

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



Faculté de Génie Électrique
Département d'Électrotechnique



THESE

Présentée par :

MILOUDI Mohamed

Pour l'obtention du diplôme de :

Doctorat en Sciences en Électrotechnique

Option : Compatibilité Électromagnétique

Intitulé de la thèse :

Perturbations électromagnétiques dans les alimentations à découpage

Présentée devant le jury composé de :

Pr. BENHAMIDA Farid	Professeur	U.D.L. Sidi Bel-Abbès	Président
Pr. BENDAOUZ Abdelber	Professeur	U.D.L. Sidi Bel-Abbès	Directeur de thèse
Pr. AZZOUZ Zin-eddine	Professeur	USTO-Oran	Examineur
Dr. KHODJA Mohamed	MCA	C. Univ. de Relizane	Examineur

Soutenu en : Juin 2018

REMERCIEMENTS

Mes remerciements s'adressent tout d'abord à Dieu le tout puissant de m'avoir donné tous ce que je possède et d'avoir guidé mes pas vers le chemin du savoir, et que grâce à lui ce travail a pu être réalisé, au sein du laboratoire APELEC de l'Université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès et en collaboration avec le laboratoire de Micro-électronique de Puissance (LMP) de l'Université François-Rabelais de Tours en France.

J'exprime ma profonde reconnaissance à mon directeur de thèse, le professeur *Abdelber BENDAOU*, pour avoir cru en mes capacités pour mener à bien ce travail qu'il a toujours dirigé avec une très grande rigueur et pour son encadrement successif de l'Ingénieur, Magister et Doctorat. Je lui remercie pour son soutien essentiel et son optimisme manifesté même dans les moments difficiles, il m'a aidé à surmonter les difficultés souvent inévitables pour une thèse de doctorant. Sa disponibilité, ses conseils et ses encouragements durant toutes ces années m'ont été d'une grande utilité, sur le plan humain ainsi que scientifique.

Je tiens à remercier vivement Pr. *Amar TILMATINE*, Professeur à l'université de Sidi Bel-Abbès et Directeur du Laboratoire APELEC de m'avoir offert la possibilité d'effectuer cette thèse dans l'équipe CEM dirigée par Pr. *Abdelber BENDAOU*.

Je remercie le Professeur *Farid BENHAMIDA* d'avoir accepté d'être le président du jury. Je souhaite exprimer ma reconnaissance envers les membres qui m'ont fait l'honneur d'accepter avec intérêt de prendre part au jury de ma soutenance de thèse : Professeur *Zin-eddine AZZOUZ* de l'Université Mohammed Boudiaf USTO d'Oran et Dr. *Mohamed KHODJA* Maître de conférences A au Centre Universitaire Ahmed Zabana de Rélizane. Je les prie de bien vouloir accepter mes plus vifs et sincères remerciements.

Ma profonde gratitude, de façon très particulière, s'adresse aussi à Mr. *Stéphane BREHAUT* Professeur à l'Université François-Rabelais de Tours pour son aide précieuse et les remarques utiles, sa qualité de recherche ainsi que pour le soutien accordé. Un grand merci encore pour sa qualité humaine et son aide interminable.

Je ne peux pas oublier aussi d'exprimer ma reconnaissance envers Dr. *Houcine Miloudi*, de l'Université de Sidi Bel-Abbès, pour ses qualités de recherche ainsi que pour le soutien moral et scientifique qu'il m'a accordé.

Mes remerciements s'adressent aussi à tous les enseignants du département d'Electrotechnique (UDL de Sidi Bel-Abbès), mes collègues, membres des laboratoires APELEC en particulier l'équipe CEM de l'Université de Sidi Bel-Abbès.

Je termine mes remerciements en ayant une pensée particulière à ma mère et mon père pour l'enseignement moral et humain qu'ils m'ont donné, ainsi que pour la patience et l'aide accordées durant ces années d'étude, qu'ils trouvent ici ma profonde gratitude. Enfin, je salue le soutien et l'encouragement de tous les membres de ma famille.

Mille merci à toutes et à tous.

Titre : "Perturbations Electromagnétique dans les Alimentations à Découpage"

Résumé : La compatibilité électromagnétique (CEM) est apparue comme l'une des principales contraintes pour la conception des structures de l'électronique de puissance. L'estimation des perturbations conduites par mesure et par simulation peut alors permettre un gain substantiel à la fois économiquement et sur la durée des phases de recherche et de développement. Dans ce travail, nous avons étudié les perturbations électromagnétiques générées par l'alimentation à découpage. Avec les normes utilisées dans la CEM, les alimentations doivent être conformes aux gabarits exigés. L'ensemble des problèmes liés aux perturbations dans les alimentations à découpage ont été expliqués au début de la thèse. Ensuite le comportement des composants passifs et actifs avec leurs modélisations en hautes fréquence a été détaillé. Ce qui a facilité l'étude CEM progressive sur les alimentations à découpage traitant l'estimation et la mesure des perturbations spectrales. Cette étude met en évidence les problèmes associés aux simulations. La modélisation de la propagation est expliquée et une approche est proposée sur les structures fréquentielles du PFC et Full Bridge. Enfin, la méthode d'optimisation du filtre CEM à l'entrée de l'alimentation à découpage est détaillée.

Mots clés : CEM, IEM conduites, parasite, alimentation a découpage, convertisseur DC/DC, redresseur, hacheur, PFC, Full Bridge, MOSFET, diode, Filtre.

Title: "Electromagnetic Disturbances in Switching Mode Power Supplies"

Abstract: Electromagnetic compatibility (EMC) has emerged as one of the main constraints for the design of power electronics structures. The estimation of disturbances by measurement and simulation can then allow a substantial gain both economically and over the duration of the research and development phases. In this work, the electromagnetic disturbances generated by the switching power supply were studied. With the standards used in the EMC, power supplies must conform to the required sizes. The set of problems related to disturbances in Switching Mode Power Supplies were explained at the beginning of the thesis. Then the behavior of the passive and active components with their HF modeling was detailed. This facilitated the progressive EMC study on switching power supplies dealing with the estimation and the measurement of disturbances spectral. This study highlights the problems associated with simulations. The modeling of the propagation is explained and an approach is proposed on the frequency structures of the PFC and Full Bridge. Finally, the method of optimizing the EMC filter at the input of the switching power supply is detailed.

Keywords: EMC, EMI conducted, parasite, switch mode power supply, DC/DC converter, rectifier, chopper, PFC, Full Bridge, MOSFET, diode, Filter.

عنوان: " الاضطرابات الكهرومغناطيسية في إمدادات الطاقة "

ملخص: التوافق المغناطيسي يعتبر حاليا كأحد العوائق الرئيسية في تصميم إلكترونيك القوى، يمكن تقدير الاضطرابات التي تصدر منها عن طريق القياس والمحاكاة لربح مكسب كبير على الصعيدين الاقتصادي والمدة الزمنية لمرحلة البحث والتطوير. في هذا العمل تقدر فيه الاضطرابات الكهرومغناطيسية الصادرة من هياكل تحويل إمدادات الطاقة إذ يجب على هذه الهياكل احترام المعايير المستخدمة في التوافق المغناطيسي . تم شرح جميع المشاكل المتعلقة بالاضطرابات في تبديل إمدادات الطاقة في بداية رسالة هذه الدكتوراه. ثم تم تفصيل سلوك المكونات السلبية والمكونة بنمذجة الترددات العالية. وقد سهل ذلك دراسة التوافق المغناطيسي بصفة تدريجية بشأن تبديل إمدادات الطاقة التي تتعامل مع تقدير وقياس الاضطرابات الطيفية. سلطت هذه الدراسة الضوء على المشاكل المرتبطة بالمحاكاة. وشرح نمذجة الانتشار واقتراح نهج على هياكل التردد من PFC و Full Bridge . وأخيرا ، تم تفصيل طريقة تحسين التصفية المتعلقة بالتوافق المغناطيسي عند مدخل مورد طاقة التبديل.

الكلمات المفتاحية: التوافق الكهرومغناطيسي، التداخل الكهرومغناطيسي، طفيلي، إمدادات الطاقة، محول مستمر- مستمر، مقوم، قاطع متناوب، عامل الطاقة مرشح.

TABLE DES MATIERES

TABLE DES MATIERES

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

Chapitre 1. CEM DANS LES SYSTEMES STATIQUES DE CONVERSION D'ÉNERGIE

I.1.	DEFINITION DE LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE.....	5
I.2.	Différents aspects de la C.E.M.....	6
I.3.	Niveaux de compatibilité.....	7
I.3.1.	Immunité.....	7
I.3.2.	Emission.....	8
I.4.	NORMES CEM.....	9
I.5.	GENERALITES SUR LA POLLUTION ELECTROMAGNETIQUE.....	11
I.5.1.	Fondements de la pollution électromagnétique (EM).....	11
I.5.2.	Emissions conduites.....	12
I.5.3.	Emissions rayonnées.....	12
I.5.4.	Mécanismes de couplage.....	13
I.6.	SOURCES DES PERTURBATIONS.....	14
I.6.1.	Sources permanentes et sources intermittentes.....	15
I.6.2.	Sources large bande et bande étroite.....	15
I.6.3.	Sources intentionnelles et non intentionnelles.....	15
I.6.4.	Sources impulsionnelles.....	16
I.7.	INTERET D'UN MODELE CEM.....	16
I.8.	ESSAIS DE COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE.....	17
I.8.1.	Quels sont les calculs que l'on fait en CEM ?.....	17
I.8.2.	Techniques et moyens de mesure en CEM conduite.....	18
I.8.3.	Mesure des perturbations rayonnées.....	21
I.9.	CADRE DE L'ETUDE.....	23
I.10.	CONCLUSION.....	26

Chapitre 2. MODÉLISATION CEM DES COMPOSANTS PASSIFS ET ACTIFS

II.1.	MODELES DES ELEMENTS PASSIFS.....	29
II.1.1.	Résistance.....	29
II.1.2.	Condensateur.....	30
II.1.3.	Inductance.....	32
II.2.	MODELISATION DES CABLES D'ALIMENTATION.....	33
II.2.1.	Propagation des ondes planes dans les conducteurs.....	33
II.2.2.	Effet de peau.....	37
II.3.	IMPORTANCE DE LA MODELISATION DES GENERATEURS DE PERTURBATION.....	38

II.4.	APPROCHE CEM DANS LES SYSTEMES D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE.....	38
II.4.1.	Eléments générateurs de la pollution EM.....	39
II.4.2.	Mécanismes électriques de génération des perturbations.....	39
II.4.3.	Cellule de commutation.....	39
II.4.4.	Topologie et identification des types de pollution EM.....	40
II.5.	MODELES DES ELEMENTS ACTIFS.....	41
II.5.1.	Diode.....	41
II.5.2.	Transistor MOSFET.....	44
II.5.3.	Transistor IGBT.....	46
II.6.	Conclusion.....	47

Chapitre 3. ÉTUDE DU COMPORTEMENT CEM D'UNE STRUCTURE PFC

III.1.	FACTEUR DE PUISSANCE ET TAUX DE DISTORSION HARMONIQUE (THD).....	49
III.2.	REDRESSEUR EN CONDUCTION CONTINUE.....	49
III.2.1.	Etude du modèle basse fréquence.....	51
III.2.2.	Mise en équation de la conduction des diodes.....	51
III.2.3.	Mise en équation du système à l'état bloqué des diodes.....	52
III.3.	MISE EN EQUATION DU SYSTEME A L'ETAT BLOQUE DES DIODES.....	53
III.3.1.	Définition de la source de perturbation.....	53
III.3.2.	Etude des perturbations en mode différentiel (MD).....	54
III.3.3.	Etude des perturbations en mode commun (MC).....	56
III.3.4.	Identification de l'impédance de MC du redresseur.....	58
III.4.	CARACTERISATIONS DES PERTURBATIONS EM DANS LES HACHEURS.....	59
III.5.	PRINCIPE DE MODELISATION DES SOURCES DE PERTURBATIONS.....	60
III.5.1.	Propagation en mode commun.....	61
III.5.2.	Propagation en mode différentiel.....	62
III.6.	MODELISATION FREQUENTIELLE DU PFC EN HF.....	64
III.6.1.	Générateurs de pollution EM.....	64
III.6.2.	Approche matricielle.....	65
III.7.	CONCLUSION.....	70

Chapitre 4. MODÉLISATION CEM D'UNE STRUCTURE DC/DC AVEC ISOLATION GALVANIQUE

IV.1.	MODELISATION DU RECEPTEUR DE MESURE DES PERTURBATIONS EM.....	72
IV.2.	ALIMENTATION FULL BRIDGE.....	73
IV.3.	MODELISATION DE L'ONDULEUR.....	74
IV.4.	MODELISATION DU TRANSFORMATEUR.....	77
IV.4.1.	Aspect magnétique.....	78
IV.4.2.	Aspect électrostatique.....	79
IV.4.3.	Mesures d'impédance.....	79
IV.4.4.	Premier modèle.....	82

IV.4.5. Deuxième modèle.....	84
IV.5. MODELISATION DU DEMI-PONT REDRESSEUR.....	86
IV.6. STRUCTURE FULL BRIDGE.....	87
IV.7. CONCLUSION.....	89

Chapitre 5. MISE EN ŒUVRE ET OPTIMISATION DU FILTRE CEM

V.1. ALIMENTATION ETUDIEE COMPLETE.....	92
V.2. MOYENS DE PROTECTION EN CEM.....	94
V.2.1. Recherche d'une stratégie de placement des composants.....	95
V.2.2. Etude de la disposition du câblage.....	95
V.2.3. Blindage.....	96
V.2.4. Amélioration CEM par des éléments passifs et actifs.....	96
V.3. FILTRE CEM.....	97
V.4. FILTRE DE MODE COMMUN.....	99
V.5. FILTRE DE MODE DIFFERENTIEL.....	100
V.6. METHODE D'OPTIMISATION DE FILTRAGE.....	102
V.7. DEPOLLUTION ELECTROMAGNETIQUE.....	106
V.7.1. Dépollution EM au niveau du PFC.....	106
V.7.1. Dépollution EM au niveau de l'alimentation complète.....	108
V.8. CONCLUSION.....	112
CONCLUSION GÉNÉRALE.....	113

BIBLIOGRAPHIE

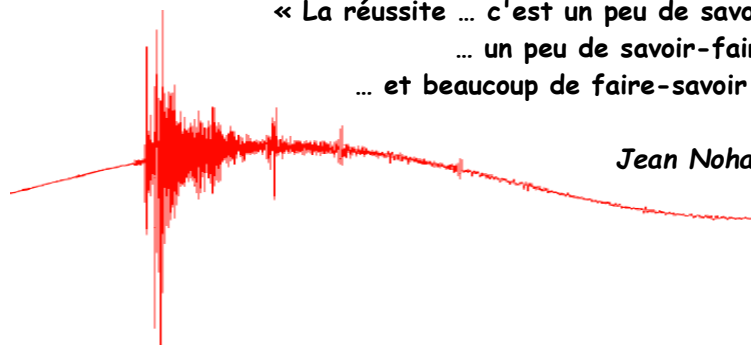
LISTE DES ABREVIATIONS

CEM	Compatibilité ElectroMagnétique.
APELEC	Applications of Plasma, Electrostatics & Electromagnetic Compatibility.
LMP	Laboratoire de Micro-électronique de Puissance.
EN	European Norme.
PCG	Poste Commande Groupé.
GRTE	Gestion du Réseau de Transport de l'électricité.
PFC	Power Factor Correction.
SMPS	Switch Mode Power Supply.
HF	Haute Fréquence.
PEMs	Perturbations ElectroMagnétiques.
CEI	Commission Electrotechnique Internationale.
CSPIR	Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques.
GSM	Global System for Mobile.
EMS	Electromagnetic Susceptibility.
EMI	Electromagnetic Interference.
CE	Conformité Européenne.
FCC	Federal Communications Commission.
DOD	Department Of Defense.
EEC	European Economic Consortium.
CEI	Commission Electrotechnique Internationale.
MIL-STD	Militaire Standard.
EM	Electromagnétique.
CENELEC	Comité Européen de Normalisation en ELEctrotechnique.
MC	Mode Commun.
MD	Mode Différentiel.
ESD	ElectroStatic Discharge.
RSIL	Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne.
BF	Basse Fréquence.
IHM	Interface Homme Machine
CCN	Contrôle Commande Numérique
EST	Equipement Sous Test.
TEM	Transverse ElectroMagnétique.
GTEM	Giga Transverse ElectroMagnétique.
CRBM	Chambre Réverbérante à Brassage de Modes.
DC	Direct Current.
FFT	Fast Fourier Transform.
THD	Taux de Distorsion Harmonique.
AC	Alternatif Current.

INTRODUCTION GENERALE

« La réussite ... c'est un peu de savoir
... un peu de savoir-faire
... et beaucoup de faire-savoir »

Jean Nohain



INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les systèmes de conversion statique de l'énergie électrique, qui de nos jours s'implantent dans de nombreux secteurs tertiaires. Durant ces dernières années, l'évolution des techniques et de technologies de l'électronique de puissance s'accompagne d'un accroissement important des fréquences de travail des convertisseurs statiques. Cette augmentation présente de nombreux avantages tels que la diminution de la taille et du poids des convertisseurs. En contre partie, la diminution de la taille des composants accroît la difficulté de leur refroidissement et, lorsque la fréquence augmente, certains composants parasites deviennent prépondérants.

La conception des convertisseurs permet d'assurer la fonctionnalité souhaitée et en même temps le respect des principales spécifications décrites dans la compatibilité électromagnétique (CEM). La CEM est la partie des sciences qui étudie l'ensemble des perturbations électromagnétiques : depuis leurs sources, en passant par l'étude des moyens de propagation des perturbations, étude des couplages, jusqu'à l'étude des appareillages et de leurs niveaux de perturbations. Comme la plupart des équipements électriques de nos jours, les convertisseurs statiques doivent répondre aux normes conduite et rayonnée.

Les travaux présentés dans cette thèse ont été réalisés sur deux sites, dans le cadre d'une collaboration entre notre laboratoire APELEC (Applications of Plasma, Electrostatics et Electromagnetic Compatibility) de l'université Djilali Liabès de Sidi Bel-Abbès (Algérie) et le laboratoire de Micro-électronique de Puissance (LMP) de l'université de Tours (France).

L'objectif de la thèse est d'appréhender le niveau d'émission conduite. L'étude choisie porte essentiellement sur la problématique CEM du convertisseur, dont le but de comprendre les différents phénomènes provoquant la pollution électromagnétique de l'alimentation à découpage. Cette démarche consiste à présenter une approche d'optimisation des filtres CEM, afin d'améliorer les performances CEM de l'alimentation à découpage. Le dimensionnement des filtres associés dépend fortement du convertisseur lui-même, mais également de son environnement électromagnétique. Il est nécessaire de savoir quels sont les choix parmi les différentes possibilités technologiques qui sont optimaux, et de connaître l'impact de ces choix sur le poids, le coût global et le volume de l'équipement.

Les estimations spectrales sont référées à la norme EN 55022, le standard de mesure des perturbations radioélectriques des appareils à traitement de l'information pour caractériser les perturbations conduites dans l'alimentation à découpage. Pour se conformer à la réglementation en vigueur, une gamme de fréquences de 150 kHz à 30 MHz doit être prise en considération. La norme vise à estimer les perturbations

électromagnétiques (PEMs) dans le récepteur de mesure des perturbations électromagnétiques à l'entrée de l'alimentation à découpage.

Le choix de l'alimentation à découpage étudiée est inspiré d'une alimentation industrielle, cette alimentation est d'une puissance de 700 W, elle est utilisée dans les postes sources de transport et de distribution de l'énergie électrique, ou bien ce qu'on appelle les postes de commandes groupés (PCG). J'ai eu l'occasion de voir cette alimentation en tant qu'ingénieur de protection et maintenance dans la société GRTE (Gestion du Réseau de Transport de l'Electricité) à Sidi Bel-Abbès (mon ancien lieu de travail). Cette alimentation assure une tension continue de 48 V_{CC} aux différents relais de protection du réseau électrique, la commande des disjoncteurs, ainsi que l'équipement de télécommunication dans ces postes de sources d'énergie électrique. Cette alimentation regroupe en même temps trois types d'alimentation à découpage : le Boost, le PFC et le Full Bridge.

Les alimentations à découpage (SMPS : Switch Mode Power Supply) doivent répondre aux normes conduites comme la plupart des équipements électriques de nos jours. Même si leur utilisation, prépondérante dans le secteur industriel, leur permettrait parfois d'échapper à cette contrainte, leur utilisation progressive en milieu tertiaire nécessite de remplir, ou au moins de prévoir, l'aspect normatif. C'est à ce type d'exigences que sont aujourd'hui confrontées les entreprises spécialisées dans la conception de l'alimentation à découpage.

La thèse s'articule autour de cinq chapitres :

❖ Le premier chapitre est une présentation des aspects fondamentaux de la CEM. Une définition de la CEM illustrée est d'abord donnée. Puis un bref rappel sur les modes de transmission des perturbations. Nous expliquons le processus des phénomènes de pollution électromagnétique en émission conduite et en émission rayonnée. Afin de représenter la CEM au niveau industriel, les normes CEM sont exposées ainsi que les moyens d'essai.

Afin de représenter la description globale de l'alimentation à découpage étudiée, les éléments constituant le système sont détaillés et le banc de test CEM conduite selon les exigences de la norme EN 55022. Nous avons fait l'étude au seul mode conduit, largement responsable de la majorité des phénomènes de perturbations engendrés par ces dispositifs. La répartition de courant de mode commun et de mode différentiel dans le système sera présentée. Pour illustrer leurs origines, les courants de mode commun sont essentiellement transmis via des couplages de mode commun de nature capacitive. Les perturbations conduites se propagent vers d'autres parties du système en se bouclant par la masse.

❖ Le deuxième chapitre contient le comportement fréquentiel des composants passifs. Nous nous concentrons d'abord sur la modélisation des composants passifs lesquels représentent les chemins de propagation. Une fois la modélisation réalisée, les

résultats de simulation sont comparés aux mesures sur la bande passante 150 kHz - 30 MHz. Nous présentons la méthode de modélisation des câbles d'énergie proposée qui est basée sur l'utilisation d'un modèle à constantes réparties dont les paramètres linéiques évoluent avec la fréquence. La seconde partie de ce chapitre porte sur la structure de puissance des interrupteurs servant au découpage des grandeurs électriques et leurs comportements dynamiques durant les phases de commutation.

❖ Nous avons consacré le troisième chapitre à la modélisation du premier étage de l'alimentation à découpage complète. Le travail est présenté par étape successive afin de mieux cerner la problématique. Ce premier étage est le PFC (Power Factor Correction), une association de redresseur à diode et un hacheur élévateur (Boost). L'étude proposée se déroule en deux temps : dans un premier temps, nous étudions l'impact CEM des redresseurs à diodes, l'impact du pont de diodes sur le spectre des perturbations conduites. Dans un deuxième temps, nous focalisons une grande partie de ce chapitre sur le principe de la modélisation des sources de perturbations qui sont identifiées puis traduites sous forme de générateurs de courant ou de tension. L'approche matricielle proposée pour la modélisation du système CEM en mode commun et en mode différentiel est détaillée dans ce chapitre. Les résultats de simulations sont comparés aux mesures.

❖ Le quatrième chapitre est entièrement dédié à l'étude CEM du deuxième étage de l'alimentation à découpage de type Full Bridge. La modélisation CEM de l'onduleur qui se comporte comme générateur de pollution principal sera traitée. La modélisation HF du transformateur abouti à une bonne compréhension du fonctionnement linéaire haute fréquence des transformateurs à deux enroulements.

❖ Le dernier chapitre détaille les moyens d'action pour réduire La modélisation HF du transformateur à deux enroulements a été élaborée par une caractérisation expérimentale permettant d'évaluer les éléments du modèle HF. Ses résultats expérimentaux sont ensuite confrontés aux résultats de simulation. La réduction des PEMs peut se focaliser sur la source, sur le chemin de propagation ou sur la victime elle-même. Notre démarche consiste à modifier le chemin de propagation des perturbations grâce à l'insertion du filtre passif à l'entrée de l'alimentation à découpage, cette technique reste la plus utilisée. Les filtres sont particulièrement efficaces pour l'aspect normatif, son efficacité en fréquence est limitée par les éléments parasites des composants inductifs et capacitifs qui les constituent. L'optimisation du dispositif de filtrage fait également partie de ce dernier chapitre, où dans notre cas le gabarit normatif à respecter par les concepteurs est donné par la norme EN 55022.

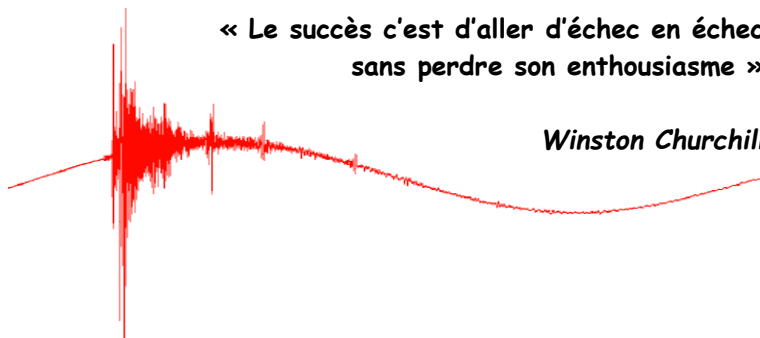
❖ Enfin, la conclusion générale met en valeur les apports des travaux de cette thèse et présente quelques perspectives.

CHAPITRE I

CEM DANS LES SYSTEMES STATIQUES DE CONVERSION D'ENERGIE

« Le succès c'est d'aller d'échec en échec
sans perdre son enthousiasme »

Winston Churchill



CHAPITRE I

CEM DANS LES SYSTEMES STATIQUES DE CONVERSION D'ÉNERGIE

La *Compatibilité ElectroMagnétique* (CEM) est le grand sujet d'inquiétude concernant les appareils électriques depuis une bonne décennie. Ces dernières années, l'électronique de puissance s'est fortement répandue dans les appareillages modernes. Basée sur le principe du découpage des grandeurs électriques, elle permet la conversion de l'énergie avec des rendements élevés. Aujourd'hui, la prolifération de ces équipements fait surgir un nouveau problème "leur compatibilité électromagnétique".

En effet, le découpage à forts gradients de courant et de tension crée des perturbations électromagnétiques de type conduit ou rayonné qui peuvent se propager et dégrader le bon fonctionnement des appareillages voisins. Les convertisseurs d'électronique de puissance représentent une part importante des problèmes. Directement connectés au réseau de distribution, ils sont particulièrement à même de "polluer l'environnement". Les problèmes de compatibilité électromagnétique sont au cœur des préoccupations des industriels. Eviter que le fonctionnement d'un système électronique perturbe celui d'un autre (émission) ou qu'il soit lui-même perturbé par un autre système (susceptibilité) devient une exigence vitale surtout pour l'industrie de la microélectronique. D'autre part, les composants doivent répondre à des contraintes liées à leur mission (automobile, électronique grand public, etc...). La tenue de l'environnement et la fiabilité sont des paramètres déterminants dans le choix de ces composants par les équipementiers. La fiabilité est une des caractéristiques fondamentales d'un composant ; elle est exprimée par la probabilité d'accomplissement d'une fonction donnée dans des conditions données, et ce pour une durée indéterminée.

La conception d'un dispositif d'électronique de puissance se fait au mieux mais sans moyen véritable de prédiction des perturbations électromagnétiques au cours de la

phase d'élaboration du produit. Ce n'est qu'une fois le prototype achevé que les tests de pré-certification sont réalisés que l'on calcule réellement le filtre dédié à la réduction des perturbations conduites. Quant au bruit en mode rayonné, encore plus difficile à appréhender, on s'en remet au blindage pour respecter les gabarits normatifs. La compatibilité électromagnétique, qu'elle soit conduite ou rayonnée, n'est pas gérée comme une contrainte au moment de la conception, mais seulement comme une épreuve que l'on fait subir au prototype avant la fabrication en série.

La prise en compte des phénomènes électromagnétiques se fait depuis fort longtemps : il existe des règles de câblage, filtrage, blindage, etc... Ces règles ont été élaborées par les constructeurs soucieux de garantir le bon fonctionnement de leurs produits. Cependant, la CEM a subi un essor considérable depuis que la multiplication des appareils électriques et l'augmentation des puissances mises en jeu ont amené la mise en place d'une nécessaire réglementation. Pour réguler l'étude de ces phénomènes, des normes internationales régissant le comportement des systèmes électriques et électroniques en termes de compatibilité électromagnétique sont apparues. Elles définissent les seuils de tolérance des dispositifs en termes de perturbations et en termes d'immunité.

Dans le cas non moins complexe de l'électronique de puissance, les phénomènes indésirables sont nombreux et sont inhérents à ce type de conversion. Les fortes variations de tension et de courant au sein du circuit électrique, associées aux divers modes de couplages parasites internes à la structure, engendrent des perturbations électromagnétiques indésirables. L'existence de ces dernières peut s'avérer critique pour le bon fonctionnement du convertisseur lui-même et des équipements placés dans un environnement proche. La forte augmentation des performances des composants actifs (calibre, vitesse de commutation, etc...), la multiplicité des structures de conversion et le développement de nouvelles techniques de commande en sont les causes principales, et conditionnent directement la signature CEM des convertisseurs statiques.

La Compatibilité ElectroMagnétique étant le fil conducteur de ces phénomènes indésirables, nous nous permettrons quelques familiarités en la rappelant au cours du texte par son abréviation CEM. Cette dernière possède l'un des plus vastes domaines d'applications. Toute la complexité de la CEM des structures de puissance réside donc dans la nécessité d'établir un compromis entre les performances générales du convertisseur (puissance, rendement, volume, coût, etc...) et son niveau de perturbations.

I.1. DEFINITION DE LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE

La norme « Commission Electrotechnique Internationale (CEI) 61000 » du Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques (CSPRI) définit la CEM comme étant « *l'aptitude d'un appareil ou d'un système électrique ou électronique à fonctionner dans son environnement électromagnétique de façon satisfaisante sans produire lui-même*

des perturbations électromagnétiques intolérables pour tout ce qui se trouve dans cet environnement » [1-6].

De cette définition, nous distinguons deux aspects à prendre en compte (Fig. I-1) :

- L'émission : elle désigne les signaux créés par un dispositif et dont la propagation peut nuire au bon fonctionnement des objets situés au voisinage. Le but est de limiter le niveau des émissions non désirées provenant d'un appareil afin de ne pas perturber les voisins [7,8].
- L'immunité : un dispositif doit pouvoir travailler tout en supportant un certain niveau de perturbations externes [9].

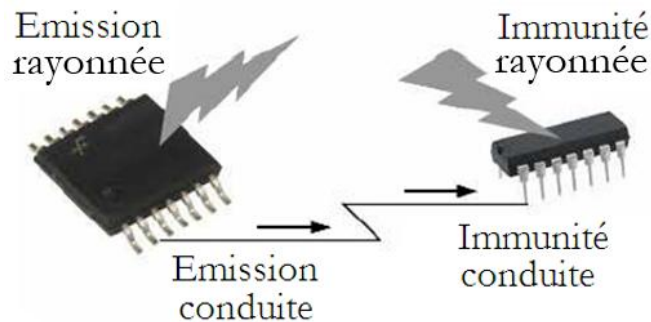


Figure I-1. Concept d'émission et immunité [7].

Depuis environ une vingtaine d'années, la compatibilité électromagnétique est devenue réglementaire avec l'apparition de nombreuses normes nationales et internationales qui fixent les niveaux d'émission et de susceptibilité que doit respecter un appareil électrique. Ainsi, tout produit électronique mis sur le marché doit respecter un certain nombre de normes que peut fixer par exemple le client. La nécessité pour un produit de respecter les normes CEM prend tout son intérêt au vu des incidents (voire des catastrophes) qui ont été provoqués suite à des perturbations électromagnétiques, et on peut citer : des perturbations de l'électronique d'un avion par la simple présence d'un PC portable allumé au sein de l'appareil ou encore l'électronique d'une voiture perturbée en présence d'un radar. La prise en compte de la CEM est donc un gage de bon fonctionnement d'un dispositif électronique dans un environnement plus ou moins pollué électromagnétiquement.

I.2. DIFFERENTS 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, la traite et la superpose à sa fonction normale (Fig. I-2) [10]. Si les perturbations reçues par ce dernier sont trop élevées et provoquent des interférences, on parle alors de victime de ces perturbations.

Les sources des perturbations électromagnétiques peuvent avoir une origine naturelle (comme la foudre, les décharges électrostatiques et les rayonnements cosmiques) ou artificielle. Les origines artificielles peuvent être volontaires comme les ondes radars, signaux de télécommunications (ondes radio, TV, GSM, Wifi, etc...). Les perturbations involontaires sont essentiellement dues aux réseaux de distribution d'électricité, des installations industrielles, des dispositifs d'électronique de puissance tels que les convertisseurs statiques (hacheurs, onduleur, etc...), les alimentations à découpage et de tout appareil électrique grand public.

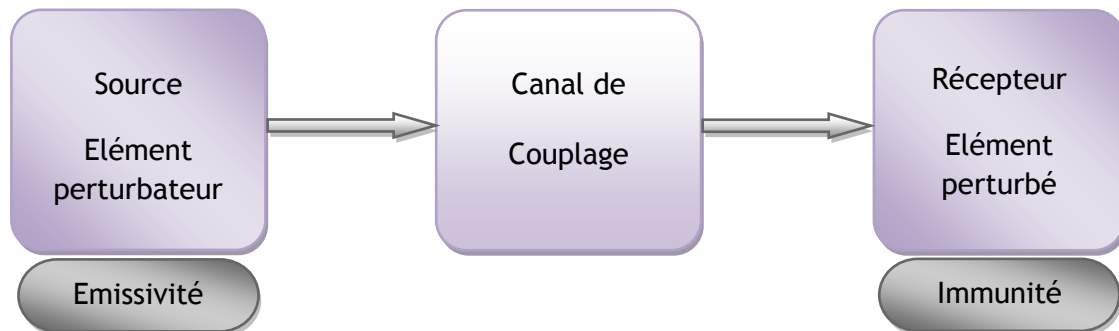


Figure I-2. Transfert de perturbation entre la source et le récepteur.

Le mode de propagation des perturbations d'une source à une victime peut se faire de deux manières : le couplage par conduction (fils reliant le signal, les commandes ou les alimentations) et le couplage par rayonnement, se manifestant par un champ magnétique et un champ électrique associé (agissant sur une antenne, à travers les ouvertures des blindages, ou directement sur les fils d'interconnexion).

I.3. NIVEAUX DE COMPATIBILITE

Le niveau de compatibilité est la relation fondamentale qui existe entre le niveau de perturbation et le niveau d'immunité. Dans le même esprit, on définit conventionnellement un niveau de compatibilité comme la valeur maximale spécifiée du niveau de perturbation susceptible d'être appliqué à un appareil, équipement ou système opérant dans des conditions données. Le niveau de perturbation est sujet à distribution statistique. Dans la pratique, il est très difficile, voire impossible, de déterminer le niveau réel le plus élevé de perturbation, qui apparaît très rarement. De même, il ne serait généralement pas économique de définir le niveau de compatibilité pour cette valeur la plus élevée à laquelle la majorité des dispositifs ne seraient pas exposés la plupart du temps [8,11].

I.3.1. Immunité

Le sigle *Susceptibilité Electromagnétique* (E.M.S) caractérise l'immunité au rayonnement électromagnétique, donc tout appareil fonctionne de façon satisfaisante dans son environnement électromagnétique. Cela signifie que chaque appareil résiste

aux agressions que constituent les perturbations provenant du milieu, et donc qu'il est immunisé contre celles-ci : son niveau d'immunité est suffisamment élevé.

Lorsque le niveau de perturbation dépasse le niveau d'immunité, il y a alors dysfonctionnement, on a atteint le seuil de susceptibilité de l'équipement. On définit également la susceptibilité électromagnétique, comme un manque d'immunité. Le niveau d'immunité doit être supérieur au niveau de compatibilité et la différence entre les deux niveaux est dite marge d'immunité [9].

I.3.2. Emission

Le sigle *Interférence Electromagnétique* (E.M.I) caractérise les émissions parasites produites par un appareil électrique ou électronique qui risquent, en fonction de leur intensité, de perturber d'autres équipements. Cela signifie qu'aucun appareil ne doit produire lui-même de perturbations électromagnétiques intolérables pour tout ce qui se trouve dans son environnement [7, 9].

Pour assurer la CEM, différents niveaux et différentes marges ont été définis (Fig. I-3).

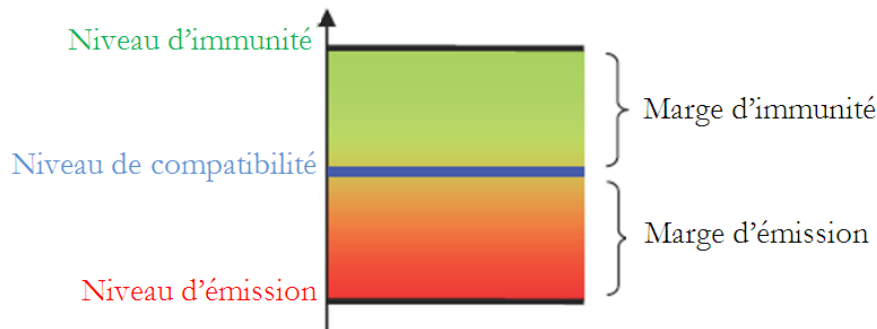


Figure I-3. Niveaux de perturbation en CEM.

- Niveau d'*immunité* : il s'agit du niveau à partir duquel il y a dysfonctionnement d'un matériel ou d'un système [12].
- Niveau de *compatibilité* : c'est le niveau maximal de perturbation auquel on peut s'attendre dans un environnement donné [3, 13].
- Niveau d'*émission* : c'est le niveau maximal d'émission de perturbation que ne doit pas dépasser un matériel.
 - Marge d'*immunité* : c'est la marge qui existe entre le niveau de compatibilité et le niveau de limite d'immunité [14].
 - Marge d'*émission* : c'est la marge qui existe entre le niveau de compatibilité et le niveau de limite d'émission [15].

Le niveau de compatibilité ne doit pas être considéré comme un niveau de perturbation défini, mais comme une valeur de référence conventionnelle, sur laquelle on se basera pour la coordination entre le niveau de perturbation et le niveau d'immunité (essais) [4].

I.4. NORMES CEM

Depuis le 1^{er} janvier 1996, tout appareil électrique mis en vente dans les pays de la Communauté Européenne doit comporter le label "**CE**" garantissant la conformité aux normes de CEM. Ces normes couvrent différents aspects : elles fixent les seuils minimum de perturbations devant être supportés sans dysfonctionnement, par la définition de signaux de forme et d'amplitude reproduisant l'environnement électromagnétique réel et qui sont utilisés lors des tests de susceptibilité. Elles limitent les niveaux de perturbations maximum pouvant être générés en fonction du type d'appareillages, ainsi que les conditions de mesure à respecter lors des tests de compatibilité [17]. Les normes constituent des synthèses de propositions d'harmonisation des procédures à utiliser pour la qualification CEM des produits dans le cadre des échanges contractuels entre clients et fournisseurs.

Les procédures qui sont formulées, sont limitées aux procédures de qualification des performances des équipements. Elles sont destinées à servir de base commune de référence, dans le cadre de l'élaboration des cahiers des charges.

Les gouvernements ont institué des normes, lesquelles spécifient des limites sur la quantité de bruit en mode conduit et en mode rayonné. Les Etats Unis ont instauré la Commission Fédérale en Communication, la FCC (Federal Communications Commission) et le Département de la Défense, le DOD (Department Of Defense). En Europe, toutes les normes sont données par le Consortium Economique Européen, le EEC (European Economic Consortium) [2, 17, 18].

La Commission Electrotechnique Internationale (CEI) a créé en 1936 un comité spécial, le Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques, en vue de formuler les normes CEM ; CISPR est la désignation internationale de ce comité [19].

Tous les gabarits mentionnés, ont chacun une spécification en mode conduit et en mode rayonné. La différence la plus importante entre toutes les spécifications est la bande de fréquences couverte. La CISPR et les lois européennes spécifient une bande passante de 9 kHz à 30 MHz, tandis que la FCC spécifie une bande démarrant à 450 kHz. La norme militaire standard (MIL-STD-461E) est le gabarit le plus strict sur les basses fréquences. La pollution électromagnétique EM créée par les appareils électriques doit être en dessous des gabarits des normes [2, 20].

La compatibilité électromagnétique revêt en fait deux aspects : d'une part respecter les lois afin de ne pas polluer l'environnement et garantir la sécurité humaine, d'autre part respecter les critères du fabricant, dans le but d'assurer la satisfaction du client (que dirait celui-ci, s'il découvrirait après avoir acheté un équipement vidéo, que le mode d'emploi comportait un avertissement que la garantie n'est pas valable si l'appareil est utilisé à moins de 3 km d'un émetteur radio FM ?). Si l'aspect législatif de pollution (émission électromagnétique) est décrit dans les différentes normes internationales, les critères internes des fabricants (susceptibilité) sont bien évidemment variables et l'on ne peut que les aborder de manière qualitative [2].

Au niveau international c'est la Commission Electrotechnique Internationale (CEI), plus particulièrement la Commission Internationale Spéciale des Perturbations Radioélectriques (CISPR) qui propose les niveaux de perturbations admissibles et définit les méthodes de mesures et d'essai. Celles-ci sont généralement reprises (avec quelques éventuelles adaptations spécifiques) au niveau des différents pays. Aux USA c'est la FCC qui gère ces problèmes (pour des raisons historiques, les niveaux admis diffèrent quelque peu des niveaux CISPR, mais une forte pression est exercée pour harmoniser l'ensemble. En Europe la CENELEC (le Comité Européen de Normalisation en ELECTrotechnique) établit les standards directement sur la base des documents du CISPR, et ses normes portent le même numéro précédé de EN (Europeans Normes) en lieu et place de IEC (International Electrical Commission). Si aucune variation nationale n'existe, ces standards deviennent des normes [20,21].

Dans la quantité de normes existantes, il convient de distinguer deux catégories :

1. Les normes de base ou génériques, donnant les limites et les méthodes de base applicable de manière générale à tous les équipements.
2. Les normes spécifiques à une catégorie de produits ou d'application [1, 7].

Les niveaux de perturbations sont donnés sur une échelle logarithmique en $\text{dB}\mu\text{V}$.

$$\text{dB}\mu\text{V}(V) = 20 \cdot \log\left(\frac{V}{10^{-6}}\right) \quad (\text{I-1})$$

Considérons la norme conduite EN 55022 qui concerne une catégorie importante d'appareils électriques, les appareils de traitement de l'information. Cette norme est directement dérivée de la publication n°22 du CEI CISPR et distingue deux classes d'appareils (Fig. I-4) [2,21] :

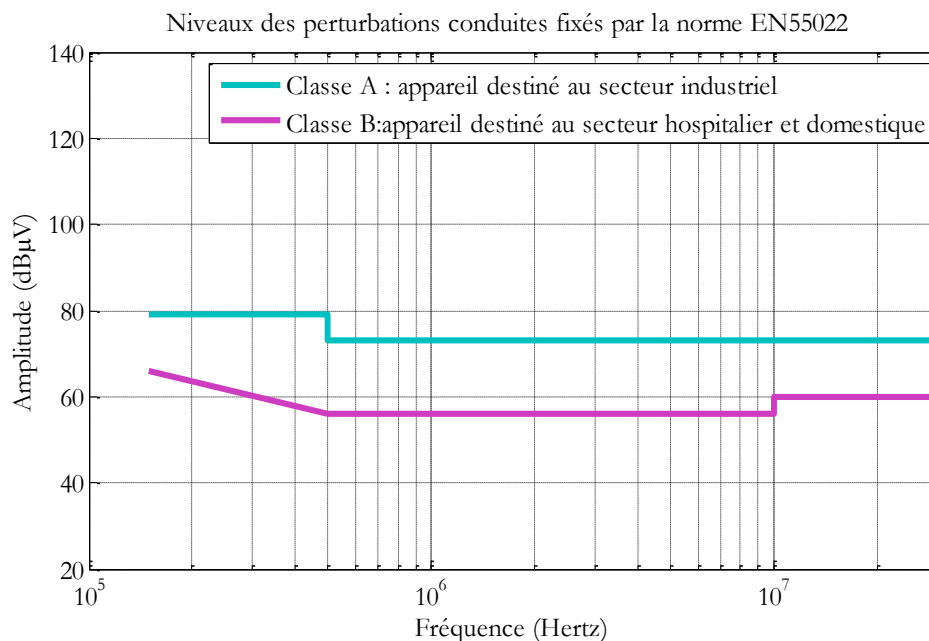


Figure I-4. Niveau de perturbations conduites EN 55022.

- Les appareils de classe A sont destinés à être utilisés en milieu industriel, commercial ou d'affaires ;
- Les appareils de classe B sont destinés à être utilisés dans des locaux d'habitation.

Cette norme, spécifiant les niveaux hautes fréquences des émissions conduites applicables aux domaines résidentiels, commerciaux et à l'industrie légère. Les spécifications des normes relatives aux perturbations conduites dans la bande des fréquences radio (150 kHz – 30 MHz) se divisent en deux catégories. La première, désignée par l'appellation "Classe A", définit le niveau d'émission pour des appareils destinés au secteur industriel. La seconde, et certainement non la moindre, est réservée au secteur domestique et hospitalier : c'est la "Classe B".

I.5. GENERALITES SUR LA POLLUTION ELECTROMAGNETIQUE

Les alimentations à un ou plusieurs étages permettent la conversion et la régulation de l'énergie électrique d'un niveau de tension à un autre, utilisant des composants actifs pour stocker l'énergie dans les inductances et les capacités. Les alimentations à découpage ont l'avantage d'être de faible taille, d'un faible volume et d'un rendement élevé. Par contre, elles ont l'inconvénient d'être génératrices d'une pollution électromagnétique (EM) importante [22].

I.5.1. Fondements de la pollution électromagnétique (EM)

Basée sur le transfert d'énergie électromagnétique, la pollution électromagnétique est généralement classée en quatre sous-groupes : les émissions conduites, les émissions rayonnées, la susceptibilité conduite et la susceptibilité rayonnée. Ces éléments sont répertoriés à la figure I-5.

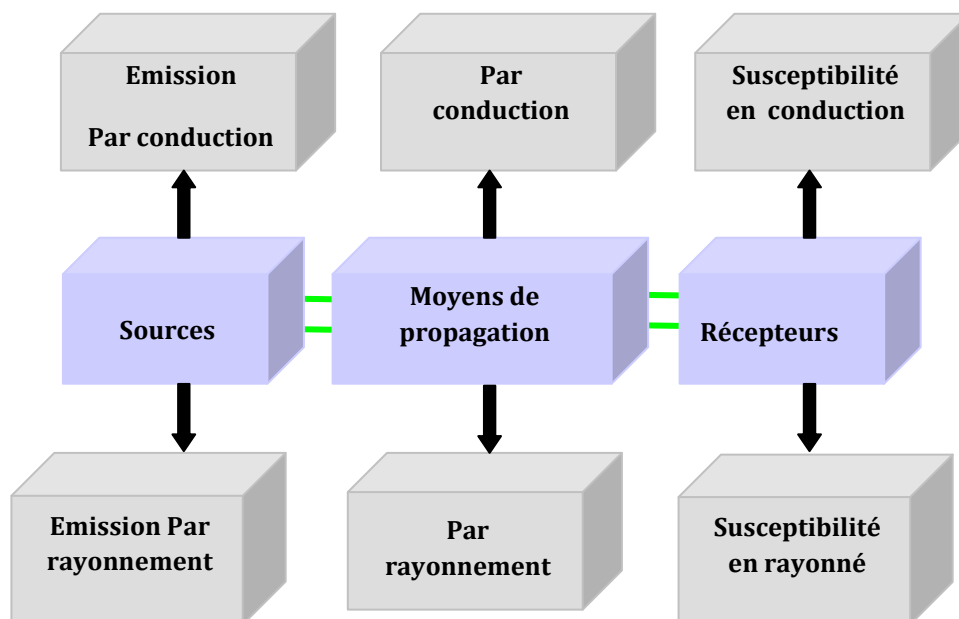


Figure I-5. Eléments essentiels dans le couplage électromagnétique.

Il y a trois éléments essentiels dans le problème EM : la source, les chemins de propagation et la victime. La source génère les émissions et l'énergie d'émission est transférée à travers les chemins de propagation vers la victime [16].

I.5.2. Emissions conduites

Il y a deux classes de pollution en mode conduit : la pollution de mode commun et la pollution de mode différentiel. La figure I-6 indique le passage du courant perturbateur dans les deux modes [23].

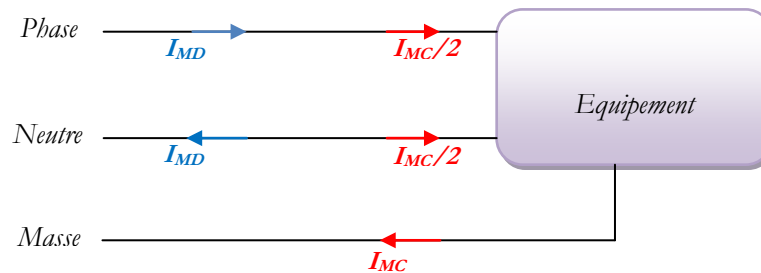


Figure I-6. Pollutions de mode commun et de mode différentiel en mode conduit.

A) Les courants de mode commun conduisent à des perturbations asymétriques. Ces courants parasites circulent dans les conducteurs intentionnels et se referment à travers des capacités parasites dans les structures métalliques du dispositif comme les plans de masse, les châssis métalliques, la terre...

B) Les courants de mode différentiel conduisent à des perturbations symétriques. Ces courants parasites se superposent au courant utile et induisent des tensions de mode différentiel qui vont perturber le circuit victime. Ces courants circulent dans les conducteurs intentionnels, c'est à dire principalement les câbles d'alimentation ou les conducteurs [24].

I.5.3. Emissions rayonnées

Les émissions de parasites par rayonnement produisent des champs électromagnétiques (champs électriques et champs magnétiques) dans l'espace. Leur intensité dépend de la distance par rapport à la source, mais aussi de sa nature et de sa fréquence. L'émission en champ magnétique, exprimé en A/m, est engendrée par un circuit électrique à basse impédance parcouru par un courant I (Fig. I-7).

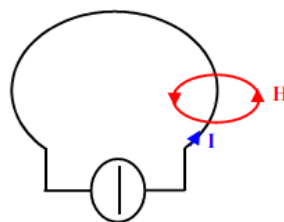


Figure I-7. Emission en champ magnétique.

L'émission en champ électrique, exprimé en V/m, est produite par un circuit électrique à haute impédance soumis à une différence de potentiel V (Fig. I-8).

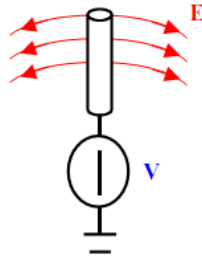


Figure I-8. Emission en champ électrique.

I.5.4. Mécanismes de couplage

La modélisation CEM est très complexe de part la multitude de couplages possibles entre éléments de circuit où entre éléments de circuit et l'environnement électromagnétique [6].

Le couplage d'une source à une victime peut se faire de 2 manières :

- **Couplage par conduction** : propagation d'une tension ou d'un courant sur des conducteurs (fils reliant le signal, les commandes ou les alimentations) [19].
- **Couplage par rayonnement** : propagation d'un champ électromagnétique dans un milieu non conducteur (air ou autre type de matériau isolant) ou conducteur (blindage métallique) [20, 25].

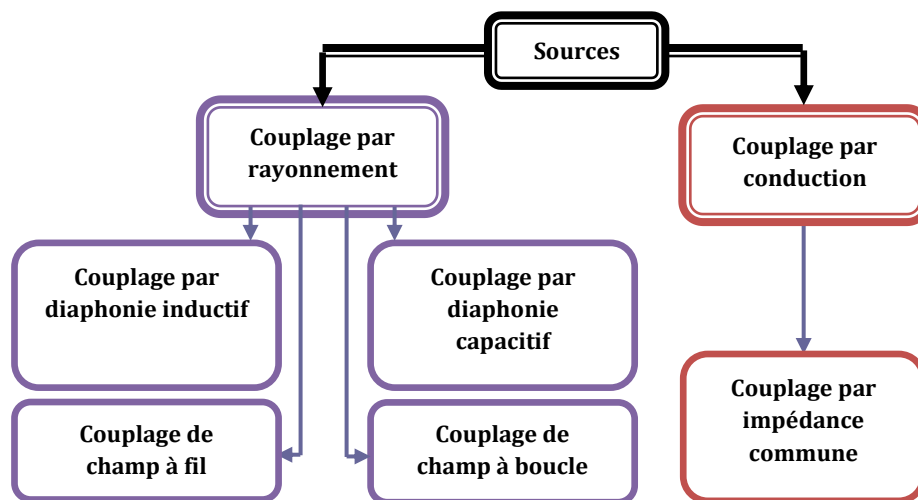


Figure I-9. Modes de couplage de perturbation.

- **Couplage par impédance commune** : tout conducteur possède une impédance non nulle. Ainsi, tout courant circulant dans le conducteur génère une différence de potentiel à ses bornes. Et celle-ci est d'autant plus élevée que les fronts de courant et les inductances parasites sont importantes.

- **Couplage par diaphonie inductive** : le courant circulant dans un fil crée autour de ce fil un champ magnétique. La variation de ce champ magnétique crée une différence de potentiel dans les boucles voisines.
- **Couplage par diaphonie capacitive** : la différence de potentiel entre un conducteur et son environnement génère autour de ce conducteur un champ électrique. La variation de ce champ crée un courant injecté dans les conducteurs proches.
- **Couplage champ à fil** : la variation d'un champ électrique incident sur un fil crée un courant dans le conducteur.
- **Couplage champ à boucle** : la variation d'un champ magnétique embrassant une boucle crée une différence de potentiel aux bornes de celle-ci.

I.6. SOURCES DES PERTURBATIONS

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 (Fig. I-10), résultant du fonctionnement des équipements construits [2, 17].

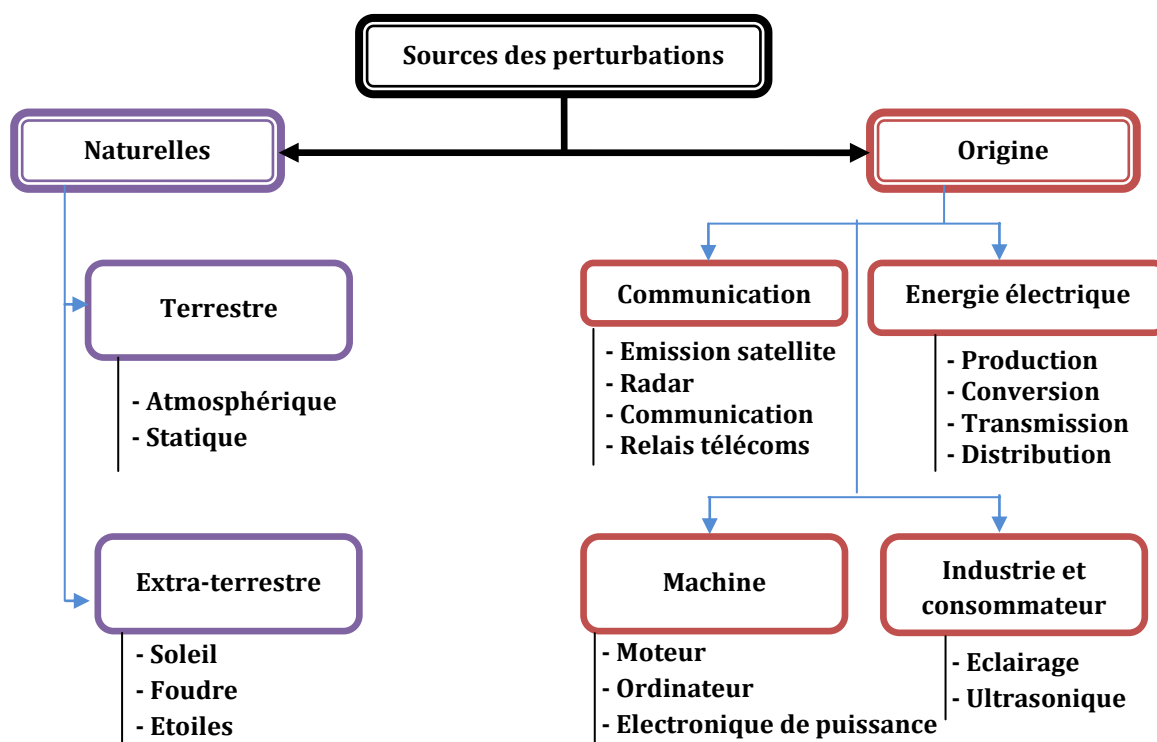


Figure I-10. Différentes sources de bruit.

Plutôt que de les classer en fonction de leur origine, il convient d'examiner leur comportement temporel et fréquentiel. De là, en effet, découlent les méthodes de mesures d'émissions et les caractéristiques des générateurs d'essai d'immunité. On citera quatre sources importantes :

- Sources permanentes et sources intermittentes,
- Sources large bande et bande étroite,
- Sources intentionnelles et non intentionnelles,
- Sources impulsionnelles.

I.6.1. 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 de 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 [18].

I.6.2. 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 [18].

I.6.3. 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-11) [18].

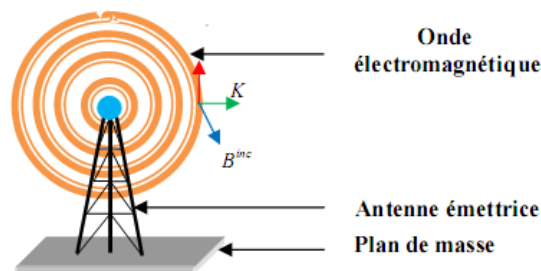


Figure I-11. Présentation d'une source intentionnelle [16].

Les sources non intentionnelles sont créées par des appareils qui ne sont pas destinés à l'émission radiofréquence (Fig. I-12). 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.

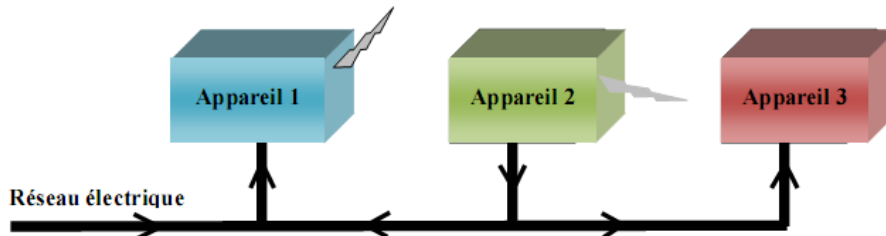


Figure I-12. Présentation d'une source non intentionnelle.

I.6.4. Sources impulsionnelles

La grande majorité des sources non-intentionnelles sont des sources transitoires, soit sous forme d'impulsion unipolaire, soit sous 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 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 à une impulsion unipolaire [2, 17].

I.7. INTERET D'UN MODELE CEM

Il est nécessaire de savoir prédire l'apparition de défaillances dues à des interférences et d'appliquer des règles de conception permettant de les minimiser. Les chercheurs qui veulent résoudre ces problèmes doivent le faire le plus tôt possible dans les phases de conception du produit.

En effet, la prise en compte des problèmes CEM à ce moment permet d'optimiser les chances d'un produit de passer avec succès les phases de qualifications CEM et ainsi d'éviter des phases coûteuses, qui peuvent coûter jusqu'à 10 % de son prix de revient. La figure I-13 compare un flot de conception sans prise en compte des aspects CEM et un flot qui prend en compte ces aspects [13, 19].

De nos jours, la modélisation et la simulation sont devenues un enjeu scientifique et technologique. L'outil de conception informatisé devient indispensable dans l'industrie. En effet, ces outils de prédiction et d'analyse de comportement d'un système, permettent de réduire les coûts et les délais d'étude d'un nouveau produit en reportant la phase de prototypage le plus loin possible (le "time-to-market" en anglais).

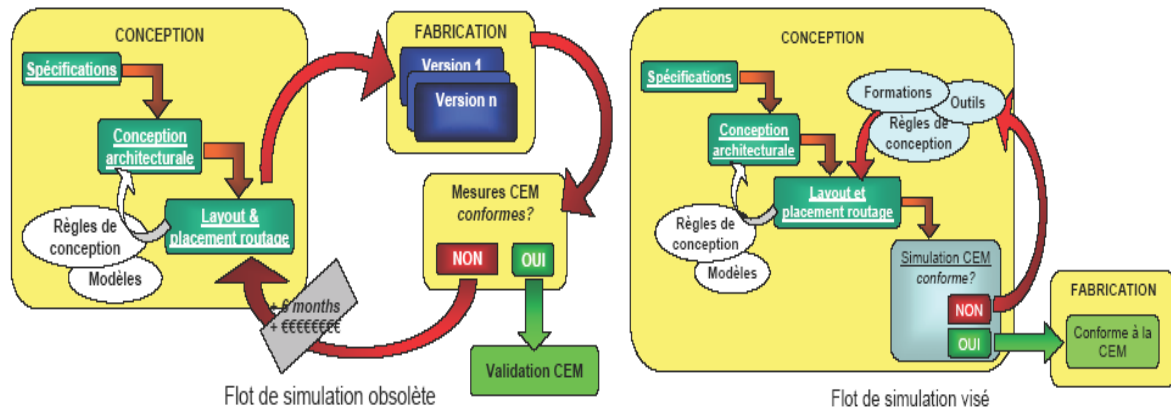


Figure 1-13. Stratégie de prise en compte de la CEM dans le flot de conception [19].

Des modèles de plus en plus fiables sont mis au point chaque jour. Il est impossible de construire un modèle fiable sans complexité du système. Nous arrivons parfois ainsi à des modèles, certes d'une bonne précision, mais qui sont une abstraction du système réel qu'ils représentent, et l'identification des paramètres du modèle ou la recherche des causes de dysfonctionnement représente un investissement temporel et financier non négligeable. Il est préférable d'avoir des paramètres physiques pour les modèles et les outils de simulation donnant des indications claires à l'utilisateur en cas d'échec de la simulation.

1.8. ESSAIS DE COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE

1.8.1. Quels sont les calculs que l'on fait en CEM ?

On peut faire des calculs de circuits comme en électronique. Il peut s'aider de logiciels de circuits comme LTspice, Saber, etc..., ou utiliser des logiciels de mathématiques comme SCILAB, Octave ou MATLAB. 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, on peut s'aider aussi de logiciels d'électromagnétisme comme HFSS, Microwave Studio, ANSYS, 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) [22].

Pour évaluer les performances des dispositifs vis-à-vis de la CEM, différents moyens d'essais et de tests associés existent. Ils peuvent être normalisés pour servir de base commune à l'évaluation de ces performances. Les normes peuvent être génériques ou spécifiques en fonction du dispositif testé et du secteur d'application [17, 23].

Nous pouvons distinguer quatre principales classes de mesure en CEM :

- L'immunité aux perturbations conduites,
- L'immunité aux perturbations rayonnées,
- Les émissions conduites,
- Les émissions rayonnées.

I.8.2. 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 [26-29].

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

A) Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL)

Le RSIL est équivalent à un filtre inséré entre le réseau d'alimentation et l'entrée de l'équipement sous test. Son rôle est multiple, il permet d'isoler l'équipement sous test du réseau d'énergie électrique, de fixer l'impédance prescrite aux points de mesure et de canaliser les perturbations conduites vers le récepteur de mesure. Par ces différentes tâches, le RSIL assure ainsi la reproductibilité des mesures. Il existe plusieurs structures de RSIL, chacune est fixée par la norme relative au domaine d'application. Le point commun à toutes les structures est l'impédance équivalente, qui va de 5 à 10 kHz jusqu'à 50 à 30 MHz. Le schéma du RSIL est présenté à la figure I-14.

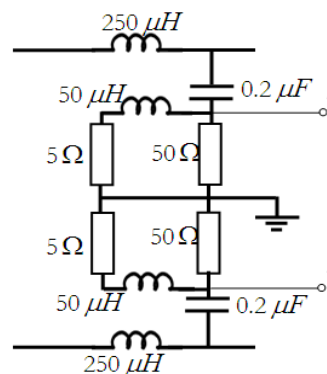


Figure I-14. Structure du Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL).

L'inductance L , par sa forte valeur, empêche le courant issu de l'équipement sous test de revenir au réseau et canalise son passage dans la branche comportant C et R . Le condensateur C permet de filtrer la puissance (BF) et ne laisse le passage qu'aux perturbations (HF) vers l'impédance de mesure R , cette impédance est l'entrée 50Ω du

récepteur de mesure, que nous avons représenté à la figure I-14 par une résistance R [23].

B) Analyseur de spectre

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

Les émissions conduites sont des perturbations des grandeurs électriques mesurables directement au niveau des conducteurs (tensions et courants). On considère comme émissions conduites, les courants indésirables à fréquence élevée circulant dans le dispositif, ainsi que les surtensions pouvant survenir aux bornes d'une charge lorsque celle-ci est alimentée par l'intermédiaire d'un câble long [23].

Les perturbations conduites typiquement considérées sont les courants HF circulant dans le dispositif. Par HF, on sous-entend habituellement les composantes fréquentielles comprises entre 150 kHz et 30 MHz, car il s'agit de la bande de fréquences réglementée par les normes CEM en vigueur. Ce courant peut être discriminé en deux composantes, comme le montre la figure I-15 dans le cas d'un circuit monophasé comportant une source de perturbations (convertisseur d'électronique de puissance) [25].

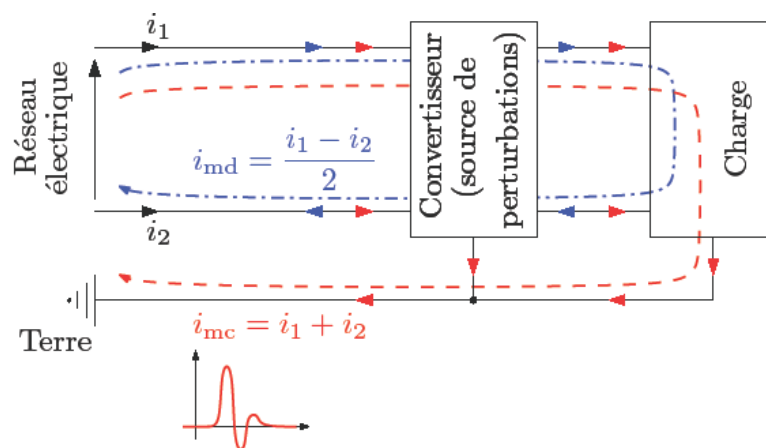


Figure I-15. Courants HF de mode commun (i_{mc}) et de mode différentiel (i_{md}) dans un circuit électrique.

- Le courant de mode différentiel (i_{MD}) caractérise la partie du courant qui effectue une boucle dans les conducteurs de puissance entre la source électrique et la charge. C'est le chemin normal de circulation du courant, mais les composantes à HF sont indésirables.
- Le courant de mode commun (i_{MC}) désigne la partie du courant qui circule dans le fil de terre. Ce chemin ne participe normalement pas au transfert de puissance mais peut être emprunté par des composantes à HF, notamment via un couplage capacitif.

Quel que soit leur mode de couplage, ces courants HF finissent par se reboucler par les impédances internes du réseau électrique, ce qui rend leur mesure dépendante du

réseau auquel le montage est connecté. Afin d'apporter du sens et une répétabilité aux mesures, il est souhaitable de découpler le montage testé du réseau, en offrant une impédance connue par laquelle les perturbations seraient contraintes de passer. C'est l'objet du dispositif nommé Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL), que l'on intercale entre le réseau et le montage testé (Fig. I-16). En effet, dans la bande de fréquence qui nous intéresse, le RSIL offre une grande impédance côté réseau tandis qu'il favorise le cheminement des perturbations HF de mode commun (flèches rouges) et de mode différentiel (flèches bleues) à sa sortie, par l'intermédiaire de résistances de valeur 50Ω connectées à la terre [25].

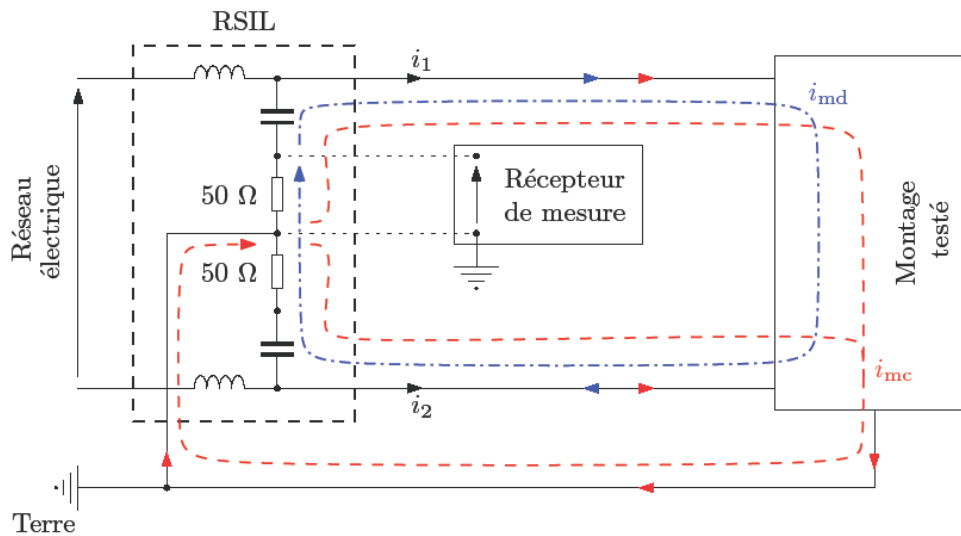


Figure I-16. Principe de mesure des courants HF à l'aide d'un RSIL.

La mesure de la tension aux bornes des résistances du RSIL donne une image du courant qui les traverse, et peut être interprétée par un récepteur de mesure qui en donnera une représentation fréquentielle. En fonction de la résistance choisie pour la mesure, la tension mesurée correspondra à une composition différente des composantes de mode commun et de mode différentiel. Afin d'étudier les situations les plus néfastes, on choisit en général de mesurer les perturbations sur la résistance correspondant au pire des cas. Le récepteur de mesure effectue alors une analyse fréquentielle du signal mesuré en balayant la plage de fréquence choisie avec un pas fréquentiel défini par l'utilisateur. Pour chaque fréquence de mesure, le signal passe par un filtre sélectif interne, avant d'être analysé pendant une durée de balayage prédéfinie, par trois types de détecteurs [2] :

- *Crête* (ou *peak*) : seul le plus haut niveau atteint est conservé. Ce type de détection majore les composantes fréquentielles du signal mesuré par les plus grands événements observés, sans prendre en compte leur aspect répétitif ou seulement ponctuel. Les niveaux de perturbation relevés par un détecteur crête sont les plus élevés.

- *Moyen* (ou *average*) : la valeur retenue correspond à une moyenne des niveaux observés pendant l'acquisition. Un niveau d'émission important, mais rare, est donc dévalué par ce détecteur. Il donne les niveaux mesurés les plus faibles.
- *Quasi-crête* (ou *quasi-peak*) : le signal passe par un autre filtre qui a pour but de prendre en compte à la fois les niveaux maximums atteints et leur répétabilité. De ce fait, ce détecteur fournit des niveaux compris entre ceux du détecteur crête et ceux du détecteur moyen.

I.8.3. Mesure des perturbations rayonnées

Les mesures de perturbations en mode rayonné sont effectuées sur le champ électrique E et le champ magnétique H avec différents types d'antennes. Deux zones de mesures sont définies : [30, 31]

- Les mesures en champ proche, pour lesquelles $d < \frac{\lambda}{2\pi}$ (où d est la distance entre l'antenne et l'équipement sous test et λ la longueur d'onde) ;
- Les mesures en champ lointain, pour lesquelles $d > \frac{\lambda}{2\pi}$. Dans ce cas, on considère que les ondes sont planes. L'impédance du champ :

$$\eta_0 = \frac{E}{H} \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\pi \approx 377\Omega \quad (\text{I-2})$$

A) 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 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 [32].

B) Essais en chambre anéchoïque

Pour pallier aux problèmes des essais en espace libre, l'emplacement de mesure peut être constitué d'une cage de Faraday. Afin d'éviter les réflexions multiples sur les parois métalliques, des absorbants sont ajoutés. L'emplacement de test s'appelle alors une

chambre anéchoïque. Si le sol est un plan de masse alors il s'agit d'une chambre semi-anéchoïque (Fig. I-17).

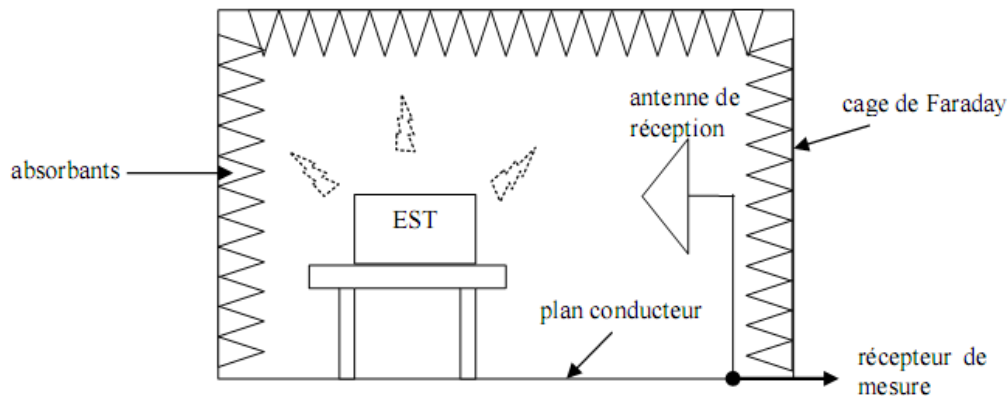


Figure I-17. Mesure des émissions rayonnées en chambre semi-anéchoïque [3].

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.

C) Essais en cellule TEM et GTEM

Les cellules Transverse ElectroMagnétique (TEM) et Giga TEM (GTEM) sont des structures fermées dont l'avantage est d'offrir des alternatives aux chambres anéchoïques 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 (Fig. I-18) [3, 25].

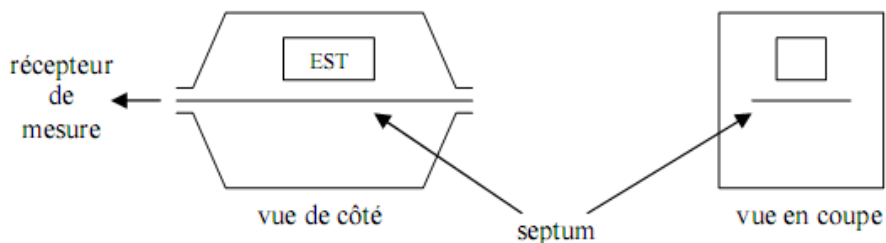


Figure I-18. Mesure des émissions rayonnées en cellule TEM [3].

Ces structures jouent le rôle de guide d'ondes. L'équipement sous test est placé à l'intérieur de la cellule et le spectre de puissance rayonnée pour une orientation du dispositif est enregistré. En orientant l'équipement selon les trois directions orthogonales, il est possible de déterminer les trois composantes des moments électriques et magnétiques équivalents de l'objet rayonnant. Une extension de la cellule TEM est la cellule TEM 3D composée de six septas. Cette cellule permet de mesurer simultanément les trois composantes des moments électrique et magnétique [17, 25].

D) Essais en CRBM

La Chambre Réverbérante à Brassage de Modes (*CRBM*) 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 (Fig. I-19). L'avantage de la *CRBM* réside dans le fait qu'il n'est pas nécessaire de modifier la position de l'équipement sous test.

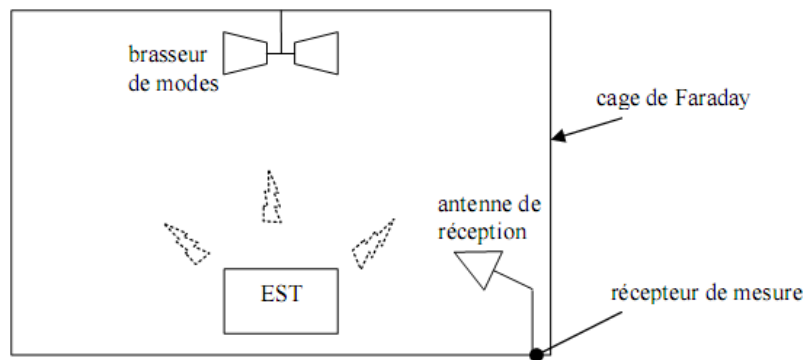


Figure I-19. Mesure de la puissance totale rayonnée en CRBM [15].

Ces moyens d'essais cités précédemment peuvent aussi être utilisés pour effectuer des tests d'immunité rayonnée en utilisant l'antenne en émission [17].

I.9. CADRE DE L'ETUDE

Toutes les alimentations de puissance à découpage sont des sources de pollution dues aux éléments parasites provenant des alimentations elles-mêmes. Ils doivent répondre aux normes CEM comme la plupart des équipements électriques de nos jours. Même si leur utilisation, prépondérante dans le secteur industriel, leur permettrait parfois d'échapper à cette contrainte, leur utilisation progressive en milieu tertiaire nécessite de remplir, ou au moins de prévoir, l'aspect normatif. C'est à ce type d'exigences que sont aujourd'hui confrontées les entreprises spécialisées dans la conception des alimentations et plus globalement de convertisseurs statiques. Les applications liées aux alimentations à découpage, qui de nos jours s'implantent dans de nombreux secteurs tertiaires, représentent les structures de puissance faisant partie des plus complexes sur le plan de la conception et de la modélisation.

L'alimentation étudiée dans cette thèse est utilisée dans les postes de source d'énergie électrique, cette alimentation à découpage est trouvée dans une boucle à deux voies, l'une principale (en rouge) et l'autre de secours (en bleu) (Fig. I-20). Elle représente un élément très important selon sa fonction, cette importance est occupée par un entretien préventif mensuel. Son objectif est d'assurer l'alimentation de certains équipements dans les postes de source d'énergie, comme les différents relais de

protection du réseau électrique, les interfaces homme-machine (IHM) qui facilite le dialogue avec le réseau, et le plus important c'est l'alimentation du CCN (Contrôle Commande Numérique), ce CCN représente l'image du réseau électrique. Il donne les différentes grandeurs électriques (courant, tension, puissance, facteur de puissance) ainsi que tous les évènements et historique du réseau électrique, l'affectation du réglage du réseau est effectuée à travers ce dispositif CCN. Cette alimentation alimente aussi le mécanisme de manœuvre des disjoncteurs triphasés et l'équipement télécom qui assure le transfert des données vers le dispatcheur. Dans la voie secours, les batteries assurent l'alimentation de tous ces dispositifs en cas où il y a un problème sur l'alimentation à découpage. Cette alimentation est le responsable aussi du chargement des batteries.

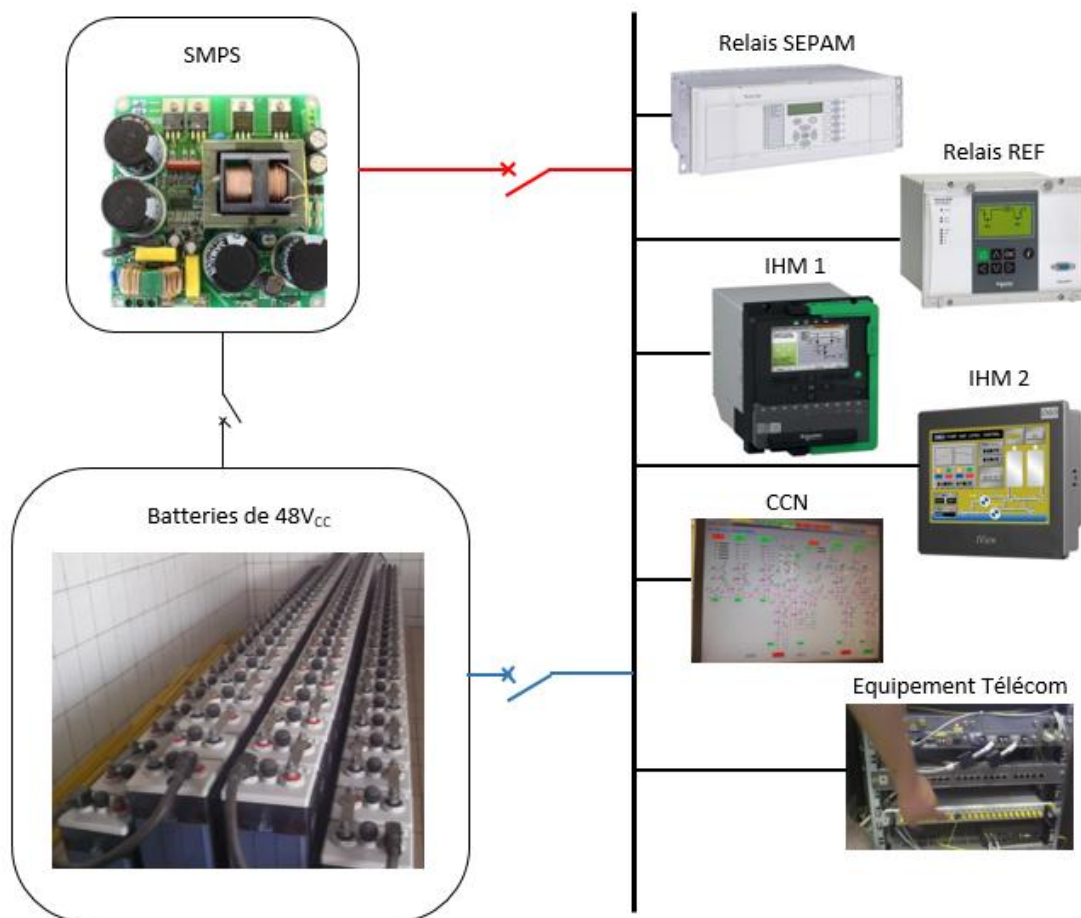


Figure I-20. Architecture du premier étage (PFC) de l'alimentation de puissance à découpage étudiée.

L'objectif direct de ce travail est d'appréhender par la simulation le niveau d'émission conduite. L'étude choisie porte essentiellement sur la problématique CEM du convertisseur. Notre but est la compréhension des différents phénomènes provoquant la pollution électromagnétique de notre alimentation à découpage à deux étages en cascade.

Le premier étage (Fig. I-21) réalise la conversion alternatif-continu à absorption sinusoïdale et est non isolé. Il permet d'alimenter le deuxième étage (étage isolé) sous

une tension continue pré-régulée. Ce premier étage est constitué d'un hacheur élévateur dont la commande permet d'imposer un courant inductif ayant la forme d'une sinusoïde redressée, il s'agit d'une structure d'alimentation à découpage de type PFC.

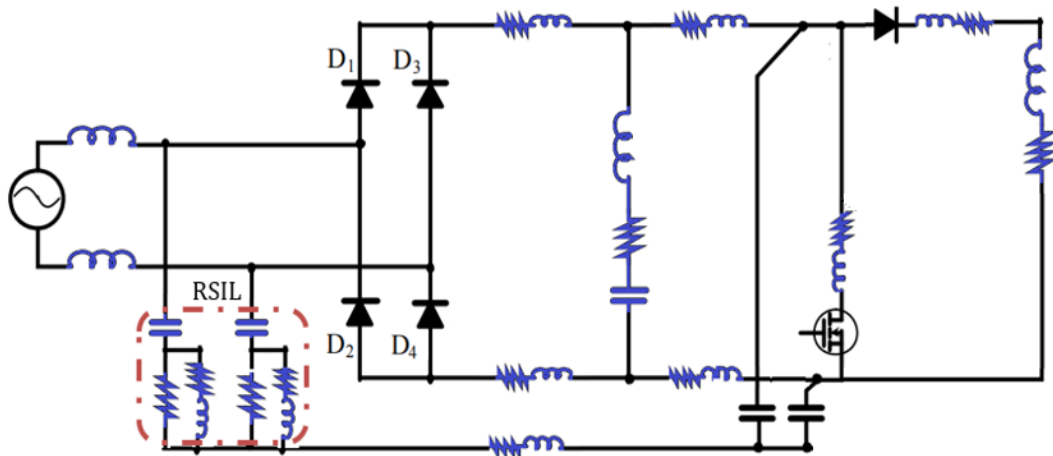


Figure I-21. Architecture du premier étage (PFC) de l'alimentation de puissance à découpage étudiée.

Le deuxième étage (Fig. I-22) réalise la conversion alternative continu-continu, isolée galvaniquement. Ce deuxième étage est constitué d'un onduleur, un transformateur à deux enroulements avec un redresseur en demi-pont, cette topologie représente une structure d'alimentation à découpage de type *Full Bridge*.

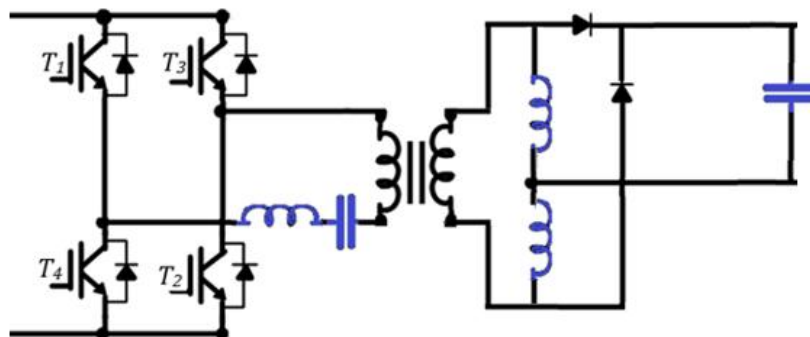


Figure I-22. Architecture du deuxième étage (Full Bridge) de l'alimentation de puissance à découpage étudiée.

Chaque organisme de réglementation a une norme spécifique d'exécution des tests CEM. Les mesures sont réalisées selon les exigences de la norme EN 55022. Cette dernière impose un protocole de mesure particulier. Ce protocole garantit la reproductibilité et la fiabilité des mesures effectuées sur l'équipement sous test. Afin d'expliquer la disposition des différents éléments du système et la configuration des mesures normatives, nous présentons la synoptique du banc de mesure sur la figure I-23. La configuration d'essai d'émission conduite est conforme à la norme EN 55022. Tous les dispositifs sont placés sur un plan de masse en cuivre. L'équipement sous test (EST) est placé sur un plan isolé électriquement de la zone environnante.

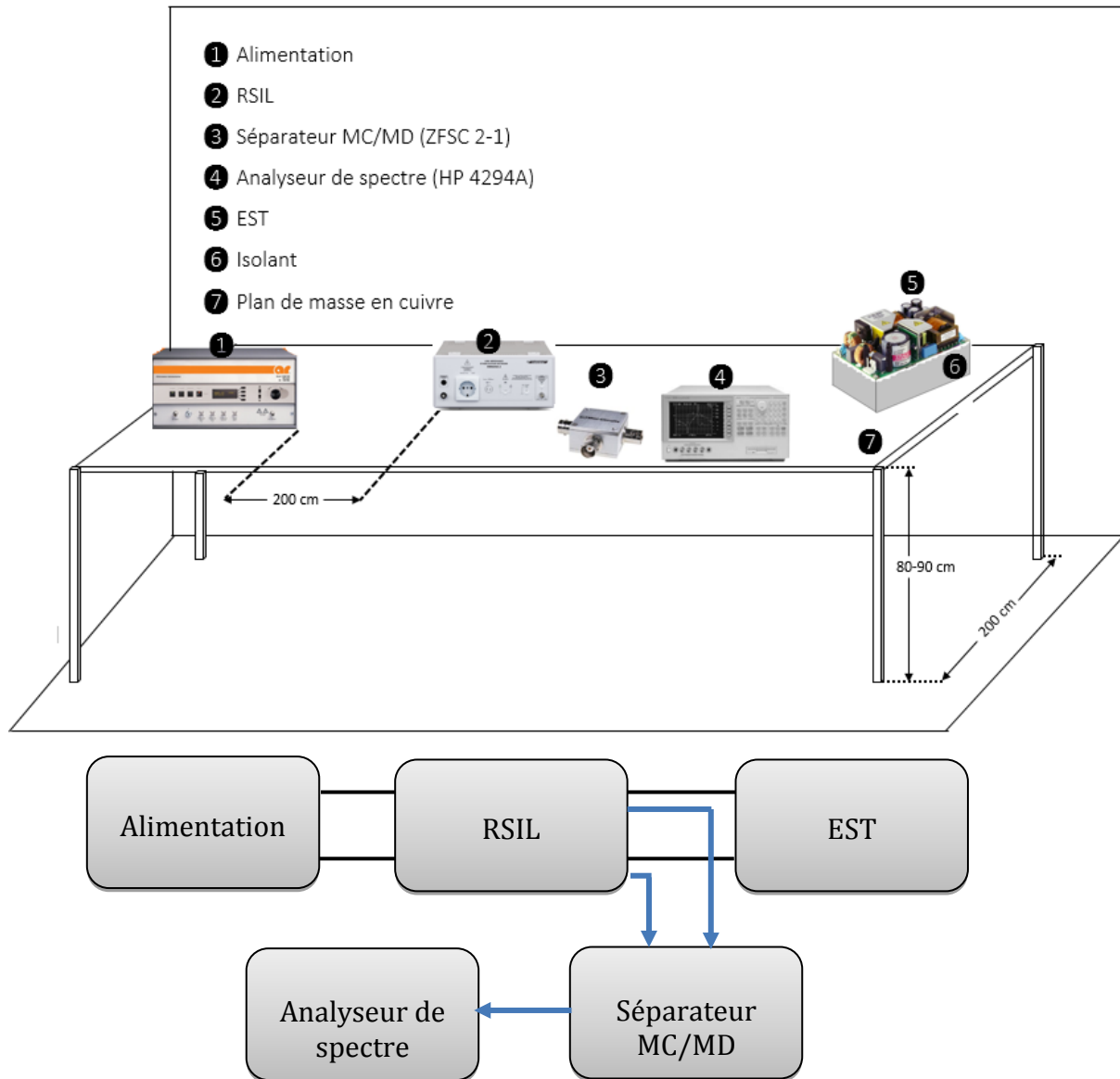


Figure I-23. Schéma synoptique du banc de mesures des perturbations conduites.

I.10. CONCLUSION

Sous la lumière de ce chapitre présenté de manière succinct on peut dire que la CEM est une science qui repose essentiellement sur le principe du bon voisinage électromagnétique autrement dit sur une notion dite de *paix* donc elle concernerait les interactions mettant en jeu les systèmes électriques et/ou électroniques et la cohabitation électromagnétique entre ces derniers ce qui permet de dire que la CEM est un objectif fonctionnel.

L'utilisation toujours plus importante de l'électronique et la complexité des systèmes associés nécessitent une prise en compte de la CEM durant les différentes phases de conception d'un produit. Pour répondre à ces contraintes, les ingénieurs CEM doivent disposer d'outils de simulation permettant de caractériser le comportement électromagnétique de leurs produits. Les techniques de calcul de la pollution EM font

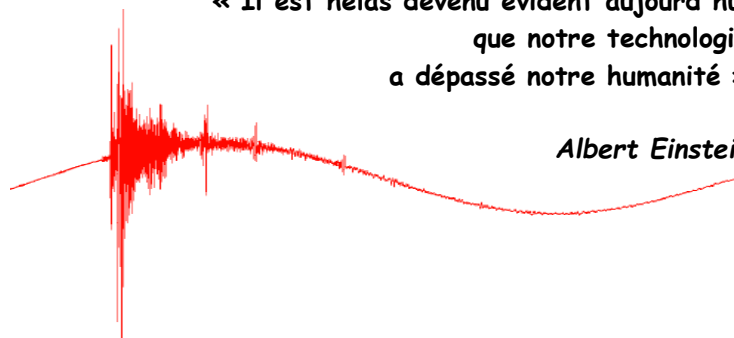
partie de ces outils et permettent notamment l'étude des émissions conduites des dispositifs électroniques. La connaissance du comportement des composants actifs et passifs en haute fréquence, nécessite la modélisation CEM de ces éléments actifs et passifs, sujet qui sera traité dans le chapitre suivant.

CHAPITRE II

MODÉLISATION CEM DES COMPOSANTS PASSIFS ET ACTIFS

« Il est hélas devenu évident aujourd'hui
que notre technologie
a dépassé notre humanité »

Albert Einstein



CHAPITRE II

MODÉLISATION CEM DES COMPOSANTS PASSIFS ET ACTIFS

L'augmentation de la fréquence de commutation des convertisseurs de puissance permet la réduction de volume des alimentations à découpage. Cependant, cette augmentation de fréquence engendre des perturbations, dues aux impulsions brèves de tension (dv/dt) et aux impulsions brèves de courant (di/dt) sur le réseau. Afin de respecter les normes qui définissent les limites des perturbations conduites admissibles par le réseau, il est recommandé de quantifier ces perturbations permettant ainsi d'avoir une pré-qualification en émission conduite avant même la conception.

Toutes les alimentations de puissance à découpage sont des sources de pollution dues aux éléments parasites provenant des alimentations elles-mêmes. Ces éléments parasites sont des inductances et ou des capacités. Dans une cellule de commutation parfaite, il existe deux sources de perturbations correspondant aux deux grandeurs électriques découpées. L'une est de type courant ; elle est créée par l'ouverture et la fermeture de l'interrupteur et se propage de la cellule vers la source de tension. L'autre est de type tension ; elle correspond à la variation de potentiel du nœud de la cellule de commutation. Une simulation qui vise l'analyse des perturbations conduites dans les convertisseurs statiques impose une contrainte supplémentaire sur les modèles utilisés. En plus de satisfaire l'aspect fonctionnel de la structure, les modèles doivent couvrir une large gamme de fréquences exigeant ainsi la prise en considération des éléments parasites de la structure.

En HF, les composants passifs ont un comportement physique variable en fonction de la fréquence. Dans ce cas, ils ne peuvent plus être représentés par leurs modèles BF. Leur modélisation HF se fait en effectuant des modélisations d'impédance et c'est à l'issue de chaque modélisation, qu'un modèle électrique équivalent associant

résistances, inductances et capacités est établi. L'identification de ses paramètres est obtenue par l'utilisation des méthodes numériques.

Lors de la simulation fine de convertisseurs de puissance, il est non seulement nécessaire de disposer de modèles précis d'interconnexions, mais également de modèles des composants réellement présents dans le convertisseur, tels que les semi-conducteurs, les résistances, les selfs et les condensateurs. La modélisation précise des semi-conducteurs est d'importance primordiale, car leur fonctionnement influe fortement sur la nature et la grandeur des formes d'ondes. Les perturbations électromagnétiques seront également affectées tant en mode conduit qu'en mode rayonné.

Dans ce chapitre, nous allons établir des schémas équivalents pour tous les éléments passifs de l'alimentation ainsi que les principaux modèles des semi-conducteurs. L'identification des sources de perturbations liées à ces semi-conducteurs et l'extraction de leurs éléments parasites et dynamiques feront aussi objet de ce chapitre.

II.1. MODELES DES ELEMENTS PASSIFS

Lors de la modélisation d'un convertisseur, il est important de se rendre compte qu'aucun composant n'a un comportement idéal sur toute la plage de fréquence. Si l'on modélise les composants passifs uniquement par un schéma électrique équivalent qui constitue sa fonctionnalité. L'étude des propagations des perturbations requiert une connaissance du comportement fréquentiel de tous les éléments composant un convertisseur. Parmi ces éléments on trouve les éléments passifs, tels que les résistances, les capacités et les inductances. Ces éléments ne sont pas parfaits et possèdent des éléments parasites.

On abordera successivement les circuits équivalents des résistances, la modélisation d'inductances et finalement la modélisation des capacités, et par conséquent, les comportements HF pour ces composants sont établis. Les mesures et simulations sont effectuées sur la plage de fréquences de 150 kHz - 30 MHz.

II.1.1. Résistance

A l'heure actuelle, la réalisation des résistances se fait principalement à l'aide de trois technologies différentes, à savoir la technologie carbone, la technologie film métallique et la technologie film bobiné. Du fait que les résistances bobinées de notre application ont toujours une inductance parasite élevée, dans le cas d'application en électronique de puissance (où il y a des fronts de courant très raides) cette inductance parasite devra être prise en compte.

La réponse fréquentielle pour une résistance idéale est une phase de 0° pour toute la plage de fréquences. L'expression de son impédance idéale quelle que soit la plage de fréquences est :

$$Z = R \angle 0^\circ \quad (\text{II-1})$$

Cependant, le comportement réel des résistances diverge du modèle idéal à haute fréquence. Le modèle équivalent de la résistance est montré dans la figure II-1. Le comportement réel d'une résistance de 102 Ω fait intervenir les éléments suivants :

- R : résistance propre de 100 Ω .
- L_p : inductance parasite de 6pH.
- C_p : capacité parasite parallèle de 4,55 μ F.

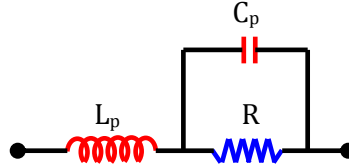


Figure II-1. Schéma équivalent d'une résistance en HF.

Le comportement (Fig. II-2) en basses fréquences de la résistance est proche de celui d'une résistance idéale car l'inductance parasite L_p est en court-circuit et la capacité parasite C_p est en circuit ouvert. Avec l'augmentation de la fréquence, l'impédance de la capacité devient dominante et court-circuite la résistance, l'amplitude du module diminue de -20dB/décade et l'angle de phase s'approche de -90° à la fréquence $f = \frac{1}{2\pi.RC_p} = 350\text{Hz}$.

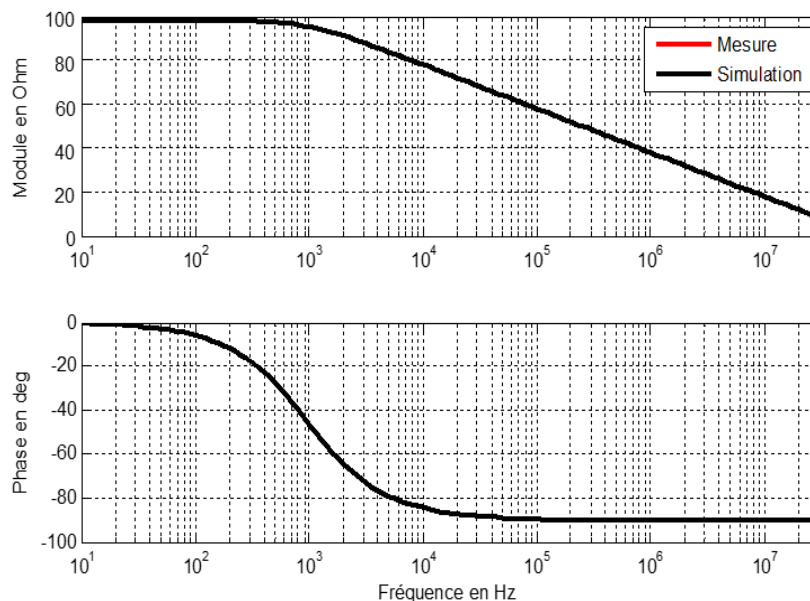


Figure II-2. Comportement réel HF d'une résistance.

II.1.2. Condensateur

Dans les circuits de commutation rapides, les condensateurs de découplage diminuent l'impédance équivalente du bus continu ce qui permet de réduire la boucle de circulation de courant transitoire qui est généré lors de la commutation de semi-conducteurs. Les condensateurs de découplage permettent aussi la stabilisation de la

tension à l'entrée du convertisseur. Le modèle équivalent d'une capacité est montré dans la figure II-3, et son impédance peut être exprimée comme suit :

$$Z = \frac{1}{j\omega C} \quad (\text{II-2})$$

La figure II-4 montre dans la réalité, le comportement du condensateur de 105 nF qui fait intervenir les éléments suivants :

- C : condensateur propre de 105nF.
- R_p : résistance parasite série de 32,31m Ω .
- L_p : inductance parasite série de 25,6nH.

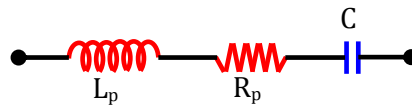


Figure II-3. Schéma équivalent d'un condensateur en HF.

Dans la figure II-4, nous présentons le comportement fréquentiel de l'impédance de condensateur à film de polypropylène, obtenu par simulation que nous comparons à des résultats de mesures.

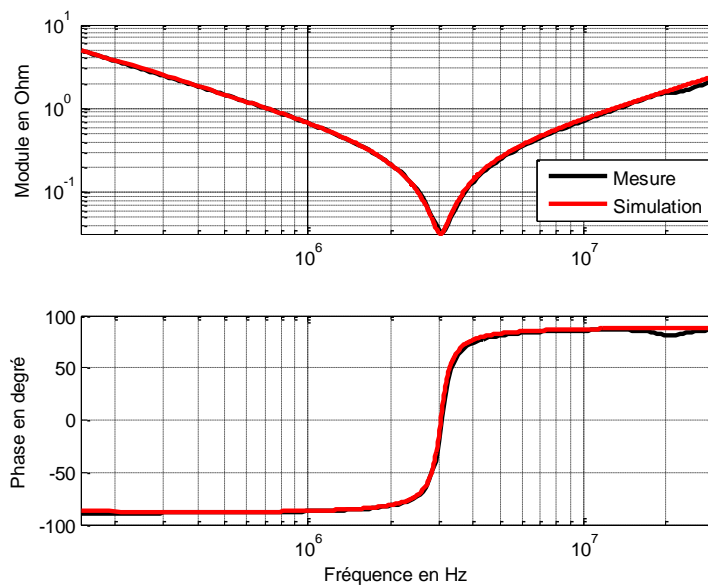


Figure II-4. Comportement HF réel d'une capacité.

Lorsque la fréquence augmente, l'impédance de la capacité domine et décroît linéairement de -20dB/décade et l'angle de phase de -90° [33].

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p \cdot C}} \quad (\text{II-3})$$

A la résonance $f_0 = 3,07\text{MHz}$, l'impédance de l'inductance L_p est égale à celle de la capacité C . Au-dessus de la fréquence f_0 , l'impédance de l'inductance L_p domine et augmente à +20dB/décade, et sa phase se rapproche de +90°. Le circuit équivalent pour le comportement réel de la capacité est montré dans la figure II-3. Il est constitué de

trois éléments en série : une inductance parasite L_p , une résistance parasite R_p et une capacité C . Finalement on compare les mesures réalisées avec les résultats de modélisation du circuit, les résultats sont satisfaisants pour le modèle proposé.

II.1.3. Inductance

L'impédance d'une inductance idéale est donnée dans l'équation suivante :

$$Z = jL\omega \quad (\text{II-4})$$

Le modèle équivalent de l'inductance de $55\mu\text{H}$ est montré dans la figure II-5 qui fait intervenir les éléments suivants :

- L : inductance propre de $55,5\mu\text{H}$.
- R_p : résistance série de $87,15\text{m}\Omega$.
- C_p : capacité parasite de $1,35\text{pF}$.

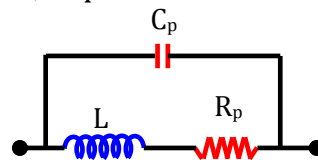


Figure II-5. Schéma équivalent d'une inductance en HF.

A basse fréquence, la résistance domine, alors l'impédance est une résistance R_p . Avec l'augmentation de la fréquence, l'inductance commence à dominer à la fréquence $f_1 = \frac{R_p}{2\pi L} = 250\text{Hz}$, l'amplitude du module croît de $+20\text{dB/décade}$ et l'angle de phase de $+90^\circ$. Comme la fréquence est augmentée plus, l'impédance de la capacité parasite C_p diminue jusqu'à avoir l'égalité avec l'amplitude de l'inductance et l'angle de phase de -90° . Cela se produit à la fréquence de résonance $f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_p}} = 18,4\text{MHz}$.

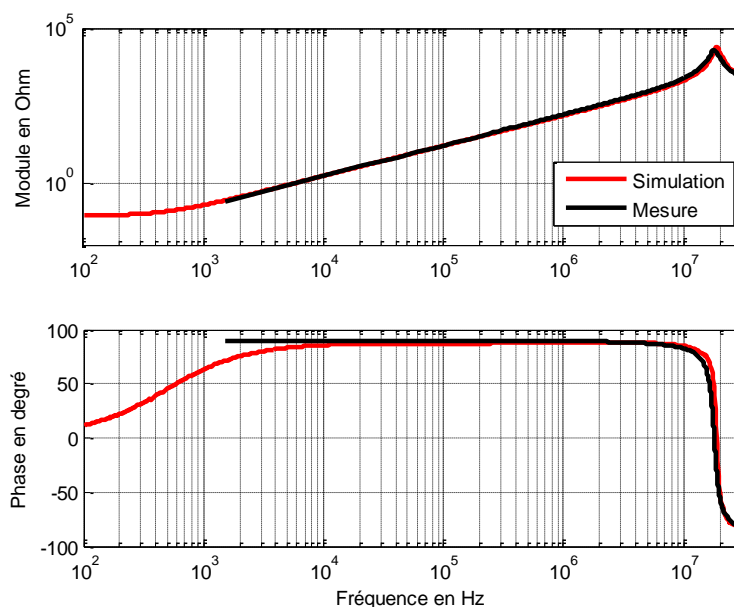


Figure II-6. Comportement réel HF d'une inductance.

II.2. MODELISATION DES CABLES D'ALIMENTATION

Toutefois la modélisation des lignes électriques est un problème traité depuis de nombreuses années. Le modèle que nous recherchons doit permettre de représenter le comportement du câble dans le domaine des émissions conduites. De plus, il est impératif que le formalisme utilisé pour le définir soit compatible avec le modèle du convertisseur. L'étude des couplages dans les réseaux de câblage des systèmes est l'une des préoccupations centrale en compatibilité électromagnétique [12, 34-36].

Dans les convertisseurs, les gradients élevés de tension et de courant provoqués par les commutations rapides des interrupteurs génèrent, par l'intermédiaire des câbles de liaison, des contraintes de plus en plus importantes pour les récepteurs [37]. Notons que la circulation de courant HF se propage en deux modes : mode commun et mode différentiel, ces perturbations conduites utilisent les liaisons filaires. Il paraît alors important de modéliser finement les câbles d'énergie. Ceci permettra également d'étudier l'influence des caractéristiques du câble dans la propagation de ces perturbations.

Dans cette partie, la méthode de modélisation des câbles d'énergie proposée est basée sur l'utilisation d'un modèle à constantes réparties dont les paramètres linéiques évoluent avec la fréquence.

Le câble considéré dans cette étude est un modèle typique de câble, constitué de trois conducteurs protégés par caoutchouc (Fig. II-7).

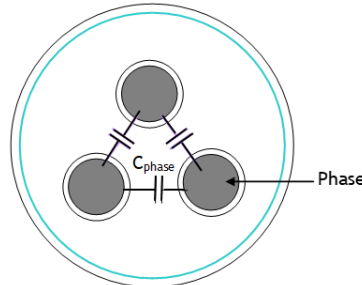


Figure II-7. Caractéristiques géométriques du câble non blindé.

En HF l'effet de peau n'est plus négligeable, alors le courant de la distribution n'est plus constant ; le calcul pour les résistances et les inductances sera plus compliqué que pour le cas de courant continu DC [38, 39]. Pour comprendre l'effet de peau et son influence sur la distribution de courant dans un conducteur ainsi que l'effet sur la résistance et sur l'inductance, nous commençons avec le comportement de la propagation des ondes dans les conducteurs.

II.2.1. Propagation des ondes planes dans les conducteurs

Maxwell a écrit les équations de l'électromagnétisme dans le vide où peuvent exister en un certain point une densité de charge et une densité de courant de charges libres sous les formes suivantes [26] :

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (\text{II-5})$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{II-6})$$

$$\nabla \cdot \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II-7})$$

$$\nabla \cdot \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II-8})$$

Avec :

$$\vec{D} = \varepsilon \cdot \vec{E} \quad (\text{II-9})$$

$$\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E} \quad (\text{II-10})$$

Où ε : la permittivité du milieu et σ : la conductivité.

Pour les matériaux isotropes et homogènes, et à l'aide d'un développement mathématique simple on peut déduire les équations des ondes harmoniques dans les matières conductrices qui peuvent être exprimées comme suit :

$$\nabla^2 \cdot \vec{E} = j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)\vec{E} \quad (\text{II-11})$$

$$\nabla^2 \cdot \vec{H} = j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)\vec{H} \quad (\text{II-12})$$

En mettant la constante de la propagation, sous forme complexe, on peut écrire :

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)} = \alpha + j\beta \quad (\text{II-13})$$

Avec α : constante d'atténuation en Np/m, calculée par :

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\mu\varepsilon}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right)^2} - 1 \right)} \quad (\text{II-14})$$

β : constante de phase rad/m, calculée par :

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{\mu\varepsilon}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right)^2} + 1 \right)} \quad (\text{II-15})$$

Avec cet exemple, considérons le cuivre avec une valeur de conductivité $\sigma_{Cu} = 5.8 \times 10^7$ S/m, et une permittivité de : $\varepsilon_{Cu} = \varepsilon_0 = 8.8854 \times 10^{-12}$ F/m.

Cependant le rapport $\left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right) \gg 1$, donc les constantes α et β peuvent être exprimées par :

$$\alpha = \beta = \omega \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}} \quad (\text{II-16})$$

Les figures II-8 et II-9, représentent respectivement l'évolution des constantes α et β en fonction de la fréquence pour deux matériaux : le Cuivre et l'Aluminium. Nous remarquons qu'avec l'augmentation de la fréquence, α et β augmentent.

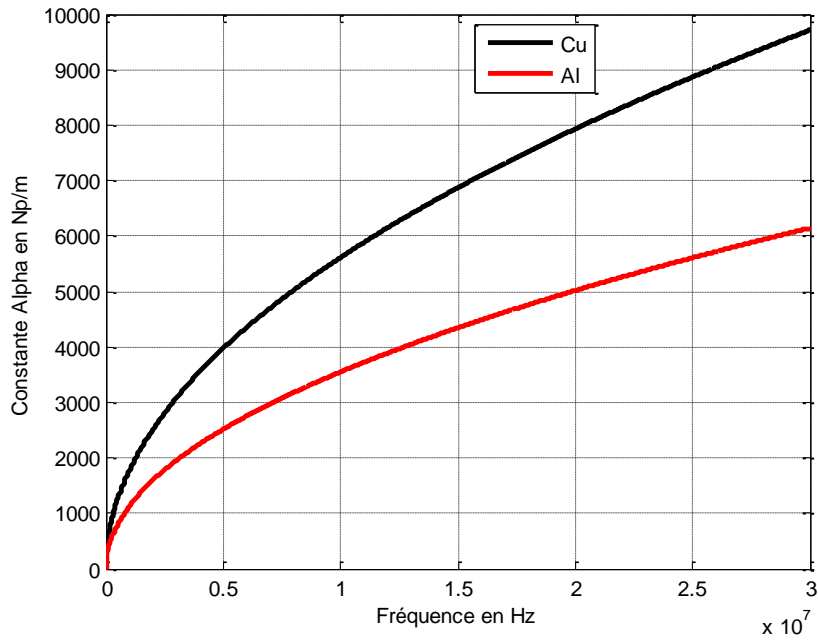


Figure II-8. Evolution de la constante α en fonction de la fréquence.

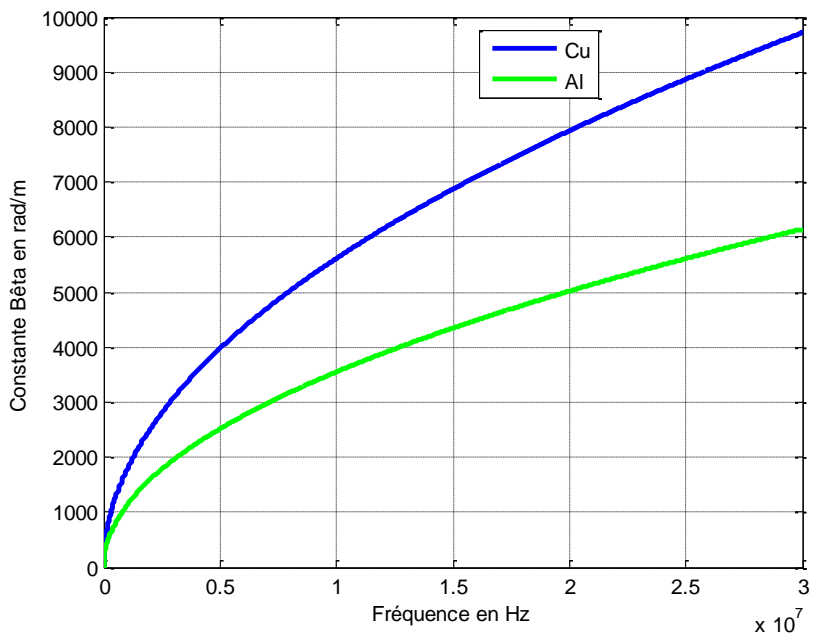


Figure II-9. Evolution de la constante β en fonction de la fréquence.

Les équations (II-11) et (II-12) peuvent être réécrites sous la forme suivante [26] :

$$\nabla^2 \cdot \vec{E} = \gamma^2 \cdot \vec{E} \quad (\text{II-17})$$

$$\nabla^2 \cdot \vec{H} = \gamma^2 \cdot \vec{H} \quad (\text{II-18})$$

La vitesse de la phase et la longueur d'onde dans les bons conducteurs peuvent être calculées comme suit :

$$v = \frac{\omega}{\beta} = \sqrt{\frac{2\omega}{\mu\sigma}} \quad (\text{II-19})$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = 2\pi \sqrt{\frac{2\omega}{\mu\sigma}} \quad (\text{II-20})$$

Dans les figures II-10 et II-11, les grandes différences pour la vitesse de la phase et la longueur d'onde dans les bons conducteurs (tels que le cuivre et l'aluminium), sont clairement visibles. C'est évident que la vitesse de la phase et la longueur d'onde dans les bons conducteurs sont plus petites que ceux dans l'espace libre (l'air). Par exemple, la longueur d'onde électromagnétique à 1 MHz dans l'air est de 300 m, mais il deviendra juste 0,056 mm dans le cuivre, et de 0,089 mm dans l'aluminium.

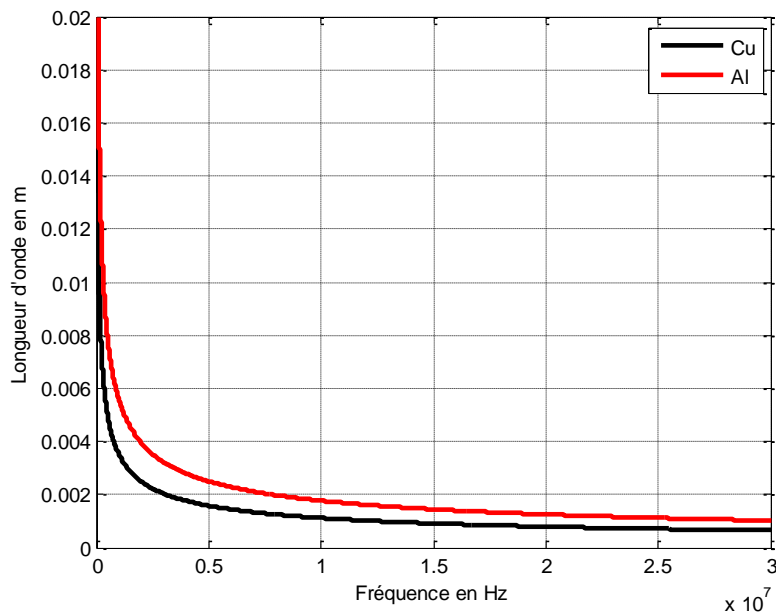


Figure II-10. Longueur d'onde en fonction de la fréquence.

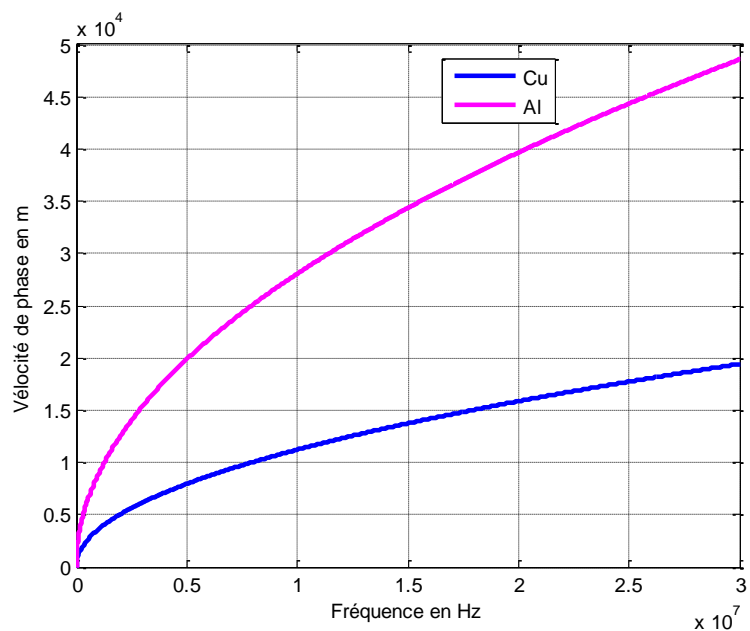


Figure II-11. Vélocité de phase en fonction de la fréquence.

II.2.2. Effet de peau

Ce phénomène n'intervient que dans le domaine de la haute fréquence, il existe pour tous les conducteurs parcourus par des courants alternatifs. Il provoque la décroissance de la densité de courant à mesure que l'on s'éloigne de la périphérie du conducteur. Il en résulte une augmentation de la résistance du conducteur et une diminution importante de l'inductance en fonction de la fréquence. L'épaisseur de peau détermine, en première approximation, la largeur de la zone où se concentre le courant dans un conducteur. Elle permet de calculer la résistance effective à une fréquence donnée. L'épaisseur de peau dans les bons conducteurs est donnée par la formule suivante :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (\text{II-21})$$

Avec δ : épaisseur de peau en mètre [m]

ω : pulsation en radian par seconde [rad/s] ($\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$)

f : fréquence du courant en Hertz [Hz]

μ : perméabilité magnétique en Henry par mètre [H/m]

σ : conductivité électrique en Siemens par mètre [S/m] ($\sigma = 1/\rho$)

ρ : résistivité en ohm-mètre [$\Omega \cdot m$] ($\rho = 1/\sigma$)

A l'aide du développement des équations de Maxwell, on peut voir l'effet de peau dans un conducteur en cuivre et en aluminium (Fig. II-12). Cette figure montre la variation d'épaisseur de peau dans le cuivre en fonction de la fréquence, cette épaisseur diminue rapidement en fréquence.

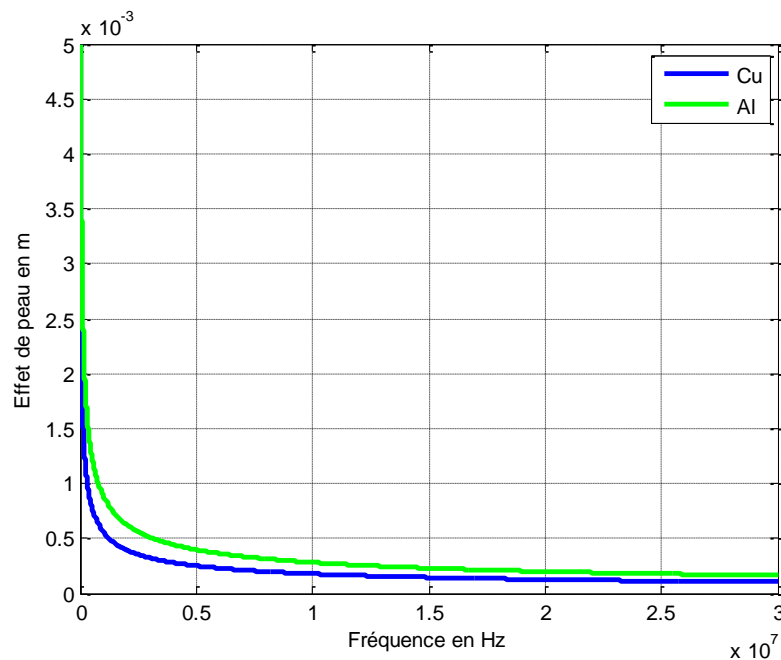


Figure II-12. Effet de peau en fonction de la fréquence.

II.3. IMPORTANCE DE LA MODELISATION DES GENERATEURS DE PERTURBATION

Il est bien connu que les fronts de commutation des grandeurs électriques au niveau de la cellule de commutation sont loin d'avoir la forme rectangulaire. Ceci est dû à plusieurs facteurs comme le comportement fortement non-linéaire des composants semi-conducteurs et à l'imperfection des éléments passifs et de la connectique [40-42]. En pratique, les réponses des modèles de générateurs traduisant les signaux de puissance au sein d'une cellule sont représentés par une forme trapézoïdale. Cette forme d'onde simplifiée est caractérisée par un temps de montée, un temps de descente et une période de découpage. Ces termes déterminent l'enveloppe du spectre et mettent en évidence l'étendue spectrale du signal. Plus les temps de commutation sont faibles, plus le spectre est étendu vers les hautes fréquences et plus le couplage entre l'environnement et la source de perturbation devient critique. Physiquement, les phases de transition ne sont jamais aussi brutales et la dérivée ne peut subir cette discontinuité.

A chaque commutation des interrupteurs de puissance, des phénomènes de résonance apparaissent et les signaux parasites qui en découlent se présentent sous la forme de régimes oscillatoires [43, 44]. Ces perturbations peuvent prendre deux formes distinctes : les perturbations dites conduites et celles dites rayonnées. Les signaux parasites émis par la source sont propagés vers la source d'énergie (ou vers la charge) qui est désignée par le terme de « victime ».

Le couplage est dit proche lorsque la source et la victime sont voisins avec ou sans liaison galvanique et il peut être de nature capacitive, inductive ou résistive. Les outils d'analyse font appel à des modèles de type « circuits » où les couplages parasites sont représentés par des capacités, des inductances ou des résistances (dans le cas de liaisons galvaniques directes). Ce type de perturbations est donc appelé perturbations conduites [45-47]. Elles se propagent vers la source d'énergie et vers la charge par l'intermédiaire des câbles et des lignes d'alimentation selon deux modes : mode différentiel et mode commun. En mode différentiel, le courant se propage sur l'un des conducteurs et revient sur l'autre conducteur en sens inverse. En mode commun, le courant se propage en phase sur tous les conducteurs et se reboucle par les circuits de masse ou de terre via les capacités parasites. Dans l'ensemble des travaux de recherche présentés dans cette thèse, on s'intéresse uniquement à la problématique des perturbations électromagnétiques conduites.

II.4. APPROCHE CEM DANS LES SYSTEMES D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

Dans les systèmes électriques actuels, l'électronique de puissance est de plus en plus utilisée pour conditionner l'énergie électrique [48]. Les convertisseurs statiques ont subi une évolution technologique importante notamment pour augmenter leur rendement et leur compacité. Ces performances sont essentiellement dues à l'accroissement de la rapidité des interrupteurs électroniques qui permet une réduction des pertes par commutation (absence de circuit d'aide à la commutation) et l'apparition de techniques de ciblage nouvelles [49, 50]. Cependant, l'implantation technologique de

ces composants modernes n'est pas sans poser quelques problèmes de compatibilité électromagnétique (perturbations de l'environnement et auto-perturbation).

La conception moderne de convertisseurs statiques ne permet plus d'ignorer les principes et les règles élémentaires de compatibilité électromagnétique (CEM) que ce soit dans la phase d'élaboration de prototype ou de pré-industrialisation [17]. C'est pourquoi les concepteurs de convertisseurs statiques s'intéressent à la compatibilité électromagnétique de leurs systèmes.

II.4.1. Eléments générateurs de la pollution EM

Le schéma électrique du convertisseur ne suffit pas à expliquer les formes d'ondes réellement observées et à fortiori les perturbations électromagnétiques qui en résultent. En effet, le câblage et la topologie vont introduire des éléments parasites et des couplages [15].

Il est donc nécessaire d'introduire deux types de composants parasites dans le schéma du convertisseur :

A) Composants parasites de type « circuit » : inductances de câblage, capacités de semi-conducteur, imperfections inductives ou capacitives des composants passifs. Ils modifient les formes d'onde théoriques du convertisseur et créent les régimes parasites souvent oscillatoires à une fréquence élevée [49]. Ils se superposent aux formes d'ondes théoriques et interviennent directement sur le courant absorbé en mode différentiel.

B) Composants parasites de couplage : dans les structures étudiées, ils sont constitués essentiellement par les capacités boîtier-radiateur des semi-conducteurs ou de câblage vis-à-vis du châssis. Ces éléments sont répartis, mais leur rôle est prépondérant vis-à-vis des équipotentielles à forts dV/dt dans la structure [52, 53].

II.4.2. Mécanismes électriques de génération des perturbations

Les perturbations électromagnétiques apparaissant durant la commutation résultent de deux effets :

- les conducteurs soumis à dV/dt et dI/dt deviennent sources de courants, tensions et champs parasites ;
- le fonctionnement (commutation) du convertisseur détermine les régimes dynamiques de dV/dt et dI/dt , donc toutes les excitations des circuits parasites.

II.4.3. Cellule de commutation

La conversion statique d'énergie électrique (alimentation à découpage, redresseur, etc...) est basée sur le principe de la cellule de commutation. La forte augmentation des performances des composants actifs (vitesse de commutation), la multiplicité des structures de conversion et le développement de nouvelles techniques de commande en sont les causes principales, et conditionnent directement la signature CEM des convertisseurs statiques.

D'où le convertisseur statique, par son fonctionnement en découpage, produit des variations brusques de tension et de courant [54, 55]. Ces variations sont à l'origine de parasites, appelés perturbations électromagnétiques, qui se propagent de manière involontaire au sein du circuit et/ou vers son extérieur. Ces perturbations s'ajoutent aux signaux utiles et nuisent au fonctionnement normal du circuit et celui des appareils du voisinage. Ainsi, chaque système peut être vu comme émetteur ou récepteur des perturbations, on parle d'émission et de susceptibilité.

II.4.4. Topologie et identification des types de pollution EM

Dans une alimentation à découpage, les composants de puissance sont considérés comme les seules sources de pollution EM. Donc, c'est la cellule de commutation qui génère les perturbations EM. Les deux grandeurs électriques, courant et tension, varient à chaque commutation dans les deux éléments, MOSFET (ou IGBT) et diode. Ces grandeurs présentent de nombreux harmoniques HF [54]. La variation de ces grandeurs électriques est à l'origine de la pollution électromagnétique :

- ✓ la commutation du courant crée des perturbations de mode différentiel,
- ✓ la commutation de la tension génère des courants HF de mode commun que nous retrouvons dans les composants parasites,
- ✓ la somme de la pollution de mode différentiel et de mode commun donne la pollution EM totale générée par l'élément sous test.

Donc, pour modéliser la pollution de type mode différentiel, il faut utiliser des sources de courant ayant la forme du courant commuté. Pour modéliser la pollution de mode commun, il faut prendre des sources de tension ayant la forme de la variation de tension. La figure II-13 représente les générateurs de pollution [18].

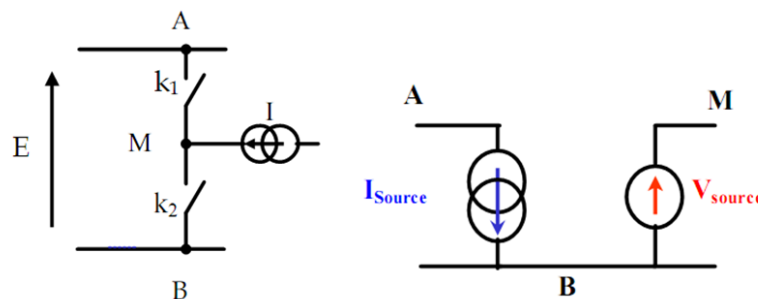


Figure II-13. Définition des sources de perturbations [11].

Ce modèle peut être complété en intégrant les éléments parasites de la structure tels que les capacités parasites des interrupteurs bloqués et les inductances parasites des connexions des éléments actifs.

Dans ce qui suit, nous allons présenter les modèles des éléments de la cellule de commutation, allant du modèle le plus simple au plus complexe, qui nous permettront de calculer les perturbations électromagnétiques conduites pour des fréquences allant jusqu'à 30 MHz.

II.5. MODELES DES ELEMENTS ACTIFS

L'interrupteur est le point commun de toutes les structures d'électronique puissance. Celui-ci sert au découpage des grandeurs électriques. Il fonctionne en commutation entre l'état ouvert (bloqué) et fermé (passant). La fermeture (mise en conduction) désigne le passage de l'état bloqué à l'état passant, et l'ouverture (mise au blocage), le passage de l'état passant à l'état bloqué. Ces composants sont classés suivant leurs phénomènes physiques en deux grandes familles : les composants bipolaires, comme la diode PIN et le transistor bipolaire, qui mettent en jeu l'effet de modulation de la conductivité permettant ainsi de réduire les chutes de tension lors de leur conduction et les composants unipolaires, comme la diode Schottky et les transistors MOS, qui eux ne mettent en jeu qu'un seul type de porteurs.

Le choix des composants est souvent délicat, car la réduction de la chute de tension à l'état passant est accompagnée par une dégradation des performances dynamiques. Il existe, dans la littérature, plusieurs modèles pour représenter le comportement des semi-conducteurs. Le modèle adéquat est choisi suivant les phénomènes que l'on cherche à modéliser (CEM, pertes, dynamique, etc...).

Nous nous en tiendrons au minimum nécessaire pour présenter de façon simple, un comportement réaliste durant les phases de transition afin de mettre en évidence les principaux phénomènes, tels que les oscillations de tension et de courant, ou les phases de recouvrement lors des différentes commutations.

II.5.1. Diode

La diode est un composant très fréquemment utilisé en électronique de puissance. Elle comporte deux régions P (anode) et N (cathode) et qui ne laisse passer le courant que dans un seul sens, de l'anode vers la cathode. La diode est un interrupteur non commandable très fréquemment utilisé, non seulement indispensable mais omniprésent dans les systèmes d'électronique de puissance.

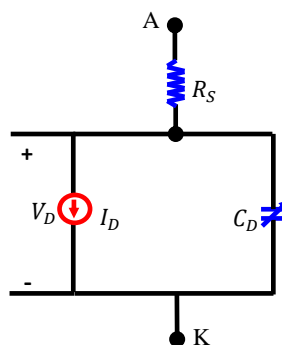


Figure II-14. Schéma électrique équivalent de diode.

Dans le modèle de la figure II-14, R_S représente la résistance d'accès à la jonction, C_D la somme (connaît deux contributions : une partie constituée par la capacité de jonction, et une partie qui est censée prendre en compte les phénomènes transitoires)

des phénomènes capacitifs de la diode, et I_D la source de courant qui dépend de la tension de jonction de la diode V_D .

Pour l'identification des caractéristiques dynamiques des diodes, nous avons utilisé le circuit présenté dans la figure II-15. L'inductance L_D représente les inductances parasites globales dans le circuit. Ce circuit réalise la commutation d'une cellule MOSFET-Diode, dans laquelle l'interrupteur T est un transistor MOSFET de type IRF720. Une diode de type BYV72E a été utilisée.

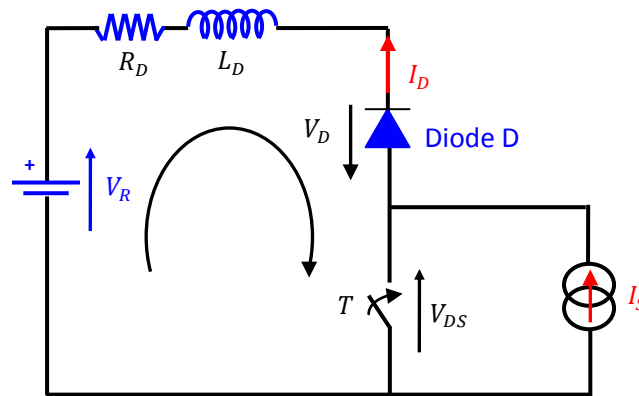


Figure II-15. Schéma de l'identification des paramètres d'une diode.

Selon le schéma présenté dans la figure II-15, on peut établir l'équation qui décrit la maille de ce circuit et on obtient :

$$V_R = L_D \cdot \frac{di(t)}{dt} - V_D + V_{DS} \quad (\text{II-22})$$

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

$$V_R = L_D \cdot \frac{di(t)}{dt} - V_D \quad (\text{II-23})$$

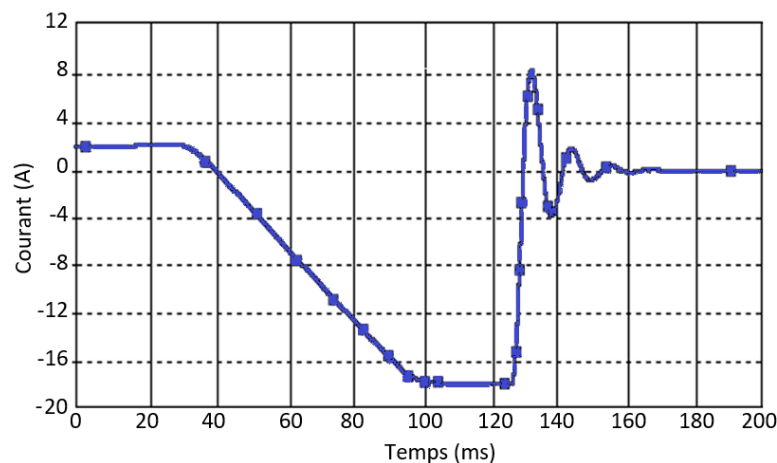


Figure II-16. Courant I_D à l'ouverture de la diode.

Dans la figure II-16 nous représentons les variations temporelles au blocage de la diode. La figure II-17 illustre le phénomène de recouvrement inverse sur le courant lors du blocage de la diode.

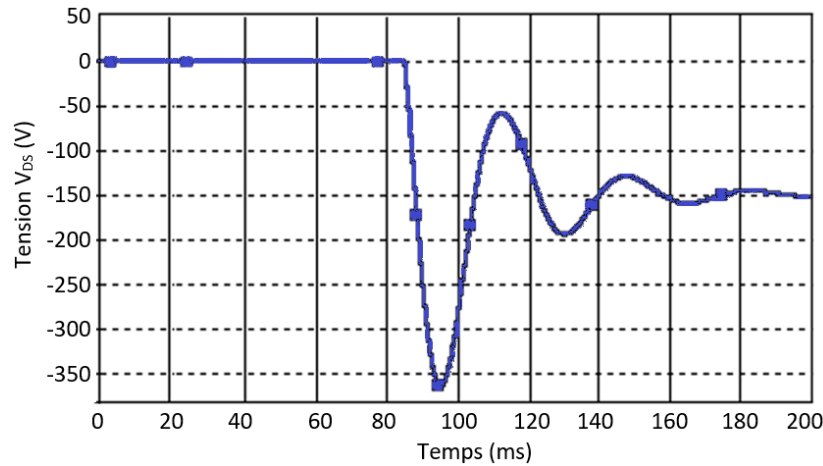


Figure II-17. Tension V_{DS} à l'ouverture de la diode.

A partir des comportements temporels (Fig. II-16 et Fig. II-17), la conduction du MOSFET (T : interrupteur fermé, $V_{DS} = 0$), le courant dans la diode commence à décroître depuis la valeur $I_S = I_D$ avec une pente $\frac{di(t)}{dt} = \frac{V_R}{L_D}$ imposée par l'inductance L_D (V_D est négligeable par rapport à V_R).

En fin de recouvrement, la diode se comporte alors comme une capacité non linéaire en série avec l'inductance et la résistance du circuit, ce qui donne une réponse oscillatoire amortie du système avec une décroissance rapide du courant. D'après ces résultats, il apparaît clairement le phénomène oscillatoire transitoire dont la période est de l'ordre de la centaine de ms.

Il est très intéressant d'identifier l'évolution de la capacité de jonction C_D en fonction de la tension V_{DS} à ses bornes. La capacité de jonction C_D , dépend de la capacité de jonction C_{D0} (pour V_{DS} nulle). La figure II-18 montre l'évolution de la capacité de jonction C_D de la diode en fonction de la tension V_{DS} .

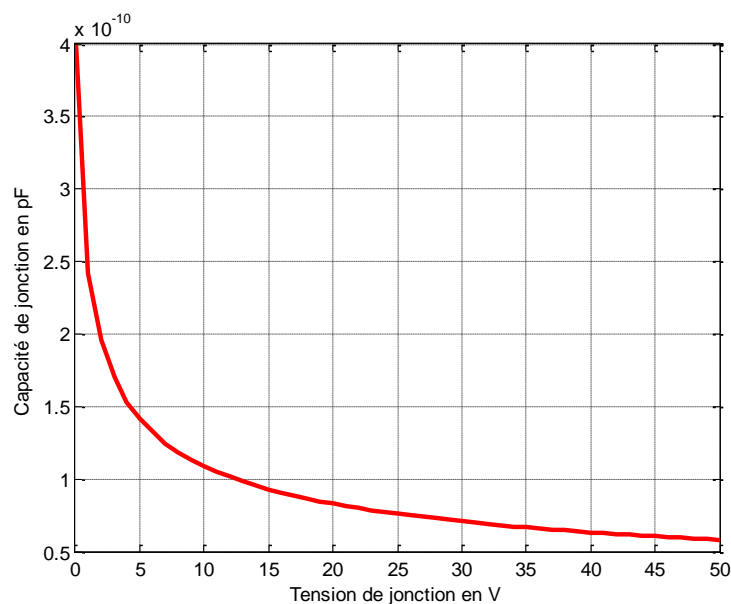


Figure II-18. Evolution de la capacité de jonction C_D en fonction de tension V_D

II.5.2. Transistor MOSFET

Bien que le MOSFET soit un composant beaucoup plus récent que la diode. Le MOSFET "Metal Oxide Semi-conductor Field Effect Transistor" est un composant de puissance très communément répandu en électronique de puissance. Basé sur le transistor à effet de champ [57].

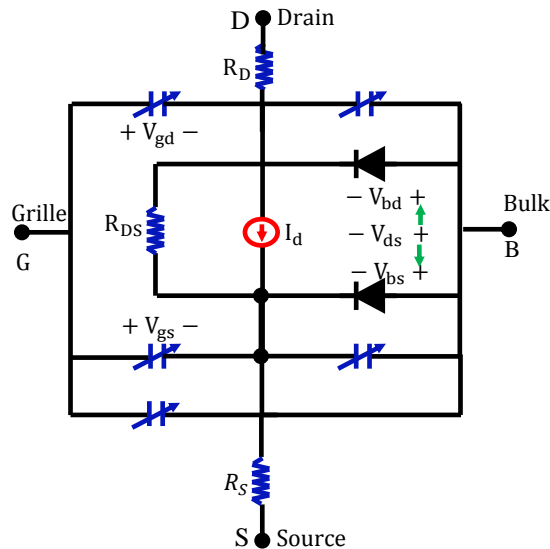


Figure II-19. Modèle pour un Transistor MOSFET.

Il est couramment utilisé pour sa capacité à travailler à des fréquences élevées et son faible courant de commande de gâchette. Le modèle généré d'un MOSFET canal-n est illustré à la figure II-19.

La figure II-20 montre le circuit utilisé pour identifier les caractéristiques dynamiques du MOSFET. Dans ce circuit, l'inductance L_D représente l'inductance parasite globale dans le montage qui provoque l'oscillation à l'ouverture de MOSFET.

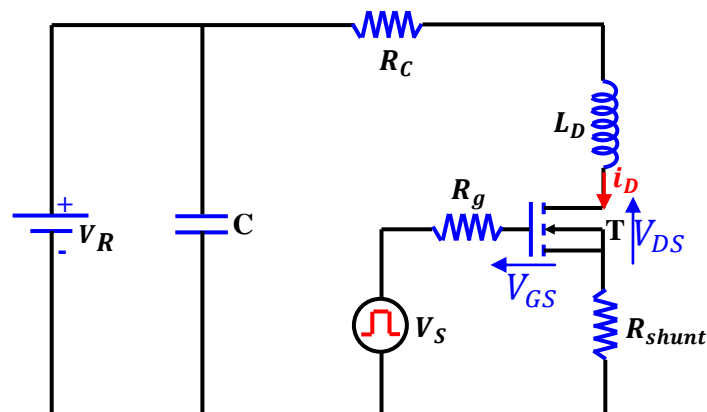


Figure II-20. Schéma de l'identification des paramètres dynamiques du MOSFET.

Selon le schéma présenté dans la figure II-20, on peut établir les équations qui décrivent la maille de ce circuit. L'ouverture du MOSFET débute avec une décroissance

de la tension de commande jusqu'au zéro. Par conséquent la tension aux bornes de ce composant augmente de 0 volt jusqu'à V_R . Dans cette phase, la vitesse de croissance du courant peut s'exprimer par la relation (II-24) liant les tensions V_{DS} , V_R et les résistances R_C , R_{shunt} .

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{V_R - V_{R_C} - V_{R_{shunt}} - V_{DS}}{L_D} \quad (\text{II-24})$$

Les comportements temporels du courant et de la tension aux bornes du MOSFET lors de leur ouverture sont présentés respectivement dans les figures II-21 et II-22.

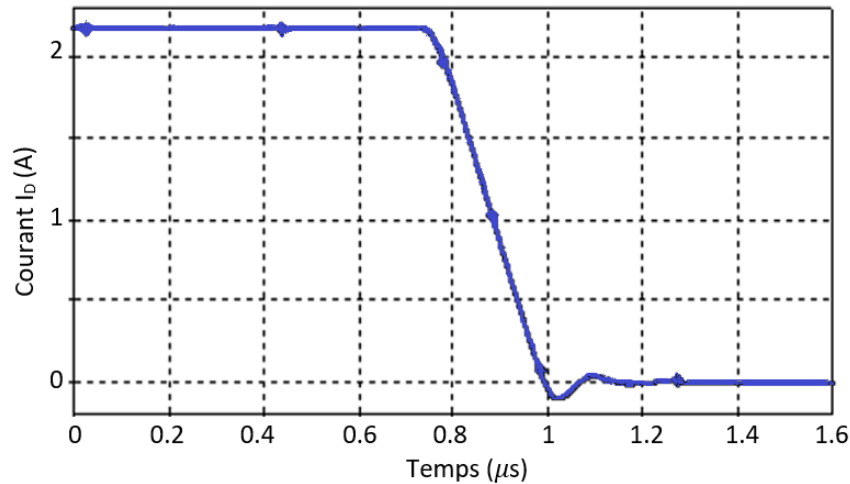


Figure II-21. Courant I_D à l'ouverture du MOSFET.

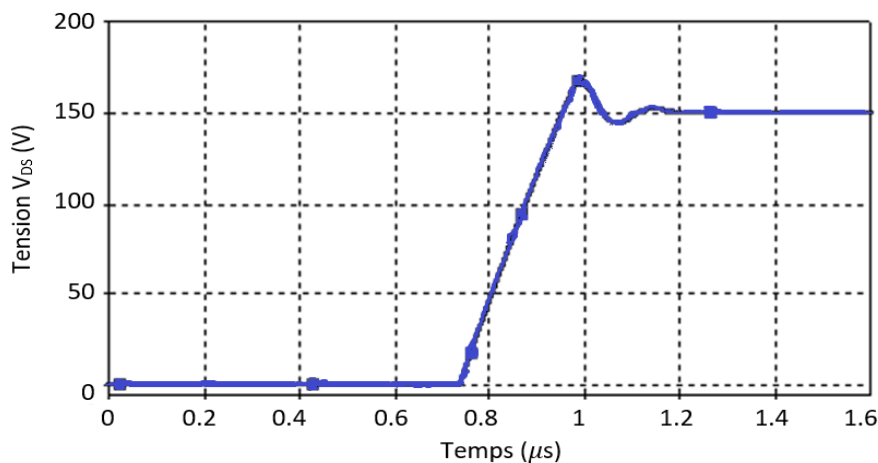


Figure II-22. Tension V_{DS} à l'ouverture du MOSFET.

A partir des résultats illustrés dans les figures ci-dessus nous remarquons que la commutation du MOSFET provoque une surtension avec un dépassement $V_{MAX} = 166$ V et un temps de commutation t_c très réduit, de l'ordre de ns qui implique des dv/dt et di/dt très importants. En plus, un phénomène oscillatoire apparaît après l'ouverture du MOSFET. Ce phénomène est expliqué par l'effet de l'inductance de connexion dans le circuit. On peut dire alors que les phénomènes oscillatoires et à front raide du courant et

de la tension sont à l'origine des perturbations électromagnétiques dans les dispositifs électroniques.

II.5.3. Transistor IGBT

L'IGBT "Insulated Gate Bipolar Transistor" a pris une importance énorme pour arriver à l'heure actuelle à concurrencer tous les autres interrupteurs de puissance. En effet, l'IGBT est l'un des composants en électronique de puissance le plus utilisé actuellement.

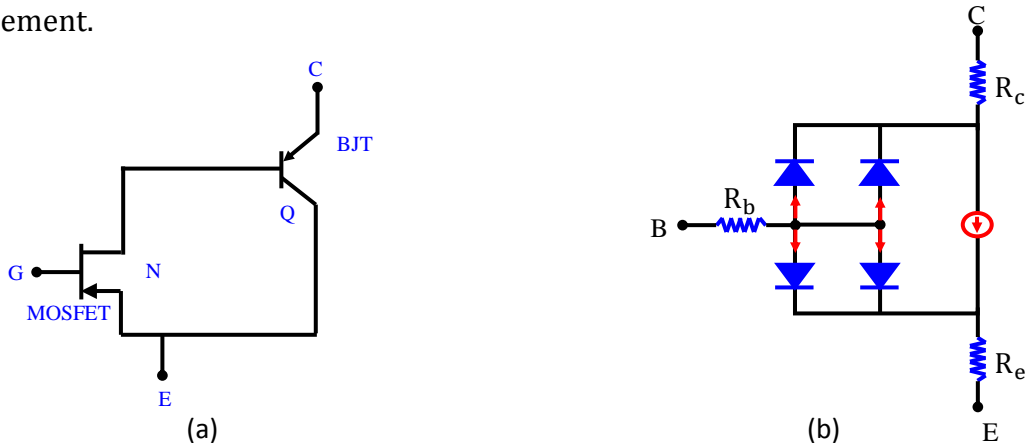


Figure II-23. Modèle pour les Transistors (a) IGBT et (b) BJT.

Il est présent dans les domaines de la moyenne et forte puissance. Il associe les avantages des transistors BJT "Bipolar Jonction Transistor" (tensions et courants élevés) et ceux des transistors MOSFET (rapidité des commutations, énergie de commande faible).

Nous avons rappelé le comportement dynamique de l'IGBT de puissance dans une cellule de commutation. Cela nous a permis de définir les paramètres transitoires de ce dernier pour représenter la phase de commutation.

Les figures II-24 et II-25 représentent les caractéristiques transitoires du courant et de la tension successivement, à l'ouverture d'un transistor IGBT.

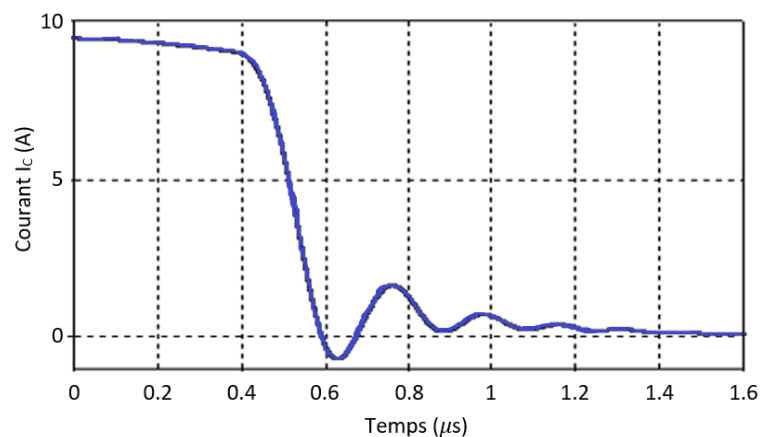


Figure II-24. Courant I_C à l'ouverture de l'IGBT.

Plusieurs aspects du comportement dynamique d'un IGBT sont similaires à ce que l'on obtient avec un transistor MOSFET, surtout dans cette étude nous avons utilisé la

même cellule de commutation, donc la forme de l'onde du courant et de la tension aux bornes de transistor reste similaire à celle du MOSFET, ce qui change se sont les amplitudes et les fréquences de ces ondes.

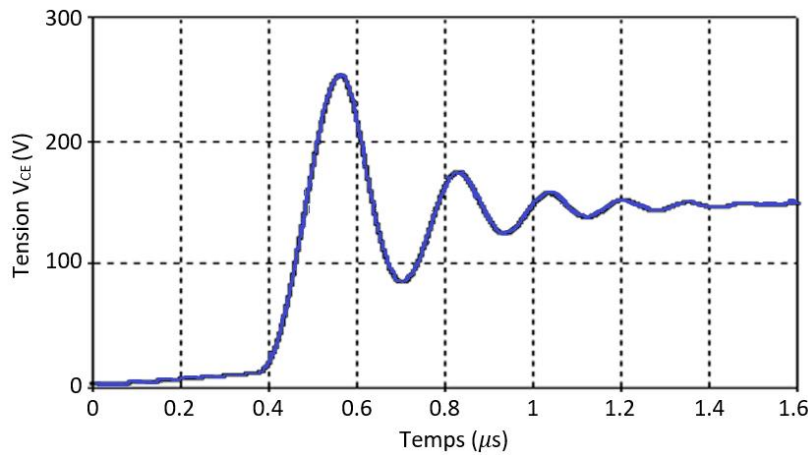


Figure II-25. Tension V_{CE} à l'ouverture de l'IGBT.

II.6. CONCLUSION

Pour la plupart des modèles CEM de convertisseurs statiques, il nécessite de prendre en considération les chemins de propagation associés. Cette configuration a pour conséquence de ramener des composants parasites. Pour l'analyse des interférences électromagnétiques produites par les convertisseurs ; il est nécessaire d'utiliser un modèle précis des différents éléments constituant le système. Il est donc nécessaire de s'intéresser aux conséquences des commutations qu'imposent les semi-conducteurs via la structure des pistes de circuits imprimés, les fils de connexion et la présence des composants passifs qui ont des caractéristiques variables en fonction de la fréquence.

Nous avons montré dans ce chapitre les comportements des composants passifs tels que : la résistance, le condensateur et l'inductance. Le modèle que nous recherchons doit permettre de représenter le comportement du câble dans le domaine des émissions conduites est exposé. Dans la deuxième partie de ce chapitre nous avons étudié les caractéristiques dynamiques des trois familles de composants très utilisables dans l'électronique de puissance à savoir : la diode, le MOSFET et l'IGBT.

De plus, la prise en compte des éléments parasites des composants de puissances, les fils de connexion et les pistes de circuits imprimés fait apparaître des régimes oscillatoires rapides sur le courant absorbé ou sur la tension des interrupteurs, avec des conséquences importantes sur le spectre comme représenté sur les figures précédentes, en plus, ces éléments parasites sont considérés comme des supports idéaux et efficaces à la propagation des perturbations électromagnétiques dans un dispositif électronique.

L'étape suivante, est l'étude du comportement CEM d'une structure PFC avec le RSIL, sujet qui va être traité dans le chapitre suivant.

CHAPITRE III

ÉTUDE DU COMPORTEMENT CEM D'UNE STRUCTURE PFC

« Chaque jour à sa science qu'il t'offre »

Anne Barratin



CHAPITRE III

ÉTUDE DU COMPORTEMENT CEM

D'UNE STRUCTURE PFC

Les convertisseurs d'électronique de puissance sont de plus en plus utilisés dans les domaines industriels et domestiques. A l'heure actuelle, la conception de ces dispositifs devient un enjeu important dans les entreprises, car les prototypes sont coûteux et la phase de conception, qui se complique de plus en plus avec l'augmentation des contraintes, repose principalement sur l'expérience des ingénieurs. Ainsi, le besoin d'une démarche de conception par optimisation deviendra une préoccupation primordiale du monde industriel. Dans ce contexte, nous avons choisi une structure PFC (Power Factor Correction) comme un support significatif d'étude car elle regroupe la plupart des aspects qui intéressent le concepteur des alimentations à découpage actuelles, ce qui nécessite une analyse des performances en basse fréquence vis-à-vis de l'absorption sinusoïdale et en haute fréquence vis-à-vis de la compatibilité électromagnétique (CEM). Pour les aspects encombrement, pertes et thermique, elle contient à la fois des éléments passifs et actifs.

Dans notre étude, une vision de système est adoptée : chacun des sous-systèmes est modélisé par son impédance et éventuellement une source de tension équivalente. Pour plus de clarté, l'étude proposée se déroule en deux temps. Dans un premier temps, une brève description sur les modèles CEM dans les structures ; un redresseur en pont de diodes et un hacheur. Le but de l'approche proposée est d'effectuer la modélisation de notre système. Elle est soit issue de l'ingénierie du CEM, soit de l'électronique de puissance, et parfois des deux. Cette approche simple et efficace permet de prédire directement des niveaux d'émission dans le domaine fréquentiel sans effectuer de FFT (Fast Fourier Transform). Dans un deuxième temps, nous focaliserons une partie de ce chapitre sur l'impact CEM du pont de diodes, qui peut être considéré comme générateur

de pollution électromagnétique à HF à cause du recouvrement des diodes, la deuxième partie a comme objectif d'élaborer un modèle équivalent de notre système, capable de rendre compte, de façon acceptable, le niveau de perturbations.

III.1. FACTEUR DE PUISSANCE ET TAUX DE DISTORSION HARMONIQUE (THD)

Le facteur de puissance F_p est défini par le rapport de la puissance active P à la puissance apparente S [24].

$$F_p = \frac{P}{S} \quad (\text{III-1})$$

Pour une tension et un courant purement sinusoïdaux, la définition classique est donnée par :

$$F_p = \cos\varphi \quad (\text{III-2})$$

Nous cherchons alors une tension et un courant de ligne la plus proche possible de la sinusoïde que possible. Dans le cas où les harmoniques sont très importants, le facteur de puissance est exprimé par l'équation suivante : [31, 32]

$$F_p = \frac{V_{eff} I_{1,eff} \cos\varphi}{V_{eff} I_{eff}} = \frac{I_{1,eff}}{I_{eff}} \cos\varphi = K_p \cos\varphi \quad (\text{III-3})$$

Donc le facteur devient égale à :

$$K_p = \frac{I_{1,eff}}{I_{eff}} \quad (\text{III-4})$$

Avec : $K_p \in [0,1]$

La définition de ce facteur en tant que facteur de distorsion dans les termes électriques et électroniques, ce qui le considère comme synonyme de facteur de distorsion de la somme des harmoniques du courant de ligne, ce dernier est donné par l'équation suivante : [17, 18].

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{n,eff}^2}}{I_{1,eff}} \quad (\text{III-5})$$

La relation entre le facteur K_p et le THD_i est donné alors par :

$$K_p = \frac{1}{\sqrt{1+THD_i^2}} \quad (\text{III-6})$$

III.2. REDRESSEUR EN CONDUCTION CONTINUE

Les redresseurs sont des convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent directement la conversion alternatif-continu. Ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie.

Puisque l'énergie électrique est presque toujours générée et distribuée sous forme alternative, les redresseurs ont un très vaste domaine d'applications. La généralisation de l'utilisation des alimentations de puissance engendre des perturbations sur le réseau

qui peuvent être quantifiées par le facteur de puissance F_p , le taux de distorsion harmonique THD et par la pollution électromagnétique en mode conduit et en mode rayonné [29].

La structure étudiée est celle utilisée dans notre alimentation (Fig. III-1). Dans la plupart des circuits électriques, le pont redresseur de diodes est précédé naturellement par le réseau d'alimentation, et par un système de filtrage anti-harmonique basses fréquences et/ou hautes fréquences [28]. Les courants dans les diodes sont constitués d'impulsions dont les formes d'ondes, les amplitudes et les durées dépendent fortement de l'impédance du réseau. Le pont est alimenté à travers un RSIL dont les inductances s'ajoutent naturellement à celle de la ligne. La charge est constituée d'un condensateur placé en parallèle avec une résistance, permettant d'absorber les variations de courants et de stabiliser ainsi la tension du bus continu [28, 29].

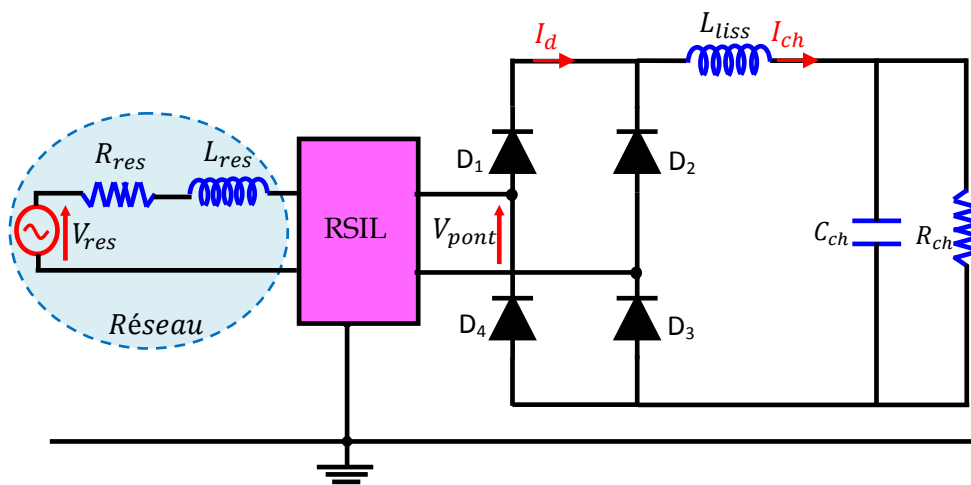


Figure III-1. Schéma d'un pont de diodes et de ses circuits amont et aval.

La coupure brutale du courant imposée par la commutation des diodes excite le circuit oscillant que nous avons défini précédemment. Ces oscillations sont ainsi dépendantes de l'inductance du réseau sur laquelle nous n'avons malheureusement que peu d'influence.

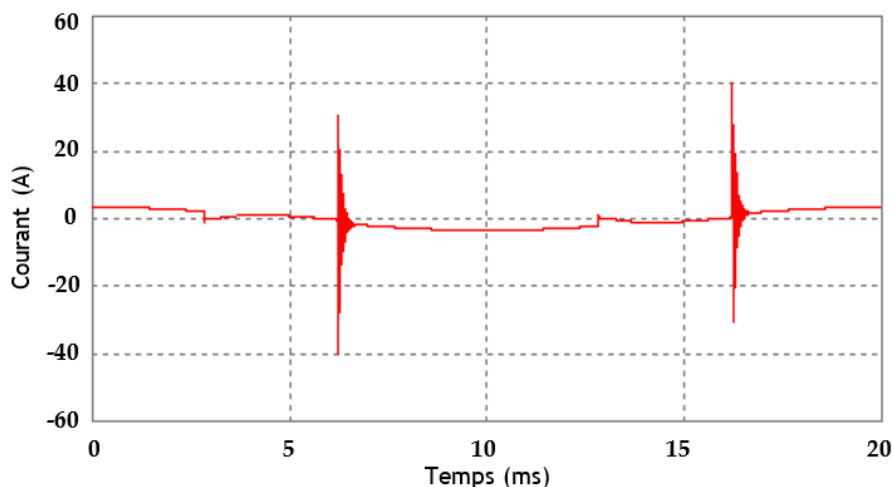


Figure III-2. Représentation du courant dans les branches du RSIL.

A l'instant de blocage des diodes, des oscillations similaires à celles des courants parasites circulant dans les branches du RSIL (Fig. III-2) se manifestent également au niveau de la tension à l'entrée du pont de diodes, comme le montre la figure III-3.

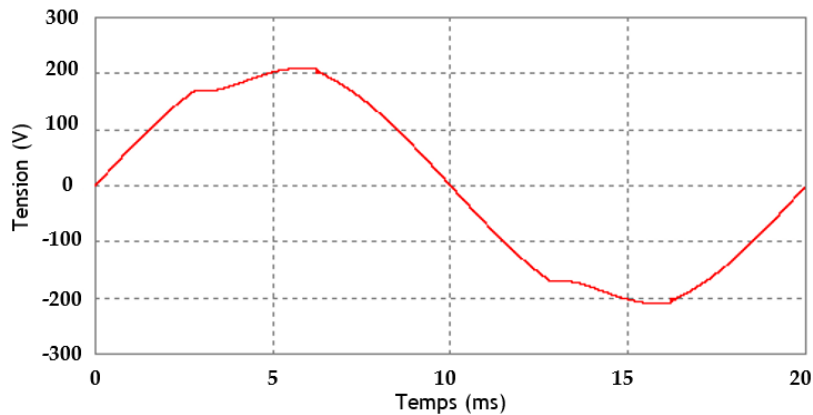


Figure III-3. Tension à l'entrée du pont.

Ces oscillations se propagent de la même façon sur le courant du réseau I_{res} . La représentation temporelle de cette tension montre clairement la forte variation de la dérivée du courant, qui se traduit par un saut de tension important suivant la valeur de l'inductance considérée. Durant la conduction des diodes, la tension à l'entrée du redresseur est égale à la tension continue, et c'est l'impédance de ligne qui compense la différence de la tension avec celle du réseau [54].

III.2.1. Etude du modèle basse fréquence

Le modèle simple présenté sur la figure III-4 permet de déterminer la tension aux bornes du condensateur et le courant absorbé par le pont de diode et sa charge ; ce dernier étant relativement peu chargé en harmoniques, ce modèle peut être alors qualifié de modèle en basse fréquence.

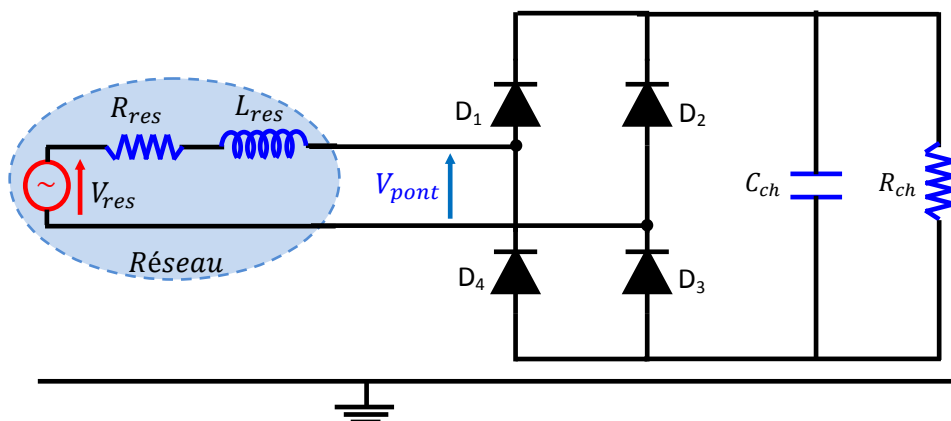


Figure III-4. Modèle simple en basse fréquence.

III.2.2. Mise en équation de la conduction des diodes

La symétrie du système ainsi que le redressement bi-alternance permet de restreindre l'étude à une demi-période du réseau. La diode est modélisée dans son état

passant par une résistance de faible valeur. Les inductances du réseau fictif et celles du câble sont regroupées pour former l'inductance de ligne L_{res} , et la démarche est réalisée pour les résistances R_{res} [28], comme le montre la figure III-5.

A partir de ce schéma simplifié, nous avons pu établir les relations différentielles du second ordre présentées à la figure III-5.

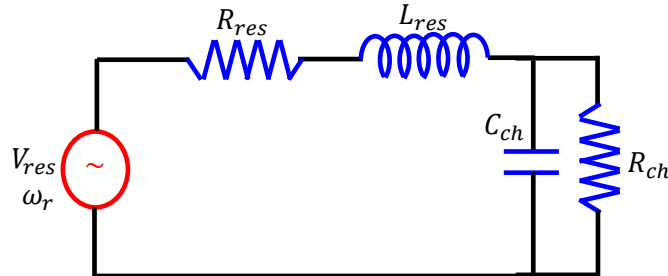


Figure III-5. Schéma simplifié du redresseur.

$$V_{res} \sin(\omega_r t) = L_{res} C_{ch} \frac{d^2 V_c(t)}{dt^2} + \left(\frac{L_{res}}{R_{ch}} + R_{res} C_{ch} \right) \frac{dV_c(t)}{dt} + \left(\frac{R_{res}}{R_{ch}} + 1 \right) V_c(t) \quad (\text{III-7})$$

La solution générale est alors donnée par la relation (III-8) :

$$V_c(t) = A \cdot e^{-\alpha t} \cdot \cos(\beta \cdot t - \phi) + V_{res} |G| \cdot \sin(\omega_r t + \psi + \theta) \quad (\text{III-8})$$

Avec :

$$|G| = \frac{1}{\sqrt{(c - a \cdot \omega_r^2)^2 + (b \cdot \omega_r)^2}} \quad (\text{III-9})$$

$$\psi = -\arctan\left(\frac{b \cdot \omega_r}{c - a \cdot \omega_r^2}\right) \quad (\text{III-10})$$

$$a = C_{ch} \cdot L_{res} \quad (\text{III-11})$$

$$b = \frac{L_{res}}{R_{ch}} + R_{res} \cdot C_{ch} \quad (\text{III-12})$$

$$c = 1 + \frac{R_{res}}{R_{ch}} \quad (\text{III-13})$$

III.2.3. Mise en équation du système à l'état bloqué des diodes

Tant que le courant de ligne est positif, l'énergie est fournie par le réseau, ce qui permet au condensateur de se charger. Dès que ce courant s'annule, les diodes se bloquent. La charge et le réseau sont alors déconnectés, ce qui entraîne la décharge du condensateur dans la résistance. Ces différentes phases sont représentées sur la figure III-6. Durant la phase de blocage, le courant de ligne (I_L) reste nul. La tension du réseau est alors reportée à l'entrée du pont de diodes (θ : représente le retard d'amorçage des diodes).

Durant la phase de blocage des diodes, la tension du condensateur de sortie est régie par l'équation différentielle suivante :

$$\frac{dV_c(t)}{dt} + \frac{V_c(t)}{C_{ch} \cdot R_{ch}} = 0 \quad (\text{III-14})$$

Cette équation différentielle du premier ordre a comme solution :

$$V_c(t) = K \cdot e^{-\frac{t}{C_{ch} \cdot R_{ch}}} \quad (\text{III-15})$$

K représente la constante d'intégration.

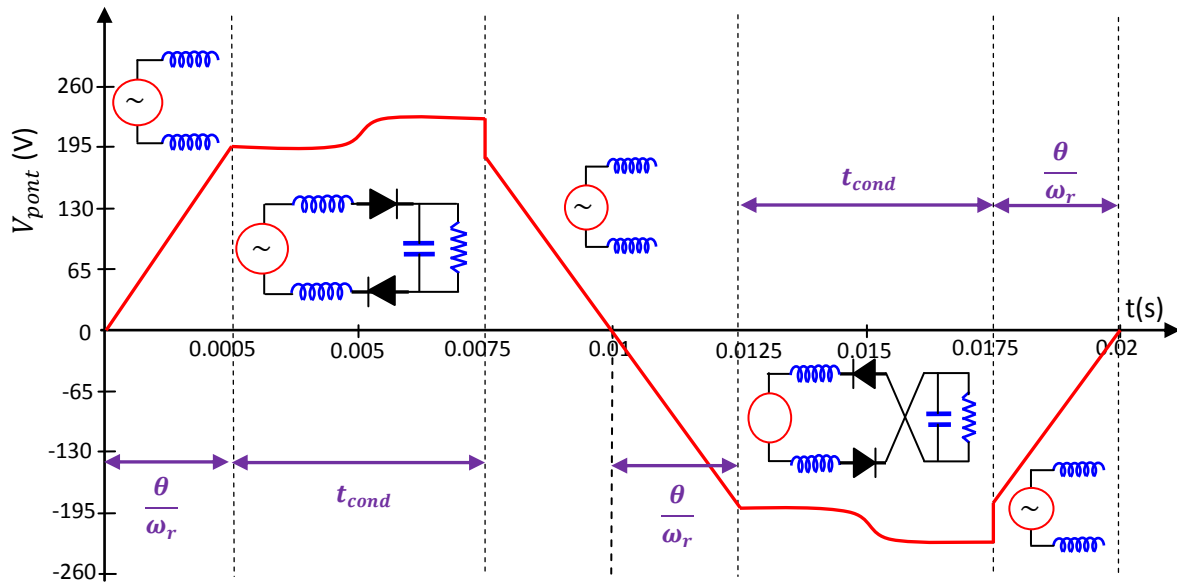


Figure III-6. Tension à l'entrée du pont de diodes.

La solution $V_c(t)$ devient valide, dès que les diodes se bloquent. A cet instant, la tension aux bornes du condensateur vaut : V_c , et $t = t_{cond}$. Le temps t_{cond} permet alors de rester synchronisé avec la tension du réseau. Si la mise en conduction des diodes représente toujours l'origine des temps ($t_0 = 0$), alors la tension ainsi que le courant du condensateur dans cette phase s'écrivent :

$$V_c(t) = V_c \cdot e^{-\frac{t-t_{cond}}{C_{ch} \cdot R_{ch}}} \quad (\text{III-16})$$

$$I_c(t) = \frac{V_c}{R_{ch}} \cdot e^{-\frac{t-t_{cond}}{C_{ch} \cdot R_{ch}}} \quad (\text{III-17})$$

III.3. MISE EN EQUATION DU SYSTEME A L'ETAT BLOQUE DES DIODES

III.3.1. Définition de la source de perturbation

Cette partie est consacrée à l'étude des perturbations générées par le pont de diodes. Sachant que les perturbations sont mesurées grâce au RSIL, il est possible de remplacer le redresseur et sa charge par un générateur représentant soit le courant de ligne, soit la tension aux bornes alternatives du pont, comme le présente la figure III-7.

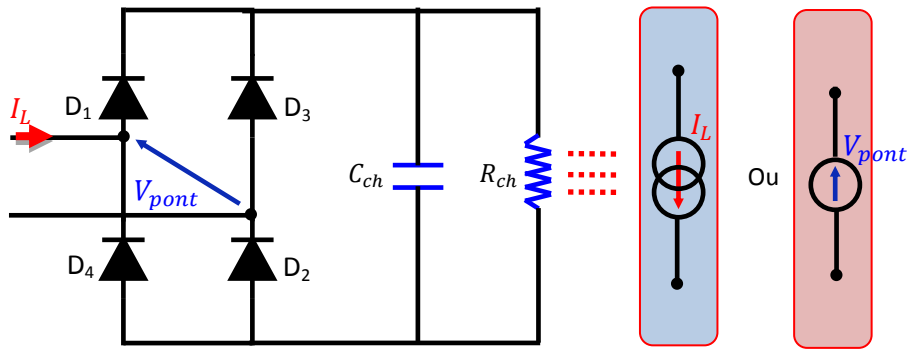


Figure III-7. Générateurs équivalents au pont de diodes.

III.3.2. Etude des perturbations en mode différentiel (MD)

Dans ce mode de propagation le pont de diodes et sa charge ne présentent pas de couplage par rapport à la terre, pour mettre ce système en équation, un modèle simplifié est réalisé avec les éléments passifs du RSIL et du pont.

La méthode matricielle est très bien adaptée pour une modélisation mathématique de ce mode de propagation. Le schéma équivalent (Fig. III-8) présente deux mailles principales dans lesquelles circulent un courant inconnu, qui représente les perturbations mesurées et le courant de la source de perturbations, dont l'expression temporelle est donnée par la relation (III-18) [27].

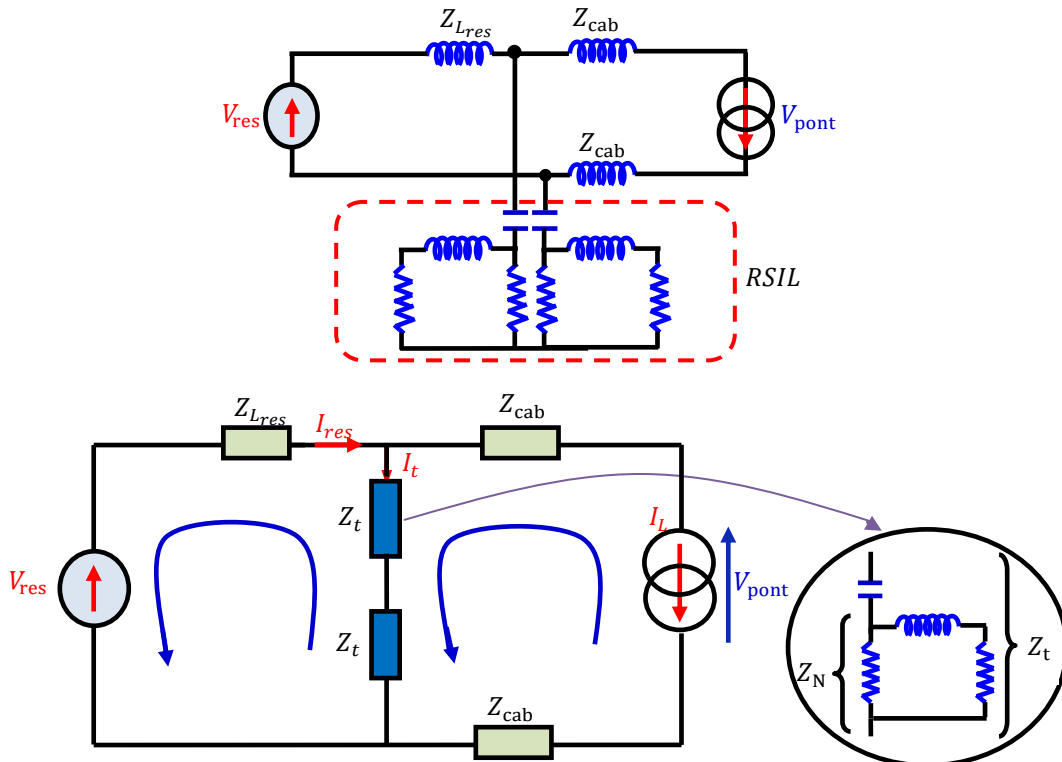


Figure III-8. Schéma équivalent en mode différentiel (MD).

La représentation matricielle associée à ce système et donc la suivante :

$$\begin{bmatrix} I_{res} \\ V_{pont} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{Lres} + 2 \cdot Z_t & 0 \\ -2 \cdot Z_t & 1 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V_{res} + 2Z_t \cdot I_L \\ -2(Z_t + Z_{cab}) \cdot I_L \end{bmatrix} \tag{III-18}$$

Les courants et la tension associés à ce système sont représentés par les équations (III-19) et (III-20) suivantes :

$$I_{res} = \frac{2 \cdot Z_t}{(Z_{Lres} + 2 \cdot Z_t)} \cdot I_L + \frac{1}{(Z_{Lres} + 2 \cdot Z_t)} \cdot V_{res} \quad (III-19)$$

$$V_{pont} = \frac{2 \cdot Z_t}{(Z_{Lres} + 2 \cdot Z_t)} \cdot V_{res} - \left[\frac{2 \cdot Z_{Lres} \cdot Z_t}{(Z_{Lres} + 2 \cdot Z_t)} + 2 \cdot Z_{cab} \right] I_L \quad (III-20)$$

Le courant I_t circulant dans la branche de mesure RSIL est représenté par l'équation (III-21), ce courant est défini en fonction de la tension réseau, pondéré par un terme d'admittance Y , et du courant absorbé par le redresseur à travers le diviseur de courant constitué des impédances du réseau et du RSIL.

$$I_t = Y \cdot V_{res} + T \cdot I_L \quad (III-21)$$

Avec :

$$Y = \frac{1}{(Z_{Lres} + 2 \cdot Z_t)} \quad (III-22)$$

$$T = \frac{Z_{Lres}}{(Z_{Lres} + 2 \cdot Z_t)} \quad (III-23)$$

$$V_{MD} = \frac{Y \cdot V_{pont}}{(T + Z_{cab})} \quad (III-24)$$

Le spectre présenté sur la figure III-9 correspond à la tension de mode différentiel calculée.

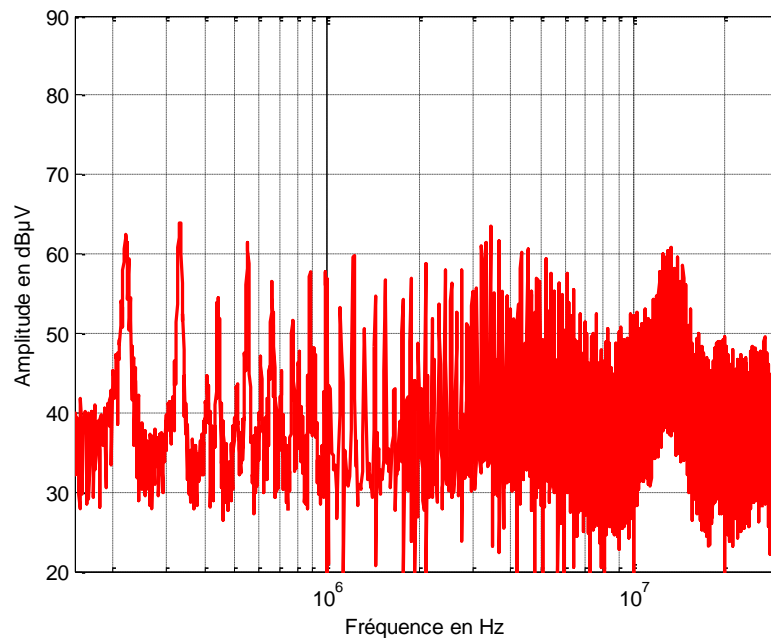


Figure III-9. Spectre de tension en MD du redresseur.

III.3.3. Etude des perturbations en mode commun (MC)

Pour des courants plus élevés, un système de refroidissement est parfois nécessaire. S'il est relié à la terre du système pour des raisons de sécurité, des couplages capacitifs parasites apparaissent et sont susceptibles de provoquer des courants de mode commun. Les couplages capacitifs parasites les plus préjudiciables sont généralement associés aux potentiels qui peuvent évoluer brutalement. Les capacités de mode commun associées au pont de diodes sont représentées sur la figure III-10 par les éléments C_{mc1} et C_{mc2} . Ces deux capacités subissent alors les sauts de tension provoqués par le blocage des diodes, dont nous avons pu constater l'influence sur les perturbations de mode différentiel [19].

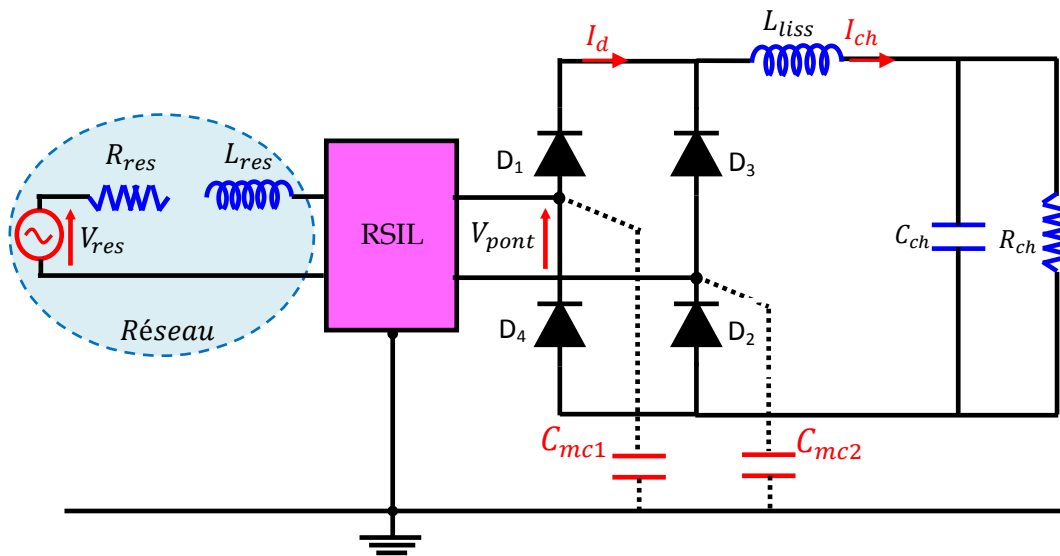


Figure III-10. Condensateurs de mode commun du redresseur.

Ces condensateurs sont modélisés par des impédances représentant deux chemins de propagation supplémentaires par rapport au schéma équivalent présenté sur la figure III-11 [2].

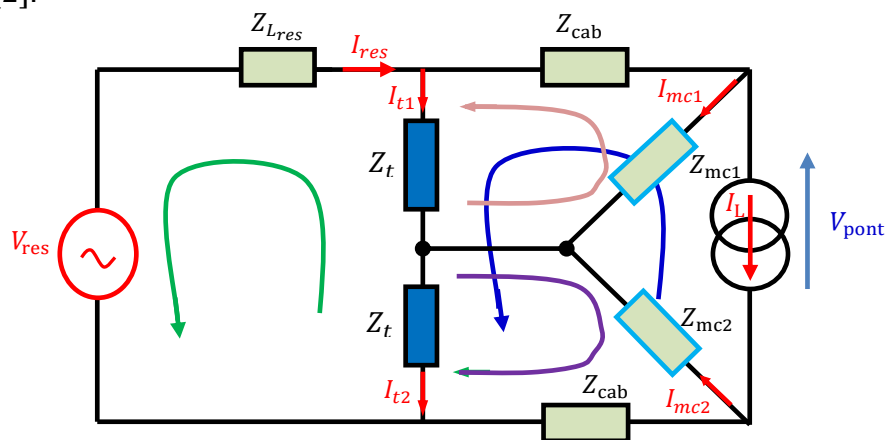


Figure III-11. Schéma équivalent en mode commun.

Là aussi, la méthode matricielle est très bien adaptée pour une modélisation mathématique de ce mode de propagation. Aux deux nouveaux parcours, sont associés deux nouvelles variables représentant les courants de mode commun de chaque capacité parasite [5]. Le schéma équivalent ci-dessus présente trois mailles principales, dans lesquelles circulent un courant inconnu qui représente les perturbations de mode différentiel et de mode commun, et le courant de la source de perturbations, dont la nouvelle matrice donnée par l'équation (III-25).

$$\begin{pmatrix} I_{res} \\ I_{mc1} \\ I_{mc2} \\ V_{pont} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{L_{res}} + 2 \cdot Z_t & -Z_t & Z_t & 0 \\ -Z_t & Z_t + Z_{cab} + Z_{mc1} & 0 & 0 \\ Z_t & 0 & Z_t + Z_{cab} + Z_{mc2} & 0 \\ -2Z_t & Z_t + Z_{cab} & -(Z_t + Z_{cab}) & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{res} + 2Z_t \cdot I_L \\ -(Z_t + Z_{cab}) \cdot I_L \\ (Z_t + Z_{cab}) \cdot I_L \\ -2(Z_t + Z_{cab}) \cdot I_L \end{bmatrix} \quad (III-25)$$

$$V_1 = \frac{Y \cdot V_{pont}}{(Z_{mc1} + 2 \cdot Z_{cab})} \quad (III-26)$$

$$V_2 = \frac{Y \cdot V_{pont}}{(Z_{mc2} + 2 \cdot Z_{cab})} \quad (III-27)$$

$$V_{MC} = \frac{V_1 + V_2}{2} \quad (III-28)$$

Le spectre présenté sur la figure III-12 correspond à la tension de mode commun calculée.

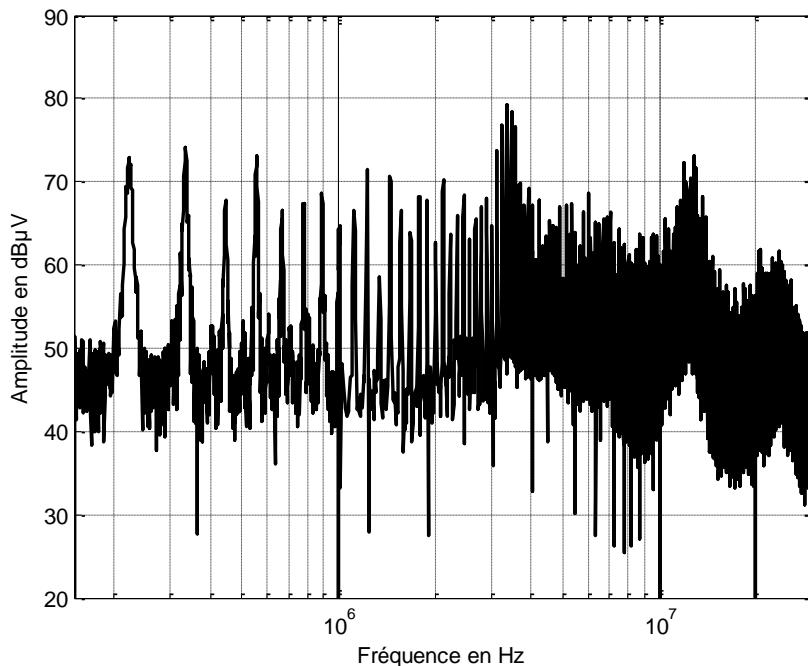


Figure III-12. Spectre de tension en MC du redresseur.

La figure III-13 montre clairement l'allure de spectre, le niveau de perturbation en mode commun (MC) et en mode différentiel (MD), en les comparant avec la norme EN 55022.

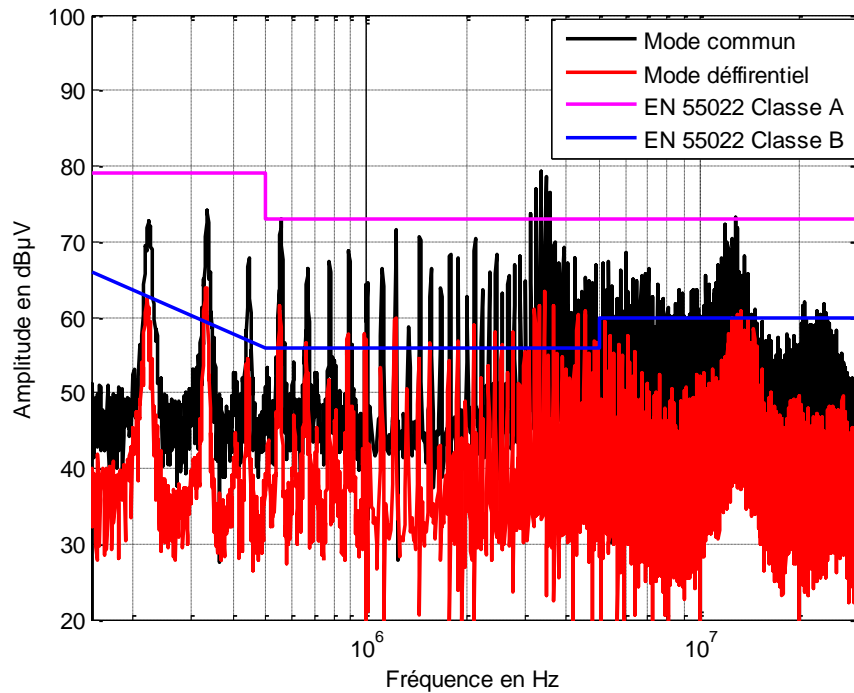


Figure III-13. Comparaison des spectres de tension en MC et MD avec la norme EN 55022.

Nous observons distinctement sur ces relevés, les lobes issus de la perturbation conduite. Globalement, le niveau de perturbation en mode différentiel (MD) est beaucoup plus inférieur à la norme conduite EN 55022 de classe A sur toute la plage fréquentielle, mais le niveau de perturbation en mode commun (MC) est supérieur (un dépassement de 9 dBµV) à la norme de classe A sur une petite partie de la plage de fréquences (3MHz–4MHz). Au-delà de 4MHz, il baisse rapidement et passe en dessous du gabarit.

III.3.4. Identification de l'impédance de MC du redresseur

En HF, à l'état bloqué de la diode, la capacité parasite à ses bornes est considérée très faible en HF de plus et d'autre part la capacité de la diode (C_d) est très grande par rapport à d'autres capacités parasites de mode commun C_{mc1} et C_{mc2} , c'est pourquoi la capacité de la diode C_d se comporte comme un court-circuit dans le modèle équivalent. Par conséquent, l'impédance à l'état bloqué devient équivalente à la somme des capacités, ce qui est équivalent à l'impédance de l'état passant du redresseur [26].

La figure III-14 montre le module et la phase de l'impédance de mode commun du redresseur.

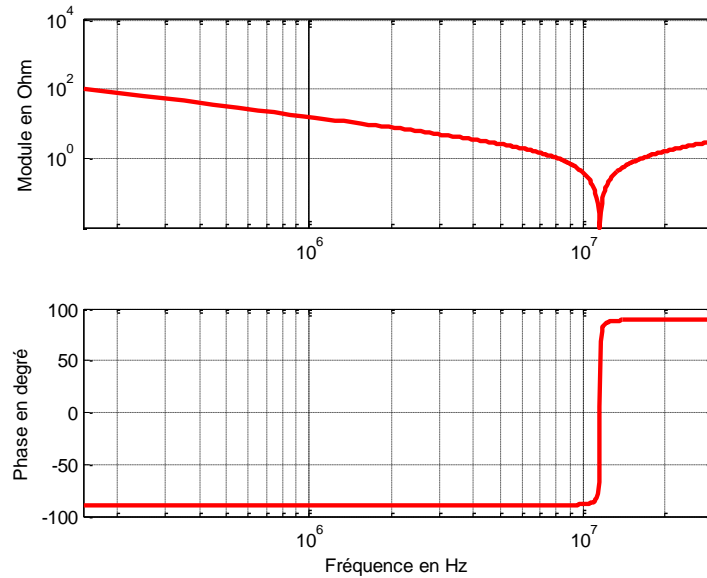


Figure III-14. Impédance de mode commun du redresseur.

III.4. CARACTERISATIONS DES PERTURBATIONS EM DANS LES HACHEURS

Les hacheurs ont pour fonction de fournir une tension continue variable à partir d'une tension continue fixe. Nous nous intéressons dans notre étude à l'aspect CEM des structures les plus simples des hacheurs parallèles. La première étape pour la prédiction des interférences EM est de présenter un schéma électrique équivalent complet incluant tous les composants parasites [30], le réseau stabilisateur d'impédance de ligne RSIL, les chemins de propagations et la cellule de commutation, que peuvent comporter un hacheur comme il est illustré dans la figure III-15.

Dans ce cas-là, les perturbations conduites peuvent se propager suivant deux modes différents : le mode commun et le mode différentiel [23-30]. Lorsque les courants parasites circulent en parcourant les liaisons dans le même sens, en se refermant par l'équipotentielle, on parle du mode commun. Dans ce cas, les courants parasites se propagent via les capacités de parasites créées entre chaque point chaud soumis à des variations de tension (Drain du MOSFET) et le plan de masse, et via les capacités parasites entre le transistor et le radiateur [17, 31].

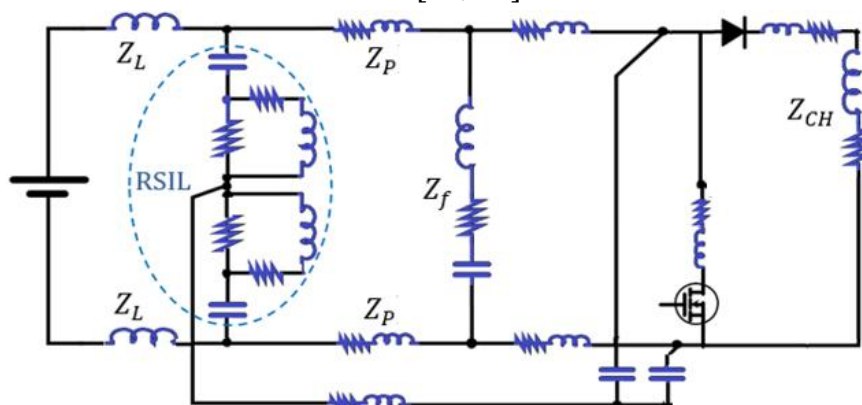


Figure III-15. Schéma du hacheur alimenté à travers un RSIL.

Les courants parasites traversent les deux résistances de valeur normalisée égale à 50Ω [26, 32]. On parle de mode différentiel dans le cas où les courants parasites circulent dans les deux conducteurs. Ces courants sont dus à la commutation des courants des interrupteurs (MOSFET). Une partie des courants de commutation traverse les capacités parasites [2, 19, 30].

III.5. PRINCIPE DE MODELISATION DES SOURCES DE PERTURBATIONS

Le principe de modélisation des sources de perturbations consiste à utiliser des générateurs de tension et/ou de courant comme le montre la figure III-16. Ces générateurs serviraient à reconstituer le découpage des grandeurs électriques d'un interrupteur. Si l'on considère un interrupteur parfait, il se comportera soit comme une source de courant parfaite de valeur nulle à l'état bloqué, soit comme une source de tension parfaite de valeur nulle à l'état passant [33].

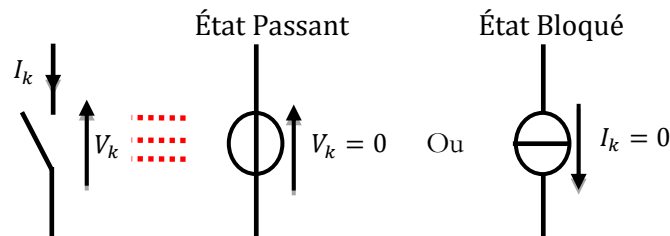


Figure III-16. Schéma équivalent d'un interrupteur.

Une première méthode consiste à dissocier le mode commun du mode différentiel en établissant deux fonctions de transfert entre les sources et le RSIL dans le domaine fréquentiel. La première, définie par le rapport entre les tensions V_1 , V_2 et I_S , représente le mode différentiel. La seconde, définie par le rapport entre V_1 , V_2 et V_S correspond au mode commun (Fig. III-17).

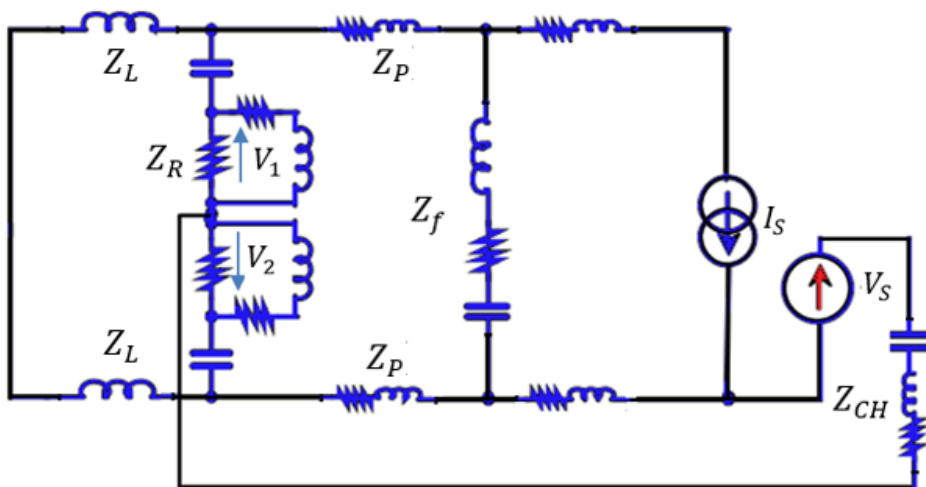


Figure III-17. Schéma de modélisation de la structure du hacheur.

Commençons tout d'abord par introduire la notion de séparation des modes de propagation des perturbations qui sont le mode commun et le mode différentiel. Ce principe est basé sur le théorème de superposition des sources que l'on utilise classiquement dans l'étude des circuits linéaires [34]. D'un point de vue des perturbations conduites, cela consiste à séparer physiquement les effets du découpage du courant des effets du découpage de la tension. On définit ainsi deux schémas équivalents et indépendants, l'un pour la propagation des perturbations de mode commun et l'autre pour la propagation des perturbations de mode différentiel [37]. Ces deux schémas ont chacun son propre générateur de perturbations. Le découpage du courant I_S transitant au niveau du bus continu étant la principale source des perturbations de mode différentiel, on y associe le générateur de perturbations I_S . La variation du potentiel électrique étant la principale source des perturbations de mode commun, on y associe le générateur de perturbations V_S .

III.5.1. Propagation en mode commun

L'étude du schéma de propagation en mode commun se fait en mettant à zéro le générateur de courant I_S comme le montre la figure III-18. L'hypothèse ici consiste à supposer que le chemin de propagation de mode commun est symétrique. Le courant se refermant par la terre du système se répartie de manière symétrique de part et d'autre de l'alimentation au niveau du RSIL [38].

Le générateur de tension V_S représente alors la source de perturbations de MC et les impédances Z_L , Z_P et Z_{CH} représentent le couplage parasite. La tension perturbatrice de MC mesurée aux bornes du RSIL se calcule par la relation (III-29).

$$V_{MC} = \frac{V_1 + V_2}{2} = - \frac{Z_R(Z_{CH} + Z_P)}{(Z_{CH} + 2Z_P)(2Z_P + Z_L + Z_R) + 2Z_L(Z_{CH} + Z_P)} V_S \quad (\text{III-29})$$

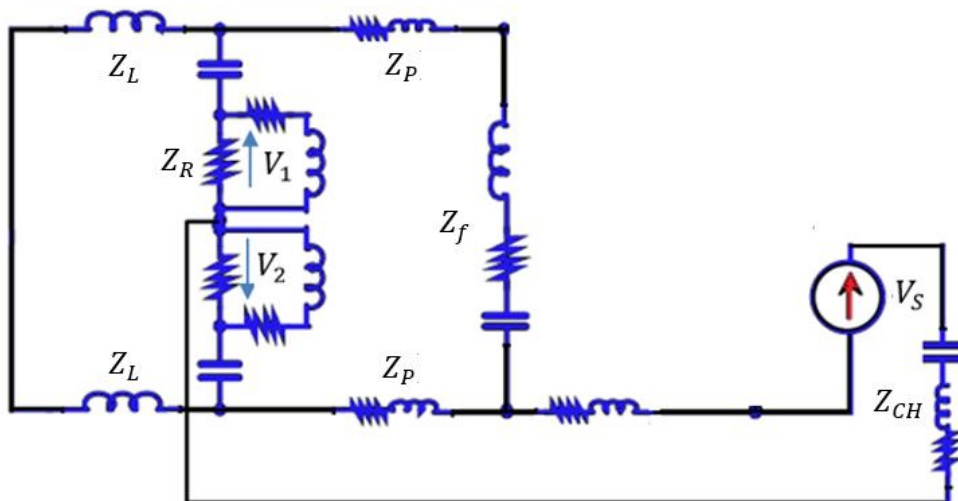


Figure III-18. Schéma linéarisé en mode commun.

La figure III-19 représente le niveau de perturbation en mode commun généré par le hacheur.

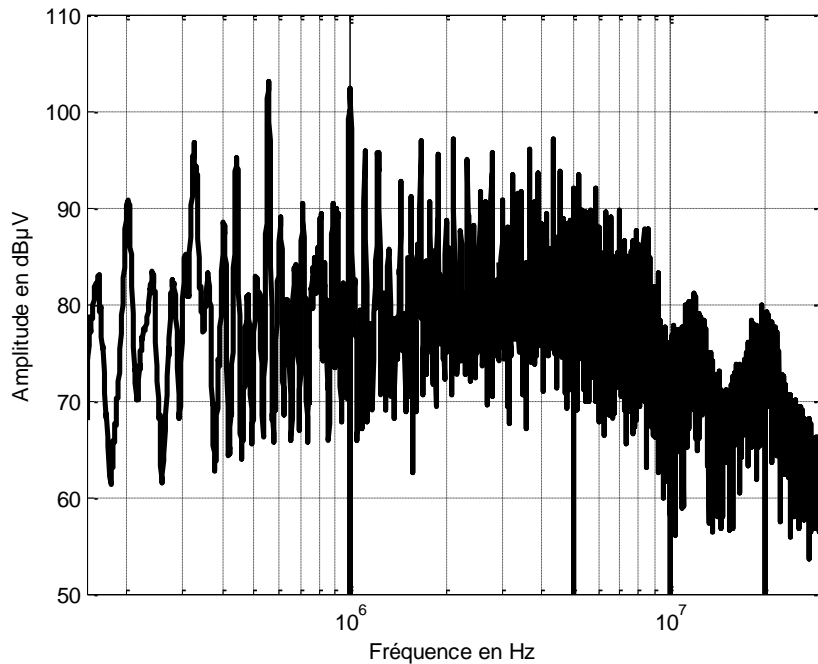


Figure III-19. Spectre de tension en MC du hacheur.

III.5.2. Propagation en mode différentiel

L'étude du schéma de propagation en mode différentiel consiste à mettre à zéro le générateur de tension V_S comme le montre la figure III-20. La fonction de transfert de mode différentiel est déterminée en supposant qu'il n'y a pas de boucle de courant entre le convertisseur et la terre.

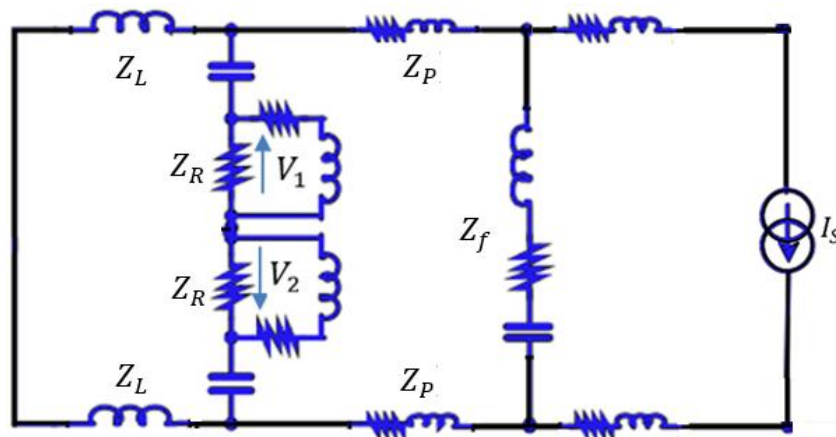


Figure III-20. Structure linéarisée en mode différentiel.

Le générateur de courant I_S représente donc la source de perturbations et les impédances Z_L , Z_f , Z_P et Z_{CH} représentent le couplage parasite en mode différentiel. La tension perturbatrice V_{MD} mesurée aux bornes du RSIL se calcule par la relation (III-30).

$$V_{MD} = V_1 - V_2 = - \frac{2 \cdot Z_R \cdot Z_{CH} \cdot Z_f}{2 \cdot (Z_{CH} + Z_f + 2 \cdot Z_P)(Z_L + Z_R) + Z_f(Z_{CH} + 2 \cdot Z_P)} I_S \tag{III-30}$$

Les spectres présentés sur les figures III-21 et III-22 correspondent aux simulations du niveau des perturbations en mode commun (MC) et en mode différentiel (MD).

Les deux spectres (MC et MD) prennent la même allure mais avec des amplitudes différentes. Les perturbations de mode commun sont prépondérantes devant celles du mode différentiel.

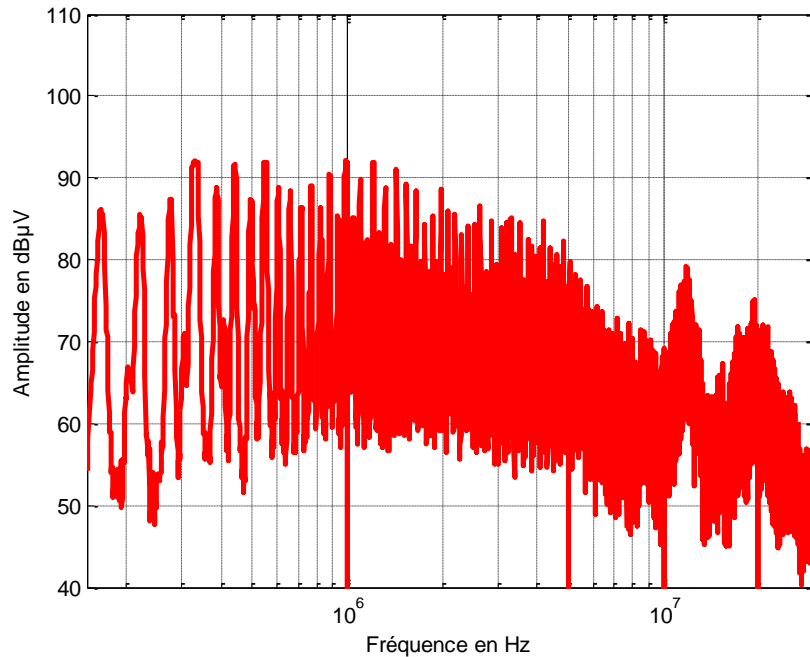


Figure III-21. Spectre de tension en MD du hacheur.

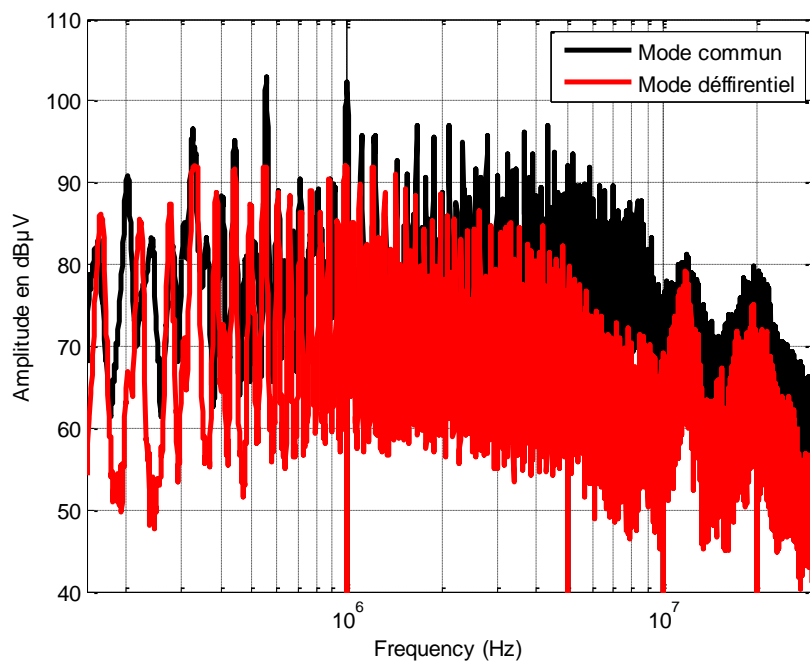


Figure III-22. Spectres de tension en MC et MD du hacheur.

III.6. MODELISATION FREQUENTIELLE DU PFC EN HF

III.6.1. Générateurs de pollution EM

Le premier étage de notre alimentation est le PFC pour la prédiction des PEMs est indiqué dans le schéma électrique complet dans la figure III-23 incluant le convertisseur lui-même avec tous les composants parasites et le réseau stabilisateur d'impédance de ligne [34]. Les spécifications techniques du PFC sont répertoriées dans le tableau III-1.

Tableau III-1. Paramètres du PFC.

Tension d'entrée	Tension de sortie	Fréquence de commutation
220V _{AC}	380 V _{DC}	41 kHz

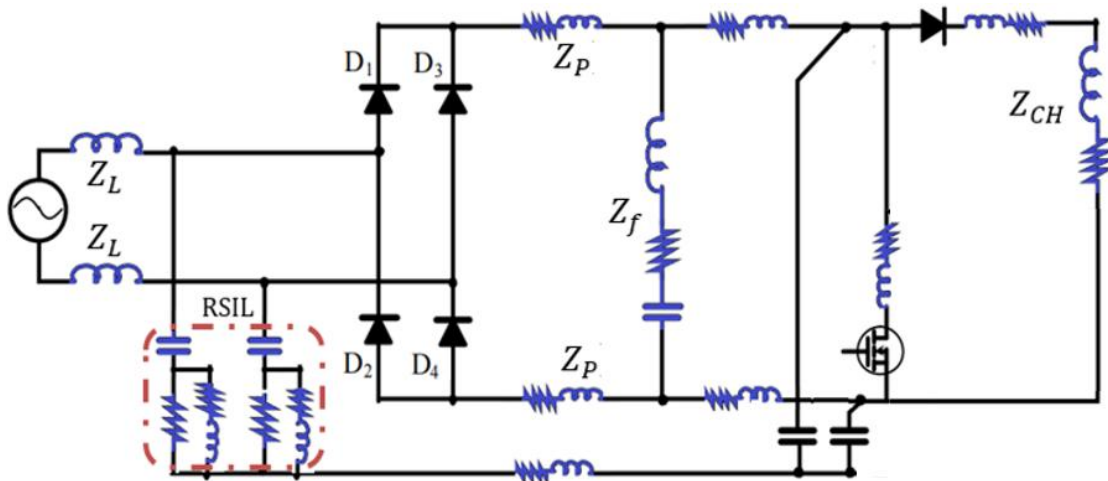


Figure III-23. Schéma du PFC alimenté à travers un RSIL.

Pour notre étude en HF, la diode à l'état fermé qui laisse circuler le courant est représentée par une inductance, tandis que la diode à l'état ouvert qui ne laisse pas passer la puissance à ses bornes est représentée par une capacité (Fig. III-24).

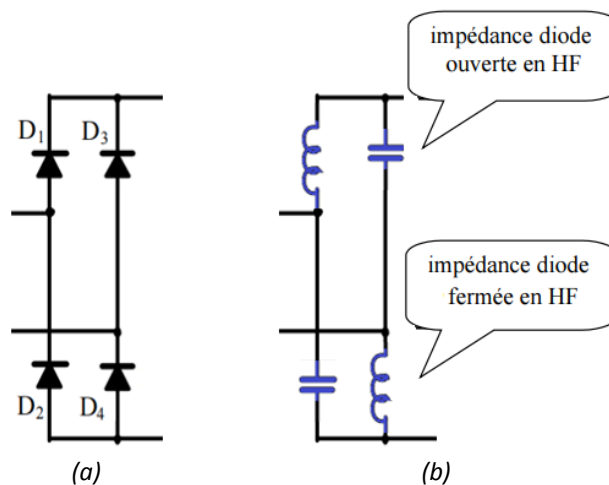


Figure III-24. Pont de diodes (a) en électronique de puissance (b) en HF.

Dans la cellule de commutation (Fig. III-25) nous remplaçons le MOSFET et la diode par une source de tension aux bornes de laquelle nous ajoutons des composants passifs. Une source équivalente de tension est située entre l'anode et la cathode de la diode et entre la source et le drain de MOSFET. Nous ajoutons des inductances parasites représentant les connexions en hautes fréquences. Nous modifions l'impédance de l'interrupteur selon son état. Si le composant à l'état passant, nous mettons une inductance parasite. Si le composant à l'état bloqué, nous ajoutons une capacité [39].

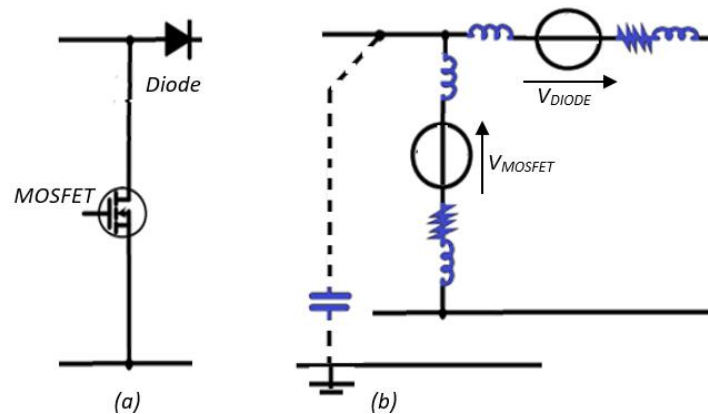


Figure III-25. Cellule de commutation en électronique de puissance (a) et en HF (b)

III.6.2. Approche matriciel

La modélisation du système consiste à une détermination de la représentation mathématique du circuit. L'approche proposée nécessite la connaissance de tous les composants, avec comme difficulté l'identification des paramètres des modèles. L'identification des fonctions de transferts est trop complexe, elles sont sources d'erreurs. Pour avoir une méthode fiable de prédiction de la pollution électromagnétique, nous utilisons une forme matricielle du système. La représentation matricielle basée sur la détermination des équations régies par les deux principales lois de Kirchhoff. Ces lois, incontournables et représentant la base de la résolution des systèmes électriques, permettent de définir l'ensemble des grandeurs d'un circuit par des applications linéaires reliant les différents courants et tensions entre eux.

Dans cette approche, chaque composant apporte sa contribution d'éléments parasites qui peuvent soit améliorer le fonctionnement, soit être une source supplémentaire de perturbation. La démarche, à la fois simple et rigoureuse, consiste à définir l'ensemble des courants de maille indépendants du schéma électrique traité. Ces courants principaux définissent les mailles élémentaires avec lesquelles le système matriciel est établi. La procédure classique effectuée pour établir une représentation matricielle de circuit électrique passe inévitablement par l'écriture des équations de mailles.

En ce qui concerne notre modélisation, seules les sources de pollution en tension sont représentées. Le système matriciel est assimilé à l'équation (III-31) avec la matrice

impédance du système, $[Z]$, le vecteur des courants inconnus $[I]$ et le vecteur des tensions $[V]$.

Les impédances complexes $[Z]$ données dans l'équation (III-64) du circuit électrique varient en fonction de la fréquence, les sources de pollution $[V]$ représentent la nuisance provoquée par le MOSFET et la diode. Elles sont donc insérées dans la matrice, le produit de ces sources de pollution et de la matrice impédance inverse est l'image des courants parasites traversant chaque composant passif et parasite du PFC.

Nous représentons la structure HF sous forme d'un maillage (Fig. III-26), chaque maille constitue une boucle de courant. Nous réécrivons notre modèle sous la forme d'équations regroupant la loi des mailles et la loi des nœuds. Ces équations sont sous la forme d'une matrice carrée de treize lignes, égales au nombre des boucle de courant.

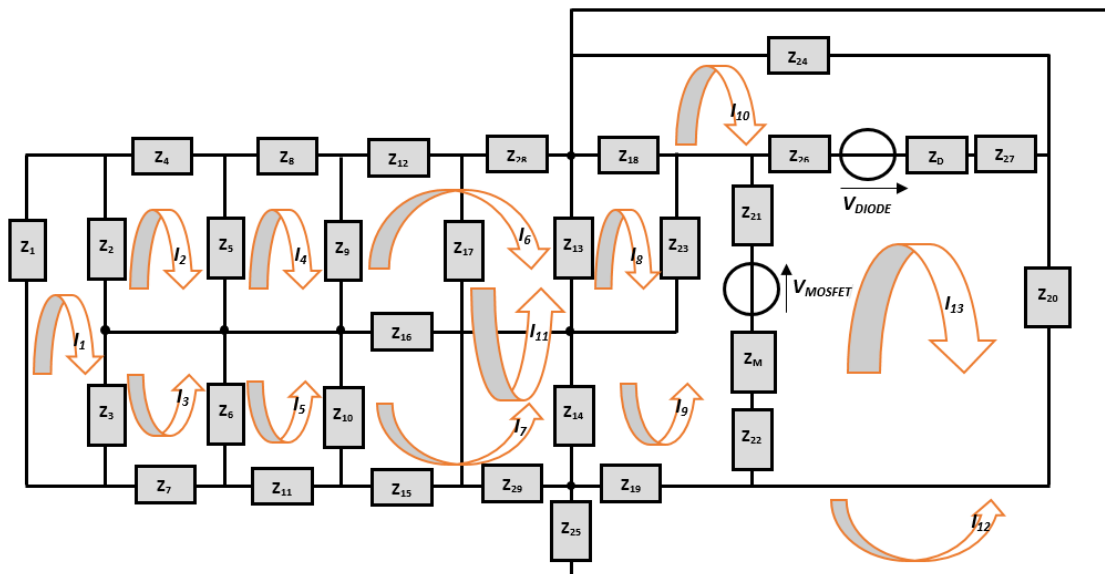


Figure III-26. Maillage de la structure PFC.

$$[V] = [Z]. [I] \tag{III-31}$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ V_M \\ 0 \\ 0 \\ V_M + V_D \end{bmatrix} = [Z]. \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \\ I_6 \\ I_7 \\ I_8 \\ I_9 \\ I_{10} \\ I_{11} \\ I_{12} \\ I_{13} \end{bmatrix} \tag{III-32}$$

La représentation matricielle est avant tout basée sur l'écriture rapide des équations régies par les deux principales lois de Kirchhoff. Ces lois permettent de définir

l'ensemble des grandeurs électriques d'un circuit par des applications linéaires reliant entre eux les différents vecteurs de courants et de tensions. Chaque maille constitue une boucle de courant liée aux autres mailles.

$$Z_A = Z_1 + Z_2 + Z_3 \quad (\text{III-33})$$

$$Z_B = Z_2 + Z_4 + Z_5 \quad (\text{III-34})$$

$$Z_C = Z_3 + Z_6 + Z_7 \quad (\text{III-35})$$

$$Z_D = Z_5 + Z_8 + Z_9 \quad (\text{III-36})$$

$$Z_E = Z_6 + Z_{10} + Z_{11} \quad (\text{III-37})$$

$$Z_F = Z_9 + Z_{12} + Z_{13} + Z_{28} \quad (\text{III-38})$$

$$Z_G = Z_{10} + Z_{14} + Z_{15} + Z_{16} + Z_{29} \quad (\text{III-39})$$

$$Z_H = Z_{13} + Z_{23} + Z_{28} \quad (\text{III-40})$$

$$Z_I = Z_{14} + Z_{19} + Z_{21} + Z_{22} + Z_M \quad (\text{III-41})$$

$$Z_J = Z_{18} + Z_{24} + Z_{26} + Z_{27} + Z_D \quad (\text{III-42})$$

$$Z_K = Z_{13} + Z_{14} + Z_{17} + Z_{28} + Z_{29} \quad (\text{III-43})$$

$$Z_L = Z_{20} + Z_{24} + Z_{25} \quad (\text{III-44})$$

$$Z_N = Z_{20} + Z_{21} + Z_{22} + Z_{26} + Z_{27} + Z_M + Z_D \quad (\text{III-45})$$

$$Z_S = Z_{13} + Z_{28} \quad (\text{III-46})$$

$$Z_P = Z_{14} + Z_{29} \quad (\text{III-47})$$

$$Z_Q = Z_{30} + Z_{31} + Z_M \quad (\text{III-48})$$

$$Z_R = Z_{32} + Z_{33} + Z_D \quad (\text{III-49})$$

$$Z_T = Z_{13} + Z_{14} \quad (\text{III-50})$$

D'après la deuxième loi de Kirchhoff, la somme vectorielle des tensions d'une maille de circuit, constituée d'impédances et de sources, est nulle.

$$Z_A \cdot I_1 - Z_2 \cdot I_2 + Z_3 \cdot I_3 = 0 \quad (\text{III-51})$$

$$Z_B \cdot I_2 - Z_2 \cdot I_1 + Z_5 \cdot I_4 = 0 \quad (\text{III-52})$$

$$Z_C \cdot I_3 + Z_3 \cdot I_3 - Z_6 \cdot I_5 = 0 \quad (\text{III-53})$$

$$Z_D \cdot I_4 - Z_5 \cdot I_2 - Z_9 \cdot I_6 = 0 \quad (\text{III-54})$$

$$Z_E \cdot I_5 - Z_6 \cdot I_3 - Z_{10} \cdot I_7 = 0 \quad (\text{III-55})$$

$$Z_F \cdot I_6 - Z_9 \cdot I_4 + Z_{16} \cdot I_7 - Z_{13} \cdot I_8 + Z_S \cdot I_{11} - Z_{13} \cdot I_{12} = 0 \quad (\text{III-56})$$

$$Z_G \cdot I_7 - Z_{10} \cdot I_5 + Z_{16} \cdot I_6 - Z_{14} \cdot I_9 - Z_P \cdot I_{11} + Z_{14} \cdot I_{12} = 0 \quad (\text{III-57})$$

$$Z_H \cdot I_8 - Z_{13} \cdot I_6 + Z_{23} \cdot I_9 - Z_{18} \cdot I_{10} - Z_{13} \cdot I_{11} + Z_{13} \cdot I_{12} = 0 \quad (\text{III-58})$$

$$Z_I \cdot I_9 - Z_{14} \cdot I_7 + Z_{23} \cdot I_8 - Z_Q \cdot I_{13} - Z_{14} \cdot I_{11} + V_M = 0 \quad (\text{III-59})$$

$$Z_J \cdot I_{10} - Z_{18} \cdot I_8 - Z_R \cdot I_{13} + V_D = 0 \quad (\text{III-60})$$

$$Z_K \cdot I_{11} + Z_{13} \cdot I_6 - Z_{14} \cdot I_7 - Z_{13} \cdot I_8 + Z_{14} \cdot I_9 - Z_T \cdot I_{12} = 0 \quad (\text{III-61})$$

$$Z_L \cdot I_{12} - Z_{13} \cdot I_6 + Z_{14} \cdot I_7 + Z_{13} \cdot I_8 - Z_{14} \cdot I_9 - Z_T \cdot I_{11} = 0 \quad (\text{III-62})$$

$$Z_N \cdot I_{13} + Z_Q \cdot I_9 - Z_R \cdot I_{10} - V_D - V_M = 0 \quad (\text{III-63})$$

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_A & -Z_2 & Z_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -Z_2 & Z_B & 0 & -Z_5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Z_3 & 0 & Z_C & 0 & -Z_6 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -Z_5 & 0 & Z_D & 0 & -Z_9 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -Z_6 & 0 & Z_E & 0 & -Z_{10} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -Z_9 & 0 & Z_F & Z_{16} & -Z_{13} & 0 & 0 & Z_S & -Z_{13} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -Z_{10} & Z_{16} & Z_G & 0 & -Z_{14} & 0 & -Z_P & Z_{14} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -Z_{13} & 0 & Z_H & Z_{23} & -Z_{18} & -Z_{13} & Z_{13} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -Z_{14} & Z_{23} & Z_I & 0 & Z_{14} & -Z_{14} & Z_Q & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -Z_{18} & 0 & Z_J & 0 & 0 & -Z_R & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z_S & -Z_P & -Z_{13} & Z_{14} & 0 & Z_K & Z_T & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -Z_{13} & Z_{14} & Z_{13} & -Z_{14} & 0 & Z_T & Z_L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z_Q & -Z_R & 0 & 0 & Z_N & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-64})$$

Les spectres présentés sur les figures III-27 et III-28 correspondent aux mesures et simulations du niveau des perturbations respectivement en mode commun (MC) et en mode différentiel (MD). La bonne corrélation des deux spectres permet de valider à la fois le modèle proposé mais aussi la méthode de calcul associé.

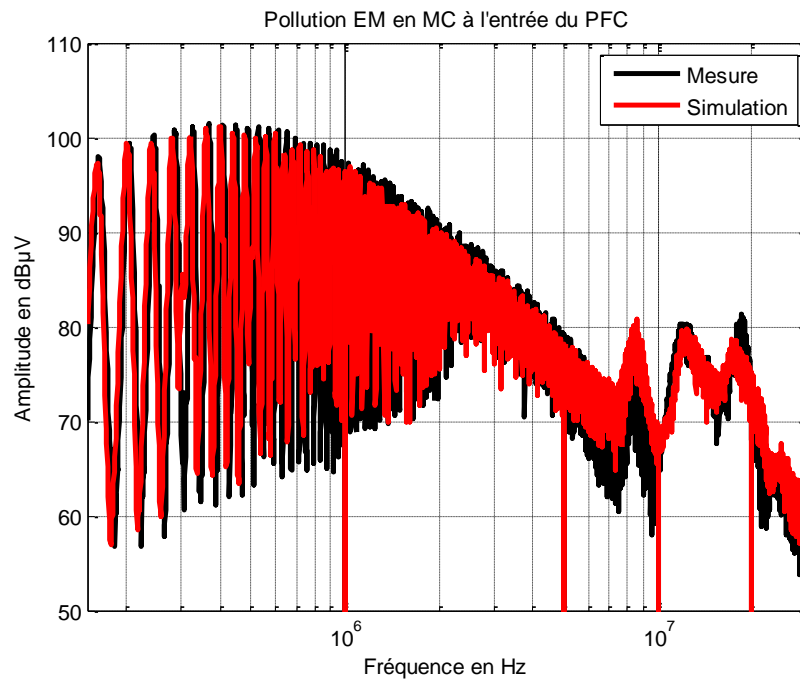


Figure III-27. Spectres de tension en MC du PFC.

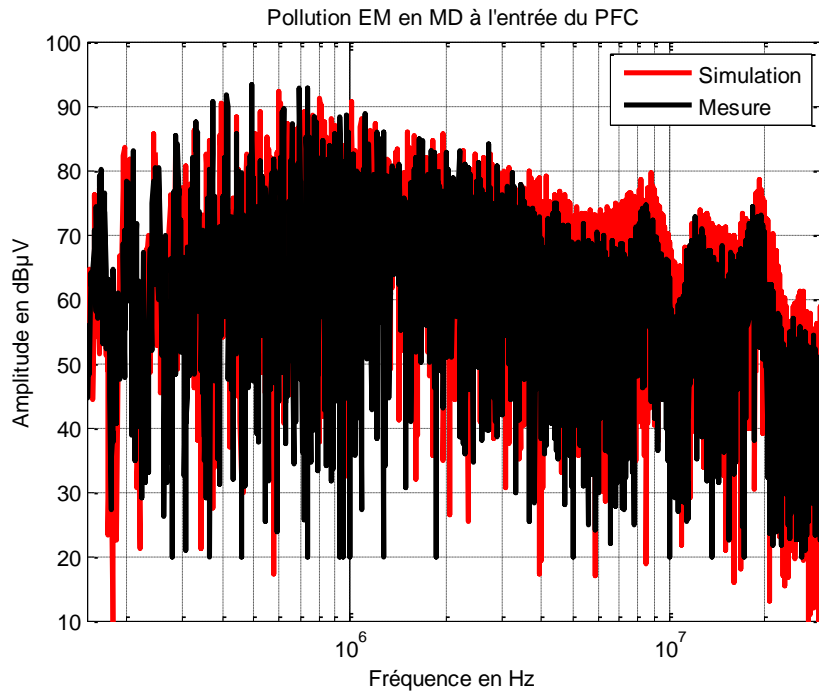


Figure III-28. Spectres de tension en MD du PFC.

Dans le cas de notre étude, comme de nombreux travaux, les perturbations de mode commun sont prédominantes c'est ce qui ressort des mesures effectuées.

Les spectres présentés sur la figure III-29 regroupe la mesure de mode commun (MC) et le mode différentiel (MD) de la structure PFC, le spectre de perturbation en mode commun est prépondérant devant celle du mode différentiel.

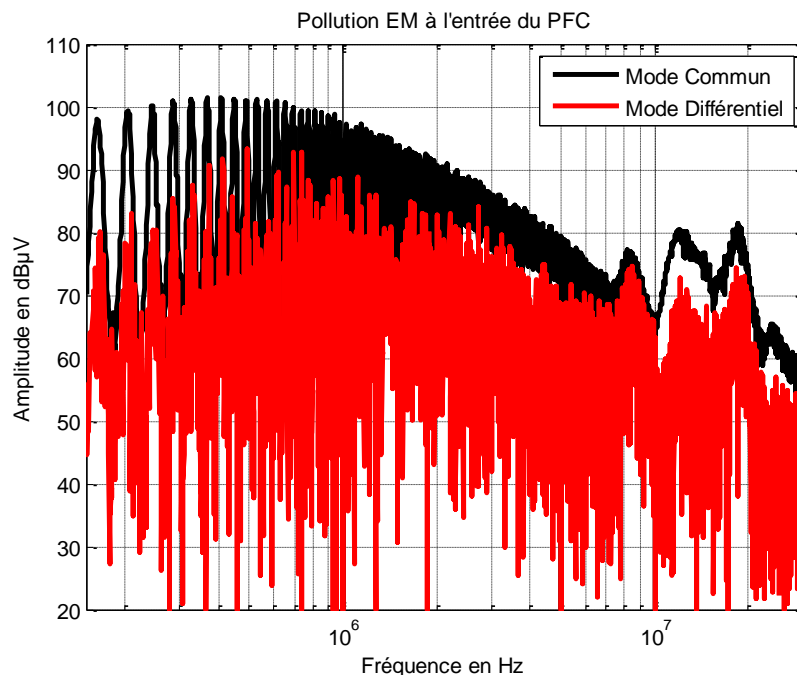


Figure III-29. Spectres de tension en MC et MD à l'entrée du PFC.

III.7. CONCLUSION

Ce chapitre est consacré à la présentation de la problématique CEM en électronique de puissance et détaille la modélisation CEM en mode commun et en mode différentiel. Pour l'analyse des interférences électromagnétiques produit par les convertisseurs ; il est nécessaire d'utiliser un modèle précis des différents éléments constituant le système. Une méthode d'analyse CEM couramment utilisées en électronique de puissance a été utilisée. Afin d'illustrer cette méthode, nous utiliserons en premier temps un redresseur en pont de diodes, ensuite un hacheur comme exemple d'application. A partir de là, nous ferons un choix quant à la méthode d'analyse et l'outil de simulation qui en découle pour ce qui semblerait être le mieux adapté pour cette étude.

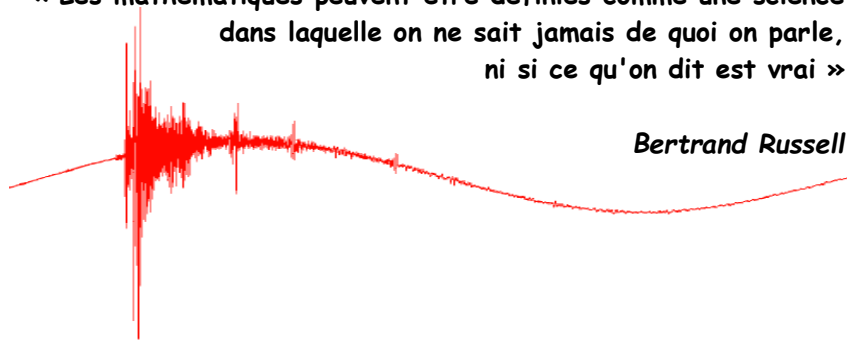
La modélisation HF du PFC en tenant compte de tous les éléments parasites de l'ensemble des composants passifs et actifs donnent des bons résultats dans la bande de fréquence 150 kHz - 30 MHz. Ces résultats encourageants nous ont conduits à l'étude du second étage (le convertisseur DC/DC avec isolation galvanique) de notre alimentation à découpage et qui sera présenté dans le chapitre suivant.

CHAPITRE IV

MODÉLISATION CEM D'UNE STRUCTURE DC/DC AVEC ISOLATION GALVANIQUE

« Les mathématiques peuvent être définies comme une science
dans laquelle on ne sait jamais de quoi on parle,
ni si ce qu'on dit est vrai »

Bertrand Russell



CHAPITRE IV

MODÉLISATION CEM D'UNE STRUCTURE DC/DC AVEC ISOLATION GALVANIQUE

L'élévation de la puissance et de la rapidité de commutation font que les convertisseurs statiques créent des perturbations de plus en plus importantes. Les commutations des interrupteurs commandés provoquent des perturbations hautes fréquences (HF). Celles-ci, conduites ou rayonnées appartiennent au domaine de la compatibilité électromagnétique (CEM). Les lois de commande (généralement à modulation de largeur d'impulsion), les modes de câblage, les placements des composants sont autant de facteurs qui contribuent à polluer le convertisseur ainsi que les organes avoisinants. En conséquence, les courants HF peuvent provoquer des chutes de tension et le basculement d'une porte logique par exemple d'un état à un autre. Dans le cas d'un onduleur, les commutations des composants semi-conducteurs de puissance utilisée sont la principale source des perturbations électromagnétiques conduites. Les variations rapides de tension (dv/dt) et de courant (di/dt) à la sortie du convertisseur entraînent l'apparition des courants de mode commun et de mode différentiel.

Il est donc nécessaire de faire une étude CEM approfondie dès que le fonctionnement principal d'un équipement est détérioré par la présence de perturbations. C'est le cas lorsque la commutation d'un interrupteur de puissance va dégrader un signal de commande transitant dans un conducteur voisin. Malgré tout, en électronique de puissance, le découpage est nécessaire pour obtenir des convertisseurs

statiques à haut rendement et faible encombrement. On ne peut donc pas prohiber la présence de ces commutations qui peuvent générer d'importantes surtensions ou de surintensités qui vont perturber le fonctionnement du convertisseur lui-même ou celui d'un autre convertisseur proche.

Pour notre étude CEM, le cas de la structure d'alimentation à découpage de type pont complet (*Full Bridge*). L'étude est abordée en deux étapes, la première correspond à la modélisation HF correspondant à l'étude des perturbations conduites définie sur une plage fréquentielle de [150 kHz – 30 MHz], l'étude des interactions électromagnétiques au sein du système complet. La deuxième a pour objectif de déterminer la modélisation HF du transformateur. Si on s'intéresse à la modélisation de cette structure d'un point de vue CEM, c'est pour étudier et avoir une bonne représentation des chemins de propagation ainsi que le niveau des perturbations conduites générées par l'alimentation à découpage.

IV.1. MODELISATION DU RECEPTEUR DE MESURE DES PERTURBATIONS EM

Le RSIL (constitué de RLC), remplit quatre fonctions essentielles :

- il autorise le passage de la puissance vers l'appareil sous test,
- il ne laisse pas passer les courants HF issus du secteur,
- l'appareil de mesure fixe l'impédance du réseau dans une certaine gamme de fréquences pour garantir la reproductibilité des tests.
- il canalise les perturbations issues du convertisseur vers un lieu de mesure.

La figure IV-1 représente une structure simplifiée du RSIL, dont le comportement en fréquence est tout à fait satisfaisant. Elle permet de réduire la dimension des circuits simulés, tout en conservant la dynamique des grandeurs électriques.

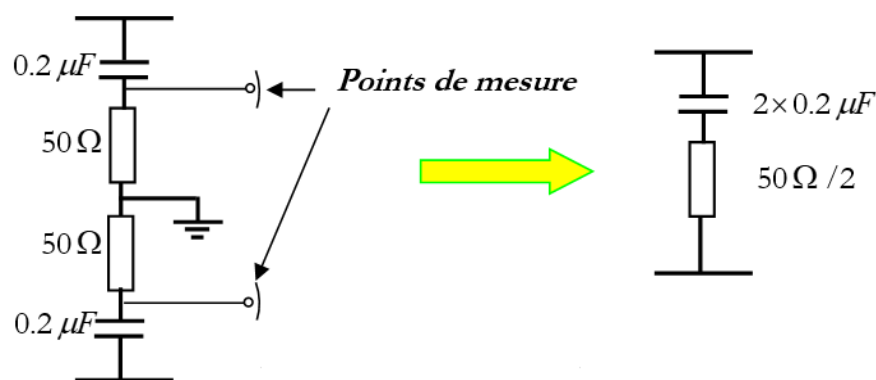


Figure IV-1. Modèle simplifié du RSIL monophasé.

La figure IV-2 montre la caractéristique d'impédance de RSIL. On constate que l'impédance de caractéristique de RSIL présente une impédance capacitive en BF, et une impédance plutôt inductive en HF.

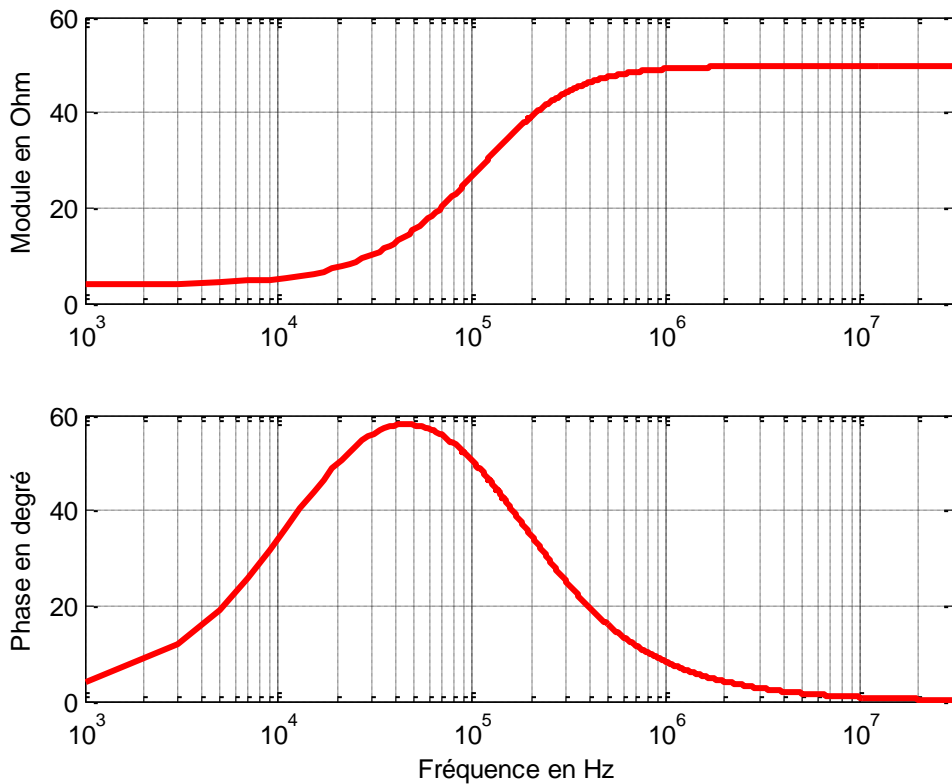


Figure IV-2. Impédance du RSIL.

Le RSIL, dans le cadre normatif, est utilisé pour la mesure standard des perturbations conduites dans la gamme de fréquence 150 kHz – 30 MHz, il est caractérisé par son impédance normalisée par le CISPR [59].

IV.2. ALIMENTATION FULL BRIDGE

La conversion statique d'énergie électrique est basée sur le principe de commutation des semi-conducteurs. Le deuxième étage de notre alimentation assure la conversion continu-continu, isolée galvaniquement, est réalisée par quatre MOSFETs, qui forment un onduleur sur le primaire d'un transformateur, le secondaire de ce transformateur est relié au redresseur de demi pont. Il s'agit d'une structure d'alimentation à découpage de type Full Bridge (Fig. IV-3).

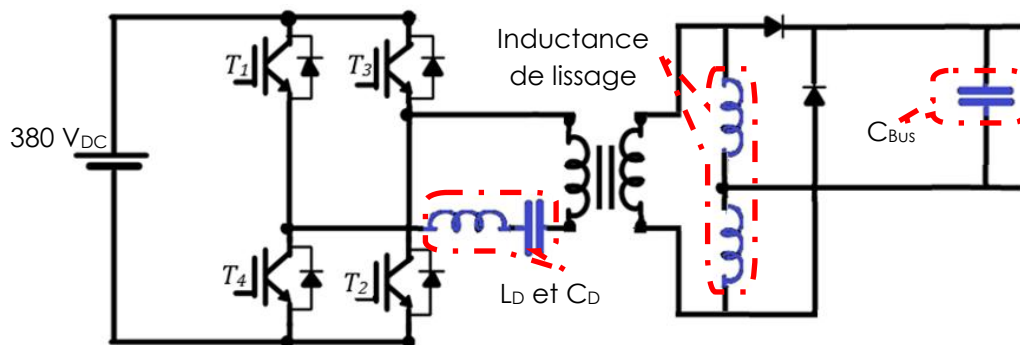


Figure IV-3. Alimentation à découpage de type Full Bridge étudiée.

IV.3. MODELISATION DE L'ONDULEUR

Nous avons vu au cours du troisième chapitre les mécanismes CEM d'un hacheur ne possédant qu'une seule cellule de commutation. Dans le cas d'un onduleur, la démarche reste identique. Les sources, quant à elles, sont relativement simples à localiser puisqu'elles sont encore une fois associées aux fortes variations de potentiels et de courants que ces derniers provoquent [44]. Les chemins de propagation, sont plus délicats à aborder puisqu'ils sont constitués d'un ensemble d'éléments de nature différente. En effet, plusieurs travaux montrent que la charge constitue un système qui représente l'un des principaux trajets pour les courants parasites. Dans l'étude CEM, le RSIL représente évidemment toujours la victime qui se situe à l'interface entre le réseau d'alimentation et l'équipement sous test [60]. Pour la gamme de fréquences sur laquelle cette étude s'appuie, nous pouvons définir un schéma électrique équivalent dans le domaine fréquentiel par des impédances équivalentes qui, à l'aide des sources localisées, permet de linéariser le convertisseur. Les spécifications techniques de l'onduleur sont répertoriées dans le tableau IV-1.

Tableau IV-1. Paramètres de l'onduleur.

Tension d'entrée	Tension de sortie	Fréquence de commutation
380 V _{DC}	124 V _{AC}	111 kHz

Le point commun à toute structure de puissance est l'interrupteur servant au découpage des grandeurs électriques. Le modèle CEM ne cherche pas à décrire l'état exact du semi-conducteur d'un point de vue microscopique, mais tend à représenter un comportement réaliste durant les phases de transition. Les différents modèles permettent de prendre en compte les non-linéarités des capacités et des résistances intrinsèques des composants [61]. Nous appliquons la modélisation du MOSFET et de la diode du PFC sur les quatre modèles de MOSFET de l'onduleur (Fig. IV-4).

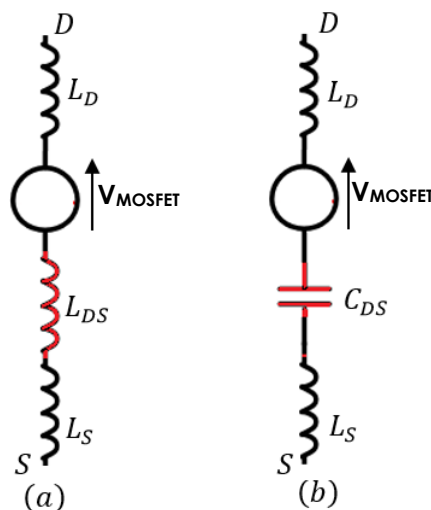


Figure IV-4. Modélisation HF du MOSFET, à l'état fermé (a) et à l'état ouvert (b).

Les temps de montée (T_r) et de descente (T_f) des commutations des interrupteurs ainsi que le décalage entre chaque source sont pris en compte sur la figure IV-5. Ces sources de tension sont approximées par une commutation de forme trapézoïdale. Dans le but de simplifier la simulation, l'effet de l'ondulation à l'ouverture et à la fermeture est négligé car les ondulations de tension sont faibles.

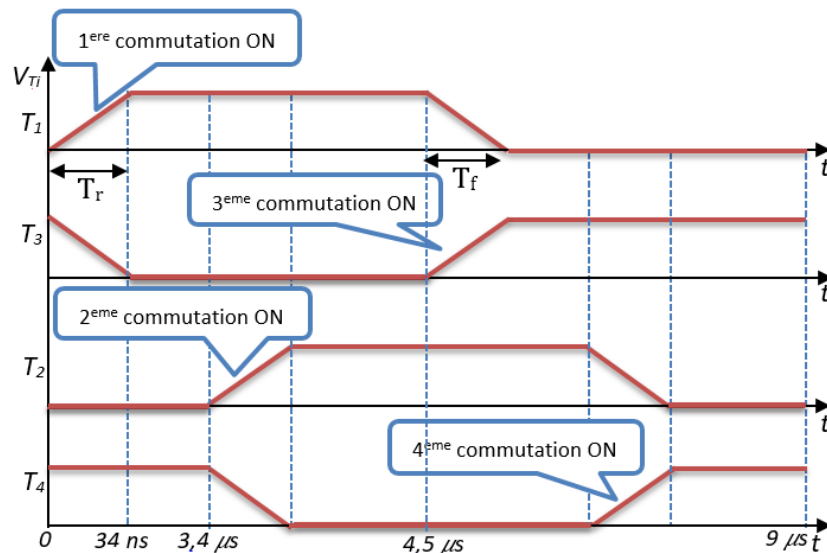


Figure IV-5. Formes d'onde des interrupteurs du l'onduleur.

La figure IV-6 montre la perturbation aux bornes des interrupteurs (MOSFET et diode). Nous travaillons avec un signal trapézoïdal proche d'un signal carré (Fig. IV-5) avec un rapport cyclique de 0,52. Les impédances parasites sont constituées d'une capacité parasite à l'état ouvert de l'interrupteur et une inductance à l'état fermé. Les pics de pollution générés par le MOSFET sont en accord avec le multiple de la fréquence de commutation de l'onduleur. Nous observons une réduction progressive de la pollution jusqu'à 30 MHz.

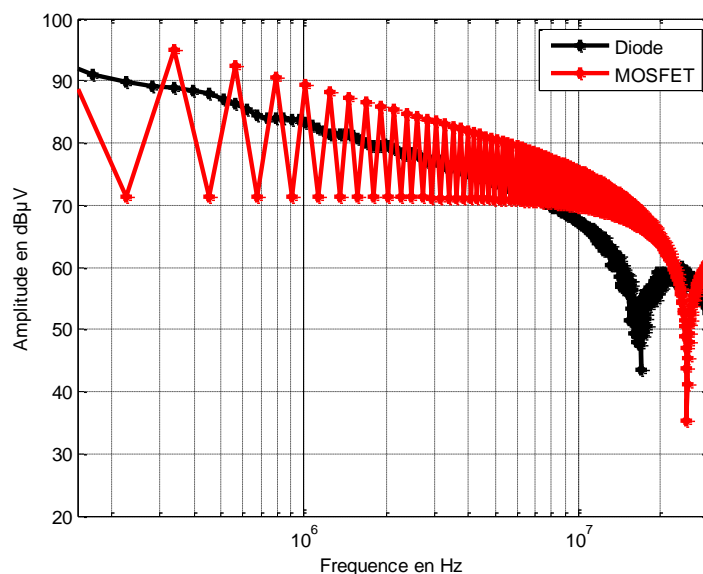


Figure IV-6. Niveau des perturbations générées par les interrupteurs.

Les résultats présentés dans la figure IV-7 indiquent la mesure et la simulation du mode commun généré par l'onduleur seul. La bonne concordance entre les mesures et la simulation montre que nous sommes proches de l'identification réelle du système. Les pics de pollution sont en concordance avec les multiples de la fréquence de commutation.

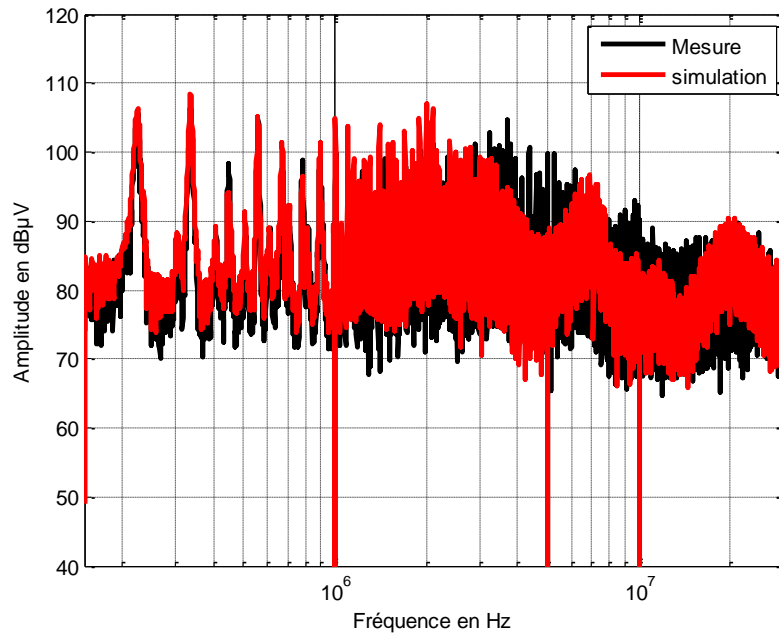


Figure IV-7. Spectres de tension du MC générés par l'onduleur.

La figure IV-8 montre les spectres de tension pour le mode différentiel mesurés et simulés générés par l'onduleur. Les résultats de simulation sont largement en bon accord avec les résultats de mesure.

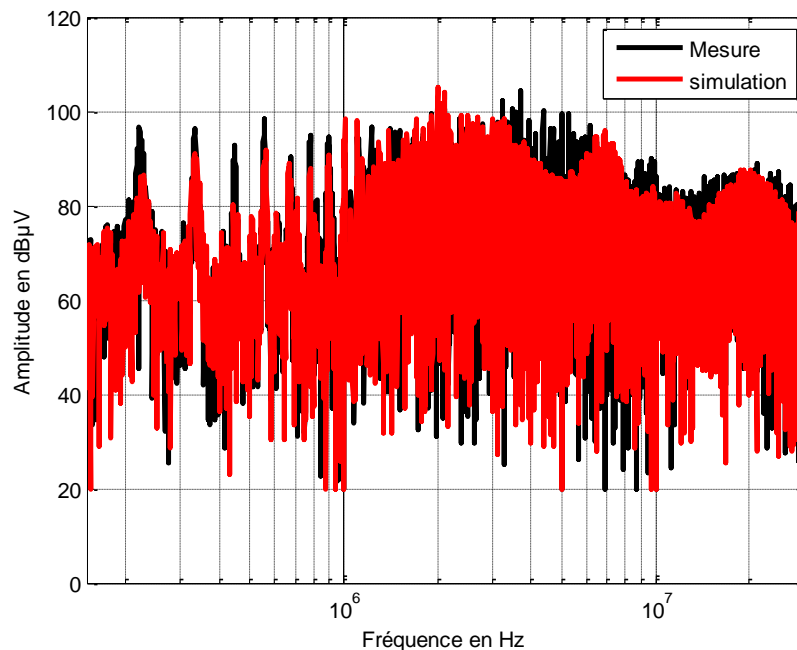


Figure IV-8. Spectres de tension du MD générés par l'onduleur.

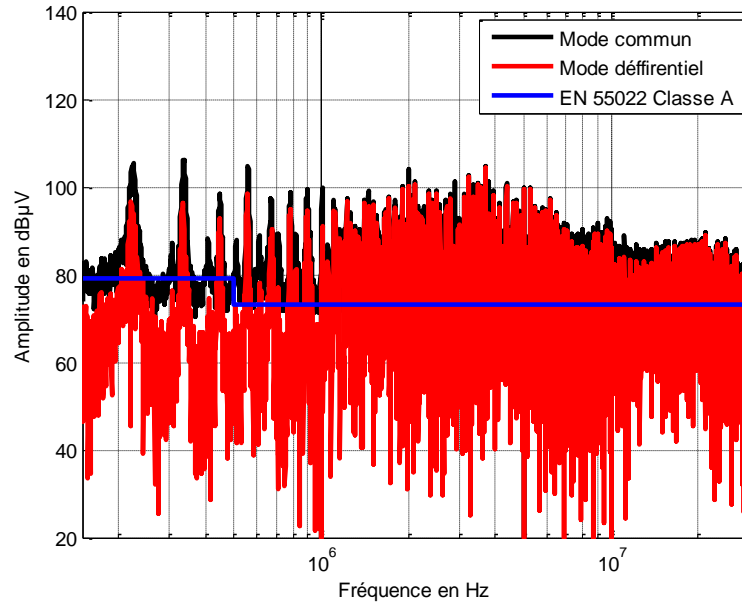


Figure IV-9. Spectres de tension du MC et MD générés par l'onduleur.

La pollution occasionnée par le mode commun reste supérieure par rapport au mode différentiel sur l'ensemble de la plage de fréquences en mode conduit (Fig. IV-9). La modélisation du second module de puissance nous permet de conforter l'intérêt porté à la méthode de simulation fréquentielle.

IV.4. MODELISATION DU TRANSFORMATEUR

Les composants magnétiques sont largement utilisés en électronique de puissance à tous les niveaux de la chaîne de conversion d'énergie (transformateurs, inductances de filtres, inductances de lissages, etc...), et il est donc logique qu'un effort particulier de recherche soit dédié à leur modélisation. Les spécifications techniques du transformateur étudié sont répertoriées au tableau IV-2.

Tableau IV-2. Paramètres du transformateur.

Tension d'entrée	Tension de sortie	Rapport	Inductance du primaire L_p
124 V	52 V	0,42	1,9 mH

La modélisation d'un transformateur doit, avant tout, rendre compte de ses effets inductifs et des couplages magnétiques qu'il introduit. Deux composantes sont à prendre en compte pour leur étude CEM, à savoir le noyau magnétique et le bobinage.

D'une manière générale, le circuit associé à un transformateur HF à deux enroulements constitués par deux parties connectées en parallèle : l'une magnétique et l'autre électrostatique. La partie magnétique est représentée par la matrice inductance et la partie électrostatique par la matrice capacité. La figure IV-10 représente le transformateur à deux enroulements avec sa partie magnétique et sa partie électrostatique.

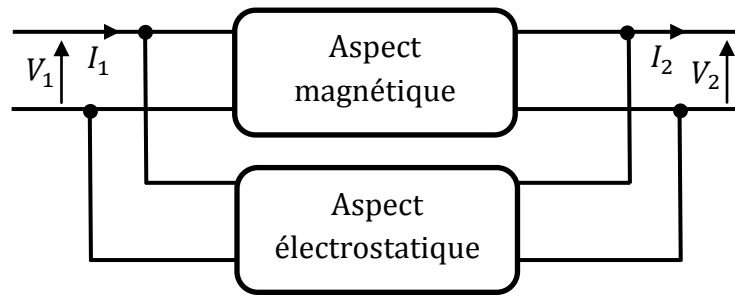


Figure IV-10. Association de l'aspect magnétique-électrostatique dans un transformateur.

IV.4.1. Aspect magnétique

Pour décrire le couplage magnétique d'un transformateur on a proposé d'adopter la structure du circuit équivalent standard du transformateur. Nous regardons le transformateur à deux enroulement non pas comme un composant idéal mais plutôt comme un élément de circuit qui réalise une opération mathématique bien définie. Nous appelons cet élément "*coupleur*" et nous le représentons comme indiqué dans la figure IV-11. Cette structure, qui associe un transformateur parfait, un coupleur et une inductance de fuite L_s par enroulement.

La figure IV-11 se caractérise par trois valeurs qui se déduisent, des trois éléments indépendants de la matrice inductance associée. Les grandeurs caractéristiques de ce circuit se déduisent également de trois mesures. Si L_{02} est l'inductance vue du secondaire, le primaire étant à vide, L_{01} l'inductance vue du primaire, le secondaire étant à vide et L_{cc2} l'inductance vue du secondaire lorsque le primaire est en court-circuit.

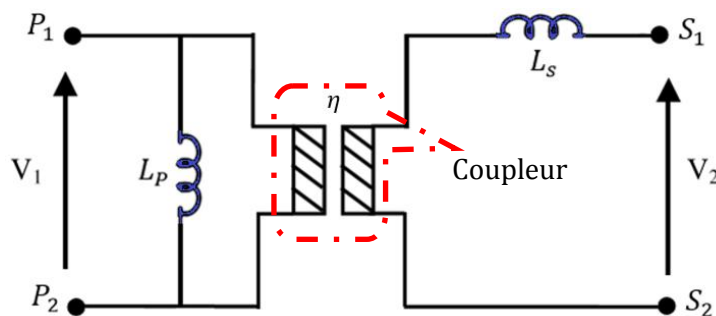


Figure IV-11. Modèle magnétique du transformateur.

Notons que $L_p = 1,9$ mH, et que le rapport du transformateur η se déduit de trois mesures d'inductances, on a :

$$L_p = L_{01} \quad (IV-1)$$

$$L_s = L_{cc2} \quad (IV-2)$$

$$\eta = \sqrt{\frac{L_{02} - L_s}{L_p}} \quad (IV-3)$$

IV.4.2. Aspect électrostatique

Le modèle électrostatique simplifié du transformateur à deux enroulements se caractérise par trois composantes réparties entre le couplage magnétique et le couplage électrostatique. Sa représentation est donnée à la figure IV-12. Il faut disposer trois capacités entre les quatre bornes du coupleur. Les trois constantes magnétiques sont maintenant connues. C'est l'inductance magnétisante L_p , l'inductance de fuite L_s et le rapport de transformation η vus précédemment. Les deux capacités C_2 et C_3 que l'on a relié à la borne S_1 puissent indifféremment être connectées d'un côté ou de l'autre de l'inductance magnétisante.

Finalement, le modèle simplifié d'un transformateur à deux enroulements se caractérise par six constantes : trois magnétiques (l'inductance magnétisante L_p , l'inductance de fuite L_s et le rapport de transformation η) et trois électrostatiques (C_1 , C_2 et C_3).

Donc, C_1 , C_2 et C_3 sont les nouvelles composantes à calculer et à implanter dans le modèle. Nous procédons à différentes mesures de l'impédance à vide vue du primaire de transformateur, durant les trois mesures, l'inductance magnétisante est en parallèle sur une capacité différente qui dépend des trois capacités recherchées.

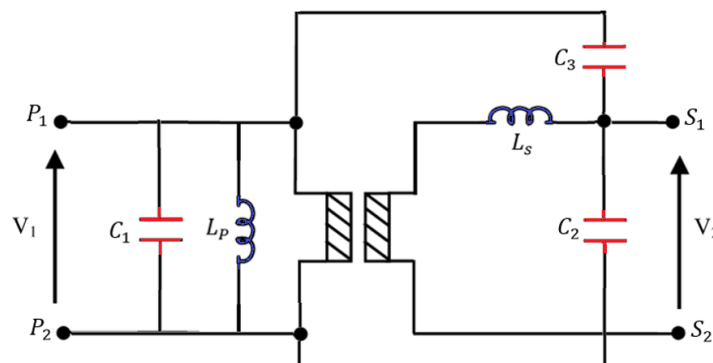


Figure IV-12. Modèle du transformateur en HF.

Les trois mesures des capacités C_{mi} suffisent à trouver les trois capacités parasites C_1 , C_2 et C_3 . Toutes les trois mesures mènent à une valeur de capacité qui se déduit sans difficulté puisque l'inductance magnétisante L_p est déjà connue.

$$C_{mi} = \frac{1}{L_p \cdot \omega_{ri}^2} \quad (\text{IV-4})$$

$$\omega_{ri} = 2 \cdot \pi \cdot f_{ri} \quad (\text{IV-5})$$

IV.4.3. Mesure d'impédance

L'observation des diagrammes de Bode asymptotiques montre que les impédances "capacitives" présentent autant de pôles (pics des modules d'impédances, f_{ri}) que de zéros (creux des modules d'impédances) alors que les "inductives" se caractérisent par un nombre de zéros inférieur d'une unité à celui du nombre de pôles.

Nous procédons à la première mesure (Fig. IV-13) de l'impédance à vide vue du primaire de transformateur, en connectant le primaire du transformateur sur l'analyseur d'impédance. Cette mesure est associée à la capacité C_{m1} qui est donnée par :

$$C_{m1} = C_1 + C_2 \quad (\text{IV-6})$$

La figure IV-14 représentant le diagramme de Bode asymptotique associée à la mesure de la capacité C_{m1} , montre que la première fréquence de résonance (pic de module d'impédance) est de $f_{r1} = 190,5\text{kHz}$.

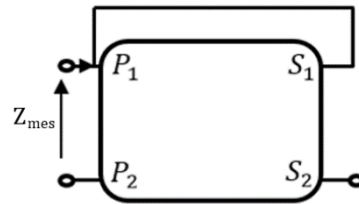


Figure IV-13. Configuration de la mesure d'impédance associée à C_{m1} .

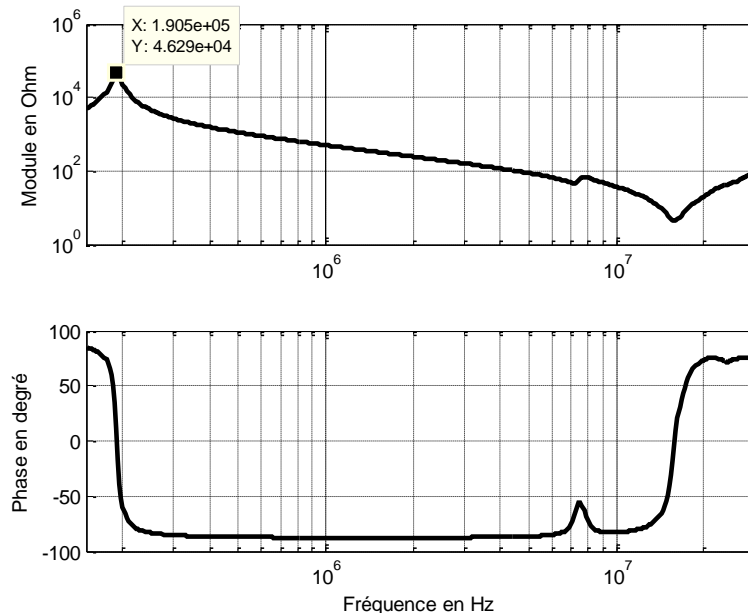


Figure IV-14. Mesure d'impédance à vide vue du primaire associée à C_{m1} .

La deuxième mesure (Fig. IV-15) de l'impédance à vide vue du primaire de transformateur, est associée à la capacité C_{m2} qui est donnée par :

$$C_{m2} = C_1 + C_3 \quad (\text{IV-7})$$

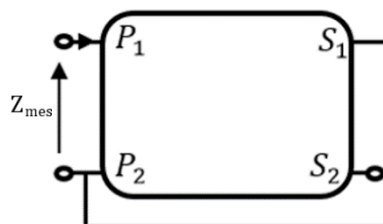


Figure IV-15. Configuration de la mesure d'impédance associée à C_{m2} .

La figure IV-16 représentant le diagramme de Bode asymptotique associée à la mesure de la capacité C_{m2} , montre que la première fréquence de résonance est de $f_{r2} = 380,8$ kHz.

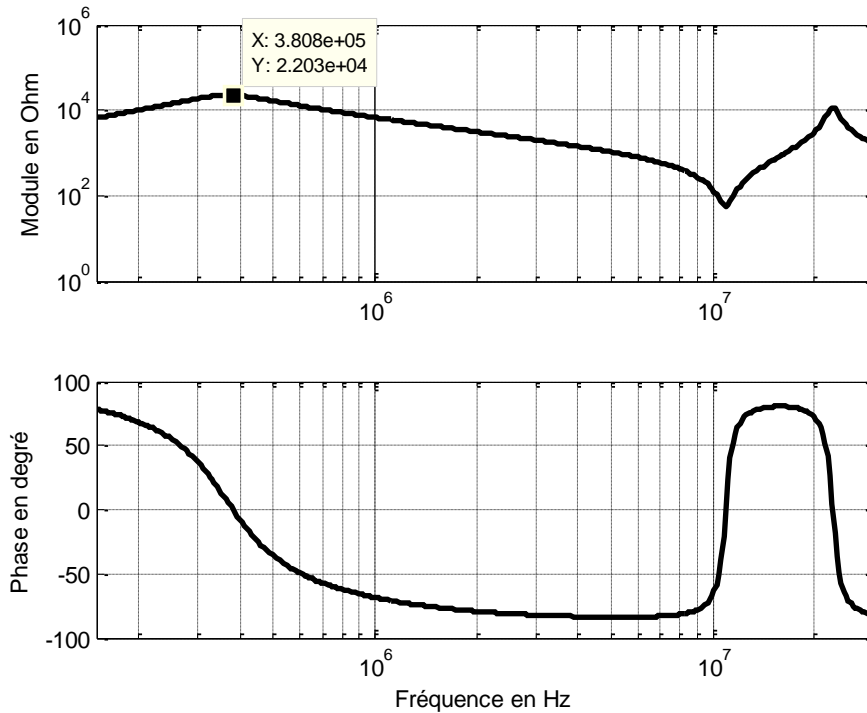


Figure IV-16. Mesure d'impédance à vide vue du primaire associée à C_{m2} .

La dernière mesure (Fig. IV-17) de l'impédance à vide vue du primaire de transformateur, est associée à la capacité C_{m3} qui est donnée par :

$$C_{m3} = C_1 + \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3} \quad (IV-8)$$

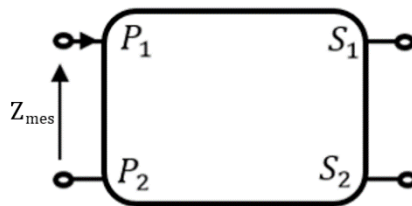


Figure IV-17. Configuration de la mesure d'impédance associée à C_{m3} .

La figure IV-18 représentant le diagramme de Bode asymptotique associée à la mesure de la capacité C_{m3} , montre que la première fréquence de résonance est de $f_{r3} = 750$ kHz.

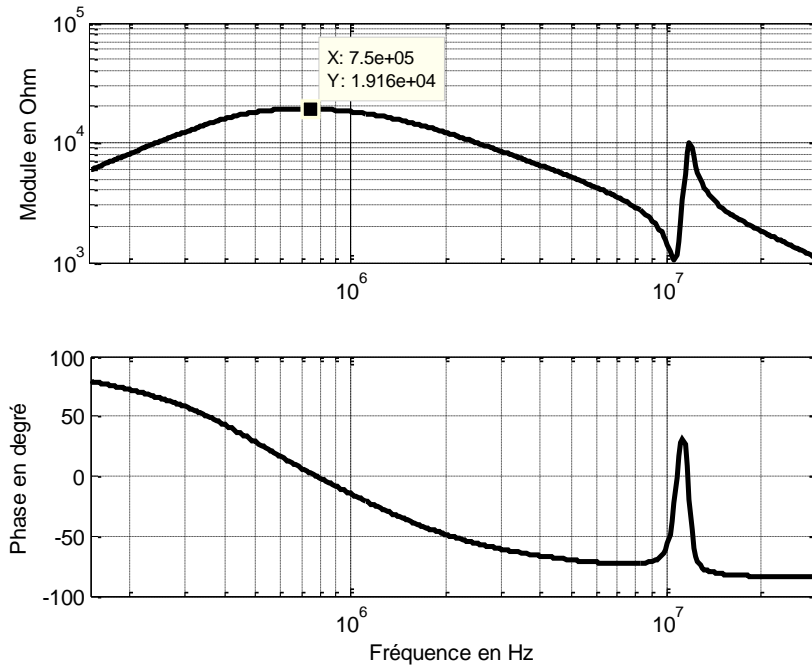


Figure IV-18. Mesure d'impédance à vide vue du primaire associée à C_{m3} .

Connaissant la valeur de L_p et les fréquences de résonances f_{r_i} , et en utilisant les formules (IV-4 jusqu'à IV-8), on en déduit les valeurs des capacités indiquées dans les tableaux IV-3 et IV-4.

Tableau IV-3. Paramètres liés aux mesures configurées.

$f_{r1} = 190,5 \text{ kHz}$	$f_{r2} = 380,8 \text{ kHz}$	$f_{r3} = 750 \text{ kHz}$
$C_{m1} = 367 \text{ pF}$	$C_{m2} = 92 \text{ pF}$	$C_{m3} = 24 \text{ pF}$

Tableau IV-4. Paramètres de l'aspect électrostatique du transformateur.

	C_1 (pF)	C_2 (pF)	C_3 (pF)
Premier modèle	177	191	-85
Deuxième modèle	-129	496	221

L'étude rappelée montre que, tant que l'on néglige les pertes, un transformateur à deux enroulements se comporte comme l'association d'un système magnétostatique et d'un système électrostatique connectés en parallèle.

IV.4.4. Premier modèle

Pour commencer, testons la validité de nos modèles. Afin de faciliter la comparaison entre les deux modèles, nous rapprochons maintenant, pour les impédances, les courbes expérimentales et les courbes issues de nos modèles. Nous négligeons l'inductance de fuite, nous décidons de ne pas l'inclure dans notre simulation car le transformateur a un comportement capacitif. Nous comparons les mesures

exploitées pour l'identification à l'image que donne le modèle. Nous commençons tout d'abord par le premier modèle.

Les résultats présentés aux figures IV-19, IV-20 et IV-21 montrent, pour les trois impédances étudiées du premier modèle, une concordance correcte jusqu'à environ 6 MHz. Ce modèle est relativement fidèle aux mesures des impédances que celles utilisées pour l'identification.

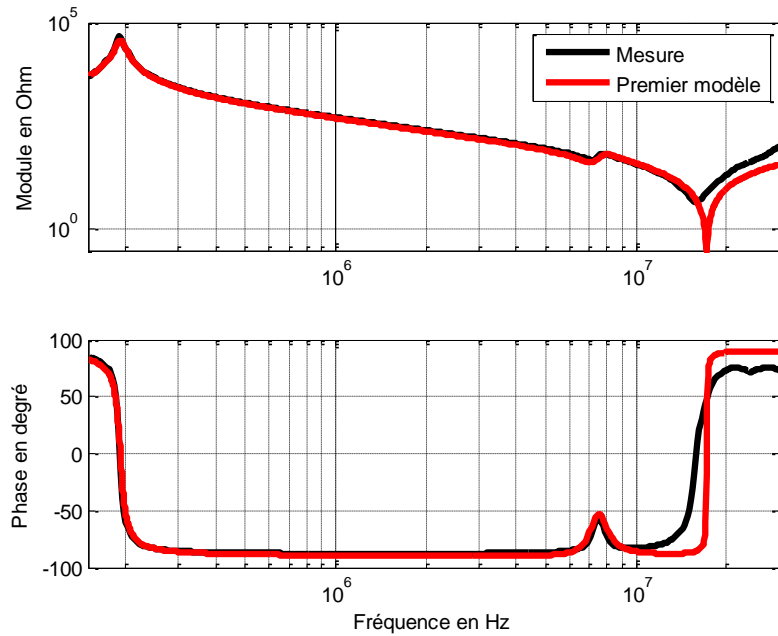


Figure IV-19. Impédance à vide vue du primaire associée à C_{m1} .

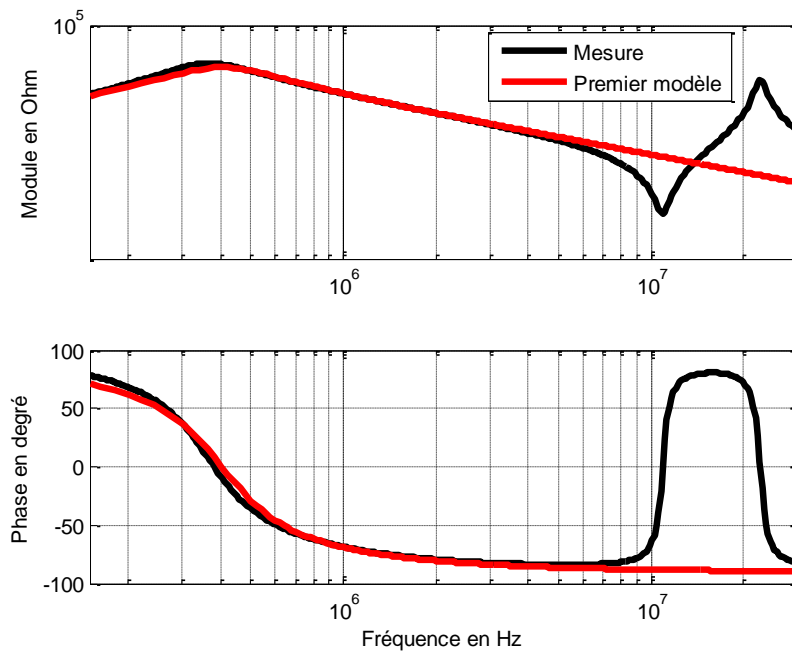


Figure IV-20. Impédance à vide vue du primaire associée à C_{m2} .

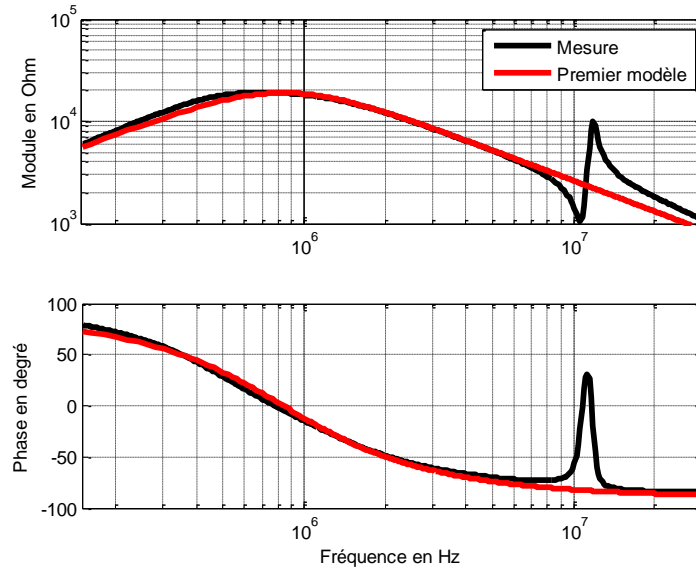


Figure IV-21. Impédance à vide vue du primaire associée à C_{m3} .

Finalement, le modèle s'avère correct, pour toutes les impédances mesurables, jusqu'à environ 6 MHz. Au-delà de cette fréquence, des écarts apparaissent sur toutes les courbes. Les résultats des trois impédances étudiées présentent une concordance correcte, ce modèle est également correct, il permet de représenter fidèlement le comportement des impédances du transformateur jusqu'à 6 MHz.

IV.4.5. Deuxième modèle

Pour compléter le travail, nous testons la validité du deuxième modèle. Afin de comparer les impédances, les courbes expérimentales et les courbes issues de ce modèle, nous confrontons les résultats de simulation et ceux expérimentaux pour différentes configurations. Les résultats présentés aux figures IV-22, IV-23 et IV-24 montrent, pour les trois impédances étudiées pour le deuxième modèle.

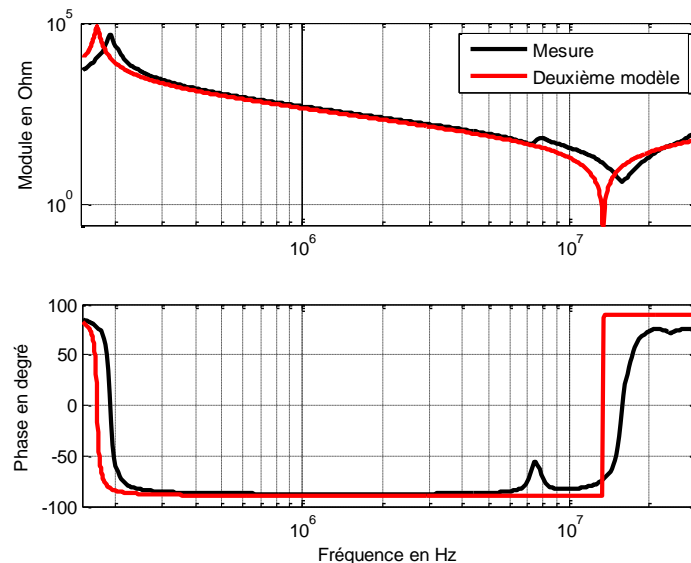


Figure IV-22. Impédance à vide vue du primaire associée à C_{m1} .

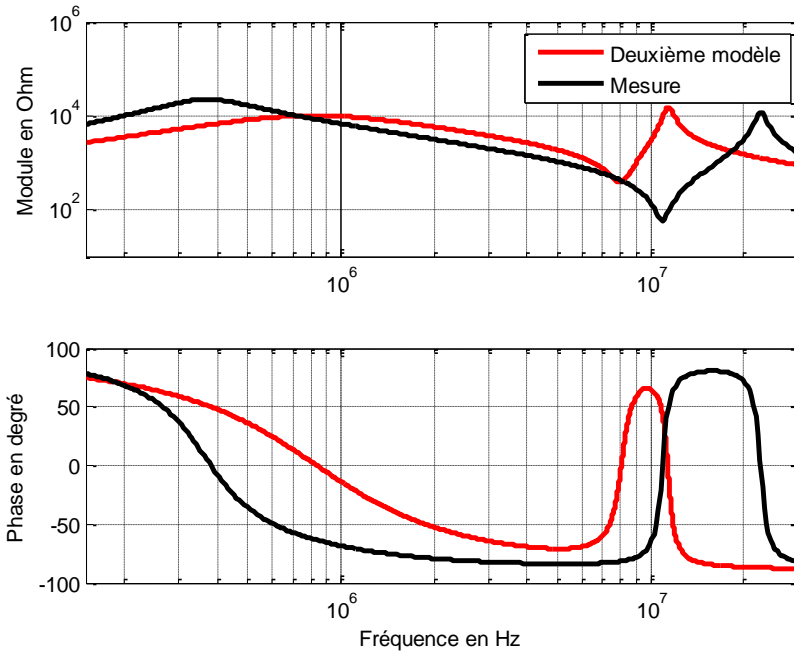


Figure IV-23. Impédance à vide vue du primaire associée à C_{m2} .

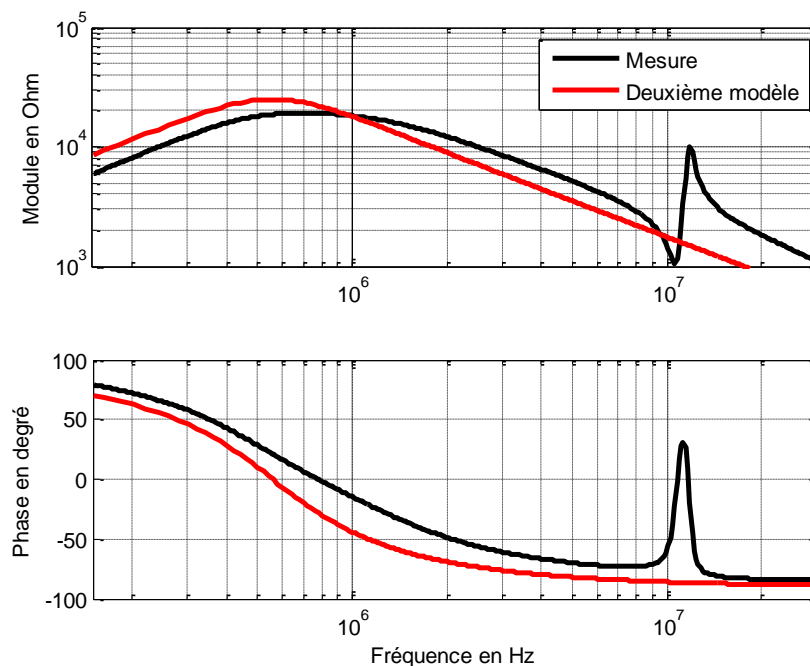


Figure IV-24. Impédance à vide vue du primaire associée à C_{m3} .

Nous remarquons qu'il y a une concordance entre les deux systèmes pour les basses fréquences et une divergence avec l'augmentation de la fréquence. Il apparaît que le modèle ne reflète pas le comportement réel du transformateur du moins de façon moins fidèle. Le deuxième modèle n'est pas plus précis que le premier modèle, sa limite de validité est très faible. C'est-à-dire qu'il ne permet pas de représenter fidèlement le comportement du transformateur.

IV.5. MODELISATION DU DEMI-PONT REDRESSEUR

La figure IV-25 montre le demi-pont redresseur au secondaire du transformateur permet l'alimentation en courant continu de la charge. Il délivre un courant de $14,6 A_{DC}$ et une tension de $48 V_{DC}$.

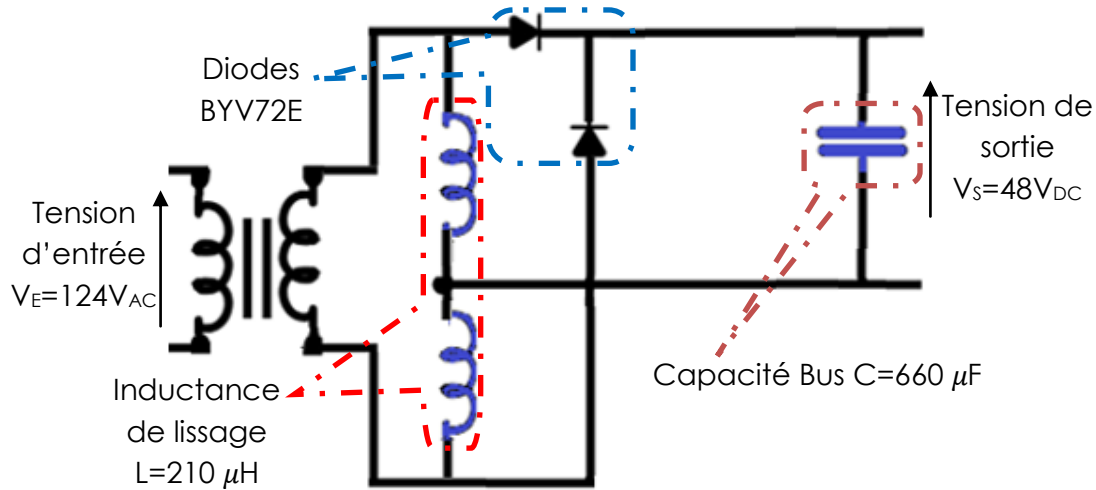


Figure IV-25. Demi-pont redresseur au secondaire du transformateur.

Nous cherchons ainsi un modèle comportemental capable de représenter les principaux phénomènes, tels que les oscillations de tension ou les phases de recouvrement lors des différentes commutations. Le modèle (Fig. IV-26) des sources de perturbation proposée consiste à remplacer la cellule de commutation par des générateurs équivalents. Ces générateurs représentent les signaux de puissance au sein de cette cellule, et engendrent, directement ou indirectement, les courants de mode différentiel et de mode commun.

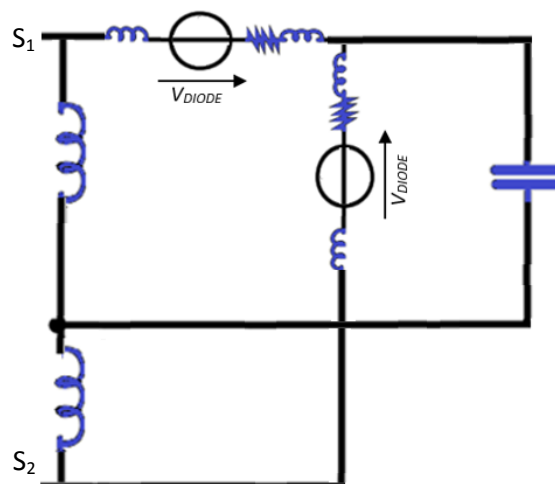


Figure IV-26. Demi-pont redresseur au secondaire du transformateur en HF.

La figure IV-27 montre clairement l'allure du spectre, le niveau de perturbation en mode commun (MC) et en mode différentiel (MD). Les perturbations de mode commun sont prépondérantes devant celles en mode différentiel.

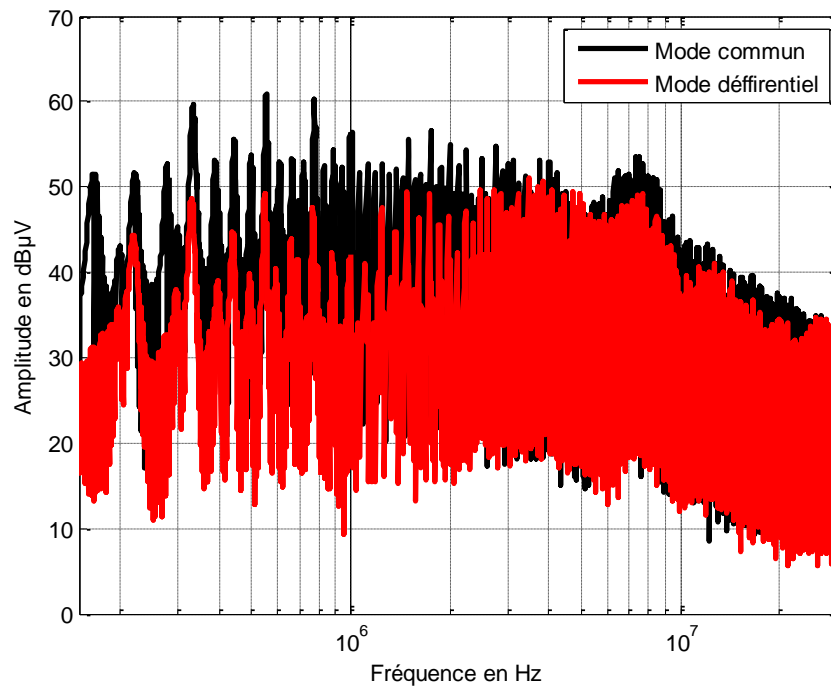


Figure IV-27. Spectre de tension en MC et MD de demi-pont redresseur.

IV-6. STRUCTURE *FULL BRIDGE*

Les alimentations à découpage se trouvent pratiquement dans toutes les applications possibles. Il présente de nombreux avantages, bien qu'ils présentent certains inconvénients, notamment la génération de bruit électrique à haute fréquence. Ce bruit électrique à haute fréquence est provoqué par les transitoires de commutation rapide du dispositif de commutation.

Les interférences électromagnétique dans l'alimentation à découpage sont une question très difficile à traiter car les fréquences de commutation sont très élevées, qui ont leurs propres harmoniques de commutation, qui peuvent se situer dans le spectre de mesure EMI conduit de 150 kHz à 30 MHz [44]. En mode de commutation, les problèmes d'alimentation tels que les dv/dt élevés, les temps de commutation rapides, la récupération inverse des diodes, les grandes surfaces (dissipateurs thermiques), etc... sont tous inhérents aux SMPS et contribuent tous à la génération d'EMI.

Les niveaux de bruit générés en mode commun et en mode différentiel par le deuxième étage, la structure *Full Bridge* sont indiqués dans les figures suivantes.

Les spectres présentés sur les figures IV-28 et IV-29 correspondent aux mesures et simulations du niveau des perturbations respectivement en mode commun (MC) et en mode différentiel (MD). La bonne corrélation des deux spectres permet de valider à la fois le modèle proposé mais aussi la méthode de calcul associé.

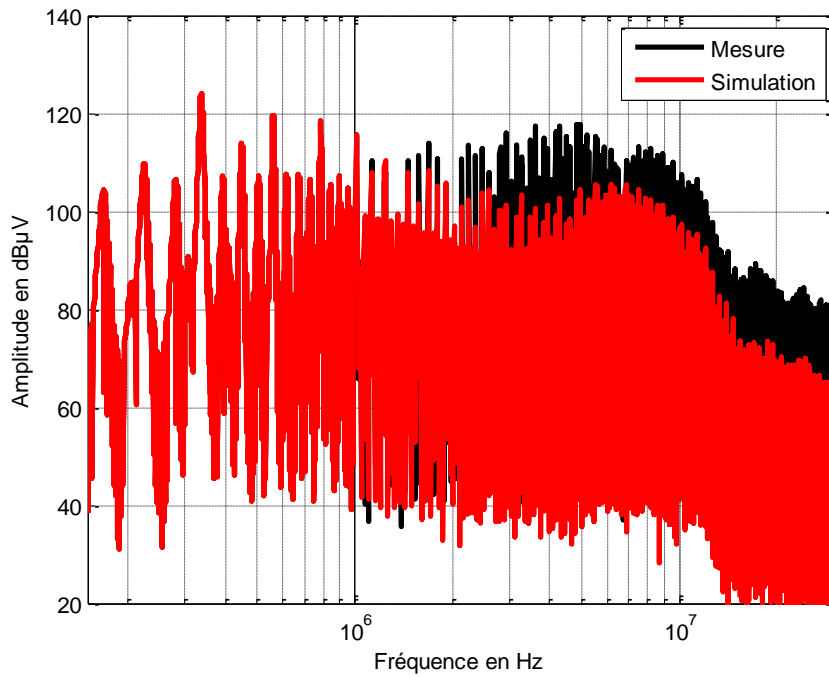


Figure IV-28. Spectres de tension en MC générés par l'alimentation Full Bridge.

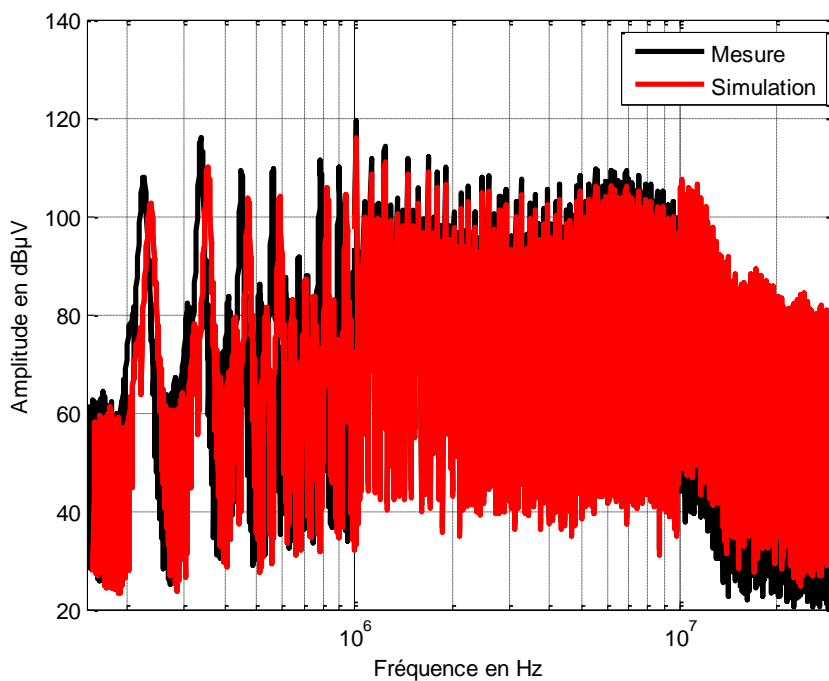


Figure IV-29. Spectres de tension en MD générés par l'alimentation Full Bridge.

Dans le cas de cette thèse, comme pour de nombreux travaux, les perturbations de mode commun sont prédominantes c'est ce qui ressort des mesures effectuées.

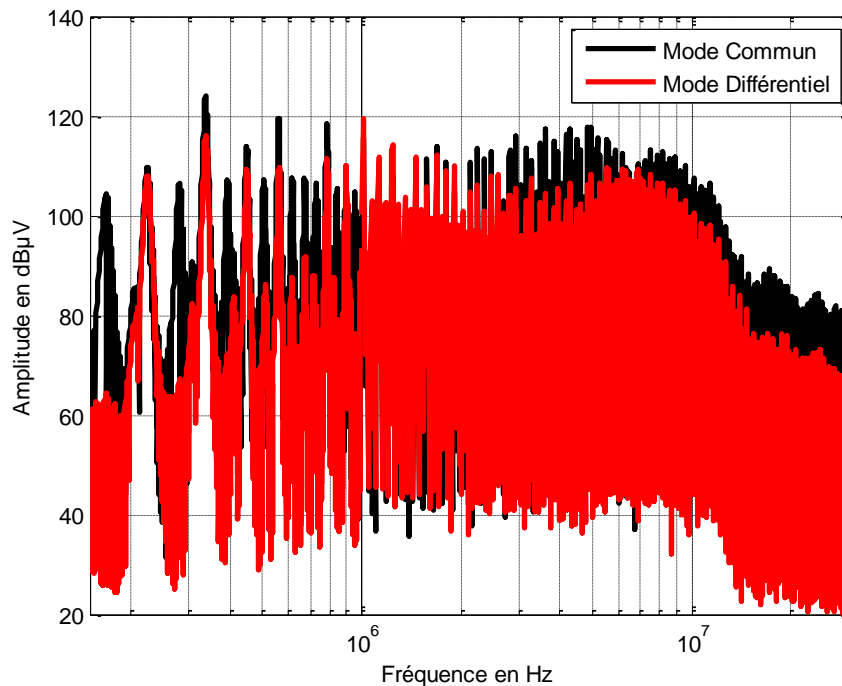


Figure IV-30. Spectres de tension en MC et MD générés par l'alimentation Full Bridge.

IV-7. CONCLUSION

La compatibilité électromagnétique a été tout d'abord pour le monde de l'électronique de puissance, l'évolution des performances statiques et dynamiques des composants qui contribuent à faire des dispositifs de conversion statique de puissants générateurs de perturbations conduites et rayonnées. La prise en considération de la CEM dans la conception d'un convertisseur statique est devenue une réalité plus ou moins bien maîtrisée. Dans le contexte de la conversion statique de l'énergie électrique, la CEM reste une technique basée sur l'expérimentation car la difficulté de rendre compte de l'ensemble des phénomènes physiques subsiste.

Ce chapitre comportait l'étude des phénomènes de propagation des perturbations conduites vers le réseau, et les interactions électromagnétiques au sein d'une structure *Full Bridge*. Nous avons ainsi développé un modèle de simulation, en agissant sur les différents éléments de la structure étudiée, pour voir l'impact et la sensibilité des ces dernières sur les émissions conduites. Cette démarche aboutie à deux représentations fréquentielles de la structure en tenant compte des principaux chemins de propagations.

Globalement, les résultats montrent que l'onduleur est une source de pollution critique dans la structure étudiée, son impédance provoque des PEMs assez importantes. En effet, nous considérons ici que la diode, comme le MOSFET, est une source de tension, la pollution prédominante dans notre application étant le mode commun. La notion d'impédance dynamique est introduite afin de respecter l'élément passif parasite du composant de puissance suivant son état, c'est à dire passant, en commutation ou bloqué.

Au cours de ce chapitre, nous avons exposé notre façon de rendre compte du comportement d'un transformateur. Nous avons considéré qu'un transformateur à deux enroulements se compose d'un système magnétique et d'un système électrostatique. L'hypothèse retenue suivant laquelle les couplages magnétiques et électrostatiques sont découplés. Nous avons procédé à identifier le transformateur à deux enroulements en relevant les impédances, qui consiste à permettre la prévision de tout ce qui est mesurable si bien que la question qui sera plus remis en cause, le modèle est-il cohérent avec toutes les mesures ?

Pour faire la comparaison, nous avons effectué une simulation des modèles obtenus et relevé les impédances vue du primaire à différentes configurations. Le résultat obtenu est confronté à la mesure. Nous remarquons que le premier modèle est relativement fidèle à la mesure jusqu'aux environs de 6 MHz. Au-delà de cette fréquence, il y a une divergence entre les deux résultats. Il apparaît que ce modèle reflète partiellement le comportement réel transformateur et une divergence apparaît sur le deuxième modèle.

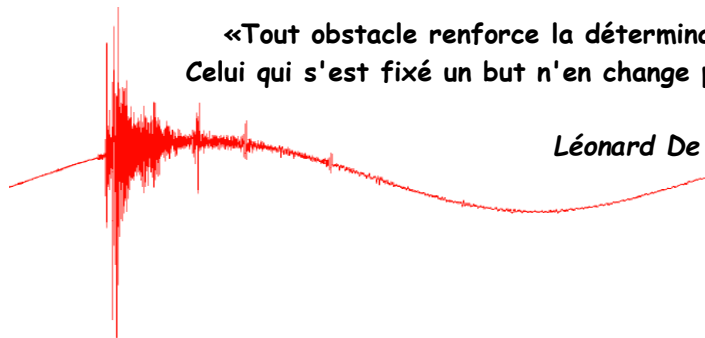
On peut conclure que pour notre structure étudiée, le rôle des chemins de propagation (impédance de l'onduleur, impédance du redresseur, impédance des connexions, etc...) sur la signature CEM n'est pas négligeable. Et la réduction des émissions conduites peut se faire en agissant sur ces chemins de propagation, au-delà, on peut parler de la réduction des PEMs pour des performances CEM. Donc la réduction des émissions conduites mérite qu'un chapitre lui soit consacré, sujet qui sera traité dans le chapitre suivant.

CHAPITRE V

MISE EN ŒUVRE ET OPTIMISATION DU FILTRE CEM

«Tout obstacle renforce la détermination.
Celui qui s'est fixé un but n'en change pas »

Léonard De Vinci



CHAPITRE V

MISE EN ŒUVRE ET OPTIMISATION DU FILTRE CEM

Dans le cadre de l'utilisation croissante des convertisseurs statiques, les efforts pour diminuer le poids des systèmes électriques sont nombreux. La masse des filtres CEM étant de plus de 30 % de celle d'un convertisseur, des dimensionnements optimaux sont recherchés. Pour se conformer à la réglementation en vigueur valide, une gamme de fréquences de 150 kHz à 30 MHz doit être prise en considération, dans la plupart des cas, on parlera de CEM conduite afin de garantir la compatibilité électromagnétique.

La définition de la compatibilité électromagnétique fait ressortir deux aspects qui regroupent un problème CEM, à savoir des notions d'immunité et d'émission. L'immunité correspond à l'aptitude d'un équipement à résister aux perturbations électromagnétiques de l'environnement. En même temps, un équipement peut aussi générer lui-même des perturbations électromagnétiques vers l'environnement, soit l'émission. Pour résoudre un problème de compatibilité électromagnétique, il est important de comprendre les phénomènes mis en jeu et d'en connaître les ordres de grandeur. Généralement, il est souhaitable d'augmenter l'immunité électromagnétique de l'élément perturbé et, à diminuer l'amplitude du bruit électromagnétique délivré par le perturbateur. Lorsqu'on développe un système intégrant à la fois la source de perturbation et le circuit victime.

Dans le cadre de cette thèse, on s'est particulièrement intéressé à augmenter l'immunité de la victime. Notre étude s'est portée sur l'amélioration des performances des filtres CEM. La génération des perturbations CEM, et donc le dimensionnement des filtres associés dépend fortement du convertisseur lui-même, mais également de son environnement électromagnétique.

Ce chapitre s'inscrit dans le cadre de la réduction des émissions conduites générées par les convertisseurs statiques. Afin de limiter les PEMs, les normes donnent un gabarit à respecter par le concepteur d'un système d'électronique de puissance. Ceci induit classiquement un ajout de filtres CEM composés essentiellement d'inductances et de capacités qui ont pour but d'isoler les perturbations générées par le convertisseur et de les faire circuler le moins possible à l'extérieur de celui-ci.

Ce chapitre présentera en premier lieu les techniques de protection CEM les plus répandues, de nombreuses possibilités d'action sur la source perturbatrice, sur les chemins de propagation. Puis il s'orientera vers l'étude de performances CEM des convertisseurs statiques, en détaillant la méthode d'optimisation du filtre CEM à l'entrée de notre alimentation à découpage.

Une méthode sera décrite sur le dimensionnement de filtres CEM peut être considérée comme une approche qui prend en considération les contraintes CEM spécifiées par les normes. Elle permet ainsi de déterminer les éléments fonctionnels électriques idéaux du filtre requis pour filtrer un certain niveau de bruit électromagnétique. On peut dire qu'elle est efficace en basse fréquence, voire aux alentours du MHz, puisque les éléments parasites et les couplages internes sont pris en considération à ce stade. Ces éléments parasites ont un impact non négligeable sur l'efficacité haute fréquence du filtre.

V.1. ALIMENTATION ETUDIEE COMPLETE

L'alimentation étudiée complète AC/DC (Fig. V-1) a comme fonction de fournir une tension continue variable (48 V à 58 V) à partir d'une tension alternative (220 V), elle comporte un transformateur assurant l'isolation galvanique. Nous nous intéressons dans cette étude à l'aspect CEM en mode conduit.

La structure est en deux étages, le premier étage regroupe le pont redresseur et le hacheur parallèle, le deuxième étage de cette alimentation contient l'onduleur, le transformateur et le redresseur en demi-pont.

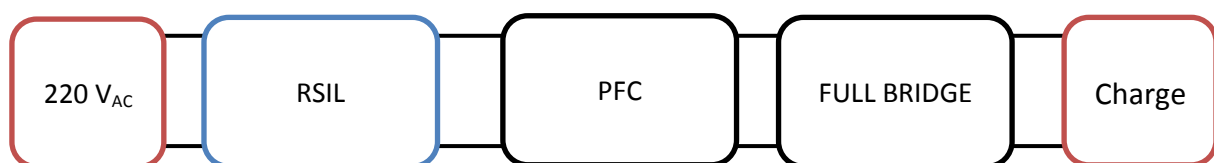


Figure V-1. Structure de l'alimentation complète.

Dans les figures V-2 et V-3, nous présentons le spectre en fréquence des perturbations respectivement en mode commun et en mode différentiel de l'alimentation complète.

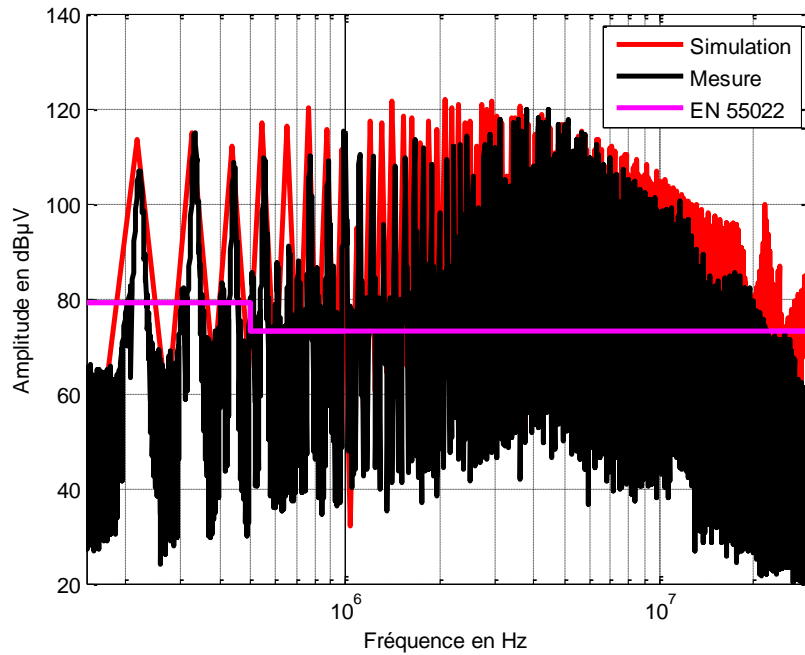


Figure V-2. Spectre de tension en mode commun de l'alimentation complète.

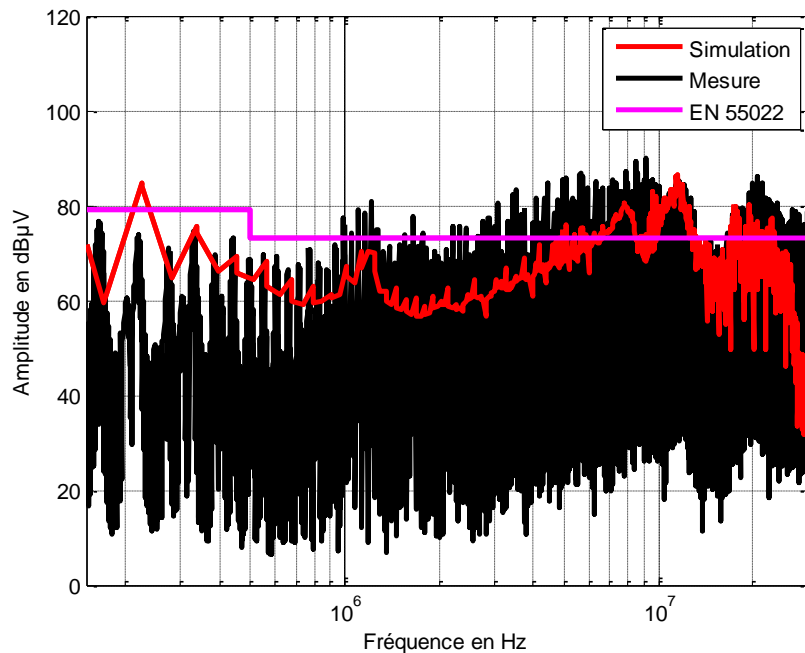


Figure V-3. Spectre de tension en mode différentiel de l'alimentation complète.

Lorsque les courants parasites circulent en parcourant les liaisons dans le même sens, en se refermant par l'équipotentielle, on parle du mode commun. Dans ce cas, les courants parasites se propagent via les capacités de parasites créées entre chaque point chaud soumis à des variations de tension (Drain du MOSFET) et le plan de masse, et via les capacités parasites entre le semi-conducteur et le radiateur. Ces courants parasites traversent les deux résistances de valeur normalisée égale à 50Ω en parallèles.

En mode différentiel dans le cas où les courants parasites circulent dans les deux conducteurs. Ces courants sont dus à la commutation des courants des interrupteurs (MOSFET). Une partie des courants de commutation traverse la capacité de découpage et l'autre partie traverse les deux résistances de valeur égale à 50Ω placés en série.

La charge est constituée d'une inductance de 10 mH sur un noyau en ferrite, et d'une résistance bobinée placée en série. Le modèle électrique équivalent (Fig. V-4) met en évidence le couplage magnétique entre les enroulements en garantissant les effets inductifs de ces derniers. La figure V-5 montre le comportement fréquentielle de cette charge.

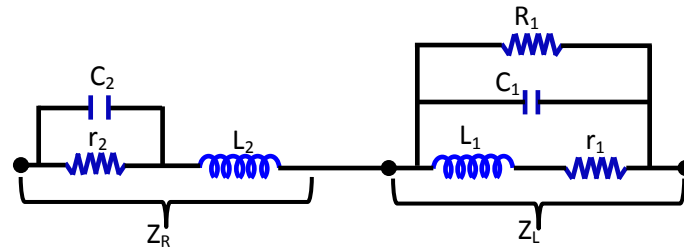


Figure V-4. Modèle de la charge.

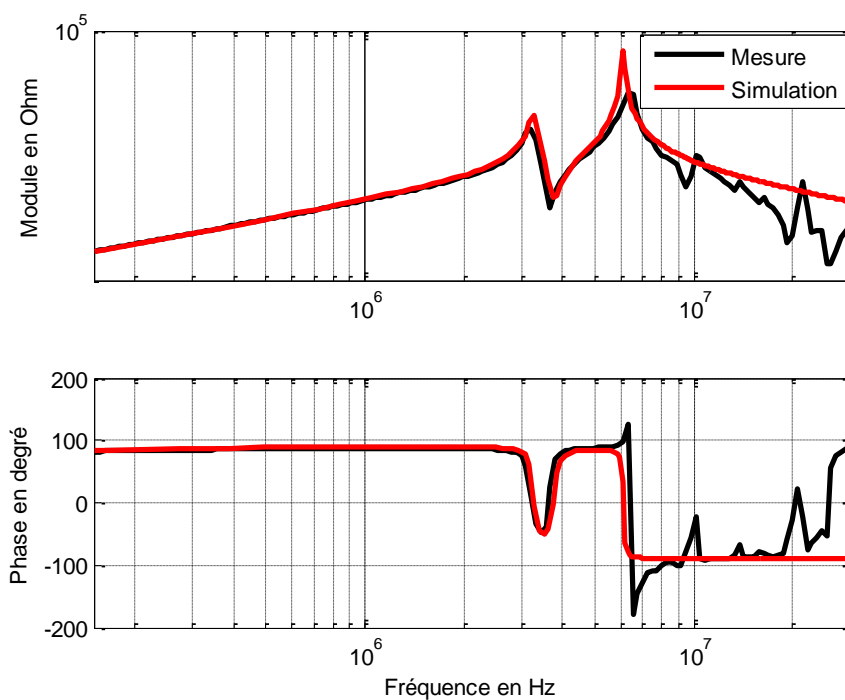


Figure V-5. Comportement fréquentielle de la charge.

V.2. 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 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.

Nous présenterons dans un premier temps quelques techniques générales utiles pour la protection en CEM, ensuite la réduction des PEMS conduites en électronique de puissance qui sera étudiée par la suite en détail.

V.2.1. Recherche d'une stratégie de placement des composants

Cette stratégie est à l'image du jeu d'échecs : on connaît les règles du maniement de chaque pièce, mais il n'est pas possible d'écrire la règle qui fait gagner. Tout dépend du cas que l'on doit traiter. Il y a cependant un ordre logique dans les décisions à prendre. On commence par ébaucher un plan de disposition global que l'on affinera ensuite par une démarche similaire en plusieurs étapes :

- ① placer les éléments dont la position est obligatoire (nécessité fonctionnelle, contrainte mécanique ou thermique, réglementation, etc...);
- ② placer les éléments, dont la position relative est cruciale pour le bon fonctionnement et pour la CEM (il est rare qu'il y ait antinomie entre les deux aspects);
- ③ assigner des zones de placement pour les éléments restants de manière à résoudre le mieux possible l'acheminement des différentes masses et alimentations, particulièrement si celles-ci sont multiples;
- ④ placer les éléments de manière à simplifier le câblage en tenant compte des espaces disponibles [46,62].

V.2.2. Etude de la disposition du câblage

Au cours de cette étape, on est fréquemment amené à remettre en cause, dans le détail, les premières dispositions du placement. Une bonne disposition du câblage est fondée sur quelques principes et beaucoup de réflexion :

- ① Eviter les tronçons communs entre les signaux de nature différente, ceci pour éviter le couplage par impédance commune.
- ② Raccourcir le câblage, en se souciant en premier lieu des signaux qui doivent s'éviter : ceux qui sont les plus à perturber, vis à vis des plus sensibles aux perturbations.
- ③ Espacer les conducteurs ou les pistes qui concernent ces signaux et au besoin intercaler des zones cuivrées réunies à la masse (pour éviter le couplage capacitif).
- ④ Réduire autant que possible la surface des circuits en boucle, en particulier pour les courants les plus élevés (susceptibles de générer du champ magnétique H) et pour les signaux les plus sensibles [62].

V.2.3. Blindage

Le blindage électromagnétique a pour but de protéger des installations électroniques (ou électriques) contre les effets redoutables de certains couplages électromagnétiques, d'où cette technique de protection reste valable uniquement pour la protection contre les perturbations rayonnées. Il est constitué d'une enveloppe conductrice que l'on met en place autour de composants électriques pour constituer une barrière vis à vis des influences électrostatiques, magnétiques, ou électromagnétiques.

Ce moyen est, en général, employé en dernier ressort car c'est une solution lourde et souvent onéreuse. Son efficacité réelle dépend bien sûr de la qualité du matériau utilisé pour le blindage (efficacité intrinsèque), mais également des ouvertures pratiquées dans ce blindage (portes, passages de câbles, zones d'affichage, boutons de commande, etc...) [46].

V.2.4. Amélioration CEM par des éléments passifs et actifs

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. 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 [47].

Les filtres atténuent les signaux parasites selon leur fréquence indépendamment de leur amplitude. Les filtres sont caractérisés soit par leur fonction de transfert (rapport du signal de sortie par rapport au signal d'entrée), soit par leur perte d'insertion (rapport du signal sur la ligne en absence du filtre par rapport au signal en présence du filtre). L'efficacité du filtre traduit les pertes d'insertion ; elle dépend des impédances de la charge et de la source entre lesquelles le filtre est positionné.

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les moyens existants pour réduire les perturbations à l'entrée et à la sortie du convertisseur par insertion de filtre. Nous pouvons distinguer deux méthodes, une première étant le filtrage par éléments passifs, et une seconde étant l'utilisation des filtres actifs.

Un filtre passif se caractérise par l'usage exclusif de composants passifs utilisés pour réduire les perturbations conduites. Ces filtres ne nécessitent pas d'alimentation. Cette technique permet de modifier avantageusement le chemin de propagation des perturbations dans le but de gêner leur circulation. Les filtres peuvent être placés en amont (côté réseau), ou en aval du convertisseur (côté charge) [48, 49].

Dans cette configuration, le filtre passif est imposé en face du réseau, cette technique est largement utilisée par les convertisseurs statiques. La combinaison de chemins en haute fréquence fortement impédants (inductance) et faiblement impédants (capacités) permet d'aiguiller les courants perturbateurs selon des chemins ne perturbant pas le réseau. Le jeu de solution de valeur de composant ne sera pas

forcément la meilleure solution, de plus, face à ce problème l'utilisation de solutions actives semble donner des meilleurs résultats en matière CEM.

L'une de ces solutions actives proposées dans le but de contrebalancer la tension de mode commun générée par le convertisseur, est le filtre actif, qui consiste à injecter une tension opposée à la tension de mode commun. Il permet jusqu'à quelques Mégahertz de limiter les courants circulant dans l'ensemble du convertisseur et donc de protéger ce dernier.

V.3. FILTRE CEM

Afin de limiter les EMIs circulant dans les modes commun et différentiel, la solution la plus répandue est le placement d'un filtre dit CEM. Un filtre CEM est caractérisé par sa perte d'insertion, appelée aussi "*efficacité du filtre*". C'est par définition le niveau résiduel mesuré après la pose du filtre par rapport au niveau mesuré sans filtre. La perte d'insertion d'un filtre dépend des impédances des circuits amont et aval.

Ces filtres peuvent être actifs ce qui diminue leur volume, mais la large gamme d'utilisation (en particulier avec la montée en fréquence des nouveaux composants) tend à privilégier un filtre passif pour les hautes fréquences ou l'association des deux dans un filtre hybride.

Le dimensionnement de filtres CEM en électronique de puissance est une phase à la fois très délicate et inéluctable vis-à-vis de normes nationales et internationales. Certes, la théorie des circuits permet d'analyser et de synthétiser des filtres linéaires complexes pour les besoins spécifiques en électronique et en électrotechnique. Toutefois, elle nécessite une connaissance parfaite des impédances de la source et de la charge qui seront connectées au filtre.

Malheureusement, les filtres CEM pour les applications d'électronique de puissance sont destinés à être insérés entre une source d'alimentation et un ou plusieurs convertisseurs fortement générateurs de signaux électromagnétiques perturbateurs. Ces convertisseurs présentent souvent une impédance variable dans le temps, dépendante de la fréquence.

De nombreuses topologies de filtre peuvent être adoptées. Les circuits équivalents sont des filtres L-C en π ou en T. Chaque configuration est un compromis à trouver l'atténuation désirée. Les bruits de mode commun et de mode différentiel peuvent alors être traités de façon indépendante et ce, en faisant appel aux bases classiques de la théorie des circuits linéaires.

La figure V-6 montre une topologie typique avec le filtre MC et MD équivalents. La conception du filtre est réalisée au moyen d'un séparateur de bruit pour isoler le spectre de bruit MC et MD, puis concevoir le filtre en utilisant les circuits équivalents individuels. Les condensateurs différentiels C_X agissent pour court-circuiter les courants de bruit différentiels, tandis que les condensateurs au sol C_Y court-circuitent les courants de bruit en mode commun. L'inductance de MC : L_{MC} est créée en enroulant deux bobines

identiques sur un noyau magnétique. Si un couplage magnétique étroit est maintenu entre les deux bobines. La bobine de MC présente donc une haute impédance aux seuls courants de bruit de mode commun, ce qui permet au filtre dans son ensemble de minimiser les interférences avec la fréquence de ligne de puissance désirée. L'inconvénient de ceci est que les inductances de filtrage doivent porter le courant de pleine puissance, ce qui entraîne l'utilisation de composants coûteux et encombrants.

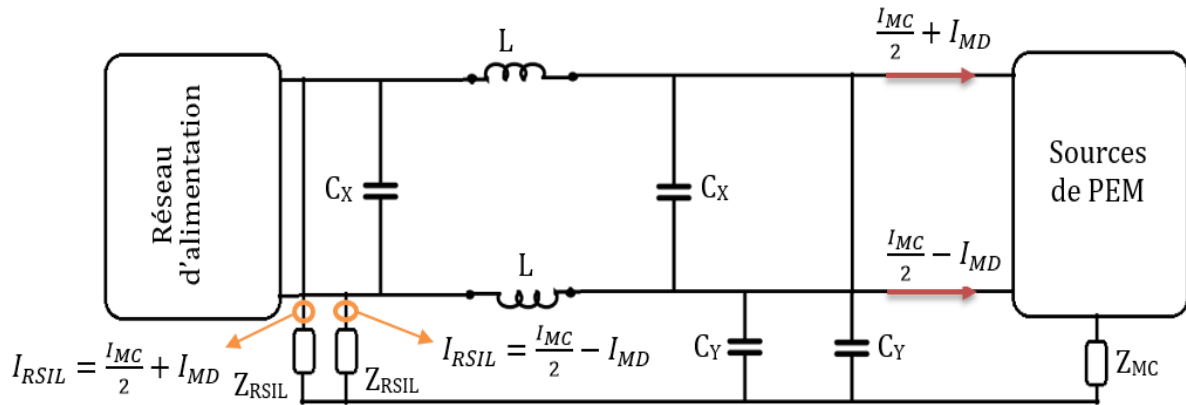


Figure V-6. Filtre CEM complet.

Exprimons d'abord, les contraintes CEM spécifiées par les normes DO-160F et EN 55022 :

$$\begin{cases} |I_{RSIL}| = \text{Max} \left[\left| \frac{I_{MC}}{2} \pm I_{MD} \right| \right] < \text{Norme} \\ |V_{RSIL}| = \text{Max} \left[\left| \frac{V_{MC}}{2} \pm V_{MD} \right| \right] < \text{Norme} \end{cases} \quad (\text{V-1})$$

Nous adoptons la décomposition MD/MC et appliquons les normes sur chacun des modes séparément :

$$\begin{cases} |I_{MC}| < \text{Norme} \\ |V_{MC}| < \text{Norme} \end{cases} \quad (\text{V-2})$$

$$\begin{cases} |I_{MD}| < \text{Norme} \\ |V_{MD}| < \text{Norme} \end{cases} \quad (\text{V-3})$$

En combinant ces équations, il en découle :

$$\begin{cases} \left| \frac{I_{MC}}{2} \right| + |I_{MD}| < \frac{3}{2} \cdot \text{Norme} \\ \left| \frac{V_{MC}}{2} \right| + |V_{MD}| < \frac{3}{2} \cdot \text{Norme} \end{cases} \quad (\text{V-4})$$

D'où :

$$\begin{cases} \left[\left| \frac{I_{MC}}{2} \right| + |I_{MD}| \right]_{dB} < [\text{Norme}]_{dB} + \left[\frac{3}{2} \right]_{dB} \\ \left[\left| \frac{V_{MC}}{2} \right| + |V_{MD}| \right]_{dB} < [\text{Norme}]_{dB} + \left[\frac{3}{2} \right]_{dB} \end{cases} \quad (\text{V-5})$$

L'expression finale en décibel devient :

$$\begin{cases} \left[\left| \frac{I_{MC}}{2} \right| + |I_{MD}| \right]_{dB} < [Norme]_{dB} + 3,5dB\mu A \\ \left[\left| \frac{V_{MC}}{2} \right| + |V_{MD}| \right]_{dB} < [Norme]_{dB} + 3,5dB\mu V \end{cases} \quad (V-6)$$

On observe dès lors qu'une marge de 3,5 dB doit être prise aussi bien sur le mode commun que sur le mode différentiel. De même, dans la caractérisation physique des bruits, une marge de sécurité supplémentaire devrait être rajoutée. Nous prendrons cette marge de sécurité des bruits égale à 2,5 dB. La marge totale (marge de calcul + marge de sécurité) que l'on fixera pour chaque mode est de 6 dB, ce qui permettra de répondre aux exigences des normes.

V.4. FILTRE DE MODE COMMUN

Pour détailler la démarche étudiée, nous commençons par les perturbations de mode commun qui sont souvent les plus difficiles à réduire. La structure du filtre de mode commun repose sur une impédance forte côté convertisseur Z_{mc} et faible côté réseau $Z_{RSIL}/2$ (Fig. V-7).

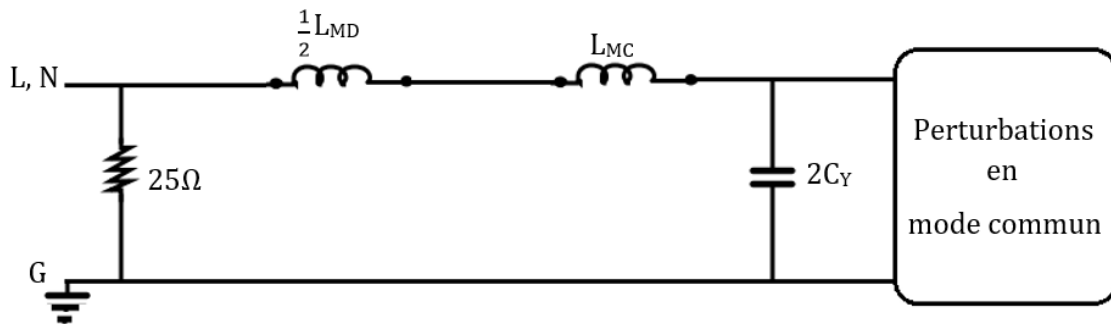


Figure V-7. Structure du filtre de mode commun.

La procédure de conception du filtre nécessite tout d'abord de mesurer les émissions EM conduites en mode commun (MC). Par la suite nous devons déterminer l'atténuation due au bruit en mode commun (MC).

L'atténuation requise est donnée par [57, 63, 64] :

$$\begin{cases} V_{MC_{requis}} = V_{MC_{Max}} - V_{L_{Norme}} + 6 \text{ dB}\mu V \\ I_{MC_{requis}} = I_{MC_{Max}} - I_{L_{Norme}} + 6 \text{ dB}\mu A \end{cases} \quad (V-7)$$

Où : $V_{MC_{Max}}$ et $I_{MC_{Max}}$ sont respectivement la tension maximale et le courant maximal sans filtre.

$V_{L_{Norme}}$ est la limite des émissions conduites exigée par la norme CEM.

Il suffit ensuite de déterminer la fréquence de coupure adéquate f_{MC_C} .

$$V_{MC_{requis}} = 40 \cdot \log \left(\frac{f_{MC_{Max}}}{f_{MC_C}} \right) \quad (V-8)$$

Où : $f_{MC_{Max}}$ est la fréquence correspondant au spectre des perturbations conduites en mode commun (MC) qui comporte une amplitude maximale.

f_{MCc} est la fréquence de coupure du filtre conçu pour les perturbations conduites en mode commun (MC).

La définition de l'atténuation en courant est donnée par :

$$A_{Att_{MC}} = 20. \log \left(\frac{I_{Sans_{Filtre}}}{I_{Avec_{Filtre}}} \right) \quad (V-9)$$

La tension sans filtre est exprimée par :

$$V_{Sans_{Filtre}} = \frac{\frac{Z_{RSIL}}{2}}{\frac{Z_{RSIL}}{2} + Z_{MC}} \cdot Z_{MC} \cdot I_{MC} \quad (V-10)$$

La tension avec filtre est exprimée par :

$$V_{Avec_{Filtre}} = \frac{Z_P}{Z_{MC} + Z_P} \cdot Z_{MC} \cdot I_{MC} \quad (V-11)$$

$$\text{Avec : } Z_P = \frac{Z_{CY} \cdot \left(\frac{Z_{RSIL}}{2} + Z_{L_{MC}} \right)}{Z_{CY} + \left(\frac{Z_{RSIL}}{2} + Z_{L_{MC}} \right)} \quad (V-12)$$

D'où l'atténuation en tension en décibel du filtre de MC est égale à :

$$A_{Att_{MC}} = 20. \log \left(\frac{V_{Sans_{Filtre}}}{V_{Avec_{Filtre}}} \right) \quad (V-13)$$

La dernière étape de cette procédure nécessite de déterminer respectivement les valeurs de l'inductance et de condensateur des filtres de mode commun [57, 63, 64] :

$$f_{MCc} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{MC} \cdot C_{MC}}} \quad (V-14)$$

$$f_{MCc} = \frac{1}{50\pi \cdot C_{MC}} \quad (V-15)$$

$$C_{MC} = \frac{C_Y}{2} \quad (V-16)$$

V.5. FILTRE DE MODE DIFFERENTIEL

La même démarche évoquée pour le mode commun est reconduite pour déterminer les éléments du filtre de mode différentiel. Dans ce cas présent, nous supposons une impédance très faible côté convertisseur et une forte valeur côté réseau, d'où le circuit équivalent proposé est donné dans la figure V-8.

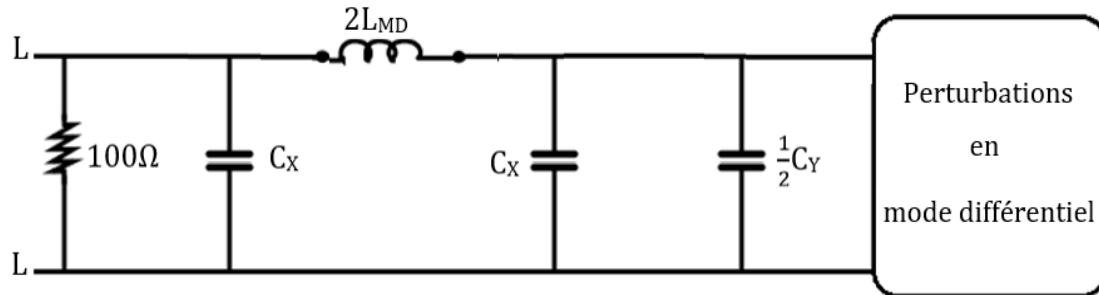


Figure V-8. Structure du filtre de mode différentiel.

L'atténuation requise est donnée par [55, 61, 62] :

$$\begin{cases} V_{MD_{requis}} = V_{MD_{Max}} - V_{L_{Norme}} + 6dB\mu V \\ I_{MD_{requis}} = I_{MD_{Max}} - I_{L_{Norme}} + 6dB\mu A \end{cases} \quad (V-17)$$

Où : $V_{MD_{Max}}$ et $I_{MD_{Max}}$ sont respectivement la tension maximale et le courant maximal sans filtre.

Il suffit ensuite de déterminer la fréquence de coupure adéquate f_{MD_C} .

$$V_{MD_{requis}} = 40. \log \left(\frac{f_{MD_{Max}}}{f_{MD_C}} \right) \quad (V-18)$$

Où : $f_{MD_{Max}}$ est fréquence correspondant au spectre des perturbations conduites en mode commun (MC) qui comporte une amplitude maximale.

f_{MD_C} est la fréquence de coupure du filtre conçu pour les perturbations conduites en mode différentiel (MD).

La tension sans filtre aux bornes du RSIL devient égale à :

$$V_{SansFiltre} = \frac{2.Z_{RSIL}}{2.Z_{RSIL}+Z_{MD}} \cdot Z_{MD} \cdot I_{MD} \quad (V-19)$$

Si $Z_{MD} \gg Z_{RSIL}$, alors l'équation (V-19) devient :

$$V_{SansFiltre} = 2 \cdot Z_{RSIL} \cdot I_{MD} \quad (V-20)$$

La tension avec filtre aux bornes du RSIL est donnée alors par :

$$V_{AvecFiltre} = \frac{Z_A \cdot Z_{C_X}}{Z_{C_X} + Z_{L_{MD}} + Z_A} \cdot \frac{Z_{MD} \cdot I_{MD}}{Z_{MD} + Z_B} \quad (V-21)$$

Avec :

$$Z_A = \frac{2 \cdot Z_{RSIL} \cdot Z_{C_X}}{2 \cdot Z_{RSIL} + Z_{C_X}} \quad (V-22)$$

$$Z_B = \frac{Z_{C_X} \cdot (Z_{L_{MD}} + Z_A)}{Z_{C_X} + Z_{L_{MD}} + Z_A} \quad (V-23)$$

Si $Z_{MD} \gg Z_B$, la tension avec filtre vaut :

$$V_{AvecFiltre} = \frac{2 \cdot Z_{RSIL} \cdot Z_{C_X}^2}{Z_{C_X} + Z_{L_{MD}} + Z_A} \cdot \frac{I_{MD}}{2 \cdot Z_{RSIL} + Z_{C_X}} \quad (V-24)$$

L'expression de l'atténuation en décibel est égale à :

$$A_{Att_{MD}} = 20. \log \left(\frac{V_{SansFiltre}}{V_{AvecFiltre}} \right) \quad (V-25)$$

L'inductance et le condensateur des filtres de mode différentiel sont données respectivement par [57, 63, 64] :

$$f_{MD_C} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{MD} \cdot C_{MD}}} \quad (V-26)$$

$$f_{MD_C} = \frac{25}{\pi \cdot L_{MD}} \quad (V-27)$$

V.6. METHODE D'OPTIMISATION DE FILTRAGE

On peut s'appuyer aussi sur la norme EN 55022 pour faire l'optimisation, mais cela consiste à comparer l'amplitude de chaque mode du spectre des perturbations sur les deux bras du RSIL, par rapport à la limite imposée par cette norme.

Il existe une multitude de méthodes d'optimisation. Dans cette étude, l'approche d'optimisation consiste à ramener les niveaux émissions dépassant le gabarit (selon la norme) en-dessous de celui-ci sur toute la plage de fréquence correspondante.

Les normes CEM contraignent séparément le mode commun ou le mode différentiel, comme évoqué précédemment.

Dans le cas de cette thèse, il correspond au filtre qui offre des performances acceptables, point de vue norme. Nous voyons alors apparaître les deux notions inhérentes à une grande partie de problèmes d'optimisation. La première correspond à la minimisation d'une fonction dite "*objectif*" ; la seconde correspond à la notion de "*contrainte*".

La fonction « objectif » représente une combinaison linéaire de quatre fonctions :

- Fonction "coût".
- Fonction "rendement".
- Fonction "surface".
- Fonction "masse".

La fonction coût est définie par le prix des éléments constituant le filtre, généralement l'inductance est l'élément le plus coûteux, et que son prix dépend essentiellement du poids de son circuit magnétique.

La fonction "rendement" qui assure le bon fonctionnement avec l'insertion du filtre sous les contraintes.

Les deux dernières fonctions données par la somme des volumes (surface + masse) de l'inductance et sa capacité, la fonction qui permet de calculer le volume minimal de la bobine de mode commun.

La bobine de mode commun est constituée de deux enroulements dans le même sens autour d'un noyau toroïdal. La figure V-9 montre les paramètres géométriques de la bobine : les rayons intérieurs r et extérieur R , la hauteur h et le nombre de spires N . Le diamètre du conducteur d est déterminé en fonction de la valeur efficace du courant différentiel. L'espacement entre les spires s est un paramètre constant choisi afin de réduire les capacités inter-spires.

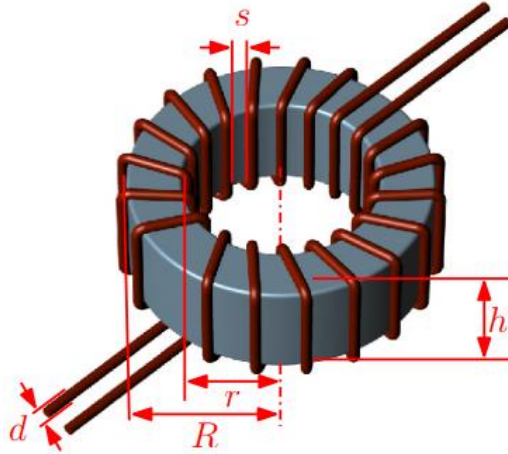


Figure V-9. Paramètres géométriques de la bobine en MC.

Le volume total V de la bobine en tenant compte des enroulements est alors exprimé en fonction de d , R , et h :

$$V = \pi \cdot (h + 2d)(R + d)^2 \quad (\text{V-28})$$

D'une part, l'inductance d'une bobine torique exprimée dans l'équation (V-29) dépend de la perméabilité relative μ_0 et des paramètres géométriques du matériau magnétique μ_r . Ainsi, L peut être exprimée en fonction de R , r et N , L , h et μ_r .

$$L = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot h \cdot \frac{N^2}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{R}{r}\right) \quad (\text{V-29})$$

Dans notre démarche, nous nous plaçons dans une configuration figée à savoir un bobinage simple couche et en demi-lune afin de minimiser les effets capacitifs. Ce faisant, les capacités que nous cherchons à estimer dépendront donc du nombre de spires, des dimensions géométriques du pot utilisé pour l'inductance et de l'angle θ de couvert par le bobinage. Dans notre cas, nous commençons par calculer les circonférences intérieure C_{INT} et extérieure C_{EXT} en présence du bobinage et qui passent par le milieu des spires respectivement intérieures et extérieures comme montré sur la figure V-10. Ces circonférences nous permettront, ensuite, de déterminer la distance qui sépare deux spires adjacentes.

Grâce à des considérations mathématiques et géométriques, ces circonférences peuvent être calculées par la relation suivante :

$$C_{EXT} = \frac{K_f \cdot (R+d) \cdot \pi \cdot \theta}{360} \quad (\text{V-30})$$

$$C_{INT} = \frac{K_f \cdot (r-d) \cdot \pi \cdot \theta}{360} \quad (\text{V-31})$$

Avec : K_f le coefficient de bobinage ($K_f < 1$).

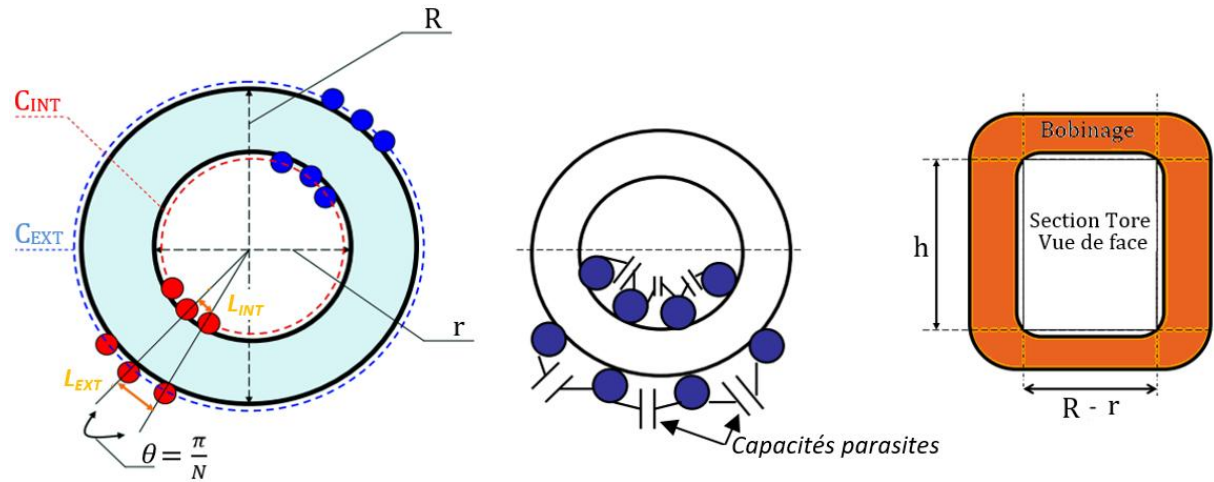


Figure V-10. Caractéristiques géométriques de l'inductance toroïdale de la bobine en MC.

Nous calculons la distance entre spires aussi bien à l'extérieur L_{EXT} qu'à l'intérieur L_{INT} par les relations suivantes :

$$L_{EXT} = \frac{C_{EXT} - (N-d)}{N-1} \quad (V-32)$$

$$L_{INT} = \frac{C_{INT} - (N-d)}{N-1} \quad (V-33)$$

Enfin, il nous reste à déterminer la portion de surface de bobinage S_{Bobine} qui est en contact avec le tore en fonction des dimensions géométriques de ce dernier. Autrement dit, nous cherchons à calculer la surface d'une spire en considérant que celle-ci soit un cylindre. Donc, il faut connaître la longueur d'une spire et sa largeur. Sa longueur dépend naturellement des dimensions du tore à l'occurrence du diamètre extérieur ainsi que du diamètre intérieur et de sa hauteur.

$$S_{Bobine} = \frac{\pi \cdot d \cdot N}{2} \cdot [(R - r) + 2 \cdot h] \quad (V-34)$$

La capacité parasite et équivalente pour chaque bobinage :

$$C_P = \frac{\varepsilon_{eq} \cdot S_{Bobine}}{L_{moyen}} \quad (V-35)$$

$$C_{eq} = \frac{C_P}{N-1} \quad (V-36)$$

$$L_{moyen} = \frac{L_{EXT} + L_{INT}}{2} \quad (V-37)$$

Avec : ε_{eq} moyenne arithmétique de la permittivité de l'isolant et du vide.

La contrainte correspond évidemment au respect du gabarit normatif. Le spectre est comparé au niveau de la norme pour une plage de fréquence (150 kHz – 30 MHz). Toutefois, le spectre n'est pas traité dans son intégralité. Pour le cas étudié, la contrainte est définie par deux gabarits (modes commun et mode différentiel générés vers le réseau) ce qui rend l'optimisation un peu difficile. Finalement, nous pouvons résumer la démarche classique de dimensionnement des filtres CEM par l'algorithme de calcul des éléments du filtre représenté sur la figure V-11.

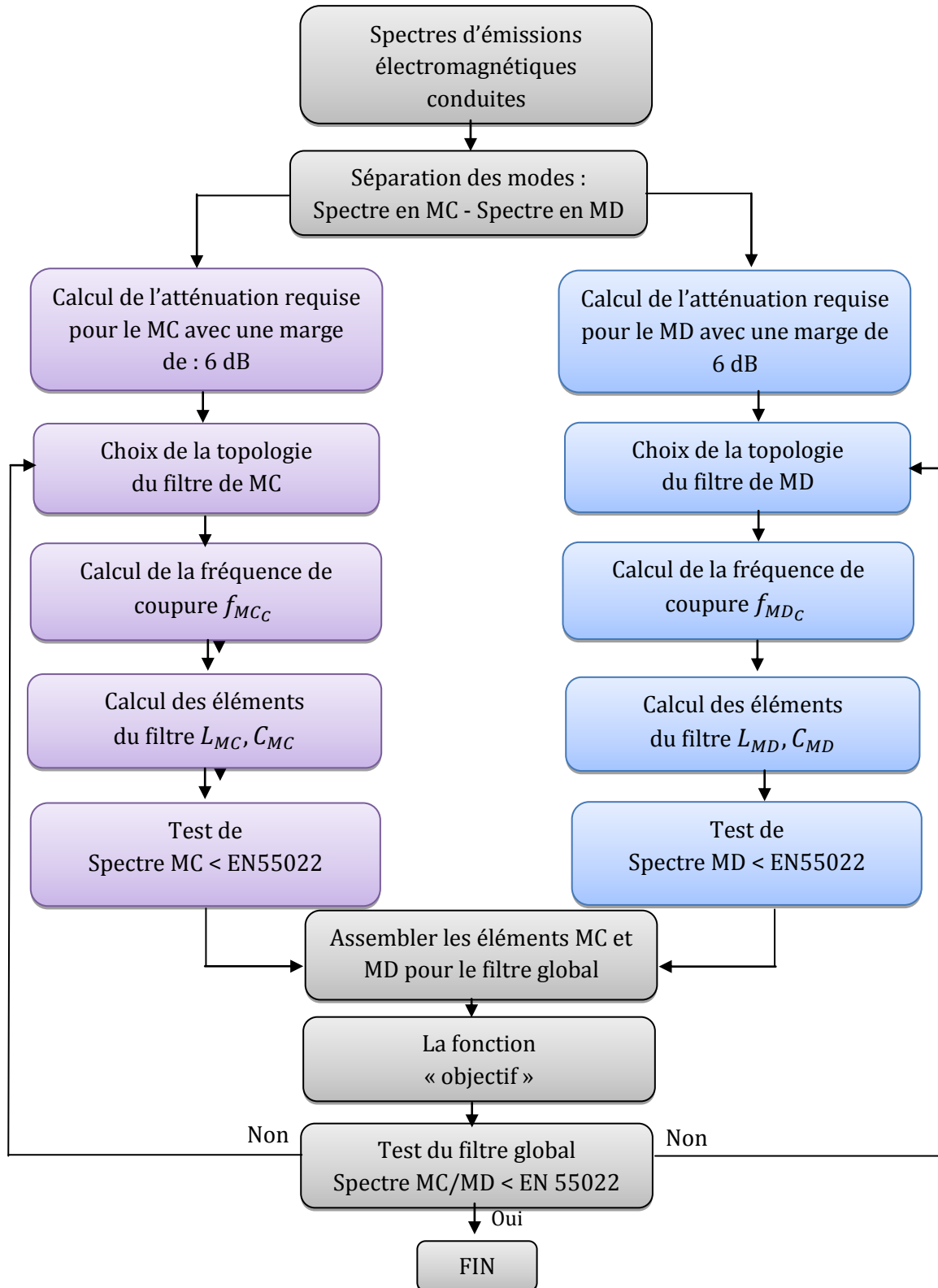


Figure V-11. Algorithme de dimensionnement de filtres CEM.

V.7. DEPOLLUTION ELECTROMAGNETIQUE

Après l'étude de différentes solutions de réduction de la pollution EM, nous allons maintenant appliquer certaines de ces optimisations du filtre, en premier temps sur le premier étage de l'alimentation étudiée (la structure PFC), la seconde étape est la réduction des PEMS générées par l'alimentation complète avec l'ensemble des modules de puissance et de filtres d'entrée.

V.7.1. Dépollution EM au niveau du PFC

Les spectres des perturbations en mode commun et en mode différentiel avec et sans filtre sont représentés respectivement aux Figures V-12 et V-13 dans lesquelles est mentionné le gabarit des spécifications des normes relatives aux perturbations conduites (EN 55022).

A l'aide de la méthode exposée précédemment, nous obtenons les résultats présentés dans le tableau V-1. Les valeurs des composants du filtre implanté sont présentées dans le tableau V-2.

Tableau V-1. Paramètres du filtre calculé.

C_{MC} (μF)	L_{MC} (mH)	C_{MD} (μF)	L_{MD} (mH)
49,74	31	17,77	44,43

Tableau V-2. Paramètres du filtre réalisé.

C_{MC} (μF)	L_{MC} (mH)	C_{MD} (μF)	L_{MD} (mH)
49,8	31	17,8	44,40

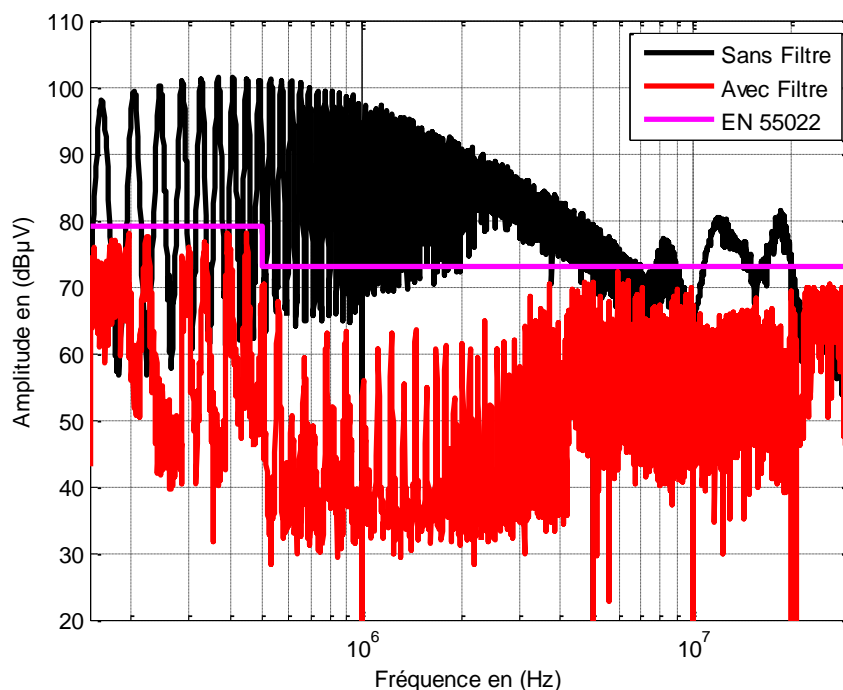


Figure V-12. Mode commun avec et sans filtre.

D'après les résultats ci-dessus, on constate que le spectre des perturbations conduites après filtrage subit effectivement une diminution suffisante respectant ainsi les limites de la norme EN 55022 classe A.

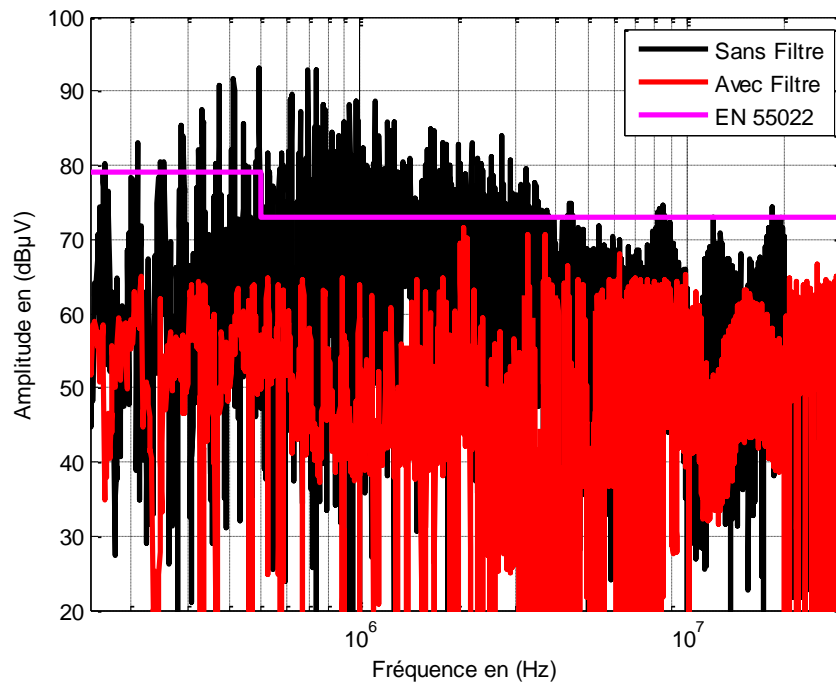


Figure V-13. Mode différentiel avec et sans filtre.

A partir des figures V-14 et V-15, on peut voir que les prédictions concordent très bien avec les mesures en termes de valeurs crêtes et de formes d'onde des bruits en mode commun et en mode différentiel.

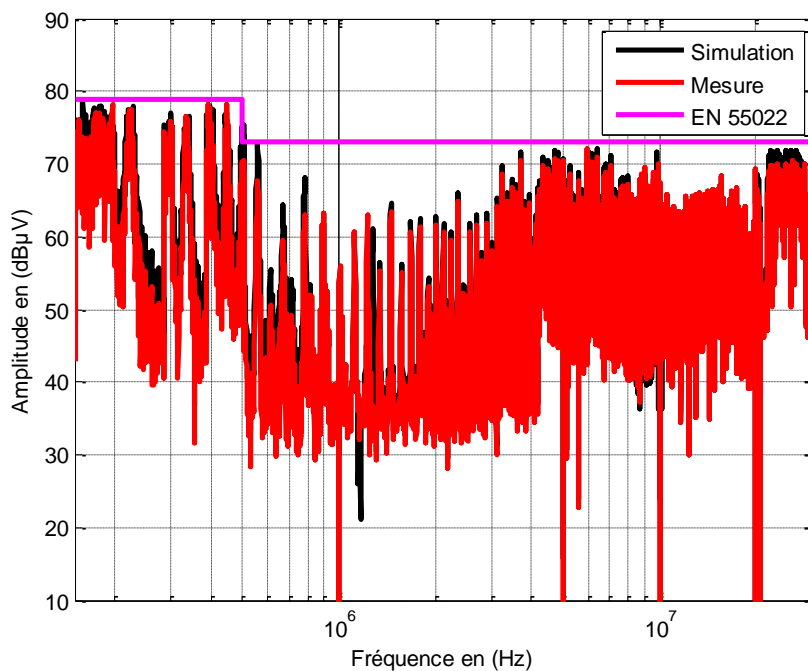


Figure V-14. Mesure et simulation de mode commun avec filtre.

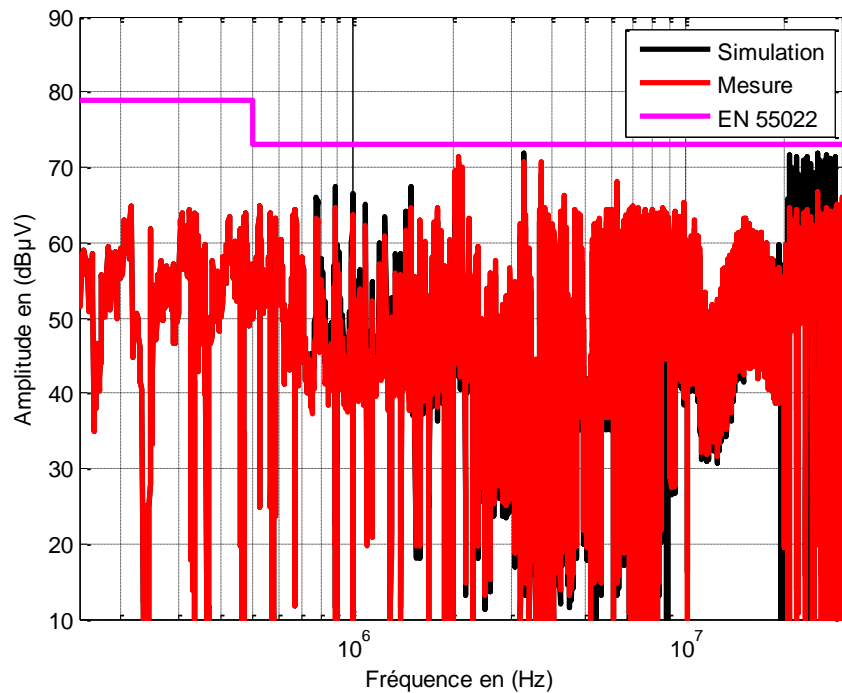


Figure V-15. Mesure et simulation du mode différentiel avec filtre.

V.7.2. Dépollution EM au niveau de l'alimentation complète

Les résultats obtenus dans cette partie (Fig.V-16 et Fig.V-17) qui montrent l'efficacité du filtre utilisé, nous permet d'adopter la technique de filtrage comme une bonne solution pour réduire les perturbations EM dans l'intervalle fréquentiel allant de 150 kHz à 30 MHz exigé par la norme EN 55022.

Les résultats présentés dans le tableau V-3 montrent les paramètres du filtre calculé. Les valeurs des composants du filtre réalisé sont présentées dans le tableau V-4.

Tableau V-3. Paramètres du filtre calculé.

C_{MC} (μF)	L_{MC} (mH)	C_{MD} (μF)	L_{MD} (mH)
33,16	20,72	5,37	13,43

Tableau V-4. Paramètres du filtre réalisé.

C_{MC} (μF)	L_{MC} (mH)	C_{MD} (μF)	L_{MD} (mH)
33,10	20,71	5,39	13,44

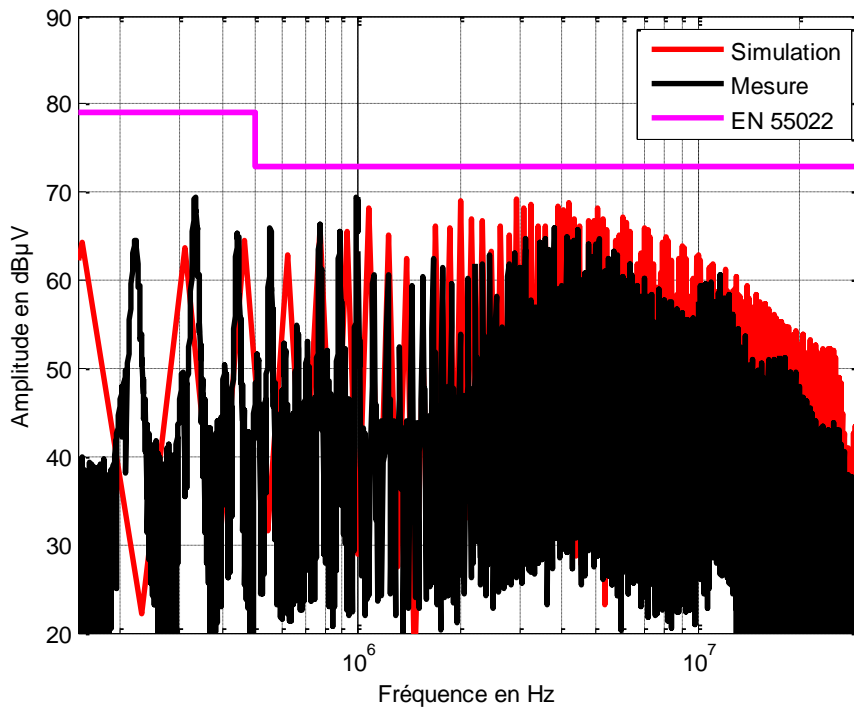


Figure V-16. Mesure et simulation du mode commun avec filtre.

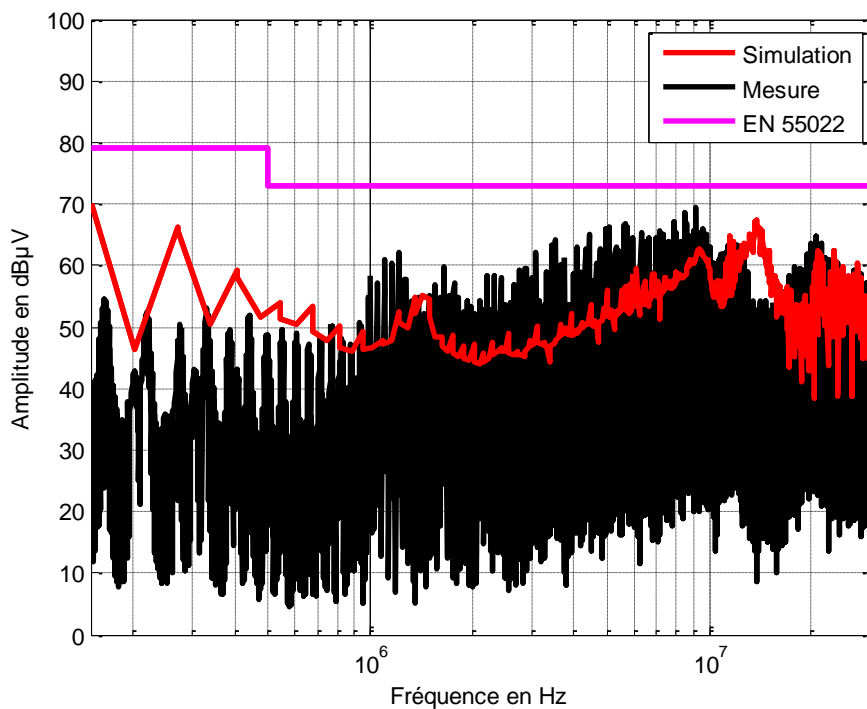


Figure V-17. Mesure et simulation du mode différentiel avec filtre.

Pour la mesure de l'inductance de mode commun, les bornes A et B ainsi que les bornes C et D sont court-circuitées (Fig. V-18). Pour illustrer cette étude, nous avons réalisé l'inductance de mode commun à l'aide de tores ferrite dont les caractéristiques sont données dans le tableau V-5. Nous avons choisi une topologie classique en demi-lune (Fig. V-18), ce type de bobinage étant le plus couramment utilisé pour sa simplicité

de réalisation. Le matériau ferrite, considéré comme étant à haute perméabilité ($\mu_r > 10000$), est généralement utilisé pour ce type d'applications.

Tableau V-5. Caractéristiques géométriques de l'inductance de filtre en mode commun.

R (mm)	r (mm)	h (mm)	N	k_f
32	26	10	50	0,89

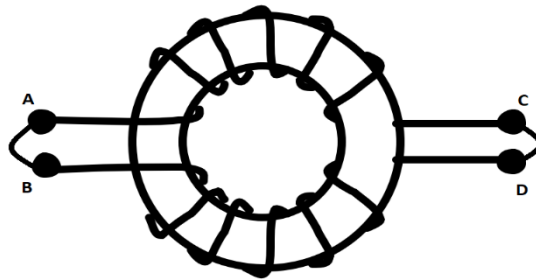


Figure V-18. Inductance de mode commun (les bornes sont court-circuitées).

L'impédance du mode commun du filtre de l'alimentation complète est mesurée et sa représentation fréquentielle est présentée à la figure V-19. En basse fréquence, l'impédance du mode commun montre des caractéristiques inductives, L_{MC} . En haute fréquence, c'est un comportement inductif qui est prédominant.

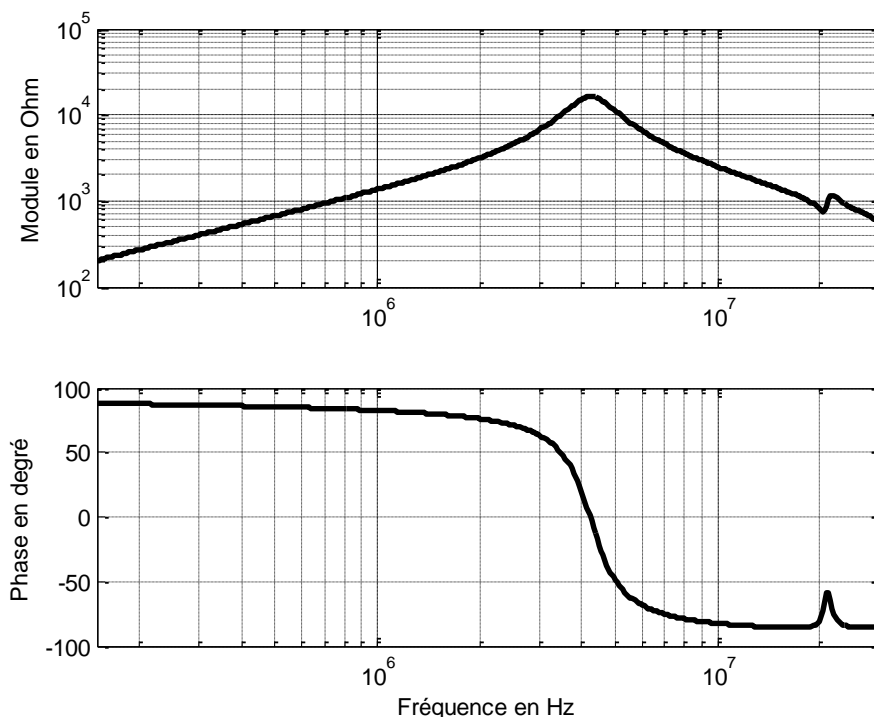


Figure V-19. Mesure de l'inductance de mode commun.

En supposant que le composant soit testé dans des conditions pour lesquelles le matériau est non saturé, son comportement diffère notablement de celui d'un composant idéal. En basse fréquence, l'enroulement mesuré de cette inductance

présente une impédance inductive comme prévue, cependant en haute fréquence, son comportement tend à devenir capacitif avant de changer de phase à nouveau.

Ces constatations conduisent au schéma de la figure V-20. Ce modèle tient compte d'un certain nombre de phénomènes, tels que les couplages capacitifs inter-spires ($C_{1,2}$), ainsi qu'une représentation des pertes dans les enroulements et dans le circuit magnétique ($r_{1,2}$ et $R_{1,2}$). De plus, le terme L_{12} correspondant à la mutuelle inductance entre les deux enroulements permettant de définir les inductances de fuites.

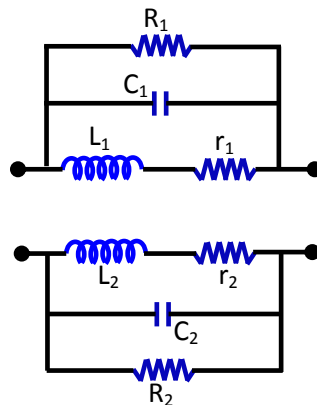


Figure V-20. Modèle de l'inductance de mode commun.

En supposant que les enroulements soient identiques ($L_1 = L_2 = L_{MC}$, $C_1 = C_2 = C$ etc.) afin de limiter le nombre de paramètres, ce modèle permet d'obtenir des résultats très satisfaisants (Fig.V-21). Les inductances se déterminent par une mesure basse fréquence. La capacité C se déduit de la première fréquence de résonance $f_1 = 4,203$ MHz par l'équation (V-38). L'inductance mutuelle L_{12} se déduit, quant à elle, par la fréquence $f_2 = 20,41$ MHz, permettant d'aboutir à une nouvelle relation (V-39) qui définit l'inductance mutuelle en fonction de l'inductance principale et du rapport des fréquences f_1 et f_2 .

$$C = \frac{1}{(2\pi \cdot f_1)^2 \cdot L_{MC}} \quad (\text{V-38})$$

$$L_{12} = L_{MC} \cdot \left[1 - \left(\frac{f_1}{f_2} \right)^2 \right] \quad (\text{V-39})$$

A l'aide de ces expressions nous obtenons les résultats présentés dans le tableau V-6.

Tableau V-6. Paramètres du modèle de l'inductance de filtre en mode commun.

L_{MC} (mH)	L_{12} (mH)	C (pF)	R (k Ω)	r (m Ω)
20,71	19,83	0,07	19	21

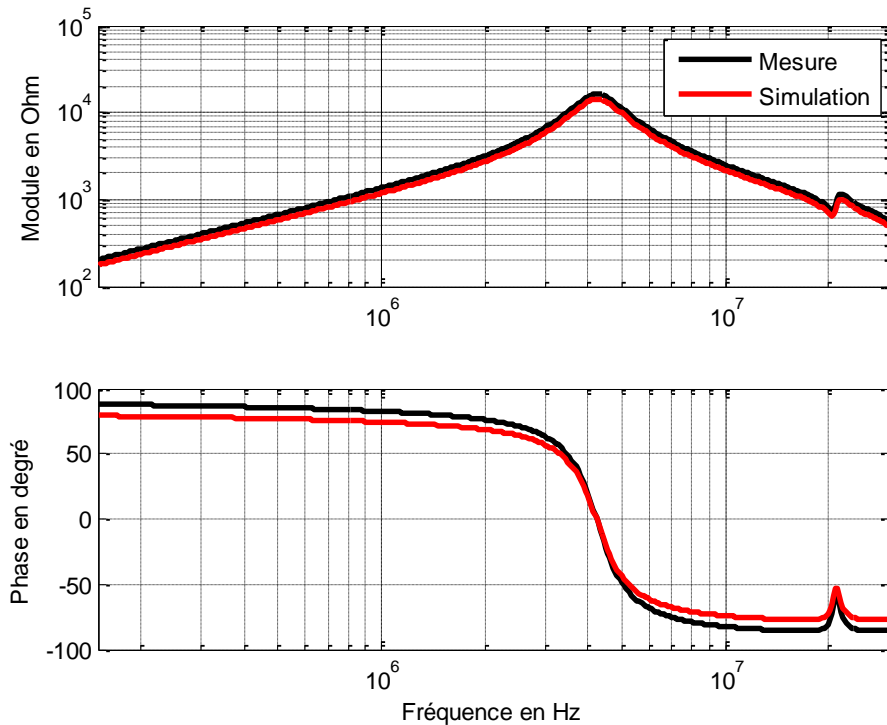


Figure V-21. Mesure et simulation de l'inductance de mode commun.

V.8. CONCLUSION

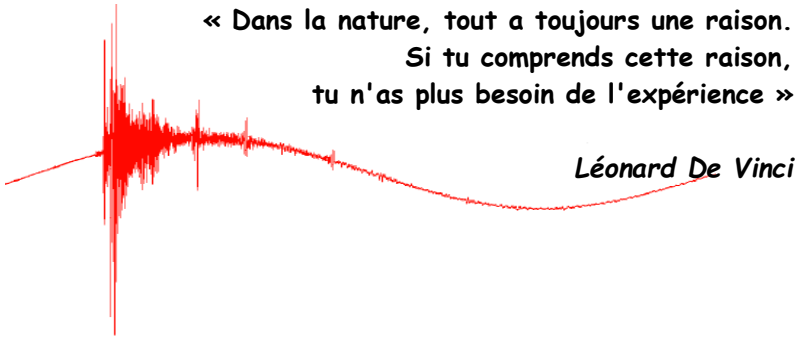
En électronique de puissance, les moyens d'action sur les perturbations conduites sont les stratégies de dépollution diverses et variées. La réduction des PEMs peuvent se focaliser sur la source excitatrice, sur le chemin de propagation ou sur la victime elle-même. Nous avons abordé les techniques de réduction de la pollution électromagnétique, dans un premier temps, quelques méthodes ont été présentées, ensuite, nous avons adopté la technique de filtrage, car, cette technique est la plus répandue dans l'industrie et la plus facile à maîtriser.

Dans ce dernier chapitre, nous avons focalisé une partie du travail sur les filtres passifs dont l'utilisation est aujourd'hui indispensable dans les convertisseurs statiques.

Nous proposons ici un outil permettant l'optimisation du filtre complet en tenant compte de l'ensemble de la structure. Cette méthode permet d'estimer le niveau des tensions de mode commun et de mode différentiel dans l'alimentation à découpage étudiée, ainsi les PEMs conduites générées vers le réseau. L'efficacité du filtre dépend du choix des fonctions objectifs appartenant au concepteur.

Le filtre présenté est suffisant pour limiter les perturbations et fixer les spectres en dessous des gabarits correspondants selon les normes, donc l'inductance atténue les PEMs d'une façon considérable, et la capacité du filtre reste en deuxième ordre par rapport à l'inductance en vue de la réduction des émissions conduites. Nous avons pu, d'après les résultats obtenus, mettre en évidence que le filtrage CEM est une méthode pour atténuer les perturbations conduites au-dessous des limites exigées par les normes CEM.

CONCLUSION GENERALE



« Dans la nature, tout a toujours une raison.
Si tu comprends cette raison,
tu n'as plus besoin de l'expérience »

Léonard De Vinci

CONCLUSION GÉNÉRALE

Les interactions électromagnétiques (IEM) étant le fil conducteur de ces travaux, cette discipline possède l'un des plus vastes domaines d'applications. Dans le cas non moins complexe de l'électronique de puissance, les systèmes électriques sont de plus en plus utilisés, et largement utilisés dans le domaine domestique, industriel, militaire, des communications ou des transports. Ils peuvent provoquer sur son environnement des perturbations de nature électromagnétique, qui rend la compatibilité électromagnétique essentielle pour la sécurité des biens et des personnes.

Les fortes variations de tension et de courant au sein d'une alimentation à découpage, associées aux divers modes de couplages parasites internes à la structure, engendrent des perturbations électromagnétiques indésirables. L'existence de ces dernières peut s'avérer critique pour le bon fonctionnement du convertisseur lui-même et des équipements placés dans un environnement proche. La forte augmentation des performances des composants actifs (calibre, vitesse de commutation, etc...), la multiplicité des structures de conversion et le développement de nouvelles techniques de commande en sont les causes principales, et conditionnent directement la signature CEM des alimentations à découpage. Toute la complexité de la CEM des structures de puissance réside donc dans la nécessité d'établir un compromis entre les performances générales du convertisseur (puissance, rendement, volume, coût, etc...) et son niveau de perturbations.

Les exigences normative dans le cadre de la compatibilité électromagnétique, confrontées par les entreprises spécialisées dans la conception de convertisseurs statiques les oblige à s'intéresser à la compatibilité électromagnétique de leurs systèmes. La stratégie d'une conception moderne de l'alimentation à découpage ne permet plus d'ignorer les principes et les règles élémentaires de compatibilité électromagnétique (CEM) que ce soit dans la phase d'élaboration du prototype ou de pré-industrialisation.

Ce travail de thèse s'adresse à l'étude et l'analyse CEM appliqués aux systèmes d'électronique de puissance. La démarche scientifique adoptée dans notre étude était principalement orientée vers l'étude des perturbations conduites causées par l'utilisation d'une alimentation à découpage. La conclusion générale de ces travaux de recherche peut être résumée par les points suivants :

- 1) Etude du comportement HF des composants passifs qui présentent le chemin de propagation des perturbations conduites.
- 2) Structure des interrupteurs de puissance et leurs modélisations CEM.

- 3) Exploitation de chaque module de l'alimentation complète séparément, dont l'objet est de tester l'influence de chaque module séparément sur les perturbations électromagnétiques conduites.
- 4) Etude du comportement HF de transformateur à deux enroulements.
- 5) Développement d'un outil de simulation fréquentielle, dans le but d'appréhender l'alimentation à découpage à la lumière de considérations CEM, cette modélisation repose sur une approche matricielle, qui consiste à remplacer la cellule de commutation de chaque module par des générateurs équivalents.
- 6) Proposition d'un outil permettant d'optimiser les performances CEM de l'alimentation à découpage en tenant compte de l'ensemble de la structure. Cette démarche permet d'estimer le niveau des émissions conduites générées vers le réseau, pour obtenir des niveaux d'émission respectant la norme EN 55022. La méthode proposée consiste à modifier le chemin de propagation des perturbations grâce à l'insertion du filtre, à l'entrée de l'alimentation à découpage (côté réseau).

Le banc d'essais a été réalisé au laboratoire de Micro-électronique de Puissance (LMP) de l'université François-Rabelais de Tours permettant de mesurer les perturbations conduites. La mesure de différentes impédances est effectuée au laboratoire APELEC de l'université de Sidi Bel-Abbès.

Ce travail permet de mettre en évidence plusieurs perspectives de recherches prometteuses pour le progrès de la méthodologie d'étude CEM conduites dans les alimentations à découpage. Suite à l'expérience gagnée après l'achèvement de cette étude, le travail futur devrait se concentrer sur les questions suivantes :

- 1) Modèles de CEM conduites pourraient être aussi une piste à suivre : nous pouvons améliorer l'algorithme d'optimisation pour qu'il soit plus capable d'intégrer des contraintes plus nombreuses, tels que l'effet thermique associé à l'implantation interne des composants, impact des matériaux magnétiques, les imperfections des filtres dans les processus d'optimisation.
- 2) Les modèles de CEM en mode rayonné pourraient être aussi une piste à suivre, afin d'associer les deux modèles CEM, un travail important reste à faire.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Jacques Cuvillier, "*Cours de CEM*", notes de cours, l'Institut Universitaire de Technologie (IUT) de Nantes, la France, Mars 2003.
- [2] Miloudi Houcine, "*Modélisation C.E.M d'un Onduleur Triphasé Alimentant un Moteur Asynchrone*", Mémoire de Magister, Université UDL de Sidi Bel Abbès, Algérie, Décembre 2007.
- [3] F. Vaillant, J. Delaballe, "*La CEM : La Compatibilité Electromagnétique*", Cahiers Techniques n°149, Edition Août 1996.
- [4] Guy-Gérard Champot, "*Compatibilité Electromagnétique, Présentation Générale*", Technique de l'Ingénieur D1300, Mars 2001.
- [5] Mario Olicar Crosato, "*An Investigation of Charge Balancing in Planar Inductors from an Electro-Magnetic-Compatibility Perspective*", Master Thesis of Electrical and Electronic Engineering in the Faculty of Engineering at the Rand Afrikaans University, Johannesburg, South Africa, February 2004.
- [6] Peter H. Cole, "*Electromagnetic Compatibility*", notes de cours, Université de Adelaide, Sydney, l'Australie, le 18 Février 2003.
- [7] Priscila Fernandez-Lopez, "*Modélisation du rayonnement électromagnétique des dispositifs électroniques pour des applications CEM*", Thèse de doctorat de l'Université de Rouen, France, 11 janvier 2011.
- [8] 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.
- [9] Mohammed A. Salhi, Osman Şen, Soydan Çakır, Mustafa Çetintaş, "*3D/2D Radiation Pattern Measurement of Different GSM Phones for EMC Applications*", International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC Europe 2016, PP695-700, September 5-9, Wroclaw, Poland, 2016.
- [10] Houcine Miloudi, Abdelber Bendaoud, Mohamed Miloudi, "*Réduction des perturbations électromagnétique conduites dans la machine asynchrone*", Mediterranean Journal of Modeling and Simulation MJMS 008-015, pp. 8-15, ISSN : 2335 - 1357, 2014.
- [11] Mohamed Miloudi, Abdelber Bendaoud, Houcine Miloudi, "*Characterization of Conducted Electromagnetic Interference (EMI) Generated by Switch Mode Power Supply (SMPS)*", Revue des Sciences et de la Technologies, RST, Volume 5 N°1, Janvier 2014.
- [12] F. Rachidi, "*Blindage*", notes de cours, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, Suisse 2003.
- [13] Maurice Lardellier, "*Contribution à l'Etude des Perturbations Electromagnétiques Générées par des Convertisseurs à Liaisons Directes*", Thèse de Doctorat de l'École Centrale de Lyon, France, 21 Mai 1996.
- [14] Emrah Tas, Soydan Cakir , Mustafa Cetintas, "*Proficiency Testing for Conducted Immunity with a new Round Robin Test Device*", International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE 2016, PP274-279, September 5-9, Wroclaw, Poland, 2016.
- [15] F. Rachidi, "*Introduction à la CEM*", notes de cours, l'École Polytechnique Fédérale de Lausanne, Suisse, 2004.
- [16] R. Klein, "*Normes de Compatibilité Electromagnétique (CEM)*", note de cours, l'Institut National de la Recherche Scientifique (INRS) de Nancy, France, 2000.
- [17] Alvarez Augustin, "*CEM La Compatibilité ElectroMagnétique*", notes de cours, Centre de Montpellier, France, 2003.

- [18] Sofiane Atrous, "*Mise en Place d'une Méthodologie de Caractérisation en Immunité Champ Proche de Dispositifs Electroniques*", Thèse de Doctorat de l'Université de Rouen, France, 16 Janvier 2009.
- [19] Qian Liu, "*Modular Approach for Characterizing and Modeling Conducted EMI Emissions in Power Converters*", Doctor Thesis in Electrical Engineering to the Faculty of the Polytechnic Institute and State University, Virginia, USA, 2005.
- [20] Henry W. Ott, "*Electromagnetic Compatibility Engineering*", Edition John Wiley, 2009.
- [21] Zijian Wang, "*DM EMI Noise Analysis for Single Channel and Interleaved Boost PFC in Critical Conduction Mode*", Doctor Thesis in Electrical Engineering to the Faculty of the Polytechnic Institute and State University, Virginia, USA, 2010.
- [22] Piotr Musznicki, Marcin Rucinski, Marek Turzynski "*Prediction of ringing frequencies in DC-DC boost converter*", International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC Europe 2016, PP672-675, September 5-9, 2016, Wroclaw, Poland.
- [23] H. Miloudi, A. Bendaoud, M. Miloudi, S. Dickmann, S. Schenke, "*A novel method of transfer-function identification for modeling DM impedance of AC motor*", International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC Europe 2017, September 4-8, 2017, Angers, France.
- [24] H. Miloudi, A. Bendaoud, M. Miloudi, S. Dickmann; S. Schenke, "*Common mode and differential mode characteristics of AC motor for EMC analysis*", International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE 2016, pp.765-769, September 5-9, 2016, Wroclaw, Poland.
- [25] Mohammed A. Salhi, Soydan Çakır, Mehmet Çinar, "*GTEM cell as an Alternative Method for Radiated Immunity Tests*", International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC Europe 2016, pp. 251-256, September 5-9, 2016, Wroclaw, Poland.
- [26] Jingen Qian, "*RF Models for Active IPEMS*", Master Thesis of Science in Electrical Engineering to the Faculty of the Polytechnic Institute and State University, Virginia, USA, January 31, 2003.
- [27] Andrew C. Baisden, "*Modeling and Characterization of Power Electronic Converters with an Integrated Transmission-Line Filter*", Master Thesis of Science in Electrical Engineering to the Faculty of the Polytechnic Institute and State University, Virginia, USA, May 2, 2006.
- [28] Miloudi Houcine, "*Modélisation et Prédiction des Performances CEM des systèmes d'entraînement à vitesse Variable*", Thèse de Doctorat de l'Université de Sidi Bel-Abbès, Mai 2012.
- [29] Jean-Marc Poinsignon, "*Méthode de Caractérisation CEM des Equipements Automobiles en Mode Conduit Modélisation CEM d'Equipements*", Thèse de Doctorat de l'Université de Rennes, France, 04 Décembre 2003.
- [30] Adil El Abbazi, "*Etude et Réalisation d'une Nouvelle Cellule TEM à Support Rotatif pour des Mesures CEM des Circuits Intégrés : Application du Modèle ICEM*", Thèse de Doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, France, 2006.
- [31] Guy-Gérard Champiot, "*Compatibilité Electromagnétique Normalisation, Réglementation et Mesure*", Technique de l'Ingénieur D1310, 2000.
- [32] Houcine Miloudi, Abdelber Bendaoud, Mohamed Miloudi, "*A method for modeling a common-mode impedance for the AC motor*", Elektrotehniški vestnik journal, Number 5, Volume 84, 2017.
- [33] Helima Slimani, Abdelber Bendaoud, Houcine Miloudi, Mohamed Miloudi, "*Electromagnetic Interference in a Cable Feeding an Asynchronous Motor*", International Journal of Advances in Power Systems (IJAPS) ISSN: 2335-1772, Vol. 1, N°1, June 2013.
- [34] Miloudi, A.Bendaoud, H. Miloudi, S.Nemmich, H. Slimani, F.Benhamida, "*Etude Et Réduction Des Emissions Conduite Générées Par Une Alimentation A Découpage (SMPS)*", "CI'03" : 24 - 25 Avril 2013, Tizi-Ouzou, Algérie.

- [35] M. Miloudi, A. Bendaoud, H. Miloudi, S. Nemnich, M. Oukli "Characterization of Conducted Electromagnetic Interference (EMI) Generated by Switch Mode Power Supply (SMPS)" "CEE'2012": 08 - 10 Novembre 2012, Batna, Algérie.
- [36] M. Miloudi, A. Bendaoud, H. Miloudi, S. Nemnich, H. Slimani, "Prediction and Analysis of Common Mode and Differential Mode Noise On Forward Converter", "CIAM'2011": 22 - 24 Novembre 2011, Oran, Algérie.
- [37] M. Delhommis, G. Dadanema, Y. Avenas, F. Costa, J. L. Schanen, C. Vollaire, "Design by Optimization of Power Electronics Converter Including EMC Constraints", International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE 2016, PP182-187, September 5-9, 2016, Wroclaw, Poland.
- [38] A. Asmanis, G. Asmanis, D. Stepins, L. Ribickis, "Modeling of emi filters with shields placed between the filter components", International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE 2016, PP776-779, September 5-9, 2016, Wroclaw, Poland.
- [39] Yuchen Yang, "Transformer Shielding Technique for Common Mode Noise Reduction in Switch Mode Power Supplies", Master Thesis in Electrical Engineering, Polytechnic Institute and State University, Virginia, USA, 2014.
- [40] Andrew Carson Baisden, "Generalized Terminal Modeling of Electro-Magnetic Interference", Doctor Thesis in Electrical Engineering, Polytechnic Institute and State University, Virginia, USA, 2009.
- [41] Erik Hertz, "Thermal and EMI Modeling and Analysis of a Boost PFC Circuit Designed Using a Genetic-based Optimization Algorithm", Master Thesis in Electrical Engineering, Polytechnic Institute and State University, Virginia, USA, 2001.
- [42] Song Qu, "Non-Intrinsic Differential Mode Noise of Switching Power Supplies and Its Implications to Filter Design", Doctor Thesis in Electrical Engineering, Polytechnic Institute and State University, Virginia, USA, 1999.
- [43] Shuo Wang, "Characterization and Cancellation of High-Frequency Parasitics for EMI Filters and Noise Separators in Power Electronics Applications", Doctor Thesis in Electrical Engineering, Polytechnic Institute and State University, Virginia, USA, 2005.
- [44] Gareth Wooding, "Mitigation of EMI in a Flyback Converter", Magister Ingenerate Thesis of Electrical and Electronic Engineering in the Faculty of Engineering at the Rand Afrikaans University, Johannesburg, South Africa, February, 2012.
- [45] Wei Zhang, "Integrated EMI/Thermal Design for Switching Power Supplies", Doctor Thesis in Electrical Engineering, Polytechnic Institute, Virginia, USA, 2001.
- [46] Mohamed Miloudi, Abdelber Bendaoud, Houcine Miloudi, "Characterization of Differential-Mode and Common-Mode EMI Noise in a Flyback Switched-Mode Power Supply (SMPS)" 2012 20th Telecommunications Forum TELFOR'2012, 20 - 22 November 2012, Belgrade, Serbia.
- [47] Joseph Brandon Witcher, "Methodology for Switching Characterization of Power Devices and Modules", Doctor Thesis in Electrical Engineering, Polytechnic Institute and State University, Virginia, USA, 2002.
- [48] Maxime Moreau, "Modélisation haute fréquence des convertisseurs d'énergie. Application à l'étude des émissions conduites vers le réseau", Thèse de Doctorat de l'Ecole Centrale De Lille, France, 2009.
- [49] Mohamed Miloudi, Abdelber Bendaoud, Houcine Miloudi, "Evaluation and Minimization of Conducted Emissions of Electromagnetic Interference Noise Generated by Power Factor Correction", International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE 2016, pp. 730-735, September 5-9, 2016, Wroclaw, Poland.
- [50] Mohamed Miloudi, Abdelber Bendaoud, Houcine Miloudi, "Minimization of Conducted Electromagnetic Interference in Switch Mode Power Converter", ICMEE 2017: 19th International Conference on Mechanical and Electrical Engineering, December, 21-22, 2017 at Istanbul, Turkey.

- [51] Mohamed Miloudi, Abdelber Bendaoud, Houcine Miloudi, “*Characterizing and reducing of conducted EMI noise in switched-mode power supply*”, CIMGLE Conference: 13 - 15 Novembre 2013, Paris, France.
- [52] Clement Marlier, “*Electromagnetic interferences modeling in power converters for aerospace applications*”, Doctor Thesis in Electrical Engineering, Lille University, France, 2013.
- [53] P. Hillenbrand, M. Böttcher, S. Tenbohlen, “*Frequency Domain EMI-Simulation and Resonance Analysis of a DCDC-Converter*”, International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE 2016, pp. 176-181, September 5–9, 2016, Wroclaw, Poland.
- [54] Roberto Mrad, “*Conducted EMC Modeling and EMI Filter Design for Integrated Class-D Amplifiers and Power Converters*”, Doctor Thesis in Electrical Engineering, Lyon University, France, 2014.
- [55] P. Nayman, “*Compatibilité électromagnétique de tous les jours*”, notes de cour LPNHE Paris, 2004.
- [56] Takaaki Ibuchi, Tsuyoshi Funaki, “*A comparative study on conducted noise characteristics of SiC and GaN power transistor*”, International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE 2016, pp. 193-198, September 5–9, 2016, Wroclaw, Poland, 2016.
- [57] Bessoltane Laid, “*Mise en Evidence d’effets CEM dans les Dispositifs d’Electronique de Puissance avec la Proposition de Solutions*”, Mémoire de Magister, Université d’Oran Mohamed Boudiaf, Algérie, 2010.
- [58] C. Chen, “*Novel EMC debugging methodologies for high-power converters*”, In IEEE Proc. Electromagnetic Compatibility, vol. 1, pp. 385 – 390, Washington, USA, 2000.
- [59] Zhou Chen, “*Integrated Electrical and Thermal Modeling, Analysis and Design for IPeM*”, Doctor Thesis in Electrical Engineering, Polytechnic Institute and State University, Virginia, USA 2004.
- [60] Rui Chen, “*Analysis and Design for DCM SEPIC PFC with Adjustable Output Voltage*”, Doctor Thesis in Electrical Engineering, Polytechnic Institute and State University, Virginia, USA, 2015.
- [61] Clayton R. Paul, “*Introduction to Electromagnetic Compatibility*”, 2^{ème} edition John Wiley & Sons 2006.
- [62] Houcine Miloudi, Abdelber Bendaoud, Mohamed Miloudi, Sarah Ghalem, “*Réduction des perturbations électromagnétiques conduites générées par un variateur de vitesse*”, 5^{ème} Colloque National sur l’Inductique, 13 & 14 Décembre 2017, Oran, Algérie.
- [63] Baïdy Birame Toure, “*Modélisation Haute Fréquence des variateurs de vitesse pour Aéronefs : Contribution au Dimensionnement et à l’Optimisation de Filtres CEM*”, Thèse de Doctorat de l’Université de Grenoble, France 2012.
- [64] Mohamed Miloudi, Abdelber Bendaoud, Houcine Miloudi, “*Common and Differential Modes of Conducted Electromagnetic Interference in Switching Power Converters*”, Revue Roumaine Science Technique – Électrotechnique et Énergétique, Vol. 62, 3, pp. 246–251, 2017.

Titre : "Perturbations Electromagnétique dans les Alimentations à Découpage"

Résumé : La compatibilité électromagnétique (CEM) est apparue comme l'une des principales contraintes pour la conception des structures de l'électronique de puissance. L'estimation des perturbations conduites par mesure et par simulation peut alors permettre un gain substantiel à la fois économiquement et sur la durée des phases de recherche et de développement. Dans ce travail, nous avons étudié les perturbations électromagnétiques générées par l'alimentation à découpage. Avec les normes utilisées dans la CEM, les alimentations doivent être conformes aux gabarits exigés. L'ensemble des problèmes liés aux perturbations dans les alimentations à découpage ont été expliqués au début de la thèse. Ensuite le comportement des composants passifs et actifs avec leurs modélisations en hautes fréquence a été détaillé. Ce qui a facilité l'étude CEM progressive sur les alimentations à découpage traitant l'estimation et la mesure des perturbations spectrales. Cette étude met en évidence les problèmes associés aux simulations. La modélisation de la propagation est expliquée et une approche est proposée sur les structures fréquentielles du PFC et Full Bridge. Enfin, la méthode d'optimisation du filtre CEM à l'entrée de l'alimentation à découpage est détaillée.

Mots clés : CEM, IEM conduites, parasite, alimentation a découpage, convertisseur DC/DC, redresseur, hacheur, PFC, Full Bridge, MOSFET, diode, Filtre.

Title: "Electromagnetic Disturbances in Switching Mode Power Supplies"

Abstract: Electromagnetic compatibility (EMC) has emerged as one of the main constraints for the design of power electronics structures. The estimation of disturbances by measurement and simulation can then allow a substantial gain both economically and over the duration of the research and development phases. In this work, the electromagnetic disturbances generated by the switching power supply were studied. With the standards used in the EMC, power supplies must conform to the required sizes. The set of problems related to disturbances in Switching Mode Power Supplies were explained at the beginning of the thesis. Then the behavior of the passive and active components with their HF modeling was detailed. This facilitated the progressive EMC study on switching power supplies dealing with the estimation and the measurement of disturbances spectral. This study highlights the problems associated with simulations. The modeling of the propagation is explained and an approach is proposed on the frequency structures of the PFC and Full Bridge. Finally, the method of optimizing the EMC filter at the input of the switching power supply is detailed.

Keywords: EMC, EMI conducted, parasite, switch mode power supply, DC/DC converter, rectifier, chopper, PFC, Full Bridge, MOSFET, diode, Filter.

عنوان: " الاضطرابات الكهرومغناطيسية في إمدادات الطاقة "

ملخص: التوافق المغناطيسي يعتبر حاليا كأحد العوائق الرئيسية في تصميم إلكترونيك القوى، يمكن تقدير الاضطرابات التي تصدر منها عن طريق القياس والمحاكاة لربح مكسب كبير على الصعيدين الاقتصادي والمدة الزمنية لمرحلة البحث والتطوير. في هذا العمل تقدر فيه الاضطرابات الكهرومغناطيسية الصادرة من هياكل تحويل إمدادات الطاقة إذ يجب على هذه الهياكل احترام المعايير المستخدمة في التوافق المغناطيسي . تم شرح جميع المشاكل المتعلقة بالاضطرابات في تبديل إمدادات الطاقة في بداية رسالة هذه الدكتوراه. ثم تم تفصيل سلوك المكونات السلبية والمكونة بنمذجة الترددات العالية. وقد سهل ذلك دراسة التوافق المغناطيسي بصفة تدريجية بشأن تبديل إمدادات الطاقة التي تتعامل مع تقدير وقياس الاضطرابات الطيفية. سلطت هذه الدراسة الضوء على المشاكل المرتبطة بالمحاكاة. وشرح نمذجة الانتشار واقتراح نهج على هياكل التردد من PFC و Full Bridge . وأخيرا ، تم تفصيل طريقة تحسين التصفية المتعلقة بالتوافق المغناطيسي عند مدخل مورد طاقة التبديل.

الكلمات المفتاحية: التوافق الكهرومغناطيسي، التداخل الكهرومغناطيسي، طفيلي، إمدادات الطاقة، محول مستمر- مستمر، مقوم، قاطع متناوب، عامل الطاقة مرشح.