizane, 2018.
- [25] Mxime moroeau, "*Modélisation haute fréquence des convertisseurs d'énergie application à l'étude des émissions conduites vers le réseau*", Thèse de Doctorat, École central de Lille, 2009.
- [26] Cyril Martineau, Jean Michel Guichard, "*Compatibilité électromagnétique*", édition Dunod, 2014.
- [27] Clayton R. Paul, "*Introduction to Electromagnetic Compatibility*", Wiley, 2nd edition, 2006.
- [28] Solis Tech, "*Circuit Engineering: The Beginner's Guide to Electronic Circuits, Semi-Conductors, Circuit Boards, and Basic Electronics*", Solis Tech, 2015.
- [29] Serge Pittet, "*Modélisation physique d'un transistor de puissance IGBT - traînée en tension à l'enclenchement*", Thèse Doctorat École Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2000.
- [30] Benni Kamel, Boukredimi Kamel, "*Analyse fréquentielle de convertisseur statique DC/DC*", Mémoire de Master, Université Belhadj Bouchaib D'Aïn-Temouchent, 2020.
- [31] Chehb Adda, Betta Rabeah, "*Réalisation d'un onduleur à deux niveaux triphasé commandé par MLI vectorielle*", Mémoire de Master, Université Ibn Khaldoun de Tiaret, 2020.
- [32] Benslimane Tarak, "*Caractérisation précise des défauts d'un variateur de vitesse en vue d'élaborer un système automatique de surveillance et de diagnostic*", Mémoire de Magister de l'Université Boumerdès, 2009.
- [33] R. A. Ruffer, P. Barrade, "*Cours d'électronique de puissance Conversion DC/DC*", Notes de cour, École Polytechnique Fédérale de Lausanne.
- [34] Erickson, R. W, Maksimović, D, "*Fundamentals of Power Electronics*", (2nd ed.), Springer, 2001.