

Département d'Electrotechnique
Laboratoire de Recherche en Électrotechnique (LRE)

Thèse de
Doctorat en Sciences

Thème

*Etude des Perturbations Engendrées par les
Convertisseurs Statiques par la Méthode FDTD*

Présentée par

LAOUR Mohammed

Magister en Electrotechnique, Ecole Militaire Polytechnique (EMP)

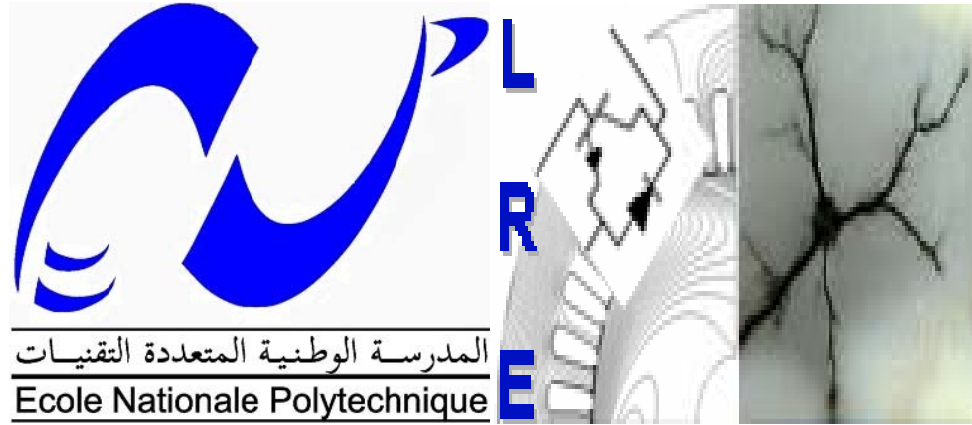
Sous la direction de M. TAHMI Redouane, Professeur

Présenté et soutenu publiquement le 13 Mars 2017

Composition du Jury :

Président :	IBTIOUEN Rachid	Professeur, ENP
Rapporteur :	TAHMI Redouane	Professeur, ENP
Examineurs :	TOUHAMI Omar	Professeur, ENP
	BOUAZABIA Slimane	Professeur, USTHB
	GROUNI Said	Professeur, U Boumerdes
	NESBA Ali	Professeur, ENS Kouba

ENP - 2017



Département d'Electrotechnique
Laboratoire de Recherche en Électrotechnique (LRE)

Thèse de
Doctorat en Sciences

Thème

*Etude des Perturbations Engendrées par les
Convertisseurs Statiques par la Méthode FDTD*

Présentée par

LAOUR Mohammed

Magister en Electrotechnique, Ecole Militaire Polytechnique (EMP)

Sous la direction de M. TAHMI Redouane, Professeur

Présenté et soutenu publiquement le 13 Mars 2017

Composition du Jury :

Président :	IBTIOUEN Rachid	Professeur, ENP
Rapporteur :	TAHMI Redouane	Professeur, ENP
Examineurs :	TOUHAMI Omar	Professeur, ENP
	BOUAZABIA Slimane	Professeur, USTHB
	GROUNI Said	Professeur, U Boumerdes
	NESBA Ali	Professeur, ENS Kouba

ENP - 2017

DEDICACES

A mes chers parents.

A mes chers frères et sœurs.

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans cette thèse s'est déroulé sous la direction de Monsieur Redouane TAHMI Professeur à l'ENP, à qui j'exprime ma sincère reconnaissance pour son encadrement, ses conseils, ses encouragements et pour la confiance qu'il m'a témoignée tout au long de ces travaux de recherche.

Je voudrais également remercier Monsieur IBTIOUEN Rachid, Professeur à l'ENP, qui a présidé mon jury de soutenance.

J'exprime mes sincères remerciements à Monsieur le Professeur Christian VOLLAIRE responsable de centre d'essais CEM du Laboratoire de Recherche Ampère de l'Ecole Centrale de Lyon, France, pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire et pour m'avoir permis d'effectuer les mesures expérimentales dans de très bonnes conditions. Qu'il trouve ici l'expression de ma reconnaissance pour l'aide précieuse qu'il m'a apportée tout au long de ma période de stage.

Outre bien sûr les membres de l'équipe « Electronique de Puissance et intégration » de laboratoire Ampère, je tiens à souligner ici la contribution significative de Mlle Eliana Rondon-Pinila, Doctorante à l'Ecole Centrale de Lyon, dont l'aide et la disponibilité ont toujours été précieuses, et auprès de qui j'ai beaucoup appris durant les longues heures passées au laboratoire.

J'adresse également mes sincères remerciements à l'ensemble des membres de mon jury de soutenance:

Monsieur TOUHAMI Omar, Professeur à ENP, Monsieur BOUAZABIA Slimane, Professeur à l'Université USTHB, Monsieur GROUNI Said, Professeur à l'Université de Boumerdes et Monsieur NESBA Ali, Professeur à ENS Kouba, pour m'avoir fait l'honneur d'être les examinateurs de ce travail.

Je remercie aussi l'ensemble des chercheurs, personnels administratifs et personnel de soutien technique de l'Unité de Développement des Equipements Solaires (UDES) pour les soutiens et encouragements qu'ils m'ont transmis tout au long de la période consacrée à la préparation de ma thèse.

ملخص

هذا العمل يندرج ضمن تطوير البحث في مجال التوافق الكهرومغناطيسي (EMC). والهدف من خلاله هو حساب مستوى الاضطرابات الكهرومغناطيسية (EMI) الناتجة عن أنظمة تحويل الطاقة الكهربائية باستخدام دوائر الكترونييات القوى (PEC) وكذلك إيجاد الحلول المناسبة للحد من هذه الاضطرابات لضمان الامتثال لمعايير التوافق الكهرومغناطيسي، ولتحقيق هذا الهدف قمنا بتطوير نماذج لمحاكاة سلوك الاضطرابات الكهرومغناطيسية في المجال الزمني ثم حساب مجال تردد هذه الاضطرابات باستخدام تحويلات فورييه (FFT) ومقارنتها مع نتائج القياسات للتأكد من فعالية نماذج المحاكاة، هذه النماذج ساعدت على حساب التيارات الكهربائية ذات الترددات العالية (ICM, IDM) الناتجة عن استخدام دوائر الكترونييات القوى والمسببة للاضطرابات الكهرومغناطيسية وكذلك محاكاة الإشعاعات الكهرومغناطيسية الناتجة عن تدفق هذه التيارات باستعمال طريقة الفروق المنتهية (FDTD). التأكد من فعالية هذه الطريقة تم بواسطة مقارنة النتائج المتحصل عليها مع القياسات المنجزة في المخبر. وباستغلال نماذج المحاكاة والقياسات التجريبية تم اقتراح حلول فعالة بواسطة مرشحات التوافق الكهرومغناطيسي (EMC FILERS) للحد من الاضطرابات الكهرومغناطيسية. **كلمات توافقية:** التوافق الكهرومغناطيسي، دوائر الكترونييات القوى، الاضطرابات الكهرومغناطيسية، طريقة الفروق المنتهية، مرشحات التوافق الكهرومغناطيسي، التيارات الكهربائية ذات الترددات العالية.

Abstract

The aim of this work is the prediction of the level of conducted and radiated electromagnetic interferences (EMI) generated by DC-DC conversion systems and to find appropriate solutions to reduce these disturbances in order to ensure compliance with EMC standards.

In order to achieve this goal, simulation models of conducted and radiated interferences in the time domain are developed, the frequency behavior of the interference signals is calculated using the Fast Fourier Transforms (FFT), the relevance of these simulation models is demonstrated by comparing the results of simulations with the experimental. The prediction of conducted disturbances is based on EMC modeling of various active and passive elements of the dc-dc converter system. This system consists of a combination of a dc-dc converter of chopper type; it is powered by a DC voltage source coupled to the LISN, an unshielded cable of two conductors and a load RL.

From the prediction of conducted disturbances in the cable, the models of numerical simulations based on the FDTD method (Finite Difference in Time Domain) are developed to calculate the electromagnetic field caused by the differential and common mode currents (Idm and Icm) circulating in the cable. By exploiting the developed simulation models, an effective EMC filtering solution is proposed in order to reduce the conducted and radiated disturbances due to the common mode currents. Therefore, the efficiency of this filtering technique allows optimizing the sizing of the EMC / EMI filters.

Key words: Electromagnetic Compatibility (EMC), Electromagnetic Interferences (EMI), Common Mode Current (ICM), Differential Mode Current (IDM), Power Electronics, FDTD, modeling, power cables, EMC filtering.

Résumé

L'objet de ce travail est la prédiction du niveau de perturbations conduites et rayonnées engendrés par les systèmes de conversions DC-DC et de proposer des solutions appropriées pour la réduction de ces perturbations afin d'assurer le respect des normes CEM.

Afin d'atteindre cet objectif, des modèles de simulation des perturbations conduites et rayonnées dans le domaine temporel sont développés; le comportement fréquentiel des signaux perturbateurs est déterminé en utilisant les Transformations de Fourier Rapide (FFT). La pertinence de ces modèles est démontrée par une comparaison des résultats de simulations avec ceux issus des mesures expérimentales. La prédiction des perturbations conduites est basée sur la modélisation CEM de différents éléments actifs et passifs du système de conversion. Le système étudié est composé d'un convertisseur DC-DC de type hacheur série alimenté à l'aide d'une source de tension continue associée au RSIL, d'un câble non blindé composé de deux conducteurs et d'une charge RL.

A partir de la prédiction des perturbations conduites dans le câble, des modèles de simulations numériques à base de la méthode FDTD (Finite Difference in Time Domain) sont développés pour calculer le champ électromagnétique causé par les courants de mode commun et de mode différentiel circulant dans le câble. En exploitant les modèles de simulation développés, une solution de filtrage CEM efficace est proposée afin de réduire les perturbations conduites et rayonnées en mode commun. L'efficacité de cette technique de filtrage permet donc d'optimiser le dimensionnement des filtres CEM/EMI.

Mots clés : Compatibilité Electromagnétique (CEM), Perturbations Electromagnétiques (PEM), Courant de Mode Commun (IMC), Courant de Mode Différentiel (IMD), Electronique de puissance, FDTD, modélisation, câbles de puissance, filtrage CEM.

TABLE DES MATIERES

Liste des tableaux

Liste des figures

Nomenclature

Introduction Générale	17
Chapitre 1	20
<i>La CEM en Électronique de Puissance</i>	20
1.1 Introduction.....	21
1.2 La problématique CEM en électronique de puissance.....	21
1.3 Réglementation en CEM.....	21
1.4 Identification des sources de perturbations dans les systèmes de conversion de puissance.....	23
1.5 Analyse de la source de perturbations électromagnétiques.....	25
1.6 CEM conduite.....	28
1.6.1 Les moyens de mesure des perturbations conduites.....	28
1.6.2 Rôle du RSIL dans le cadre de mesures normalisées.....	29
1.6.3 Séparation des perturbations de mode commun et de mode différentiel.....	31
1.7 CEM rayonnée.....	32
1.7.1 Les sources de rayonnement.....	32
1.7.2 Mesure des perturbations rayonnées.....	33
1.7.3 La chambre anéchoïque.....	34
1.8 Modélisation CEM en électronique de puissance.....	35
1.8.1 Modélisation des perturbations conduites.....	35
1.8.1.1 Méthode indirecte (Simulation temporelle).....	35
1.8.1.2 Méthode directe (Calcul fréquentiel).....	37
1.8.2 Modélisation des perturbations rayonnées.....	37
1.8.2.1 Outils basés sur la résolution exacte des équations (méthodes numériques).....	37
1.8.2.2 Outils basés sur des résolutions approchées des équations (méthodes analytiques).....	38
1.9 Conclusion.....	39
Chapitre 2	40
<i>Modélisation CEM d'un Système de Conversion en Électronique de Puissance</i>	40
2.1 Introduction.....	41
2.2 Calcul des éléments parasites.....	41

2.2.1 Modélisation du convertisseur.....	41
2.2.1.1 Modélisation des composants semiconducteurs de puissance.....	43
2.2.1.2 Prédiction des capacités parasites.....	43
2.2.1.3 Prédétermination des résistances, des inductances et des mutuelles.....	45
2.2.1.4 Condensateur de découplage.....	46
2.2.2 Modélisation des câbles d'énergie.....	46
2.2.2.1 Détermination des paramètres linéiques en basse fréquence.....	47
2.2.2.2 Modélisation de l'évolution des paramètres linéiques en fonction de la fréquence.....	48
2.2.2.3 Modélisation de l'évolution de la résistance R et de l'inductance L.....	49
2.2.3 Modélisation de la charge RL.....	50
2.2.4 Modélisation du RSIL (réseau stabilisateur d'impédance de ligne).....	51
2.3 Etude expérimentale.....	53
2.3.1 Présentation du banc expérimental.....	53
2.3.2 Représentation schématique de la configuration expérimentale.....	54
2.4 Validation de la simulation du modèle.....	57
2.5 Conclusion.....	61
Chapitre 3.....	63
<i>Étude du Rayonnement des Câbles de Puissance par la Méthode FDTD</i>	63
3.1 Introduction.....	64
3.2 Présentation de la méthode FDTD.....	64
3.2.1 Equations de Maxwell en au sens des différences finies dans le domaine temporel.....	65
3.2.2 Réduction à deux dimensions (2D).....	66
3.2.3 Principe des différences finies centrées.....	67
3.2.4 L'algorithme de Kane Yee.....	68
3.2.5 Sources d'excitation.....	71
3.2.6 Contraintes numériques de la méthode.....	71
3.2.6.1 Critère de convergence (Stabilité).....	71
3.2.6.2 Dispersion numérique.....	72
3.2.6.3 Conditions d'absorption aux limites (ABC).....	73
3.3 Modélisation des fils minces par la méthode FDTD.....	75
3.4 Modélisation des éléments localisés linéaires par la méthode FDTD.....	76
3.5 Modélisation du rayonnement des câbles par la méthode FDTD.....	80
3.5.1 Elaboration des modèles équivalents de rayonnement.....	80

3.5.2	Modèle de rayonnement en mode commun.....	81
3.5.3	Modèle de rayonnement en mode différentiel.....	85
3.6	Etude expérimentale du rayonnement des câbles et validation des résultats de simulation.....	86
3.6.1	Représentation du banc d'essai	86
3.6.2	Mesure du champ magnétique proche.....	87
3.6.3	Résultats de mesure et validation	88
3.7	Conclusion sur l'utilité de la méthode FDTD en électronique de puissance.....	94
3.8	Conclusion.....	95
	Chapitre 4.....	97
	<i>Réduction des Perturbations Conduites et Rayonnées dues au Courant de Mode Commun</i>	97
4.1	Introduction	98
4.2	Méthodes de réduction de PEM	98
4.3	Dimensionnement des filtres CEM	99
4.4	Inductance de mode commun.....	100
4.4.1	Modélisation de l'inductance de mode commun.....	100
4.4.2	Matériaux magnétiques utilisés	101
4.4.3	Modèle simple de l'inductance de mode commun	102
4.5	Configuration du modèle de simulation avec filtrage CEM.....	103
4.5 .1	Modèle haute fréquence basé sur la combinaison de la mesure et la simulation	104
4.5 .1.1	Validation du modèle de simulation.....	105
4.5 .1.2	Simulation du modèle avec insertion du filtre CEM d'entrée (Inductance MC).....	106
4.5 .1.3	Simulation du modèle avec insertion du filtre RF (Radio Frequency Inductor)	110
4.5 .1.4	Comparaison de l'efficacité de deux filtres.....	112
4.6	Etude des performances de filtrage CEM sur la réduction du rayonnement en mode commun....	113
4.6.1	Modèle de simulation du rayonnement par la méthode FDTD	113
4.6.1.1	Validation du modèle	114
4.6.2	Modèle de prédiction du courant MC avec l'insertion des filtres CEM.....	115
4.6.3	Résultats de simulations	116
4.7	Conclusion.....	118
	Conclusion Générale	120
	Références Bibliographiques.....	123

LISTE DES TABLEAUX

Tableau1- 1: Les normes requises pour les convertisseurs statiques.....	23
Tableau 3- 1: Relation entre la fréquence de commutation et le nombre de pas de temps de simulation de nos modèles FDTD.....	95
Tableau 4- 1: Plage d'utilisation des ferrites	102

LISTE DES FIGURES

Fig. 1- 1 (a): Source de PEM dans les convertisseurs statiques,	26
Fig. 1- 2: Le spectre d'onde trapézoïdale engendrée par les convertisseurs	26
Fig. 1- 3: Modes de couplage de perturbations électromagnétiques	27
Fig. 1- 4: Modes de propagation des courants de PEM (mode commun et de mode différentiel)	28
Fig. 1- 5. (a) : Schéma équivalent du Réseau Stabilisé d'Impédance de Ligne (RSIL)	29
Fig. 1- 6: Limites de tension de PEM selon les normes : CISPR 11/EN 55011 et CISPR 22/EN 55022 ...	31
Fig. 1- 7: Modèle de séparation des perturbations en MC et en MD	32
Fig. 1- 8: Aspect du champ électromagnétique dans une association convertisseur câble.....	33
Fig. 1- 9: Chambre anéchoïque blindée.....	34
Fig. 1- 10: Comportement d'un signal issu de la simulation temporelle.....	36
Fig.2- 1: Modèle global du système de conversion étudié avec les impédances parasites.....	42
Fig.2- 2: Géométrie du circuit: (a) capacités parasites entre pistes et plan de masse.....	44
Fig.2- 3: Modèle électrique du condensateur de découplage	46
Fig.2- 4: Modèle d'une cellule de câble	47
Fig.2- 5. (a) : Ligne bifilaire (b) : effet pelliculaire.....	47
Fig.2- 6. (a) : Réseaux R-L en échelle (cellule élémentaire) modélisant l'évolution de la résistance et l'inductance avec la fréquence	49
Fig.2- 7. (a): Modèle équivalent de la charge pour la simulation en domaine temporelle	50
Fig.2- 8. (a) : Modèle complet de simulation du RSIL monophasé	52
Fig.2- 9: Vue du banc de mesure des perturbations engendrées par les convertisseurs de puissance.....	54
Fig.2- 10: Convertisseur (hacheur série) et dispositifs de mesure des perturbations conduites	54
Fig.2- 11: Représentation schématique de la configuration de prédiction des perturbations conduites.....	55
Fig.2- 12: Corrélation entre la tension drain-source et la tension MC mesurée.....	56
Fig.2- 13: Corrélation entre la tension drain-source et la tension MD mesurée.....	56
Fig.2- 14: Corrélation entre de la tension drain-source et le courant MC mesurées	57
Fig.2- 15: Comparaison des tensions mesurées et simulées au niveau de la borne positive du RSIL.....	58
Fig.2- 16: Comparaison des courants mesurés et simulés dans le conducteur positif.....	58
Fig.2- 17: Comparaison de la tension de mode différentielle mesurée et modélisée	58
Fig.2- 18: Comparaison du courant de mode commun mesuré et modélisé.....	59
Fig.2- 19: Spectre du courant de mode commun.....	59

Fig.2- 20: Spectre de la tension de mode commun	60
Fig.2- 21: Spectre de la tension de mode différentiel.....	60
Fig.3- 1: Point d'évaluation du calcul de la dérivée centrée	68
Fig.3- 2: Cellule unitaire en coordonnées cartésiennes d'après Yee [55]	69
Fig.3- 3: Configuration des composantes du champ électrique et du magnétique adjacents d'un fil mince dans le modèle FDTD.....	76
Fig.3- 4: Insertion des éléments localisés linéaires (Résistance, Capacité, Inductance et Générateur de tension) dans la grille FDTD	77
Fig.3- 5: Insertion d'une résistance localisée dans une grille FDTD	78
Fig.3- 6: Modèle équivalent pour la séparation du mode de rayonnement de câble	81
Fig.3- 7: Configuration schématique du modèle équivalent du rayonnement en mode commun	81
Fig.3- 8: Comparaison du courant MC mesuré et calculé: (a) domaine temporel, (b) domaine fréquentiel	83
Fig.3- 9: Evolution de la source d'excitation (V_{MC}) rééchantillonné dans le domaine temporelle à l'ouverture et à la fermeture du MOSFET	84
Fig.3- 10: Comparaison du spectre fréquentiel de la source d'excitation (V_{MC}) mesurée sur quatre périodes et celle ré-échantillonnée.....	85
Fig.3- 11: Configuration schématique du modèle équivalent du rayonnement en mode différentiel	85
Fig.3- 12: Evolution de la source d'excitation (V_{MD}) rééchantillonnée dans le domaine temporelle à l'ouverture et fermeture du MOSFET	86
Fig.3- 13: Comparaison du spectre fréquentiel de la source d'excitation (V_{MD}) mesurée sur quatre périodes et celle ré-échantillonnée.....	86
Fig.3- 14: Représentation du banc expérimental de mesure du rayonnement par le câble en champ magnétique proche	87
Fig.3- 15: Comparaison de la composante du champ magnétique H_x résultant de la simulation FDTD : ..	89
Fig.3- 16: Comparaison du spectre fréquentiel de la composante du champ magnétique proche H_x mesurée et celle simulée par la méthode FDTD.....	90
Fig.3- 17: Comparaison de la composante du champ magnétique H_z résultant de la simulation FDTD : ..	91
Fig.3- 18: Comparaison du spectre fréquentiel de la composante du champ magnétique proche H_z mesurée et celle simulée par la méthode FDTD.....	91
Fig.3- 19: Comparaison de la composante du champ électrique E_z résultant de la simulation FDTD :	93
Fig.4- 1: Structure d'une inductance de mode commun	100
Fig.4- 2: Circuit équivalent haute fréquence de l'inductance de mode commun	101
Fig.4- 3: Module de l'impédance d'un enroulement en fonction de la fréquence.....	102
Fig.4- 4: Modèle simplifié de l'inductance de mode commun.....	103
Fig.4- 5: Représentation schématique du modèle théorique d'insertion des filtres CEM.....	103

Fig.4- 6: Modèle équivalent de la charge en mode commun.....	104
Fig.4- 7: Évolution de l'impédance MC de la charge avec la fréquence.....	104
Fig.4- 8: Modèle de la combinaison de la mesure avec la simulation pour le test des filtres CEM en haute fréquence	105
Fig.4- 9: Modèle pour la prédétermination du courant de mode commun.....	106
Fig.4- 10: Comparaison du spectre du courant MC simulé et mesuré	106
Fig.4- 11: Photo réelle de l'inductance MC	107
Fig.4- 12: Schéma simplifié du circuit équivalent de l'inductance MC.....	108
Fig.4- 13: Évolution de l'amplitude de l'impédance de l'inductance MC en fonction de la fréquence....	109
Fig.4- 14: Évolution du spectre du courant de mode commun.....	109
Fig.4- 15 : Photo réelle de l'inductance RF.....	110
Fig.4- 16: Évolution de l'amplitude de l'impédance de l'inductance RF en fonction de la fréquence	111
Fig.4- 17: Évolution du courant de mode commun en fonction de la fréquence.....	112
Fig.4- 18: Comparaison de l'évolution des amplitudes des impédances de deux filtres CEM	112
Fig.4- 19: Comparaison de l'évolution du courant MC pour les deux filtres CEM	113
Fig.4- 20: Modèle équivalent du rayonnement en mode commun	114
Fig.4- 21: Comparaison du spectre de la composante du champ magnétique proche H_x mesurée et celle simulée par la méthode FDTD	115
Fig.4- 22: Représentation du schéma détaillée du modèle d'insertion des filtres CEM	115
Fig.4- 23: Évolution de l'amplitude de l'impédance de la charge en fonction de la fréquence	116
Fig.4- 24: Évolution du courant de mode commun en fonction de la fréquence.....	117
Fig.4- 25: Évolution du champ magnétique en fonction de la fréquence.....	117

NOMENCLATURE

LISTE DES SYMBOLES

Principales notations et constantes

I_{mc} : Courant de mode commun (A)

I_{md} : Courant de mode différentiel (A)

V_{mc} : Tension de mode commun (V)

V_{md} : Tension de mode différentiel (V)

V_{ds} : Tension drain source (V)

E : Champ électrique (V/m)

H : Champ magnétique (A/m)

D : Induction électrique (C/m²)

B : Induction magnétique (T)

ρ' : La résistivité magnétique équivalente « equivalent magnetic resistivity » (Ω/m)

ρ : Densité de charge électrique (As/m³)

J_c : Densité de courant électrique (A/m²)

J_m : Densité de courant magnétique équivalente (V/m²)

μ: Perméabilité magnétique (H/m)

μ_r: Perméabilité magnétique relative

σ: Conductivité électrique (S/m)

λ : Longueur d'onde (m)

K: Nombre d'onde (m⁻¹)

ω: Pulsation (rad/s)

ε : Permittivité diélectrique (F/m)

ε_r: Permittivité diélectrique relative

c = 3.10⁸ m/s : Célérité de la lumière dans le vide

ε₀ = 8,8541.10⁻¹² F/m : Permittivité diélectrique dans le vide

μ₀ = 4π.10⁻⁷ H/m: Perméabilité magnétique dans le vide

Symboles alphanumériques

i, j et **k** : nombre d'itérations selon les axes Ox, Oy et Oz.

n: nombre de pas temporels (number of time steps).

Δx, Δy et **Δz** : Les pas de discrétisations spatiales selon les axes Ox, Oy et Oz.

Δt : pas de discrétisation dans le temps.

x = iΔx, y = jΔy et **z = kΔz** : les dimensions du domaine spatiale.

t = nΔt : Temps de calcul

npml: nombre de cellules dans chaque direction du PML

LISTE DES SYMBOLES

Opérateurs

δ_t : Dérivation par rapport au temps.

δ_z : Dérivation par rapport à l'espace.

$\nabla \times$: Rotationnel

$\nabla \cdot$: Divergence

\times : Produit vectoriel

\cdot : Produit scalaire

ABREVIATIONS

ABC: Absorbing Boundary Condition

CEE : Communauté Economique Européenne

CEM : Compatibilité Electromagnétique

CENELEC : Comité Européen de Normalisation en Électrotechnique

CEP: Convertisseur d'Electronique de Puissance

CISPR : Comité International spécial des Perturbations Radioélectriques

DC : Direct Current

DFT: Discrete Fourier Transform

EFIE: Electric Field Integral Equation

ELM : Électromagnétique

EMI: Electromagnetic Interferences

FD: Frequency Domain

FDTD: Finite Difference Time Domain

FEM : Finite Elements Method

FFT: Fast Fourier Transform

HF : Haute Fréquence

HT : Haute Tension

IEM : Interférences Electromagnétiques

MC : Mode commun

MD : Mode Différentiel

MFIE: Magnetic Field Integral Equation

MoM: Method of Moments

PCB : Printed Circuit Bord

PEC: Perfectly Electrical Conductor

PEEC : Partial Element Equivalent Circuit

PEM : Perturbations Electromagnétiques

PML: Perfect Matched Layer

RF: Radio Frequency

RSIL : Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne

TE : Transverse Electrique

TFR : Transformations de Fourier Rapide

TLM: Transmission Line Matrix or Transmission Line Modeling

TM: Transverse Magnétique

2D: Deux Dimensions

3D: Trois Dimensions

Introduction Générale

Introduction Générale

Les convertisseurs en électronique de puissance ont connu des développements rapides et qualitatifs au cours de ces dernières années . Ils sont de plus en plus utilisés dans les différents domaines de l'énergie électrique, notamment pour des applications dans les énergies renouvelables, les réseaux de transport et de distribution, l'aéronautique, etc. En effet, les progrès significatifs dans le développement des convertisseurs pour réduire la taille, le poids et le coût de ces derniers, imposent de nouvelles spécifications comme le fonctionnement à hautes fréquences de commutation, à des vitesses de commutation très élevées, à des densités de puissance élevées, sous de hautes températures et à hauts rendements. Ces nouvelles spécifications impliquent le développement et l'utilisation de nouveaux composants à semi-conducteurs [1, 2]. Cependant, l'inconvénient majeur est la forte émission en perturbations électromagnétiques (PEM) à cause des nouvelles contraintes de fonctionnement à hautes fréquences et à des vitesses de commutation plus élevées (forts di/dt et dv/dt) de ces nouveaux composants par rapport aux autres composants utilisés en électronique de puissance [3, 4]. Cela peut perturber le bon fonctionnement des équipements électroniques qui les entourent, ou bien causer des problèmes de conformité avec les normes de Compatibilité Electromagnétique (CEM). Ces normes sont, au plan international, formulées par le Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques (CISPR) [5]. Il existe deux principales catégories de normes : celles qui définissent les niveaux tolérés d'émissions conduites ou rayonnées, et celles qui définissent la susceptibilité électromagnétique d'un équipement.

La prise en compte des exigences de compatibilité électromagnétique est ainsi devenue une étape capitale dans la conception des systèmes de conversion en électronique de puissance. Afin de respecter les normes imposées par cette discipline, il devient donc indispensable de disposer des solutions permettant de limiter les niveaux des perturbations électromagnétiques et leurs impacts sur l'environnement.

Une première nécessité est de connaître les principales sources et les niveaux d'émissions dans les systèmes de conversion dès leurs élaboration. Ainsi, des travaux de recherche récents ont montré que le rayonnement direct du circuit imprimé (PCB) d'un convertisseur de puissance n'est pas la contribution principale du rayonnement, souvent à cause de la faible surface qu'il occupe. C'est la circulation de courants de haute fréquence dans les câbles qui constitue le problème majeur à résoudre [6–12]. Généralement, ces perturbations conduites utilisent les liaisons filaires pour se propager dans le système entraînant l'apparition d'émissions rayonnées via les boucles de masse ainsi que des surtensions aux bornes de la charge.

L'objet de ce travail est de prédire les niveaux de perturbations conduites et rayonnées engendrés par un système de conversion DC-DC et de trouver les solutions appropriées de réduction de ces perturbations pour assurer le respect des normes CEM. Pour ce faire, il est intéressant de disposer d'un outil de simulation prédictive du fonctionnement du système par une modélisation CEM de différents éléments actifs et passifs composant le système de conversion. Cet outil doit permettre de modéliser finement les différents éléments du système complet en haute fréquence, à savoir le convertisseur de puissance, les chemins de propagation dont les principaux sont les câbles et la charge du convertisseur.

Afin d'atteindre cet objectif, les travaux de recherche présentés dans cette thèse sont divisés en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, nous décrivons le contexte de l'étude de la problématique CEM en électronique de puissance. Le principe de la compatibilité électromagnétique (CEM) consiste à permettre le fonctionnement correct et optimal de tout dispositif électrique en présence d'autres, chacun étant en fonctionnement nominal. Autrement dit, c'est le droit pour chacun de « vivre » sans « gêner » son voisin. Dans ce chapitre, nous traitons cette problématique dans le domaine de l'électronique de puissance. Les perturbations se propagent vers la source d'alimentation du convertisseur et vers la charge qu'il alimente ; une partie plus infime de cette énergie est rayonnée. Pour mieux situer l'étude de la CEM en électronique de puissance, ce chapitre rappelle l'origine et les sources de ces perturbations, les différents modes et types de propagation, puis les méthodes de mesure et modélisation de ces perturbations électromagnétiques.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons la modélisation CEM d'un système de conversion DC-DC. Ce système est composé de l'association d'un convertisseur de type hacheur série, celui-ci est alimenté par une source de tension continue associée au Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL), d'un câble non blindé de deux conducteurs et d'une charge RL. Les imperfections de la charge, le condensateur de découplage, du RSIL ainsi que les effets parasites générés par les pistes (effets inductifs et capacitifs) sont pris en compte. Les résultats de simulation sont validés par des mesures effectuées au sein du laboratoire Ampère de l'Ecole Centrale de Lyon.

Dans le troisième chapitre, la problématique de perturbations rayonnées par le système de conversion est étudiée et analysée. Sachant que les câbles constituent le principal vecteur des perturbations conduites, ainsi qu'une source importante de perturbations rayonnées, notre étude se concentre plus particulièrement sur ces câbles de puissances qui sont parcourus par des

courants de haute fréquence. Ces courants sont divisés en deux modes : les courants de mode commun et ceux de mode différentiel.

Dans ce chapitre nous étudions les origines des émissions rayonnées, pour cela, nous présentons des modèles spécialement développées pour quantifier les niveaux de champ électromagnétique rayonné par les câbles de puissance. Le courant de mode différentiel et de mode commun seront introduites pour étudier leurs rôles dans les émissions rayonnées.

A partir de la prédiction des perturbations conduites dans le câble, nous développons au début des modèles de simulation numérique à base de la méthode FDTD (Finite Difference in Time Domain) pour évaluer le champ électromagnétique produit par les deux modes de courant, dans le câble. La validité de cette méthode a été démontrée par les résultats de recherches effectuées antérieurement [13–15]. Ensuite, nous effectuons une comparaison des résultats obtenus par chaque mode de rayonnement afin de déterminer le mode de courant qui participe à la grande partie du rayonnement électromagnétique. Enfin, nous présentons la validation expérimentale des modèles de rayonnement développés au cours de ce chapitre. Le banc d'essai décrit dans le chapitre 2 est utilisé pour mesurer la contribution du câble de puissance au rayonnement électromagnétique du système complet.

Au quatrième et dernier chapitre, nous proposons des stratégies de réduction des perturbations conduites et rayonnées. L'exploitation du modèle de simulation développé pour la prédiction des perturbations conduites permet donc de tester différents types de filtrage CEM. Ce modèle offre la possibilité de calculer les tensions et les courants dans toutes les parties du système de conversion, cette caractéristique permet donc de proposer des solutions efficaces pour la réduction des perturbations conduites et rayonnées en mode commun. Elle présente également l'avantage de pouvoir optimiser le dimensionnement des filtres CEM/EMI

Chapitre 1

La CEM en Électronique de Puissance

1.1 Introduction

La compatibilité électromagnétique des systèmes d'électroniques de puissance devient une discipline d'ingénierie et elle devrait être prise en considération au début de leurs conceptions.

Ce chapitre a pour but de présenter et de caractériser dans une démarche « problématique CEM en électronique de puissance », l'origine, les chemins et les modes de propagation des perturbations électromagnétiques dans une structure d'électronique de puissance. Dans ce chapitre, nous décrivons les problèmes CEM dans le domaine de l'électronique de puissance, notamment les perturbations conduites et rayonnés. En effet, il en existe en mode commun (MC) ou asymétrique et en mode différentiel (MD) ou symétrique, nous discutons pour cela de la source de perturbations et des couplages parasites. Nous présentons ensuite le rôle du RSIL dans le cadre de mesures normalisées. Ainsi que les principales normes d'émission qui concernent les équipements intégrant des convertisseurs statiques sont présentées.

1.2 La problématique CEM en électronique de puissance

La prise en compte de la CEM dans la phase de conception des convertisseurs statiques est devenue une démarche indispensable. Elle exige du concepteur des bonnes compétences en vue d'une réalisation commune : l'une concerne le domaine de la conversion statique (connaissance des techniques pour accroître le rendement, les performances statiques et dynamiques, la compacité) et l'autre, pour ce qui est du domaine de la CEM (connaissance des phénomènes, optimisation des formes d'onde, minimisation des couplages, respect des normes CEM, susceptibilité électromagnétique).

La CEM a pour but de prédire et d'analyser les perturbations électromagnétiques sur une gamme de fréquences importante. Selon les modes de couplage, des phénomènes différents interviennent et ceci rend la tâche complexe.

Le domaine d'étude se divise en deux catégories, CEM conduite et CEM rayonnée. Le chemin ou canal de propagation est alors matériel ou non. Le domaine fréquentiel couvert par la CEM conduite s'étend de 150kHz à 30MHz. Au-delà, le phénomène de propagation est non négligeable. La CEM rayonnée prend le pas à partir de 30MHz jusqu'à 1GHz pour l'électronique de puissance [6, 9].

1.3 Réglementation en CEM

Dans l'étude de la CEM, les exigences sur les limites des perturbations provoquées par un équipement d'électronique de puissance sont fixées par des normes bien définies.

Au niveau des pays de la Communauté Economique Européenne (CEE), la réglementation en CEM est élaborée par les différents Comités Techniques (TC) du Comité Européen de Normalisation en Électrotechnique (CENELEC). Elle dit que tous les appareils électriques susceptibles de créer des perturbations électromagnétiques, ou dont le fonctionnement est susceptible d'être affecté par ces perturbations, ne peuvent être commercialisés dans les pays de la CEE que s'ils sont conformes à ces spécifications [16].

Ces normes sont, au plan international, formulées par le Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques (CISPR). Elles sont divisées en deux catégories: la première définit les niveaux tolérés d'émission conduite ou rayonnée, et la deuxième définit la susceptibilité électromagnétique d'un équipement.

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

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

Nous nous limiterons ici à mentionner les normes d'émission qui concernent les équipements intégrant des convertisseurs statiques. Le Tableau 1.1 présente les références et domaines d'applications des principales normes européennes [33]:

Standards Européens	Domaine d'application	Equivalent international
EN 55011	Limites et méthodes de mesure des perturbations électromagnétiques des appareils industriels, scientifiques et médicaux à fréquence radioélectrique	CISPR 11
EN 55013	Limites et méthodes de mesure des perturbations électromagnétiques des récepteurs de radiodiffusion	CISPR 13
EN 55014	Limites et méthodes de mesure des perturbations électromagnétiques des appareils électrodomestiques et des outils portatifs relatives aux	CISPR 14

	fréquences radioélectriques	
EN 55015	Limites et méthodes de mesure des perturbations électromagnétiques des appareils à fluorescence et des luminaires relatives aux fréquences radioélectriques	CISPR 15
EN 55022	Limites et méthodes de mesure des perturbations radioélectriques des appareils à traitement de l'information	CISPR 22
EN 61000-1	Définitions des perturbations harmoniques, sous-harmoniques et du scintillement	IEC 61000-1
EN 61000-2	Perturbations harmoniques provoquées par les équipements électrodomestiques et similaires	IEC 61000-2
DO 160-D	Limites et méthodes de mesure des perturbations électromagnétiques des appareils électriques/électroniques embarqués sur l'avion à fréquence radioélectrique	

Tableau1- 1: Les normes requises pour les convertisseurs statiques

Les limites des perturbations sont généralement exprimées en dB μ V ou en dB μ A, en fonction de la fréquence, en valeur crête, valeur quasi- crête ou valeur moyenne.

On distingue deux gammes de fréquence pour l'étude de perturbations électromagnétiques. Les perturbations conduites sont étudiées entre 150kHz et 30MHz, alors que les perturbations rayonnées entre 30MHz et 1GHz (EN 55022 par exemple).

1.4 Identification des sources de perturbations dans les systèmes de conversion de puissance

Les courants et les tensions de commutation rapide des interrupteurs (IGBT, MOSFET,...) sont généralement la principale source d'émissions électromagnétiques (EM).

Les principales sources elles-mêmes, par exemple les interrupteurs ne font pas de bonnes antennes. La superficie des surfaces attachées au composant et les câbles qui y sont connectés déterminerait l'effet des interférences électromagnétiques EMI [17]. Les grandes surfaces, par exemple les dissipateurs thermiques (les radiateurs), présentent de bonnes sources de champ électrique tandis que les grandes boucles de câbles font de bonnes sources de champ magnétique.

Les sources potentielles d'émissions sont les vitesses de commutation élevées (dv/dt et di/dt) dans les commutateurs de puissance, à savoir MOSFET et IGBT utilisés dans les convertisseurs de puissance.

Les IGBT modernes peuvent avoir un dv/dt plus de $5000V/\mu s$ et les niveaux crêtes d'intensité d'émission atteints à $140dB\mu V/m$. La fréquence de commutation, f_s de l'IGBT moderne est de plus de 120 kHz et le spectre de fréquence des émissions de l'IGBT se propage de la fréquence f_s à la haute ordre des harmoniques d'ordre f_s [18–23].

Le bruit des convertisseurs de puissance se propage à d'autres équipements grâce à des couplages de champs électromagnétiques et des liaisons à basse impédance qui dépendent fortement des capacités et des inductances parasites.

Les systèmes d'entraînement des moteurs électriques (entraînement à vitesse variable) sont également des sources potentielles d'émissions EMI. Le haut dv/dt , résultant de la conversion de puissance dans les systèmes d'entraînement, provoquent des courants élevés qui sont injectés dans les enroulements du moteur, ce qui provoque des résonances parasites dans la gamme des MHz (5-50 MHz) [22].

Le bruit basse fréquence peut également provenir des variations de courants dans les moteurs à courant continu, mais les niveaux d'intensité des émissions peuvent être négligeables par rapport aux émissions provenant des convertisseurs de puissance.

Pour une caractérisation plus claire, les sources EMI potentiels peuvent être regroupées dans les gammes de fréquences suivantes:

1. **Bande 1:** de quelques hertz à quelques kHz : le champ magnétique à basse fréquence est principalement est digne d'intérêt à prendre en considération. Les sources potentielles sont : les supercondensateurs, les convertisseurs en électronique de puissance (CEP) de commutation IGBT, les radiateurs, les câbles haute tension (HT), le système de mise à la terre (châssis, châssis du convertisseur et charge, conducteur de terre).
2. **Bande 2:** de quelques kHz à quelques centaines de kHz: le champ magnétique à basse fréquence qui devrait prendre en considération. Les sources potentielles comprennent les CEP, moteurs électriques, câbles HT,

3. **Bande 3:** de quelques centaines de kHz à la gamme de mégahertz (émissions par conduction). Les sources potentielles comprennent les CEP, les moteurs électriques, les radiateurs, les faisceaux de câbles, boîtiers métalliques et systèmes de mise à la terre.

4. **Bande 4:** à partir de la plage du MHz à quelques GHz (émissions rayonnées). Les sources potentielles comprennent les CEP, les connecteur de bus, les câbles de liaison, les radiateurs comprennent des faisceaux de câbles, les boîtiers métalliques et le système de mise à la terre.

La première étape pour la caractérisation CEM d'un système de conversion de puissance est basée sur les mesures. Les mesures du système complet ne ferait que mettre en évidence l'existence de problèmes d'interférence électromagnétique (EMI), alors que les mesures au niveau chaque composant, ou des mesures au niveau des sous-systèmes, permettent une meilleur identification des interférences électromagnétiques [17]. Les mesures au niveau des composants et sous-systèmes sont relativement plus simples et moins compliquées à comprendre.

Il est donc intéressant de construire des modèles précises, qui pourraient aider à étudier les caractéristiques CEM de chaque composant ou sous-systèmes constituant le système de conversion.

1.5 Analyse de la source de perturbations électromagnétiques

Pour comprendre l'origine des perturbations électromagnétiques dans une structure de conversion d'électronique de puissance, la Figure 1-1.a présente un schéma simplifié d'un hacheur série, celui-ci est choisi comme exemple pour la caractérisation CEM de convertisseur. Ce convertisseur est composé de semi conducteurs utilisés en commutation. Ils basculent brusquement entre les états ouvert et fermé de façon naturelle ou commandée. Ces changements d'état génèrent des variations rapides de tension (dv/dt) et de courant (di/dt). Ces variations sont capables de produire des perturbations à haute fréquence.

Commençons d'abord par analyser le comportement spectral des formes d'ondes en électronique de puissance [24–26], la Figure 1-1.b présente la forme d'onde de tension de sortie du hacheur, assimilée à un signal trapézoïdal de période T et d'amplitude A . On appelle t_r le temps de montée et t_f le temps de descente du trapèze dissymétrique (avec $t_r \neq t_f$).

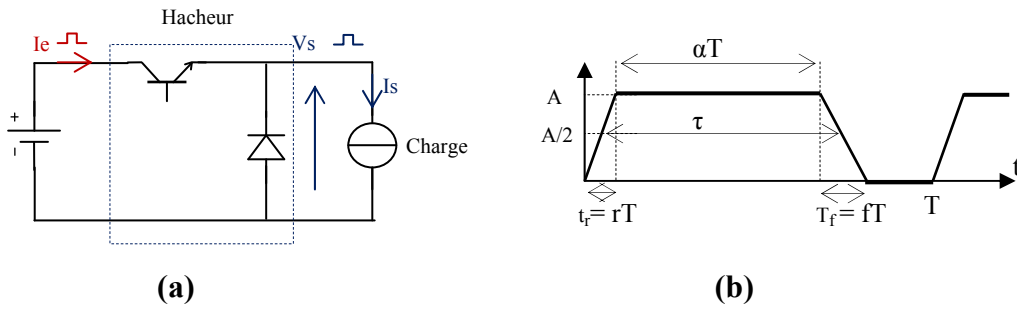


Fig. 1- 1 (a): Source de PEM dans les convertisseurs statiques, (b): La forme d'onde trapézoïdale engendrée par les convertisseurs

L'expression du module de la Transformée de Fourier du signal trapézoïdal est donnée par la relation (1.1) en posant $t_r = r.T$ et $t_f = f.T$ [32]. Son évolution en fonction de la fréquence est donnée à la Figure I.2.

$$C_{n,rms} = A\sqrt{2} \left(\alpha + \frac{r+f}{2} \right) \frac{\sin(\pi.n.r)}{\pi.n.r} \cdot \frac{\sin[\pi.n(\alpha+r)]}{\pi.n(\alpha+r)} \cdot \frac{\sin[\pi.n(f-r)]}{\pi.n(f-r)} \quad (1.1)$$

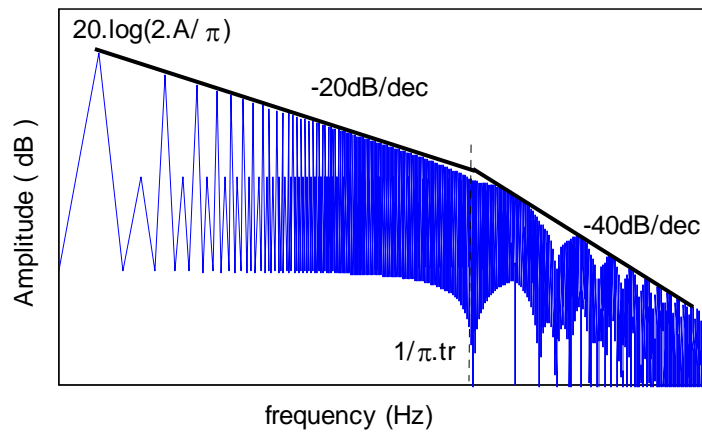


Fig. 1- 2: Le spectre d'onde trapézoïdale engendrée par les convertisseurs

Le spectre de la Figure 1-2 montre la gamme spectrale d'un signal trapézoïdal issu d'une commutation d'un interrupteur de puissance.

L'enveloppe du spectre de ce signal peut être divisée en deux parties :

Pour les fréquences inférieures à la fréquence de coupure $f_c = 1/\pi.t_r$, le spectre est décroît avec une pente à -20dB/dec , au-delà de cette fréquence, il décroît avec une pente à -40dB/dec . Cette étude simplifiée permet donc de comprendre que les formes d'ondes générées par un convertisseur statique sont des perturbations dont le spectre commence à la fréquence de découpage et s'étend sur une large bande de fréquence (pour le cas d'un hacheur). De plus, la fréquence de coupure (f_c) dépend directement de la raideur des variations des tensions et courants. Or, une diminution des temps de commutation des interrupteurs de puissance permet de

réduire les pertes par commutation. Par conséquent, cette caractérisation offre aux fabricants de composants semi conducteurs la possibilité de proposer des composants de plus en plus rapides, qui génèrent des PEM sur une large bande de fréquence.

On distingue deux formes de perturbations: les perturbations dites **conduites** et celles dites **rayonnées** comme le montre la Figure 1-3. 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 ». Deux cas peuvent alors se présenter :

- Si la source et la victime sont éloignées et sans liaison galvanique, la perturbation est transmise par une onde électromagnétique, on parle de **perturbations rayonnées**.

- Si la source et la victime sont voisins avec ou sans liaison galvanique, le couplage est dit proche et il peut être de nature capacitive, inductive ou résistive, ce type de perturbations est donc appelé **perturbations conduites**. 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.

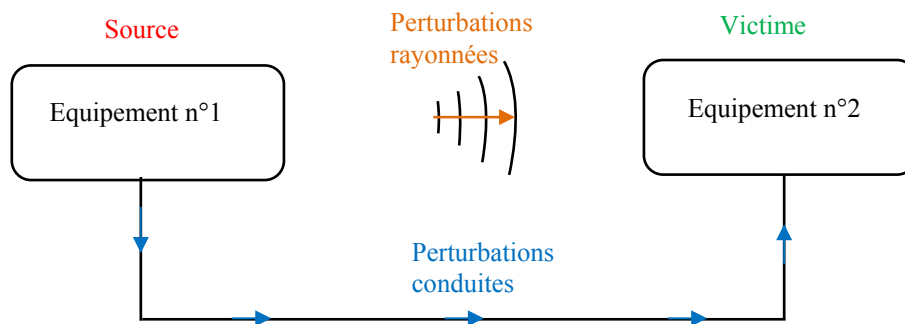


Fig. 1- 3: Modes de couplage de perturbations électromagnétiques

Un problème de perturbation électromagnétique est plus intéressant à analyser dans le domaine fréquentiel que dans le domaine temporel. Dans le domaine fréquentiel on peut observer plus facilement les bandes de fréquences dans lesquelles la cellule de commutation génère de fortes perturbations électromagnétiques. Ainsi, des solutions peuvent être proposées afin de réduire ces perturbations. Par ailleurs l'analyse fréquentielle est aussi utilisée au niveau normatif.

Quelques travaux précédemment réalisés modélisent les sources de perturbations et montrent une influence des facteurs suivants dans les cellules de commutation [27]:

- **Le temps de commutation τ** : le temps de commutation est un facteur important dans le mécanisme de génération de perturbations car il contrôle les « dv/dt » et les « di/dt ». La diminution de la vitesse de commutation diminue les perturbations conduites mais crée des pertes de commutation supplémentaires.

- **La fréquence de commutation f_0** : l'augmentation de la fréquence de commutation se traduit par une translation du spectre à hautes fréquences. Pour avoir une réduction des perturbations conduites il est préférable lorsque c'est possible de choisir la valeur la plus faible pour cette fréquence.
- **Composants parasites de la cellule de commutation** : dans la cellule de commutation, il existe des éléments parasites comme les inductances de câblage, les capacités propres de semiconducteurs et les capacités entre pistes et plan de référence, qui modifient le fonctionnement électrique du convertisseur créant des répercussions sur le spectre.

1. 6 CEM conduite

La Figure 1-4 présente les différents chemins que peuvent emprunter les courants HF entre deux équipements dans le cas typique de liaison électrique monophasée. Sur cette figure, on distingue deux modes de propagation des PEM conduites [16]:

- soit elles se propagent par une phase et reviennent par une autre, ce sont des perturbations de mode différentiel (MD) défini, d'après les notations de la Figure 1-4 par :

$$I_{MD} = (I_1 - I_2)/2 \quad (1.2)$$

- soit elles se propagent par l'ensemble des phases et reviennent par la masse, ce sont des perturbations de mode commun (MC) défini, d'après les notations de la Figure 1-4 par :

$$I_{MC} = I_1 + I_2 \quad (1.3)$$

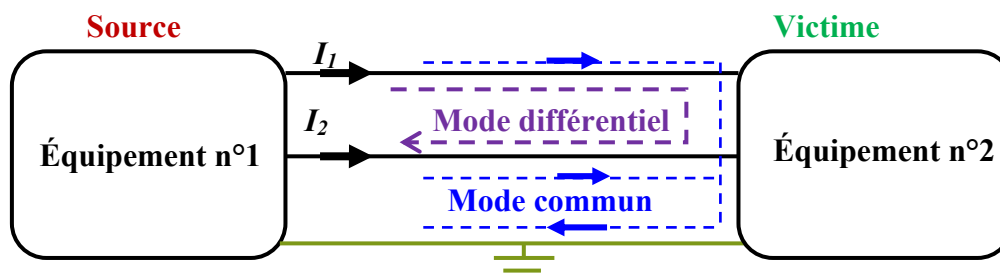


Fig. 1- 4: Modes de propagation des courants de PEM (mode commun et de mode différentiel)

1.6.1 Les moyens de mesure des perturbations conduites

Le domaine de la CEM est réglementé par des normes bien définies. Elles fixent, entre autre, les niveaux des perturbations émises acceptables dans un environnement électromagnétique. Ces niveaux s'appliquent à la fois sur les perturbations conduites et sur les perturbations rayonnées. Pour quantifier les perturbations électromagnétiques conduites, il est nécessaire de disposer des moyens de mesure capables d'identifier leur niveau d'émissions. Les 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.

1.6.2 Rôle du RSIL dans le cadre de mesures normalisées

Le RSIL permet de fixer l'impédance vue par le dispositif sous test par une impédance normalisée par le Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques (CISPR). La norme définit les limites de variation de cette impédance, mesurée entre une borne de sortie et la masse dans la gamme de fréquence [10kHz – 100MHz] comme le montre la Figure 1-5.b. Le schéma équivalent du RSIL est donné Figure 1-5.a [28]. L'impédance de fermeture, composée de R et C₃, qu'il présente aux courants conduits, réalise une fonction passe-haut et permet la mesure des courants perturbateurs sans utiliser de capteur de courant. Dans notre étude, nous serons amenés à mesurer les courants conduits sur le câble de puissance, nous utiliserons par conséquent le RSIL pour son impédance normalisée et sa fonction filtrage. Par ailleurs, le RSIL possède un filtre, constitué des inductances et capacités L₁, C₁ et L₂, C₂, qui permet d'isoler le dispositif sous test du reste du réseau dans lequel peuvent exister des perturbations conduites. Il doit également transmettre la puissance fournie par le réseau avec un écart de tension admis de 5% maximum.

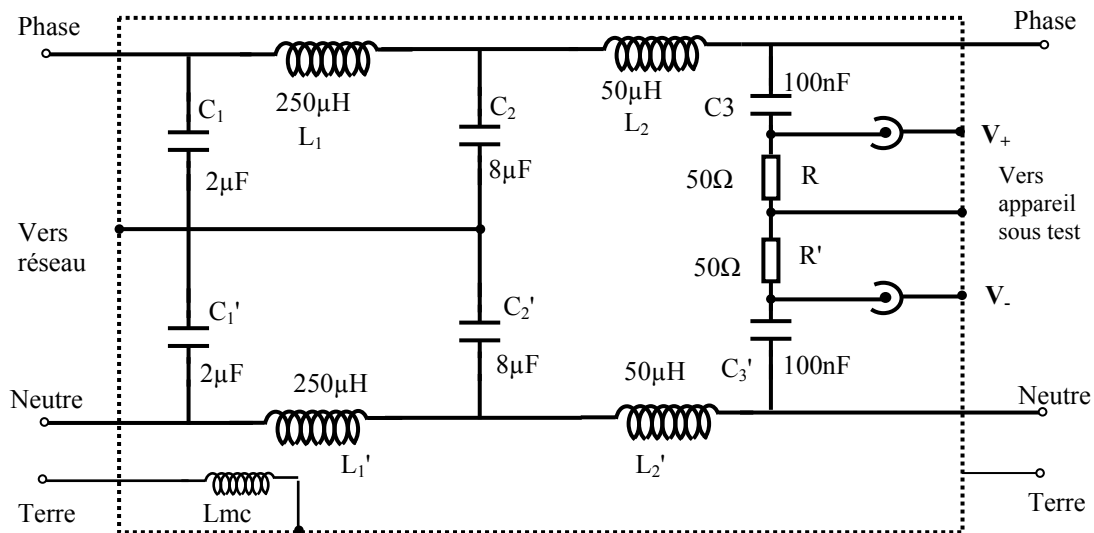


Fig. 1- 5. (a) : Schéma équivalent du Réseau Stabilisé d'Impédance de Ligne (RSIL)

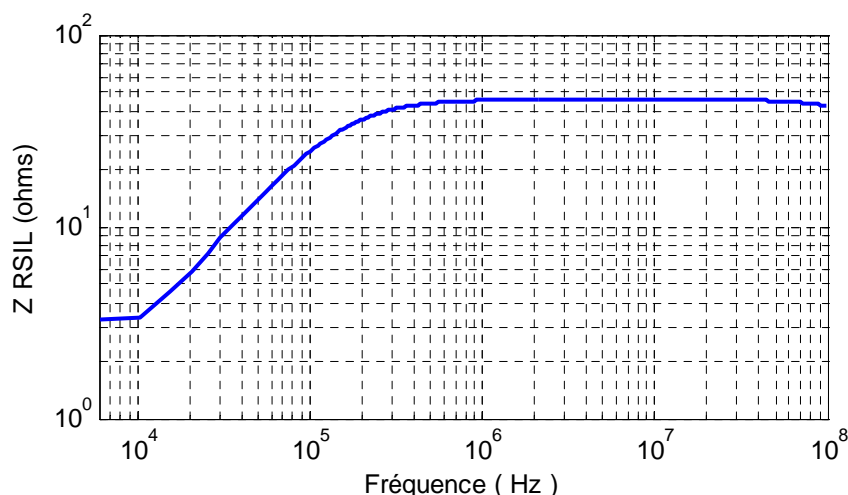


Fig. 1-5. (b): Variation de l'impédance du RSIL en fonction de la fréquence

Pour le diagnostic des problèmes des émissions conduites dans les études CEM, il est nécessaire de distinguer le mode commun (MC) du mode différentiel (MD). Cette distinction permet de connaître les différents composants affectés par le bruit en MC et en MD. Ainsi, nous pouvons utiliser différentes techniques pour diminuer l'influence des perturbations conduites comme par exemple modifier les chemins de perturbations, créer des filtres internes ou externes dans la structure de puissance et aussi réduire les capacités parasites intrinsèques au routage. Les mesures sont faites dans les résistances R et R' du RSIL (Figure 1-5). Les tensions de MC et de MD sont calculées avec les relations suivantes :

$$V_{MD} = V_+ - V_- \quad (1.4)$$

$$V_{MC} = \frac{V_+ + V_-}{2} \quad (1.5)$$

L'application de deux équations (1.4) et (1.5) doit se faire avec beaucoup de soin. Par exemple, si les deux tensions mesurées dans le RSIL V_+ et V_- sont prises séparément, les informations de la phase des tensions V_{MD} et V_{MC} sont perdues. Donc le choix d'une mesure simultanée à l'oscilloscope s'impose.

L'amplitude et la phase du bruit sont prédites par la mesure dans le domaine temporel, le choix de l'oscilloscope doit se faire en fonction de la fréquence maximale d'étude.

La période d'échantillonnage du signal doit être bien choisie pour ne pas perdre les informations des harmoniques du signal.

Les mesures de MC et MD dans le domaine fréquentiel sont effectuées avec l'analyseur de spectre, pour ce faire, il est nécessaire d'ajouter des appareils externes adaptés qui

permettent de séparer le MC et le MD comme par exemple une pince de courant avant de réaliser la mesure.

Les limites de perturbations mesurées au niveau du RSIL sont généralement données sur une échelle logarithmique en (dBμV ou dBμA) en fonction de la fréquence, en valeur crête, valeur quasi crête ou valeur moyenne. Cette échelle sera utilisée pour toutes les représentations spectrales.

$$U (dB\mu V) = 20 \log \left(\frac{U (V)}{10^{-6}} \right) \quad (1.6)$$

Les spécifications des normes relatives aux perturbations conduites dans la bande de fréquence (150kHz-30MHz) se divisent en deux catégories.

La Figure 1-6 montre un exemple de gabarit de la norme CISPR 11 pour des appareils de classe A et la norme CISPR 22, pour des appareils de classe B [25].

La norme dite classe A, définit le niveau d'émission pour des appareils destinés au secteur industriel. Tandis que la norme dite classe B, et certainement reliée au secteur domestique et hospitalier.

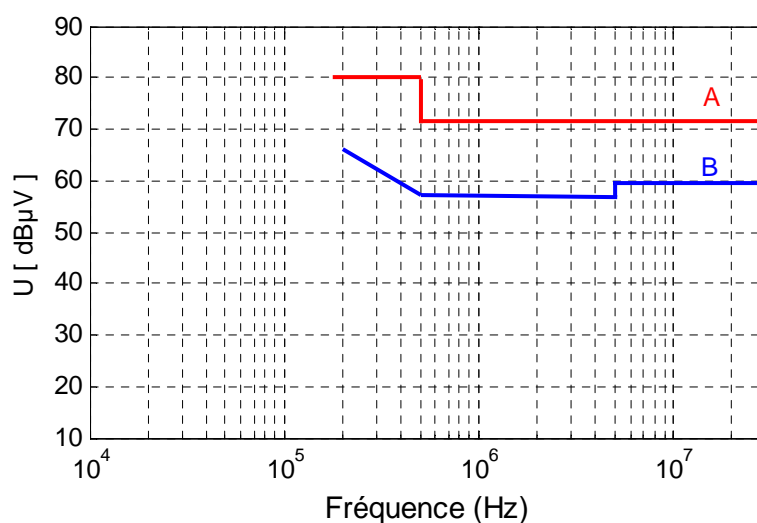


Fig. 1- 6: Limites de tension de PEM selon les normes : CISPR 11/EN 55011 et CISPR 22/EN 55022

1.6.3 Séparation des perturbations de mode commun et de mode différentiel

Dans un convertisseur d'électronique de puissance, les cellules de commutation génèrent des perturbations conduites à la fois en MC ainsi qu'en MD. Lorsqu'on ne s'intéresse qu'à la mesure d'un type de perturbation soit en MC, soit en MD, la séparation de ces deux modes est indispensable.

Les courants de perturbations conduites mesurées avec un RSIL sont la somme des deux modes : MC et MD. C'est la raison pour laquelle la réalisation d'un tel modèle de séparation devient

importante. Enfin, avec ce modèle, on pourra également savoir quelle émission conduite est la dominante dans le système [29].

La séparation simple de MC et MD est symbolisée par la Figure 1-7 :

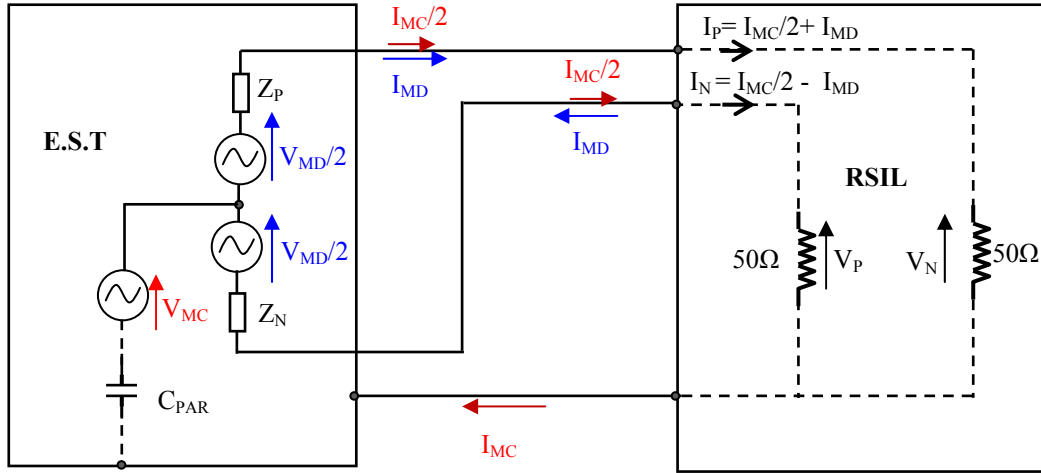


Fig. 1- 7: Modèle de séparation des perturbations en MC et en MD

Avec la loi des mailles, on obtient les expressions utiles suivantes :

$$V_{MD} = (V_P - V_N) = 50 \cdot 2 I_{MD} = 100 \cdot I_{MD} \quad (1.7)$$

$$V_{MC} = \frac{(V_P + V_N)}{2} = 50 \cdot \frac{I_{MC}}{2} = 25 \cdot I_{MC} \quad (1.8)$$

$$I_{MD} = \frac{(I_P - I_N)}{2} \quad (1.9)$$

$$I_{MC} = (I_P + I_N) \quad (1.10)$$

1.7 CEM rayonnée

L'étude du rayonnement électromagnétique des systèmes de conversion en électronique de puissance constitue aujourd'hui un terrain d'investigations très vaste. Cette étude couvre l'observation des phénomènes, les techniques de réduction des perturbations, la caractérisation des sources ou encore la modélisation du champ rayonné.

1.7.1 Les sources de rayonnement

Les courants de haute fréquence (HF) constituent la principale source du rayonnement électromagnétique dans une structure d'électronique de puissance. Les chemins de propagation de ces courants sont les connections de divers composants et routages de la structure, mais aussi les éléments parasites des composants passifs et des semiconducteurs qui permettent des

recyclages de courants HF. Par ailleurs, dans l'association du convertisseur avec un câble d'alimentation, la source principale de rayonnement n'est pas le convertisseur mais le câble [30]. La variation de potentiel génère le mode commun et excite le câble qui rayonne alors fortement en champ électrique (Figure 1-8).

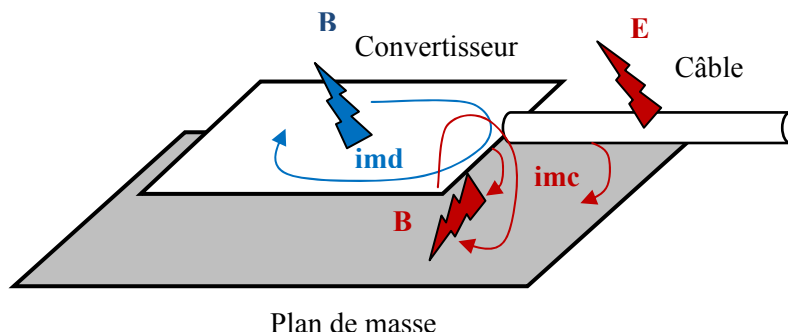


Fig. 1- 8: Aspect du champ électromagnétique dans une association convertisseur câble

1.7.2 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 :

- Les mesures en champ proche, pour lesquelles $d < \frac{\lambda}{2\pi}$ (où d est la distance entre l'antenne et la source et λ la longueur d'onde de la source),
- 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 $Z_w = \frac{E}{H}$ est alors égale à :

$$Z_w = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 377 \Omega$$

Il suffit par conséquent de mesurer une seule des composantes du champ.

La distance de mesure définie dans la norme DO160E est de 1m. Les mesures seront donc considérées comme des mesures en champ proches jusqu'à 50MHz.

Les mesures peuvent être réalisées dans des enceintes dont les propriétés électromagnétiques varient selon la bande de fréquences considérée. Dans la suite, nous décrivons plus particulièrement la chambre anéchoïque qui est la principale enceinte dont laquelle nous avons effectués les mesures.

1.7.3 La chambre anéchoïque

La chambre anéchoïque est une enceinte métallique recouverte de matériaux absorbants (Figure 1-9). Le blindage métallique réalise la fonction cage de Faraday et protège ainsi l'équipement de l'environnement extérieur. Seul, le blindage provoquerait des réflexions d'ondes et la chambre se comporterait comme une cavité résonante. Les matériaux absorbants recréent des conditions de propagation proche de l'espace libre. Les absorbants sont en général composés d'une couche de ferrite (action sur les composantes Basse Fréquence BF) recouverte de pyramides de mousse polyuréthane chargée de fines particules d'un matériau conducteur (action sur les composantes Haute Fréquence HF). Le sol peut être recouvert de matériaux absorbants ; s'il ne l'est pas la chambre est dite semi-anéchoïque.

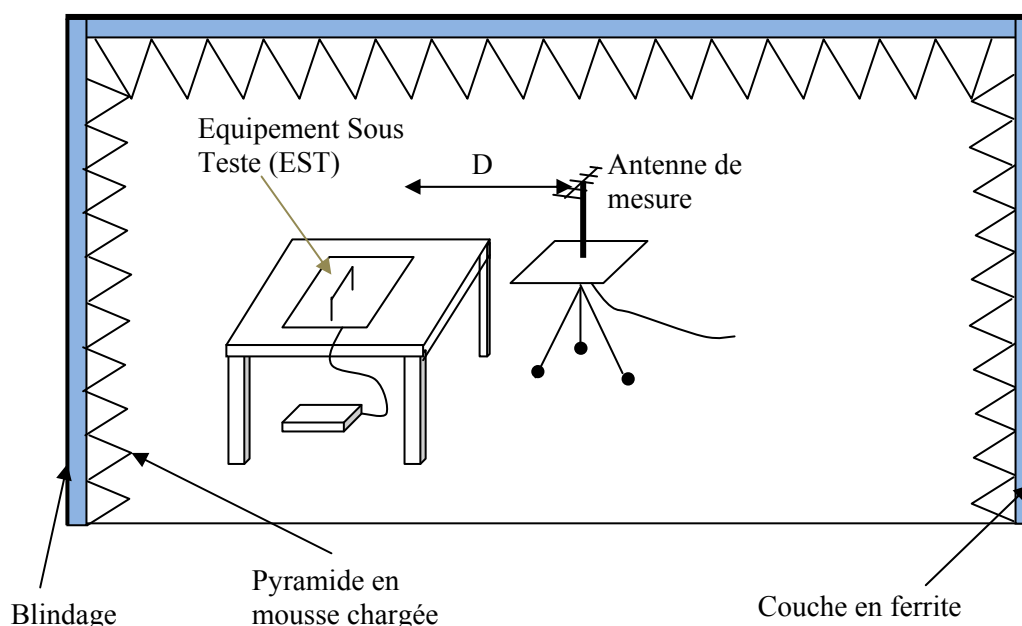


Fig. 1- 9: Chambre anéchoïque blindée

La chambre anéchoïque (centre d'essais CEM) du laboratoire Ampère situé à l'école centrale de Lyon, et illustrée par la Figure I.10, est une cage de Faraday de longueur : 7,50 m, de profondeur : 4,95m et de hauteur : 3,10m avec Anéchoïsation (propriétés anéchoïques) dues aux hybridations de tuiles de ferrite et de mousse stratifiées imprégnées de carbone. Ces couches absorbantes sont obtenues pour une bande de fréquences allant jusqu'à 18GHz.

1.8 Modélisation CEM en électronique de puissance

1.8.1 Modélisation des perturbations conduites

La modélisation CEM a pour but de se rapprocher de manière la plus réaliste possible du spectre des signaux perturbateurs, qui apparaissent essentiellement durant les phases de commutation des interrupteurs de puissance générant de forts « dv/dt » et « di/dt » [27].

La représentation d'une structure en CEM, de type circuit ou de type mathématique, correspond à l'ensemble des différents modèles de composants qui la constituent. Pour l'étude CEM des convertisseurs statiques, deux méthodes de prédiction des perturbations conduites sont utilisées: la méthode de simulation temporelle, dite aussi méthode indirecte et la méthode de simulation fréquentiel, dite aussi méthode directe [31].

Dans la méthode indirecte, le spectre est issu d'une simulation temporelle alors que la méthode directe est basée sur l'estimation du spectre directement dans le domaine fréquentiel.

1.8.1.1 Méthode indirecte (Simulation temporelle)

Le but de cette méthode est de simuler le comportement des formes d'ondes d'un convertisseur statique dans le domaine temporel suivi d'une analyse fréquentielle des signaux simulés. L'analyse fréquentielle n'est déterminée qu'une fois le calcul temporel effectué. Après avoir réalisé les FFT des signaux perturbateurs, on compare le spectre obtenu avec les spécifications normatives [27].

La simulation temporelle consiste à analyser les régimes transitoires engendrés par les commutations et ainsi avoir une vision du comportement de la structure d'électronique de puissance. La simulation temporelle permet également de traiter les non-linéarités des composants tels que la saturation des circuits magnétiques, ou les variations avec la tension des capacités des composants semiconducteurs. La finesse des résultats dépend de la précision des modèles implémentés dans le simulateur et aussi du pas de simulation.

En général, l'inconvénient dans les circuits d'électronique de puissance est que le temps de calcul devient élevé car les équations qui décrivent le comportement des semiconducteurs lors de la commutation présentent des non-linéarités. De plus, la complexité des relations utilisées peut donner des instabilités numériques qui peuvent bloquer la simulation.

Les logiciels qui intègrent les algorithmes des solutions de systèmes non-linéaires sont par exemple SPICE, SABER.

Le comportement fréquentiel des signaux perturbateurs est calculé par des algorithmes de Transformations de Fourier Rapide (FFT). Pour avoir des résultats cohérents dans le domaine

fréquentiel, le nombre d'échantillons (points de calcul) doit être assez important et les signaux doivent avoir atteint le régime permanent [27, 32].

Quelques étapes à respecter pour minimiser les erreurs lors du calcul du spectre sont présentées ci-après:

- Le pas de simulation Δt doit être choisi en respectant le théorème de Nyquist-Shannon relatif à l'échantillonnage (par exemple pour couvrir une plage d'étude de 100 MHz le pas de simulation doit être inférieur à 5 ns).

$$\Delta t = \frac{1}{2 E (F_{\max} * T_{\text{étude}})} \quad (1.11)$$

Où :

- E (x) est la partie entière de x
- $T_{\text{étude}} = N * T$ (avec T = la période du signal et N = le nombre de périodes d'étude)
- F_{\max} = La fréquence maximale du spectre.

Le pas de la simulation Δt doit être plus petit que la plus petite constante de temps du système électrique étudié.

La période du signal correspond à celle utilisée pour le découplage.

- Le signal temporel ($T_{\text{étude}}$) choisi pour réaliser la FFT doit correspondre à un multiple entier de la période réelle du signal considéré (Figure 1-10). Sinon des harmoniques supplémentaires peuvent apparaître.

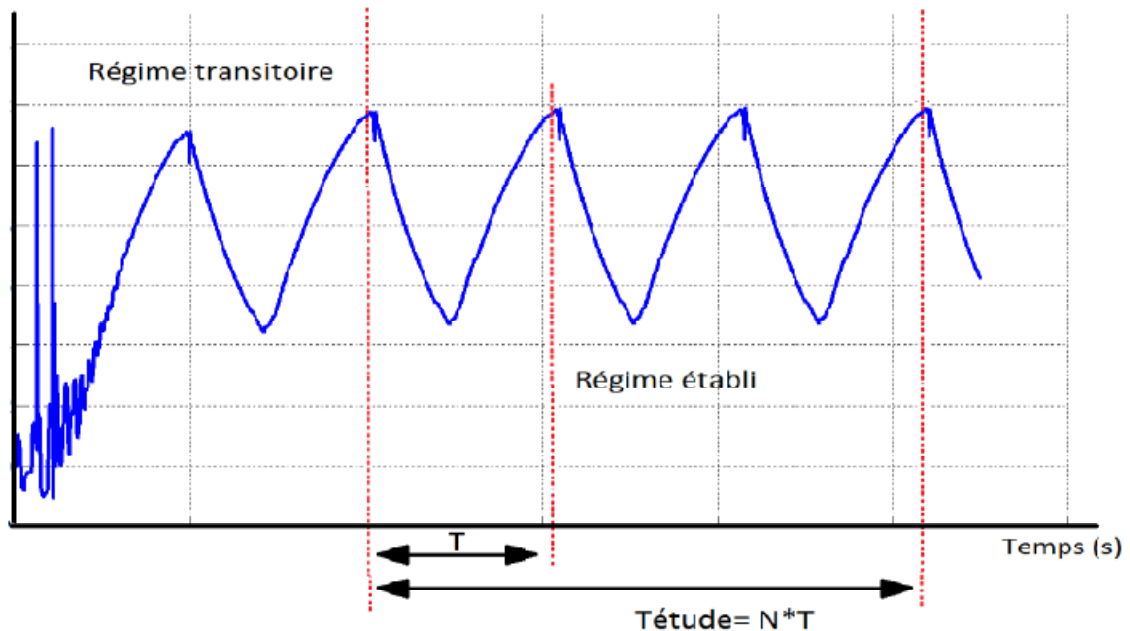


Fig. 1- 10: Comportement d'un signal issu de la simulation temporelle

Une autre approche consiste à représenter les phases de commutation par des sections d'ondes trapézoïdales avec des intervalles de temps successifs identifiés par les mesures [27, 33], cette méthode permet la reconstruction des phases de commutations mais les résultats en CEM sont limités à cause des pertes d'informations en hautes fréquences.

1.8.1.2 Méthode directe (Calcul fréquentiel)

Le but de cette méthode est de déterminer le spectre des signaux perturbateurs directement dans le domaine fréquentiel. Cette méthode présente l'avantage de diminution du temps de calcul, par rapport à la simulation temporelle, mais la mise en équation des sources de perturbations peut devenir complexe [27]. Par exemple pour une structure donnée il faut connaître les principaux mécanismes de génération de perturbations et aussi les chemins de propagation de ces perturbations.

Pour travailler dans le domaine fréquentiel, une linéarisation de fonctionnement du convertisseur doit être faite. Cette linéarisation implique de substituer la cellule de commutation par des générateurs de tensions et ou de courants équivalents. Dans cette méthode on introduit aussi la notion de modélisation des sources de perturbations [33].

Cette méthode est totalement basée sur une démarche « source- chemin- victime ». Elle consiste à décomposer les sources de perturbations et les chemins de perturbations. Chaque mode de propagation est remplacé pour une source équivalente, en général, le mode commun par une source de tension et le mode différentiel par une source de courant.

1.8.2 Modélisation des perturbations rayonnées

La modélisation et simulation des perturbations rayonnées constitue la première phase dans la conception des systèmes de conversion en électronique de puissance. En effet, le modèle de rayonnement peut se limiter au convertisseur ou alors comprendre la chaîne complète avec les câbles et la charge. L'étude peut porter alors sur les émissions en champ proche ou en champ lointain, où les méthodes proposées doivent prendre en compte toutes les contraintes de modélisation. Donc, l'approche de modélisation doit être adaptée avec des géométries complexes.

Un outil de simulation semble indispensable, plusieurs approches de calcul numérique et analytique sont connues. Les plus courantes sont présentées dans les paragraphes suivantes.

1.8.2.1 Outils basés sur la résolution exacte des équations (méthodes numériques)

Les méthodes numériques dans la CEM en électronique de puissance jouent un rôle essentiel dans la caractérisation et la compréhension des émissions électromagnétiques générées

par les systèmes de conversion de puissance. Ces techniques numériques sont applicables à la majorité des problèmes d'ingénierie, mais les principaux inconvénients sont liés à la limite de l'approximation dans le modèle lui-même, l'espace et le temps de discrétisation. De plus, les critères de précision, la stabilité, et la convergence ne sont pas toujours simples et clairs à établir [34].

Les logiciels de calcul permettent principalement de déterminer l'évolution du champ électromagnétique dans l'environnement et les courants induits sur la surface d'un objet à étudier. Le principe est basé sur la résolution des équations de Maxwell en maillant l'espace à considérer. Ces outils sont généralement appelés méthodes tridimensionnelles ou 3D. Deux types de méthode existent pour la résolution « exacte » des équations de Maxwell, elles servent à résoudre exactement les expressions des équations différentielles d'origine [34].

La méthode dite « intégrale » est utilisée par la méthode des moments (MoM), car elle résout les équations de Maxwell sous leur forme intégrale, elle ne nécessite généralement pas de mailler le volume de calcul total mais seulement les structures filaires et les surfaces.

Les méthodes dites différentielles résolvent les équations aux dérivées partielles (« FDTD « Finite Difference Time Domain », TLM « Transmission Line Matrix » et FEM « Finite Elements Method »). Ce sont des méthodes dites volumiques car elles travaillent généralement sur un volume englobant l'objet à traiter et fermé par des frontières absorbantes simulant l'espace libre.

La FEM est une méthode fréquentielle très utilisée pour l'analyse des géométries complexes. Cependant, les ressources mémoires et calculatoires croissent de façon exponentielle avec la complexité des géométries à étudier.

Les méthodes TLM et FDTD sont deux méthodes temporelles, elles sont très intéressantes lorsque l'on effectue des simulations pour des réponses large bande, puisque elles donnent toutes les informations par un seul passage temporel.

1.8.2.2 Outils basés sur des résolutions approchées des équations (méthodes analytiques)

Les méthodes analytiques sont basées sur les équations de Maxwell à l'aide des hypothèses simplificatrices en hautes fréquences [34]. Ces méthodes fournissent des solutions approximatives, mais, elles sont limitées à une faible gamme d'applications, principalement liée à des problèmes adéquats avec des géométries simples. Il n'y a pas de nombreux problèmes pratiques d'ingénierie qui peuvent être traités en utilisant ces techniques d'analyse. D'autres formulations approchées proviennent d'une assimilation des résolutions à la théorie des lignes ou aux circuits électriques. [24, 25].

1.9 Conclusion

La caractérisation des perturbations électromagnétiques (PEM) dans un environnement intégrant les convertisseurs en électronique de puissance est tout à fait un défi pour cet environnement (Automobile, Aéronautique, Centrales photovoltaïques,...). Cela peut permettre de créer des modèles de simulation qui peuvent aider à prédire et contrôler les problèmes de CEM en électronique puissance au début de la conception et avant même que les prototypes ne soient construits.

La caractérisation des composantes et sous-systèmes du système de conversion complet avec tous les détails est assez complexe à analyser et divers phénomènes physiques fondamentaux impliqués dans la problématique CEM peuvent être cachés.

La caractérisation et la modélisation fine du système complet nécessite beaucoup de ressources informatiques et prennent du temps. Une approche préférable est d'analyser d'abord les émissions au niveau des composants à l'aide de modèles de composants CEM, et éventuellement construire des modèles de sous-système par l'assemblage de différents modèles de composants.

Chapitre 2

Modélisation CEM d'un Système de Conversion en Électronique de Puissance

2.1 Introduction

La modélisation CEM des systèmes de conversion d'électronique de puissance s'effectue souvent avec un simulateur de type « circuit » (ex. PSpice, Saber, Simplorer, Matlab...) [27] . De nombreux modèles de composants ou de circuits électriques existent et sont développés par les grands fabricants de composants actifs et passifs dans ces environnements de simulation. Par conséquent, ces outils permettent aussi de simuler les courants et les tensions de mode commun ou de mode différentiel non seulement en temporel mais aussi en fréquentiel [30].

Dans ce chapitre, nous présentons les modèles de différents éléments de la chaîne de conversion DC/DC, ces éléments seront étudiés dans les domaines temporel et fréquentiel et simulés en utilisant le Matlab Simulink [35]. Étant donné que le convertisseur étudié est doté d'un nouveau MOSFET en SiC qui fonctionne à une vitesse de commutation très élevée et que les modèles SPICE des interrupteurs de puissance dans la bibliothèque Simscape de Matlab Simulink ne sont pas convenables à cette simulation, car les effets CEM ne sont pas pris en compte. Afin de remédier à ce problème, un modèle équivalent du convertisseur utilisant une source équivalente est proposé pour remplacer les modèles SPICE des interrupteurs de puissance. Ainsi, la source de perturbation électromagnétique (PEM) est mise en place en combinant la mesure avec la simulation.

Le système étudié est composé de l'association d'un hacheur série alimenté par une source de tension continue associée au RSIL, d'un câble non blindé de deux conducteurs et d'une charge RL. Le modèle est simulé temporellement sur le MATLAB/Simulink puis le spectre est déduit d'une transformée de Fourier. Une fois la modélisation réalisée, les résultats de simulation sont comparés aux mesures sur la bande passante 150 kHz-30 MHz.

2.2 Calcul des éléments parasites

2.2.1 Modélisation du convertisseur

Le convertisseur étudié est un hacheur série alimentant une charge RL (Figure 2-1). La modélisation du convertisseur comprend l'ensemble constitué de composants semi-conducteurs, le condensateur de découplage, le routage, qui est représenté sur la Figure 2-1 par les impédances parasites inductives Z_{pL1} , Z_{pL2} , Z_{pL3} , Z_{pL4} , Z_{pL5} ainsi que les couplages entre les pistes et le plan de masse qui ne sont pas représentés, et enfin, l'impédance parasite capacitive Z_{pC} . La fréquence de commutation du mosfet est de 20kHz.

Cette partie présente la modélisation des éléments parasites de différents composants de l'association convertisseur-charge.

La modélisation des circuits imprimés (PCB) du convertisseur consiste à déterminer les schémas électriques équivalents de la connectique en HF. Pour déterminer ces schémas électriques, plusieurs méthodes sont envisager: la mesure, le calcul analytique ou la résolution numérique. La mesure permet de déterminer précisément les modèles, à condition de soigner le dispositif expérimental. Le calcul analytique, quant à lui, ne permet de résoudre que des géométries simples [36]. La résolution numérique, permet de résoudre des structures complexes, et de tenir compte plusieurs phénomènes physiques. Il est possible d'identifier deux méthodes numériques plus utilisés pour le calcul des éléments parasites des PCBs : la méthode des éléments finis (FEM) et la méthode Partial Element Equivalent Circuit (PEEC) [37].

Une modélisation par éléments finis du système peut permettre l'extraction des composants parasites [38]. Cette méthode est intéressante car elle permet de représenter des géométries complexes et de prendre en comptes tous les phénomènes physiques. Mais, elle demande une connaissance fine du système, et de chacun de ses composants. En outre, les temps de calcul sont très importants pour la simulation des géométries complexes.

La méthode PEEC est une alternative à la méthode des éléments finis introduite dans les années 1970 [37]. Elle est basée sur une discrétisation spatiale des conducteurs puis une représentation par éléments équivalents entre les noeuds de l'espace discrétisé. On peut distinguer deux types de discrétisation des conducteurs : si le conducteur est linéaire, il est discrétisé dans le sens de la longueur, s'il est plan, il est discrétisé selon deux directions. Cette méthode est intéressante, car moins gourmande en temps de calcul que la méthode éléments finis. Elle permet également une modélisation de géométries complexes [27].

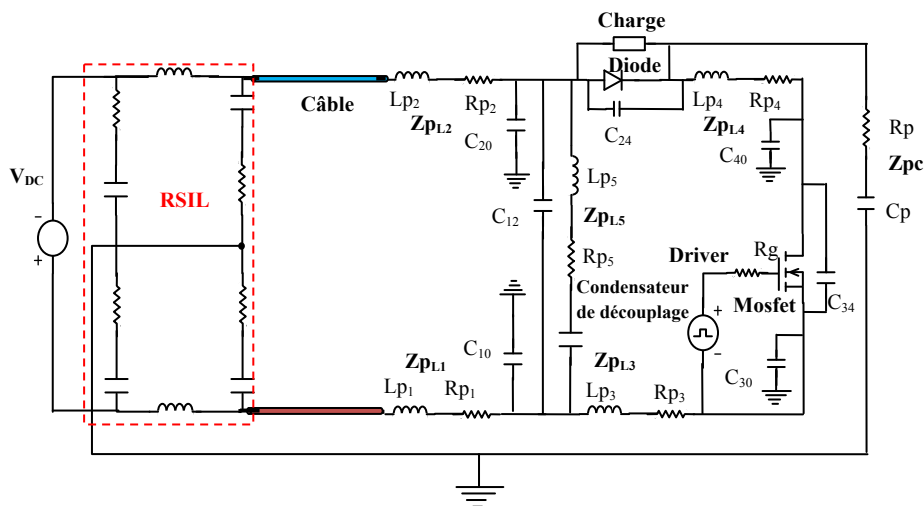


Fig.2- 1: Modèle global du système de conversion étudié avec les impédances parasites

2.2.1.1 Modélisation des composants semiconducteurs de puissance

La modélisation CEM des composants semiconducteurs est une démarche nécessaire pour l'évaluation des perturbations électromagnétiques (PEM). En effet, les composants semiconducteurs doivent être modélisés avec une bonne précision, car ils influent sur les formes d'ondes de commutation et sont également des éléments des chemins de propagation.

De manière évidente, les modèles SPICE des composants intégrés dans le logiciel de simulation (MATLAB, PSPICE) vont grandement influencer les niveaux de perturbations électromagnétiques émis par le système [39], d'une part par les formes d'ondes de commutations et d'autre part par leurs impédances internes. En effet, lorsque le composant est passant, la valeur de sa résistance influe sur l'amortissement des PEM qui le traversent et lorsqu'il est bloqué, la valeur de la capacité présentée à ses bornes influe sur les fréquences de résonance des chemins de propagation. Donc, il nous faut un modèle capable de représenter correctement les commutations et les impédances des composants. Cependant, les modèles SPICE des composants que nous utilisons ne sont pas toujours disponibles.

La solution est donc de proposer un modèle équivalent de la source de perturbations électromagnétiques. Ainsi, la source PEM est mise en place en combinant la mesure et la simulation. Afin de tenir compte des effets CEM en haute fréquence des semiconducteurs, le modèle du MOSFET présenté dans la Figure 2-1 est remplacé par la tension drain-source (V_{ds}) mesurée au borne de ce MOSFET dans le domaine temporel, cette tension est introduite dans le modèle de simulation en tant que la source d'origine des perturbations électromagnétiques. Par conséquent, la tension V_{DC} dans le modèle global du système de conversion présenté dans la Figure 2-1 est enlevée du modèle de simulation.

2.2.1.2 Prédiction des capacités parasites

La caractérisation des capacités parasites est d'une grande importance puisqu'elles offrent un chemin privilégié aux courants parasites en mode commun mais aussi en mode différentiel. Les perturbations en mode commun sont liées aux capacités parasites entre pistes et plan de masse.

Pour le calcul des capacités parasites dans un circuit imprimé, il existe de nombreuses formulations analytiques, destinées principalement aux lignes micro-ruban [40–43]. Certaines formulations tiennent compte l'effets d'extrémité [40] et d'autres pas [41].

Quatre capacités de couplage entre pistes et quatre capacités entre pistes et plan de masse sont identifiées dans le circuit imprimé de notre convertisseur étudié, le circuit est présenté dans la Figure 2-2. On considère le couplage capacitif au travers d'un composant "localisé" car les

dimensions du circuit imprimé sont inférieures à la longueur d'onde de la fréquence maximale d'intérêt (30MHz $\rightarrow \lambda = 10m$).

Les valeurs de capacités parasites dépendent de la géométrie physique de la structure. La Figure 2-2 présente la géométrie du circuit imprimé du convertisseur étudié, cette géométrie est simple, donc les formules analytiques peuvent être utilisées pour la prédiction des capacités parasites dans le circuit.

La Figure suivante présente le circuit imprimé du convertisseur étudié avec les paramètres et impédances parasites qui seront considérés dans le modèle de simulation développé.

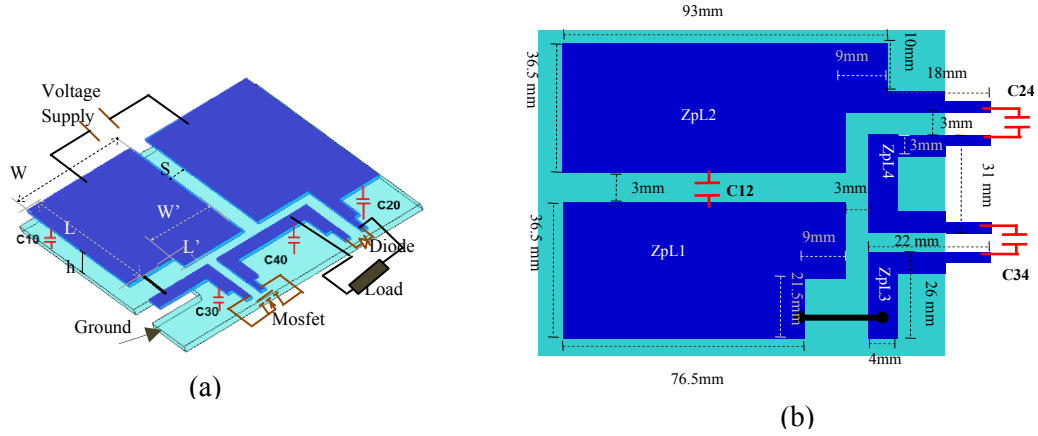


Fig.2- 2: Géométrie du circuit: (a) capacités parasites entre pistes et plan de masse
(b) Capacités parasites entre pistes

La formulation de Sakurai et Tamaru [40] est utilisée pour calculer les valeurs des capacités parasites entre pistes et plan de masse :

$$C_p = \varepsilon_0 \varepsilon_r \left[1.15 \frac{W}{h} + 2.8 \left(\frac{t}{h} \right)^{0.222} \right] L \quad (2.1)$$

$$C_{10} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \left(\left[1.15 \frac{W}{h} + 2.8 \left(\frac{t}{h} \right)^{0.222} \right] L + \left[1.15 \frac{W'}{h} + 2.8 \left(\frac{t}{h} \right)^{0.222} \right] L' \right) \quad (2.2)$$

Pour calculer les valeurs des capacités parasites entre pistes, les équations empiriques sont utilisés [44]:

$$C_m = \varepsilon_0 \varepsilon_r \left(\left[1.17 \left(\frac{W}{h} \right)^{0.0836} \left[\frac{S}{h} + 0.402 \right]^{-0.78} + \left(\frac{S}{h} + 1.32 \right)^{-0.8} \right] \cdot \left[-1.36 \left(\frac{W}{h} \right)^{-0.037} + 0.227 \left(\frac{t}{h} \right)^{0.98} \right] \right) \quad (2.3)$$

Où :

W : Largeur de piste

L : Longueur de piste

S : La distance entre deux pistes

h : Epaisseur de diélectrique = 1.56mm

t : Epaisseur de la piste = 35µm

ε : Permittivité du diélectrique : $\epsilon_r = 4.7$ et $\epsilon_0 = 8.85419 \cdot 10^{-12}$ F/m

2.2.1.3 Prédétermination des résistances, des inductances et des mutuelles

Le circuit du système étudié est présenté dans la Figure 2-1. Chaque piste est modélisée par une inductance et une résistance. Les couplages inductifs entre les pistes sont pris en compte ainsi que les effets de peau (définis comme la concentration du courant vers la surface extérieure d'un conducteur).

La modélisation des aspects résistifs et inductifs des pistes d'un circuit imprimé a été faite en utilisant le réseau R-L en échelle pour la prise en compte des évolutions fréquentielles de R, L due à l'effet de peau [45]. Un aperçu détaillé sur la modélisation par le réseau R-L en échelle sera présenté dans le paragraphe qui aborde la modélisation des câbles en haute fréquence. Au début, nous calculons les valeurs des inductances et résistances en base fréquence (500KHz) en utilisant des formules analytiques [46]. Puis, le réseau RL en échelle (cellule élémentaire) est utilisé pour modéliser la dépendance en fréquence des paramètres par le raison de l'effet de peau [46, 47].

De nombreuses formulations analytiques sont développées pour le calcul des inductances et des mutuelles [48–51]. Les équations empiriques qui sont déduites à partir des résultats de simulation numériques sont utilisées pour le calcul des effets d'induction [44, 51]. Les valeurs des inductances qui sont représentées sur la Figure 2-1 sont calculées par la formule suivante:

$$\frac{L_p}{\mu_0} = 3.71 \left(\frac{h}{W} \right)^{0.041} + 0.018 \left(\frac{h}{W} \right)^{-0.73} - 3.39 \left(\frac{h}{t} \right)^{-0.0006} + \exp \left(-1.89 \cdot \frac{S}{h} \right) \left[0.75 \left(\frac{h}{W} \right)^{-0.0052} - 0.84 \left(\frac{h}{t} \right)^{-0.026} \right] \quad (2.4)$$

Et les valeurs des inductances mutuelles parasites sont calculées par la formule suivante:

$$\frac{L_m}{\mu_0} = \left[-0.415 \left(\frac{h}{W} \right)^{-0.16} - 2.38 \left(\frac{t}{W} \right)^{1.18} \right] \left[\left(\frac{S}{h} + 1.07 \right)^{-2.6} + \left(\frac{S}{h} + 0.89 \right)^{-2.03} \right] \left[0.418 \left(\frac{h}{W} \right)^{0.13} + 1.37 \left(\frac{t}{W} \right)^{1.09} \right] \quad (2.5)$$

Où: L_p et L_m en (H / m), S est l'espacement entre les pistes.

L'épaisseur de peau est déterminée en utilisant la relation suivante:

$$t = \frac{1}{\sqrt{\sigma \cdot \mu_0 \cdot \pi \cdot f}} \quad (2.6)$$

La résistance de la piste est donc exprimée par:

$$R_p = \frac{\rho.L}{W.t} \quad (2.7)$$

Avec la prise en compte de la dépendance en fréquence due à l'effet de peau, la résistance de la piste peut être ré-exprimée par la formule suivante:

$$R_p = \sqrt{\rho.\mu_0.\pi.f} \frac{L}{W} \quad (2.8)$$

2.2.1.4 Condensateur de découplage

Dans les circuits de commutations rapides, les condensateurs de découplage sont utilisés pour diminuer 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 (Figure 2-1). Les condensateurs de découplage sont également utilisés à la stabilisation de la tension à l'entrée du convertisseur.

Dans le convertisseur étudié, un condensateur céramique C est utilisé, la mesure de l'impédance de ce condensateur a été réalisée avec un 'impédancemètre numérique.

Le résultat de mesure nous a permis de modéliser le comportement en fréquence de ce condensateur comme un circuit R-L-C en série (Figure 2-3).

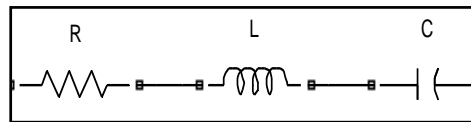


Fig.2- 3: Modèle électrique du condensateur de découplage

2.2.2 Modélisation des câbles d'énergie

Le câble étudié est composé de deux conducteurs de section 1,5mm². Nous avons choisi d'utiliser un modèle en L afin de tenir compte de la structure du câble (Figure 2-4). Chaque conducteur sera modélisé par une résistance et une inductance linéiques. Nous disposerons une capacité entre les deux conducteurs afin de tenir compte du couplage capacitif. Le modèle d'une cellule de notre câble sera donc de la forme du schéma présenté par la Figure 2-4.

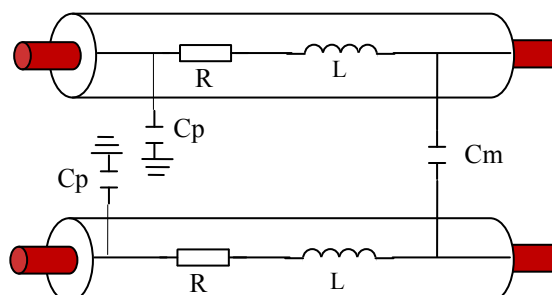


Fig.2- 4: Modèle d'une cellule de câble

2.2.2.1 Détermination des paramètres linéiques en basse fréquence

a. Résistance linéique

Afin de déterminer les paramètres linéiques du câble et leur évolution en fonction de la fréquence, dans une première étape, les formulations analytiques sont utilisées pour la détermination des paramètres linéiques du câble bifilaire en basse fréquence.

Le câble est composé de deux conducteurs rectilignes, parallèles et supposés de longueur infinie (afin de ne pas prendre en compte les effets de bord). Les deux conducteurs ont un rayon « r » et la distance entre leurs centres est « D » (Figure 2-5). Chaque conducteur est parcouru par un courant I, l'un dans le sens aller, l'autre dans le sens retour.

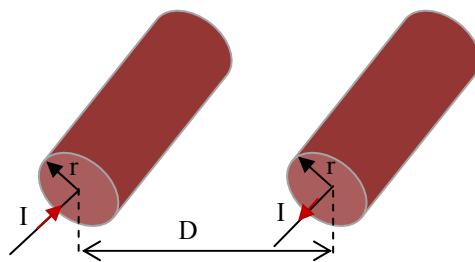
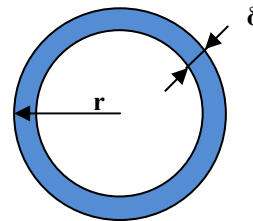


Fig.2- 5. (a) : Ligne bifilaire



(b) : effet pelliculaire

Le calcul de la résistance est effectué à partir de la résistivité du matériau ; l'inductance est déterminée à partir du calcul du champ magnétique, la capacité à partir du champ électrique, et la conductance à partir de l'énergie dissipée dans l'isolant [46].

Pour le calcul de la résistance, il est nécessaire de prendre en compte le phénomène de l'effet de peau ou « *effet pelliculaire* ». Le courant n'est alors plus uniforme dans la section de conducteur considérée. On détermine l'épaisseur de peau δ en utilisant la relation (2.8). L'apparition de l'effet de peau dans les conducteurs du câble va entraîner l'augmentation de la résistance linéique en fonction de la fréquence.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \mu \cdot \sigma \cdot f}} \quad (2.9)$$

Avec :

μ : perméabilité magnétique du milieu

σ : conductivité électrique du matériau

f : fréquence

La résistance par unité de longueur (en Ω/m) de chaque conducteur de conductivité σ , à la fréquence f, est approximée par la relation :

$$R = \rho \frac{1}{\pi \left[r^2 - \left(r - \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \mu \cdot \sigma \cdot f}} \right)^2 \right]} \quad (2.10)$$

b. Inductance linéique

Soit la ligne bifilaire décrite sur la Figure 2-4 parcourue par un courant I. L'inductance d'un conducteur est définie comme la somme de l'inductance interne et de l'inductance externe [46].

L'inductance par unité de longueur (en H/m) de chaque conducteur de conductivité σ , à la fréquence f, est approximée par la relation [45] :

$$L = \frac{10^{-4}}{2 \cdot r \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{2 \cdot r}{D} \right)^2}} \cdot \sqrt{\frac{\mu_r}{\sigma \cdot f}} + 2 \cdot 10^{-7} \ln \left(\frac{D}{2 \cdot r} \left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{2 \cdot r}{D} \right)^2} \right) \right) \quad (2.11)$$

c. Capacité linéique

Les capacités par unité de longueur (en F/m) de chaque conducteur de conductivité σ , à la fréquence f, sont approximées par les relations [46] :

$$Cm = \frac{\pi \varepsilon_0 \varepsilon_r}{\ln \left(\frac{D - r}{r} \right)} \quad (2.12)$$

$$Cp = \frac{\pi \varepsilon_0 \varepsilon_r}{\ln \left(\frac{2 \cdot h}{r} \right)} \quad (2.13)$$

Où:

D : La distance entre les deux conducteurs

h : La hauteur de chaque conducteur par rapport au plan de masse

r : Le rayon de chaque conducteur

2.2.2.2 Modélisation de l'évolution des paramètres linéiques en fonction de la fréquence

Le but de cette modélisation est de proposer un modèle de type circuit pour le câble d'alimentation, afin de réaliser des simulations dans les domaines temporel et fréquentiel.

La solution adoptée est un modèle à constantes localisées qui utilise plusieurs cellules élémentaires cascades. Chaque tronçon de 1 mètre de câble est décomposé en un nombre entier de cellules élémentaires. Plus le nombre de cellules est important, plus la modélisation peut être fine.

2.2.2.3 Modélisation de l'évolution de la résistance R et de l'inductance L

Différentes méthodes permettant de modéliser l'évolution des paramètres avec la fréquence peuvent être utilisées (réseaux en échelle [46, 47]). L'évolution de l'impédance longitudinale (R et L) d'un conducteur en fonction de la fréquence est modélisée à l'aide du réseau RL en échelle (Figure 2-6.a).

Les valeurs de ce réseau ont été déterminées par un solveur qui permet de calculer les valeurs des éléments pour ajuster les variations de l'impédance du réseau à partir de la courbe de référence issus de formulations analytiques.

Les comparaisons entre les grandeurs issues des formules analytiques et celles modélisées sont données par la Figure 2-6.b.

Sachant que la distance entre les deux conducteurs est suffisamment grande, et que les deux conducteurs sont séparées par un isolant (l'air) qui empêche le courant de circuler, l'effet des pertes diélectriques qui apparaissent entre ces deux conducteurs est considéré comme négligeable.

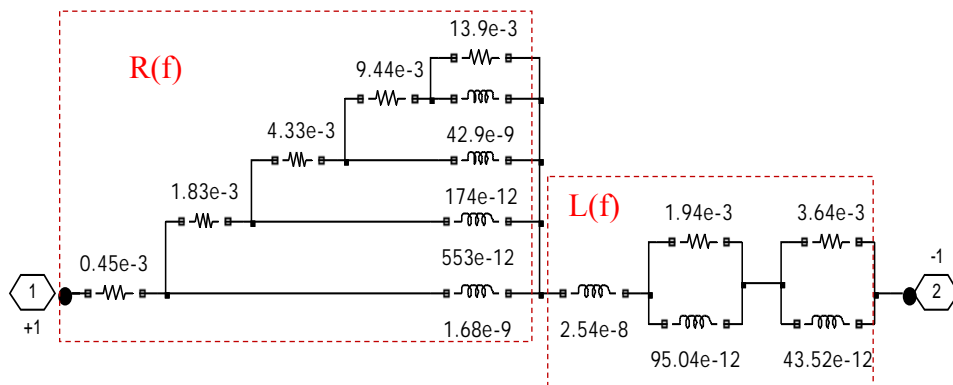


Fig.2- 6. (a) : Réseaux R-L en échelle (cellule élémentaire) modélisant l'évolution de la résistance et l'inductance avec la fréquence

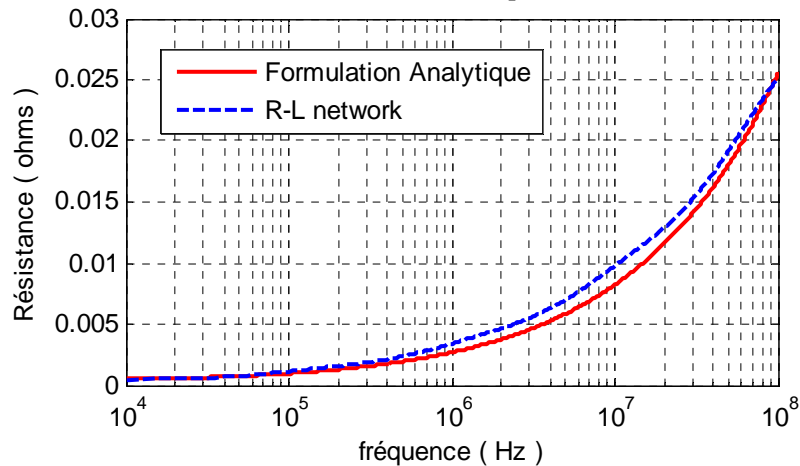


Fig. 2-6. (b): Résistance d'une cellule élémentaire: évolution de la résistance en fonction de la fréquence

2.2.3 Modélisation de la charge RL

La charge est une résistance en série avec une inductance à air (Figure 2-9). L'impédance mesurée entre les bornes de la charge présente de nombreuses résonances (Figure 2-7.b) de part sa technologie de fabrication. D'après la mesure réalisée au niveau du laboratoire, nous pouvons alors proposer un modèle capable de représenter le comportement de la charge sur une plage plus importante de fréquences allant jusqu'à 30MHz. Le schéma équivalent de ce modèle est présenté dans la Figure 2-7.a, ce modèle possède trois bornes (A, B et le plan de masse) [27]. Ce schéma équivalent est constitué de cellules résonantes dont le nombre évolue en fonction du nombre de résonances (Figure 2-7.a). Les couplages capacitifs entre les enroulements et le châssis sont également représentés par deux capacités C_{p1} et C_{p2} . L'ensemble des résistances permet de modéliser globalement les pertes dans la charge et de déduire les niveaux des pics de résonance.

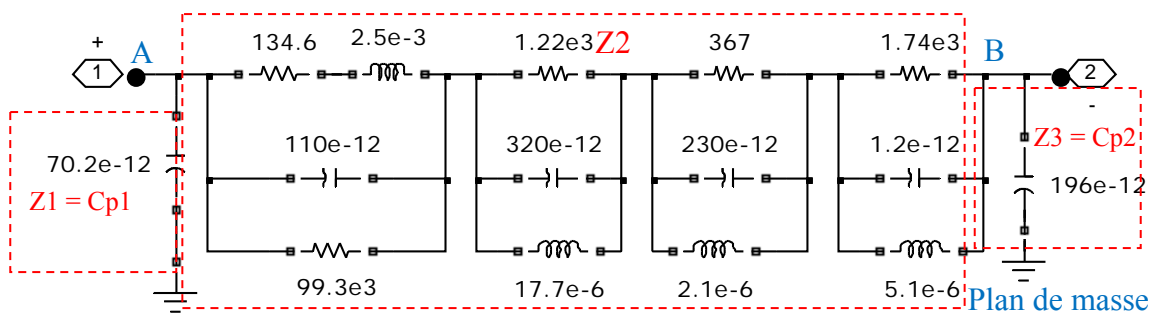


Fig.2- 7. (a): Modèle équivalent de la charge pour la simulation en domaine temporelle

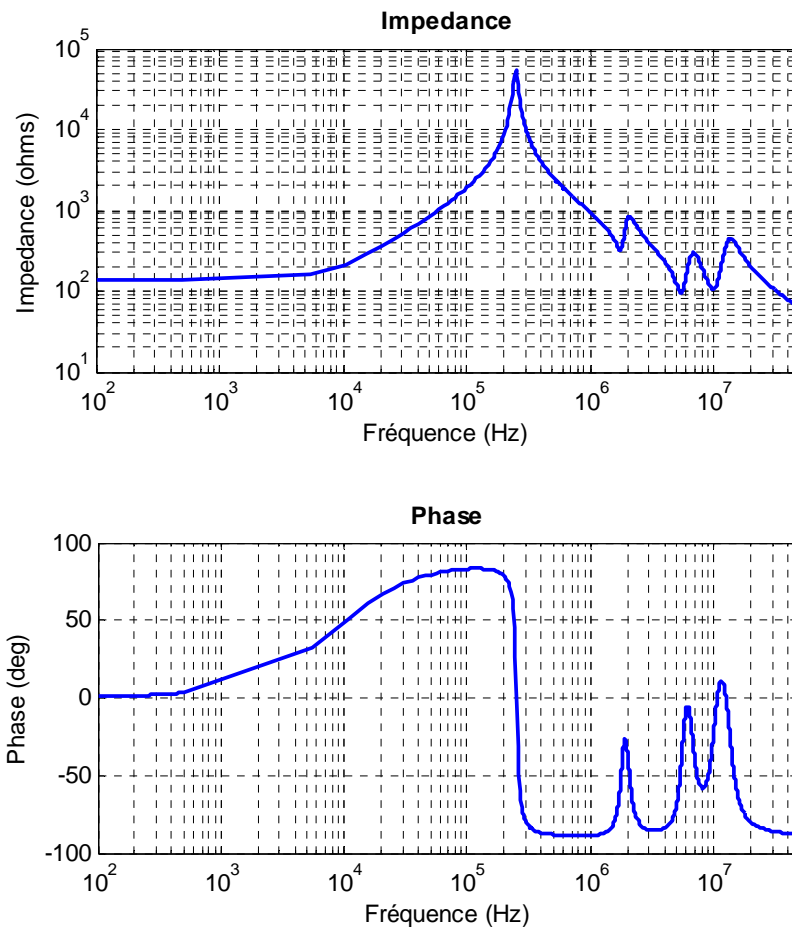


Fig. 2-7. (b): Charge simulée: impédance prédéterminée entre les bornes A et B

2.2.4 Modélisation du RSIL (réseau stabilisateur d'impédance de ligne)

Pour réaliser des mesures normalisées de perturbations conduites, on utilise un RSIL. Son rôle est d'isoler le convertisseur du réseau sur lequel peuvent exister des perturbations en MC et MD, et d'imposer une impédance interne du réseau vue par le convertisseur sur la plage de fréquence normative de 150kHz – 30MHz.

Cette impédance est normalisée par le CISPR [5]. La norme définit les limites de variation de cette impédance, mesurée entre une borne de la sortie et la masse dans la gamme de fréquence de 10kHz-100MHz.

Même si cet équipement standard est habituellement considéré comme parfait, chaque composant a été mesuré et un modèle de circuit équivalent a été développé à partir des mesures en utilisant un impédancemètre. La Figure 2-8.a, présente un modèle complet pour le RSIL ainsi que les valeurs des composants [33].

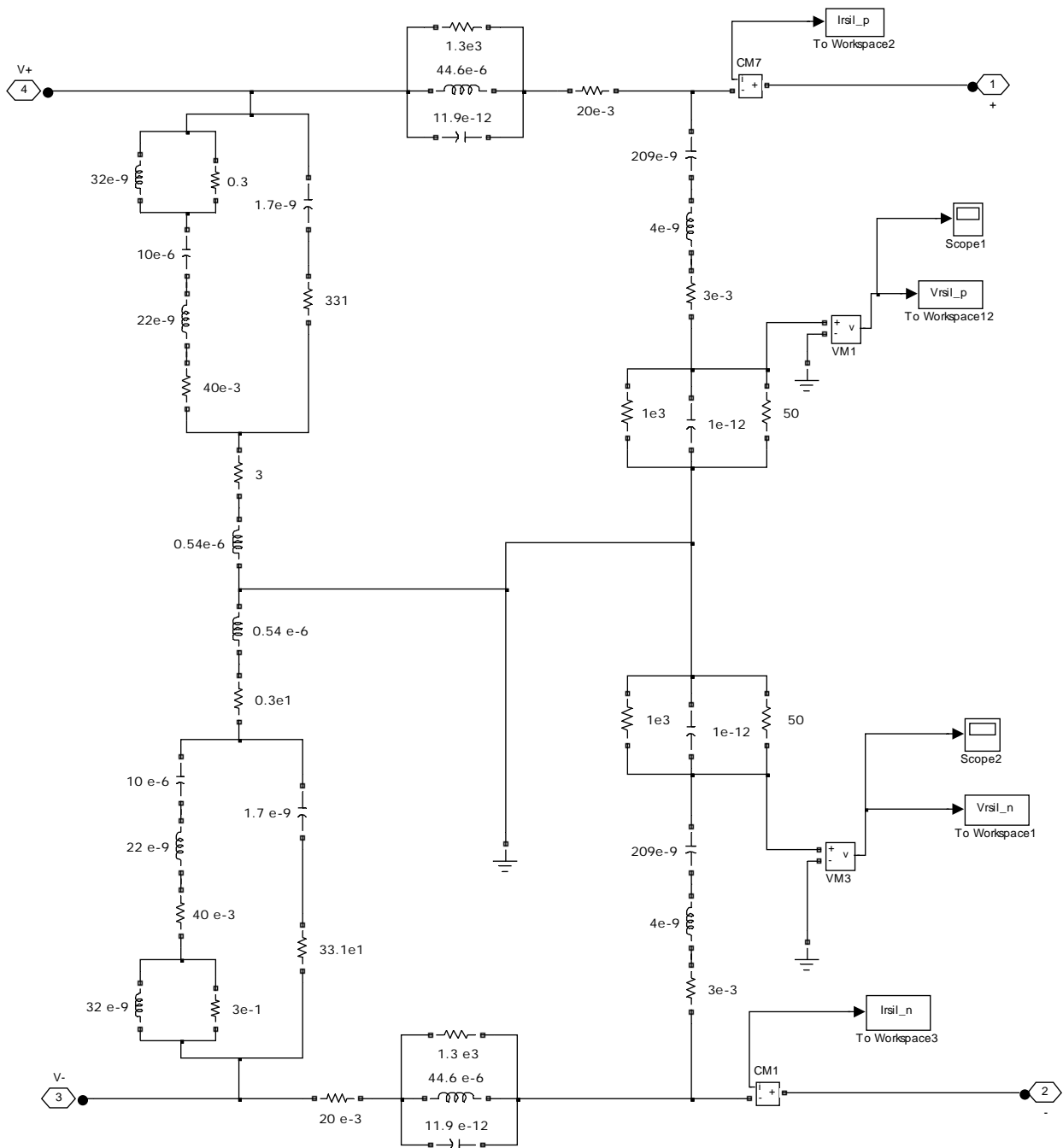


Fig.2- 8. (a) : Modèle complet de simulation du RSIL monophasé

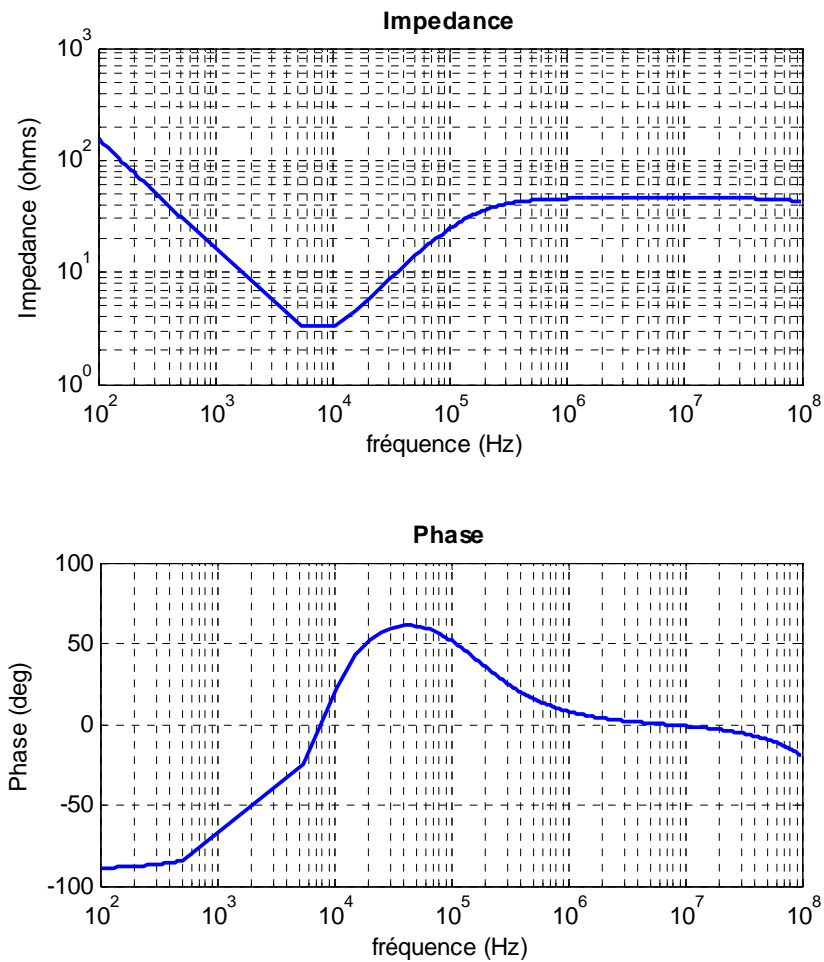


Fig. 2-8. (b) : Impédance du RSIL simulée : évolution de l'impédance du RSIL avec la fréquence

Le résultat de simulation du modèle montre que l'impédance du RSIL simulée est conforme à la norme de la CISPR, elle prendra sa valeur stable (50Ω) dans la plage de fréquence 150 KHz-100MHz.

2.3 Etude expérimentale

2.3.1 Présentation du banc expérimental

Afin de vérifier la validité de notre modèle, un banc d'essai expérimental a été réalisé comme le montre dans la Figure 2-9. Les mesures de perturbations conduites sont effectuées dans la chambre anéchoïque située dans le laboratoire Ampère.

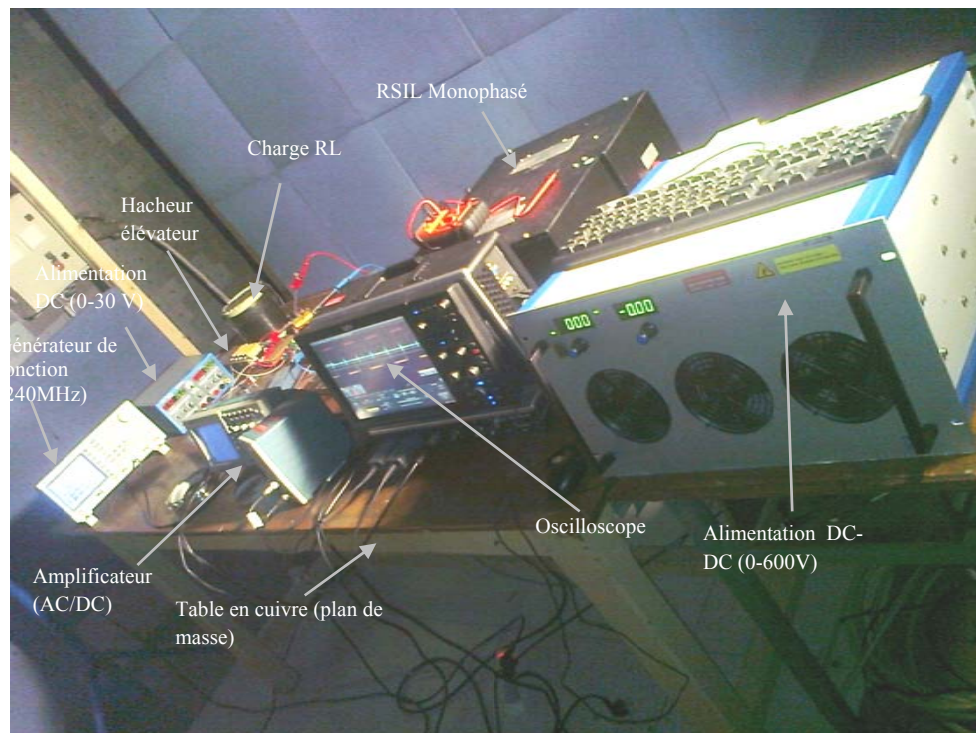


Fig.2- 9: Vue du banc de mesure des perturbations engendrées par les convertisseurs de puissance

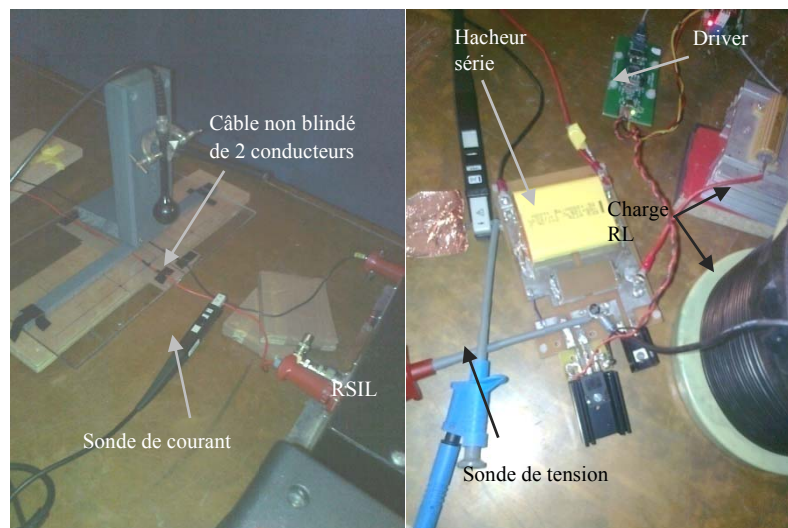


Fig.2- 10: Convertisseur (hacheur série) et dispositifs de mesure des perturbations conduites

2.3.2 Représentation schématique de la configuration expérimentale

La configuration schématique détaillée du banc expérimental est montrée dans la Figure 2-11, Les tensions de perturbation sont mesurées au moyen du RSIL en utilisant une sonde différentielle (LeCroy ADP305 avec une bande passante: DC à 100 MHz) et un oscilloscope (LeCroy 66Zi HRO avec une bande passante de 400 MHz).

Les conditions de mesure et de fonctionnement de cette configuration sont:

- Tension du bus DC: $V_{DC} = 100V$,
- La fréquence de commutation: $F_s = 20 \text{ kHz}$,

- Rapport cyclique du MOSFET en Si: $D = 0.5$,
- Temps de montée (t_r) = temps descente (t_f) = 2.5ns.
- Câble non blindé de longueur : $l = 1.2m$.

Le signal de commande est généré par un générateur de signal Tektronix AFG3252.

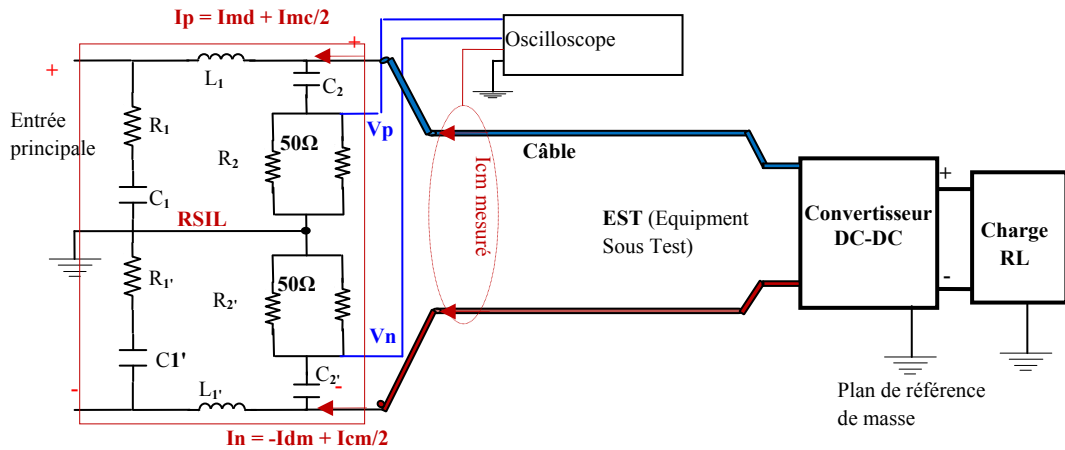


Fig.2- 11: Représentation schématique de la configuration de prédiction des perturbations conduites

La tension de mode commun mesurée et modélisée est calculée par:

$$V_{CM} = (V_{pLISN} + V_{nLISN})/2 \quad (2.14)$$

Et la tension de mode différentiel par :

$$V_{DM} = (V_{pLISN} - V_{nLISN}) \quad (2.15)$$

Où: V_{pLISN} et V_{nLISN} sont les tensions mesurées respectivement à chaque borne du RSIL.

Une présentation de la corrélation entre la tension drain-source et la tension de MC et de MD est réalisée. La tension drain-Source est mesurée directement aux bornes du MOSFET avec des sondes différentielles (LeCroyADP305). Les Figures 2-12, 2-13 et 2-14 montrent les formes d'ondes à l'ouverture et à la fermeture du MOSFET.

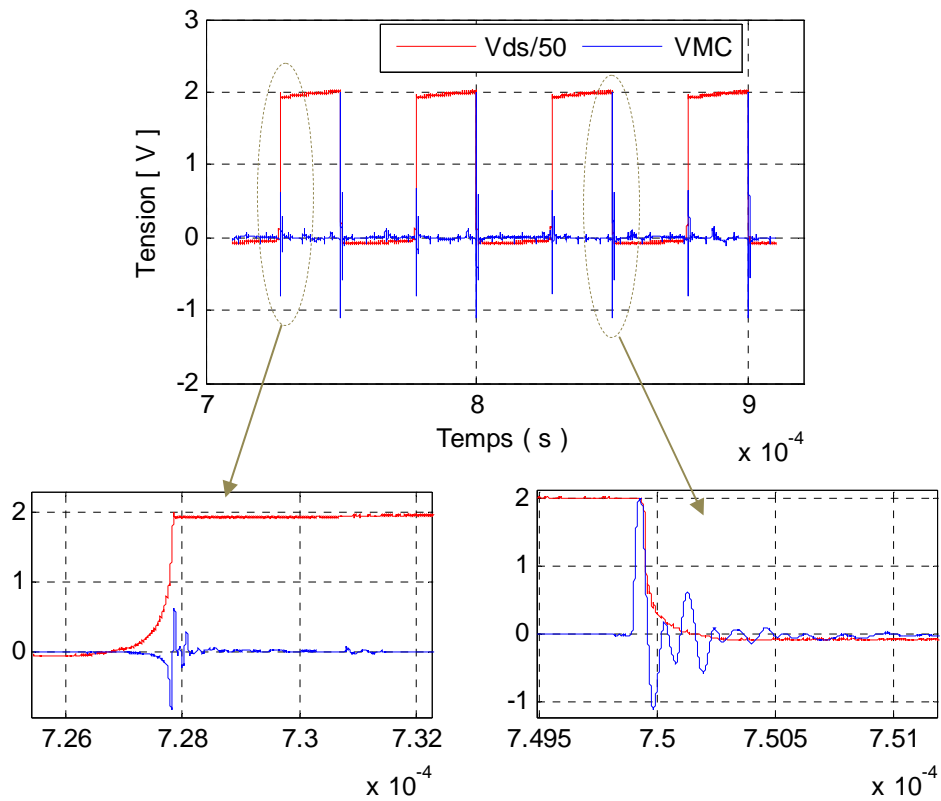


Fig.2- 12: Corrélation entre la tension drain-source et la tension MC mesurée

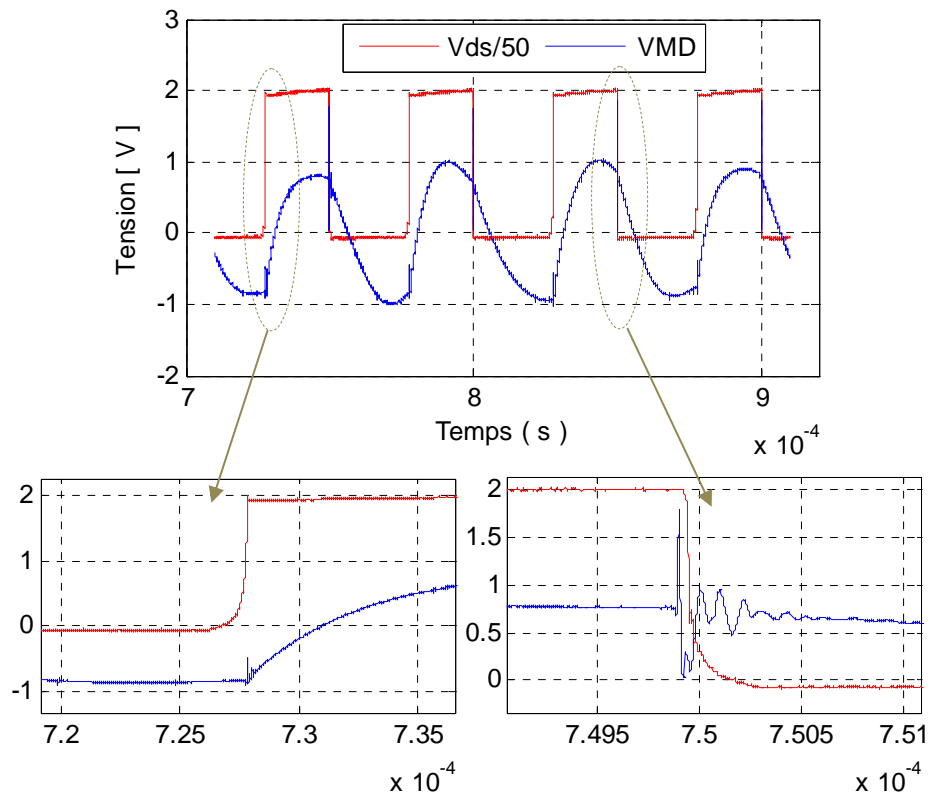


Fig.2- 13: Corrélation entre la tension drain-source et la tension MD mesurée

Le courant de perturbation de mode commun est mesuré en utilisant la sonde de courant (Tectronics-TCPA 300, 100 MHz) comme le montre la Figure 2-10 avec son amplificateur

(Tektronix-TCP A300-AC / DC) et l'oscilloscope (LeCroy ADP305). Ce courant est la cause principale du rayonnement du champ électromagnétique.

Le courant de mode commun modélisé est calculé par:

$$I_{MC} = (I_p + I_n) \quad (2.16)$$

Où I_p et I_n sont les courants circulant respectivement dans les conducteurs « positif » et « négatif » entre le convertisseur continu-continu et le réseau fictif (RSIL).

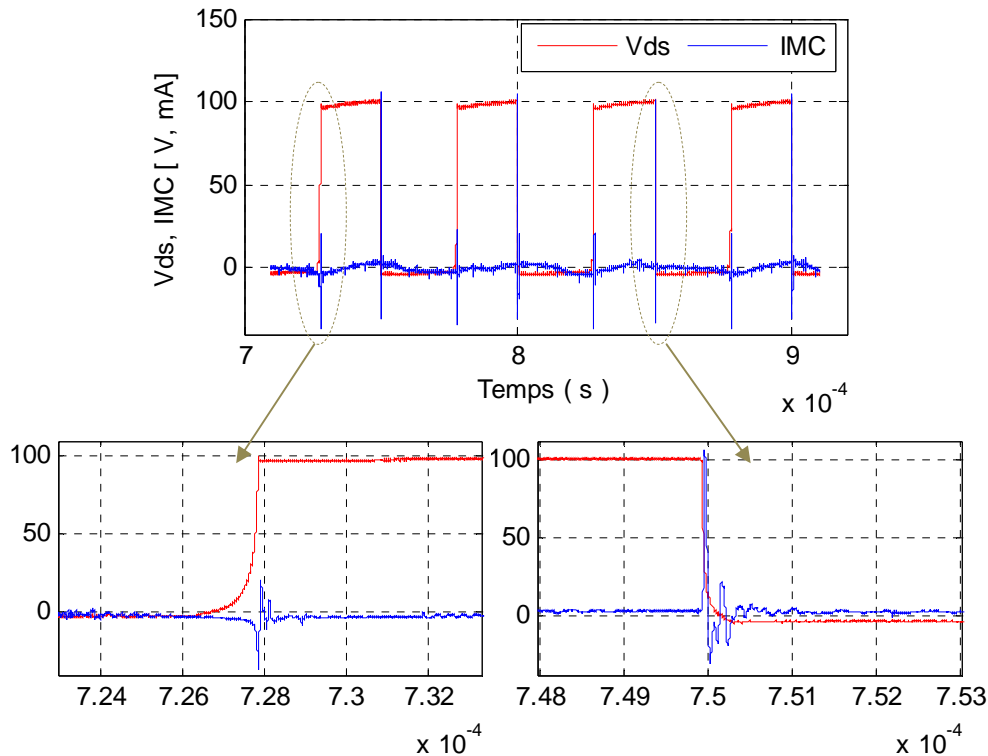


Fig.2- 14: Corrélation entre de la tension drain-source et le courant MC mesurées

2.4 Validation de la simulation du modèle

Le modèle complet du système de conversion qui comprend tous les éléments passifs et actifs de la cellule de commutation, le câble, la charge et le RSIL est simulé en utilisant MATLAB / Simulink. Pour valider l'ensemble du modèle, des mesures en temporel ont été réalisées avec l'oscilloscope (LeCroy HRO 66Zi codage de l'amplitude sur 12 bits) et comparées avec les résultats obtenus avec le modèle (une FFT est réalisée après rééchantillonnage des signaux temporels). Des comparaisons des tensions et courant ont été réalisées :

La Figure 2-15 montre une comparaison entre tensions mesurées et modélisées prédites au niveau de la borne positive du RSIL.

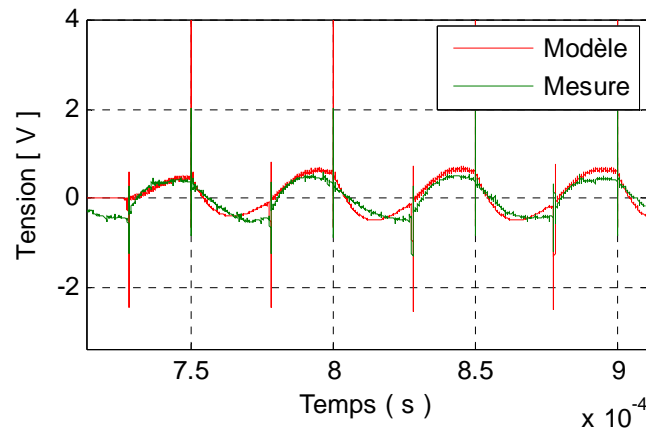


Fig.2- 15: Comparaison des tensions mesurées et simulées au niveau de la borne positive du RSIL

La Figure 2-16 montre une comparaison entre les courants de perturbation mesurés et modélisés circulant à travers le conducteur positif entre le convertisseur et le réseau fictif (RSIL).

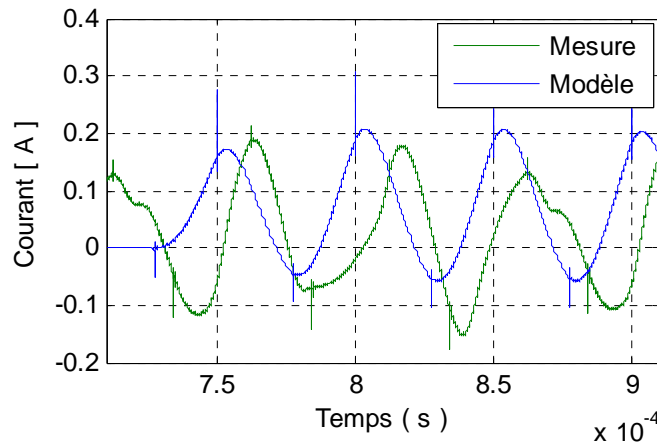


Fig.2- 16: Comparaison des courants mesurés et simulés dans le conducteur positif

La Figure 2-17 montre une comparaison entre la tension de mode différentielle mesurée et modélisée.

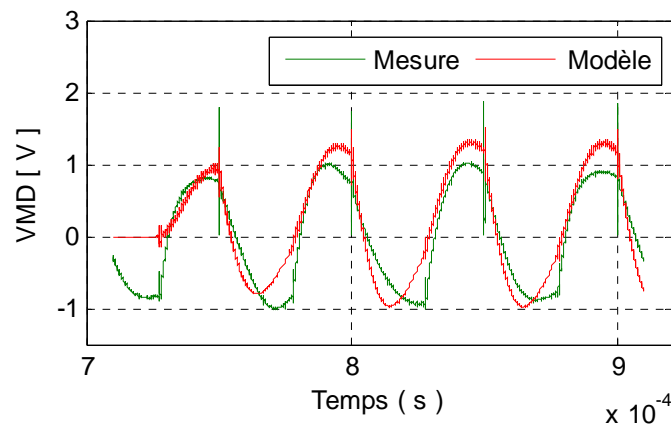


Fig.2- 17: Comparaison de la tension de mode différentielle mesurée et modélisée

La Figure 2-18 montre une comparaison en domaine temporelle entre les courants de mode commun mesuré et modélisé circulant dans le câble entre le convertisseur et le RSIL.

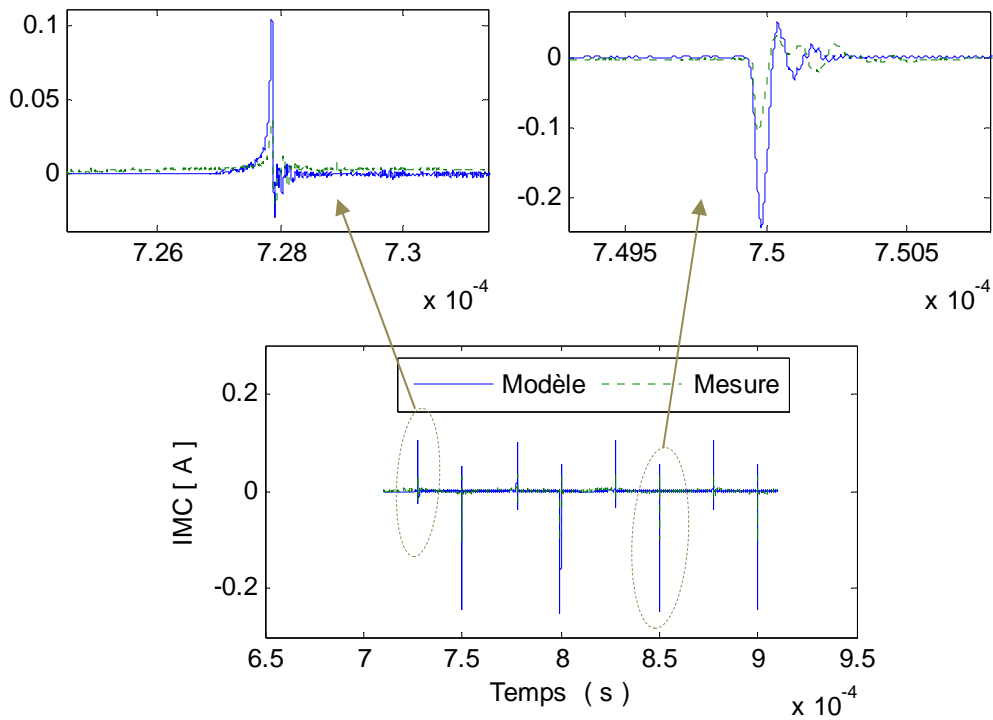


Fig.2- 18: Comparaison du courant de mode commun mesuré et modélisé

D'une manière générale, nous constatons que les résultats du modèle développé montrent un bon accord avec les mesures. De légères différences existent dans l'amplitude des oscillations par rapport aux mesures.

Les résultats en fréquentiel sont alors obtenus à l'aide de la fonction FFT.

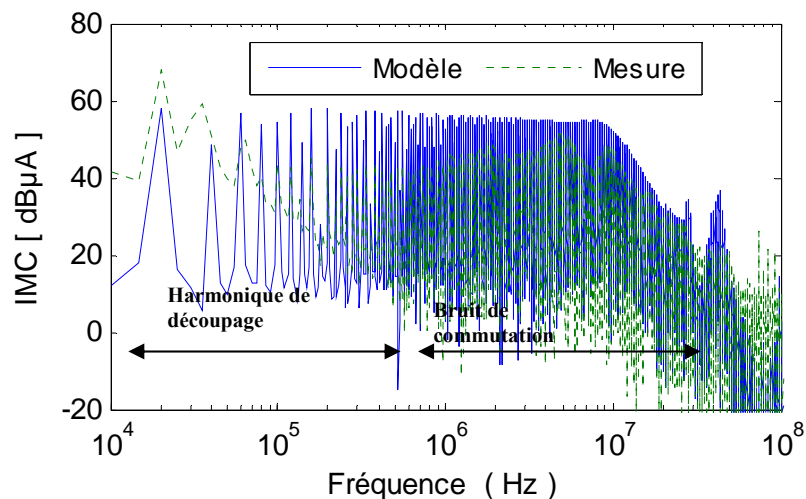


Fig.2- 19: Spectre du courant de mode commun

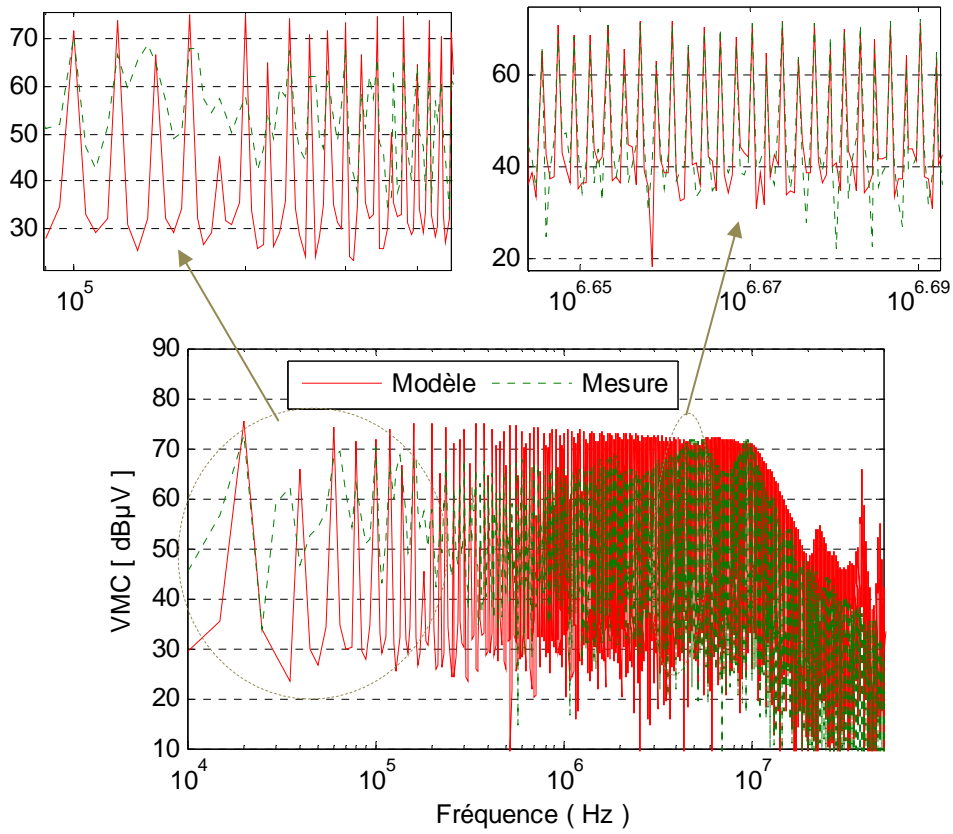


Fig.2- 20: Spectre de la tension de mode commun

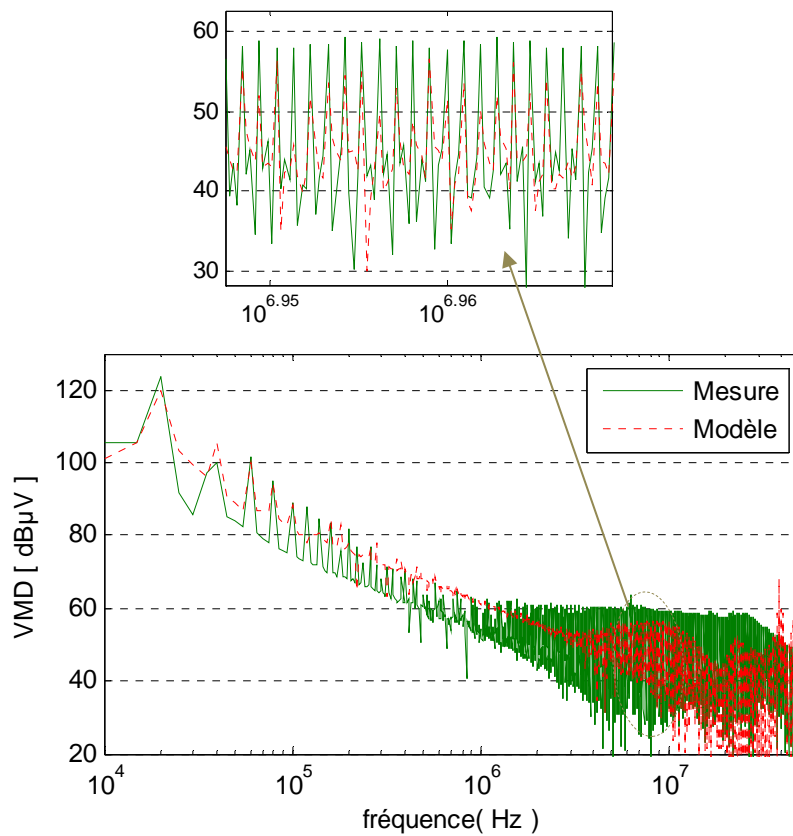


Fig.2- 21: Spectre de la tension de mode différentiel

D'après les comparaisons ci-dessus, nous observons une bonne concordance entre la mesure et le modèle jusqu'à environ 1MHz. Dans la gamme de fréquence (1MHz – 30MHz), la concordance reste encore acceptable, notamment entre 10MHz et 30MHz. Dans la gamme (1MHz – 10MHz), il y a un écart entre la mesure et le calcul d'environ 10 dB. Cet écart peut s'expliquer par le transfert de mode (MD→MC) qui peut exister dans cette gamme de fréquence [52]. En effet, le transfert de mode du courant de mode différentiel vers le courant de mode commun est notamment causé par les dissymétries structurelles. Dans notre cas d'étude expérimental, il est souvent causé par les déséquilibres dans le câble.

L'écart entre la mesure et le modèle est éventuellement dû à d'autres effets tel que :

- le manque de précision dans la caractérisation des effets parasites,
- les effets parasites qui ne sont pas pris en compte dans le modèle (effet de proximité).
- manque de précision du modèle de la diode.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé un outil de simulation en vue d'une étude de modélisation CEM en électronique de puissance. Nous avons proposé des méthodes de modélisation des différents composants utilisés dans un système de conversion dc-dc tels que le convertisseur, le câble d'énergie, le RSIL et la charge. A cet effet, il était nécessaire de proposer des modèles HF permettant de prendre en compte les différents phénomènes parasites dans le système complet et d'obtenir des précisions et des temps de simulation acceptables. Par conséquent, la source de perturbation (le MOSFET) a été mise en place en combinant la mesure avec la simulation, le modèle du MOSFET a été remplacé par la tension drain-source (Vds) mesurée au borne du MOSFET dans le domaine temporel, cette tension est introduite dans le modèle de simulation en tant que source de tension de perturbation afin de tenir compte des effets CEM en haute fréquence des semiconducteurs. La mesure de la tension Vds est simple à réaliser et ne nécessite pas l'utilisation des instruments sophistiqués et onéreux.

En outre, le modèle des composants passifs (capacités de découplage, RSIL et charge) est basé sur des mesures effectuées au sein du laboratoire Ampère. Les valeurs de chaque élément du circuit électrique de ce modèle équivalent ont été optimisées par des algorithmes développés par des chercheurs au sein du laboratoire. Le modèle du câble et des pistes du routage est obtenu de manière prédictive : les éléments résistifs, inductifs et de couplages de ces éléments sont pris en compte avec des méthodes analytiques. Les couplages capacitifs du routage du PCB ont été calculés à partir de la relation de Sakurai et Tamaru et ont été confirmés par des mesures.

La comparaison avec la mesure montre que ce modèle donne de bons résultats pour la prédiction des perturbations en MC et en MD jusqu'à une fréquence de 30MHz. Ce modèle peut être utilisé dans la conception de filtres CEM dans leur phase de développement. Sa capacité de calculer les tensions et les courants dans toutes les parties du système de conversion permet aussi de proposer des solutions efficaces en vue de réduire les perturbations conduites et rayonnées.

Chapitre 3

Étude du Rayonnement des Câbles de Puissance par la Méthode FDTD

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons l'étude du champ électromagnétique proche rayonné par les câbles d'alimentation d'un convertisseur alimentant une charge RL. Le rayonnement proche de ces câbles est déterminé à partir des courants de perturbation conduite circulant dans les câbles.

L'importance de la distinction entre les courants de mode commun et de mode différentiel devient évidente lorsque les émissions rayonnées de chaque type de courant est étudiée.

La méthode de différence finie dans le domaine temporel FDTD (Finite-Difference Time-Domain method) est utilisée pour déterminer le rayonnement électromagnétique créé par le courant de mode commun (MC) et celui créé par le courant de mode différentiel (MD).

Des conditions absorbantes de type PML (Perfectly Matched Layer) ont été adoptées pour délimiter l'espace de calcul et simuler un espace ouvert infini autour de la structure.

Par ailleurs, la méthode FDTD dans sa formulation de base ne considère pas les éléments localisés linéaires ni le formalisme des fils minces dans l'espace de calcul. Pour y remédier, les équations de Maxwell ont été modifiées de telle sorte à élargir la méthode aux éléments localisés et fils minces.

Pour la quantification du champ rayonné par les câbles, les tensions MC et MD résultants de la mesure expérimentale (modèle de simulation présenté au chapitre II) sont introduites dans l'algorithme FDTD comme sources de perturbations de tension. Ces tensions provoquent la génération de courants de MC et MD circulant dans les câbles. Enfin, les modèles de rayonnement de chaque mode de courant sont développés pour la modélisation du champ proche en utilisant la méthode FDTD. Les résultats issus de la simulation du champ proche produit par les deux modes sont évalués et comparés avec les résultats expérimentaux

3.2 Présentation de la méthode FDTD

La méthode des différences finies ou FDTD appliquée aux équations de Maxwell permet la modélisation, grâce à une formulation exacte, des phénomènes de propagation et d'interactions des ondes électromagnétiques au sein d'un milieu quelconque. Les équations de base sont très simples et vérifient les formes dérivées et intégrales des équations de Maxwell [53, 54]. Ceci la rend très accessible et compréhensible.

La résolution des équations est effectuée dans le domaine temporel, ce qui permet d'appréhender visuellement la propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu structuré. Ceci rend cette méthode pédagogique pour l'utilisateur qui peut réaliser de véritables expériences numériques et développer une compréhension intuitive des processus de propagation [54].

La simplicité des équations qui composent le cœur de l'algorithme de résolution, les nombreuses sources (ondes planes, modes guidés, dipôles oscillants, impulsions ou harmoniques) et conditions aux limites possibles permettent à l'utilisateur de pouvoir traiter un très grand nombre de problèmes, notamment le rayonnement des câbles qui est l'objet de notre travail.

Cette méthode temporelle n'est en effet pas seulement pédagogique. Le calcul de toutes les composantes de champs à tous les instants et sur tout le domaine de calcul permet d'obtenir de nombreuses informations précises, notamment grâce à l'utilisation de la transformée de Fourier. On peut ainsi, à partir de la propagation d'une seule impulsion temporelle, obtenir des spectres en fréquence en divers points de la structure ainsi que des cartes de champs harmoniques.

3.2.1 Equations de Maxwell en 3D au sens des différences finies dans le domaine temporel

La propagation des ondes électromagnétiques dans chaque type de milieu est décrite par les équations de Maxwell. Nous considérerons le cas général d'un milieu homogène et qui présente des pertes électriques et magnétique. Dès lors, les équations différentielles de Maxwell-Faraday et de Maxwell-Ampère sont définies dans le domaine temporel par [53] :

$$\frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{E} - \frac{\rho'}{\mu} \vec{H} \quad (3.1)$$

$$\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \vec{H} - \frac{\sigma}{\varepsilon} \vec{E} \quad (3.2)$$

Lorsque ces équations sont projetées suivant les directions x, y et z, nous obtenons les équations suivantes (3- 3 à 3- 8)

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} + \rho' H_x \right] \quad (3.3)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} + \rho' H_y \right] \quad (3.4)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} + \rho' H_z \right] \quad (3.5)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right] \quad (3.6)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \right] \quad (3.7)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right] \quad (3.8)$$

Nous avons donc 6 équations différentielles couplées.

Avec :

$$\vec{J}_c = \sigma \cdot \vec{E} \quad , \quad \vec{D} = \varepsilon \cdot \vec{E} \quad , \quad \vec{B} = \mu \cdot \vec{H}$$

E : Champ électrique (V/m)

H : Champ magnétique (A/m)

D : Induction électrique (C/m²)

B : Induction magnétique (T)

ρ' : La résistivité magnétique équivalente « equivalent magnetic resistivity » (Ω/m)

J_c : Densité de courant électrique (A/m²)

μ : Perméabilité magnétique (H/m)

σ : Conductivité électrique (S/m)

ε : Permittivité diélectrique (F/m)

3.2.2 Réduction à deux dimensions (2D)

Pour la modélisation en deux dimensions, le système d'équations précédent est découpé en deux sous systèmes indépendants. L'un fait intervenir les composantes du champ magnétique (H_x, H_y) et la composante du champ électrique E_z normale au plan, ce sous système définit le mode TM (Transverse Magnetic : éq: (3. 9), (3. 10) et (3. 11)). Le deuxième sous système qui définit le mode TE (Transverse Electric: éq : (3. 12), (3. 13) et (3. 14)) fait intervenir les composantes du champ électrique (E_x, E_y) et la composante du champ magnétique H_z normale au plan.

Le système se réduit alors à deux dimensions, et les équations sont réécrites comme suit :

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[-\frac{\partial E_z}{\partial y} + \rho' H_x \right] \quad (3.9)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial E_z}{\partial x} + \rho' H_y \right] \quad (3.10)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right] \quad (3.11)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{\partial H_z}{\partial y} - \sigma E_x \right] \quad (3.12)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[-\frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \right] \quad (3.13)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} + \rho' H_z \right] \quad (3.14)$$

3.2.3 Principe des différences finies centrées

Prenons $f(x)$, une fonction continue et dérivable, une approximation pour la dérivée de $f(x)$ au point x_0 , peut être obtenue en se basant sur le développement en série de Taylor [54]. Le développement en série de Taylor de la différenciation à droite est donné par :

$$f\left(x_0 + \frac{h}{2}\right) = f(x_0) + \frac{h}{2} f'(x_0) + \frac{h^2}{8} f''(x_0) + \frac{h^3}{48} f'''(x_0) + \dots \quad (3.15)$$

À gauche, il est donnée par :

$$f\left(x_0 - \frac{h}{2}\right) = f(x_0) - \frac{h}{2} f'(x_0) + \frac{h^2}{8} f''(x_0) - \frac{h^3}{48} f'''(x_0) + \dots \quad (3.16)$$

Maintenant, on soustrait ces deux équations (3.15), (3.16) et on divise le résultat par h , ce qui nous donne le résultat suivant :

$$f'(x_0) = \frac{f\left(x_0 + \frac{h}{2}\right) - f\left(x_0 - \frac{h}{2}\right)}{h} + \theta(h^2) \quad (3.17)$$

Cette approximation de la dérivée est appelée « approximation centrée ». Où:

$\theta(h^2)$: représente l'erreur d'ordre 2 commise. Le maintien des critères de convergence et de dispersion rend cette erreur très faible voire négligeable et n'influe pas sur les résultats de l'approximation [53].

Les résultats issus de cette approximation sont plus précis en comparaison avec ceux dites droite ou gauche, dont les formules (3.18) et (3.19) sont écrites respectivement comme suit:

$$f'(x_0) = \frac{f(x_0 + h) - f(x_0)}{h} + \theta(h) \quad (3.18)$$

$$f'(x_0) = \frac{f(x_0) - f(x_0 - h)}{h} + \theta(h) \quad (3.19)$$

Par conséquent, nous utiliserons l'approximation centrée dans notre étude pour discrétiser les dérivées partielles, spatiales et temporelles présentes dans les équations de Maxwell.

On calcule la dérivée centrée d'une fonction (Figure 3-1) au centre d'un intervalle en se basant sur les valeurs de la fonction aux extrémités [43, 54].

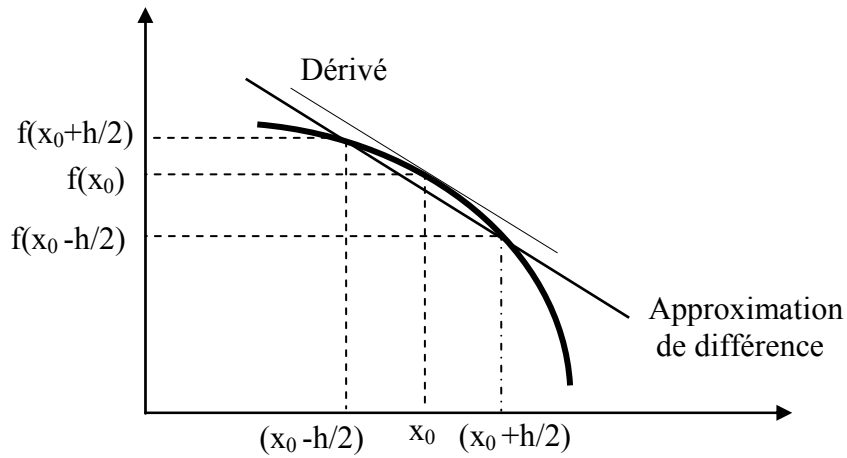


Fig.3- 1: Point d'évaluation du calcul de la dérivée centrée

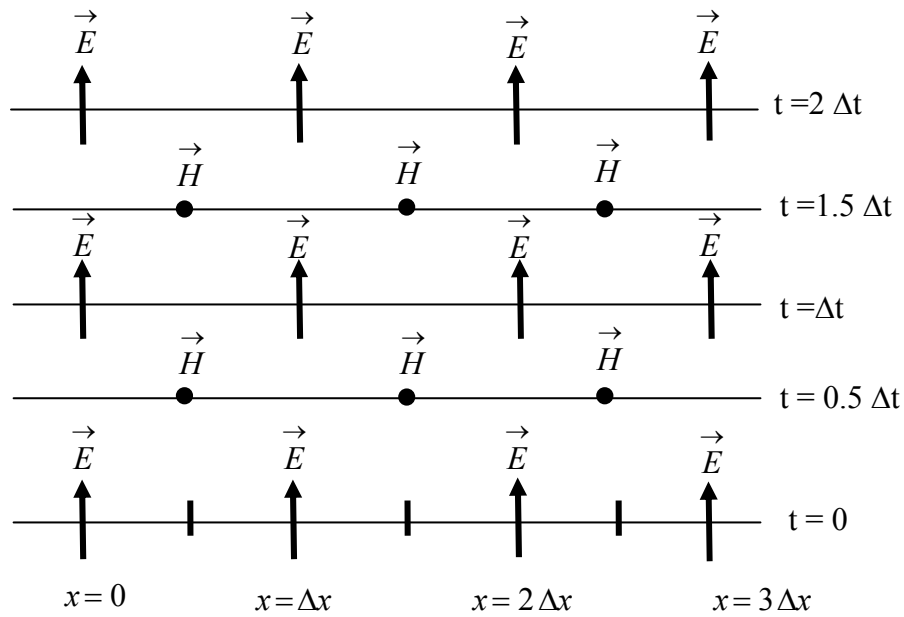
Par conséquent, les six équations de Maxwell seront exprimées sur chaque intervalle à partir de cette approximation.

3.2.4 L'algorithme de Kane Yee

La discrétisation du système d'équations différentielles est réalisée selon la méthode de Yee [55]. Le domaine de calcul en trois dimensions est composé d'un maillage régulier en cellules élémentaires parallélépipédiques. Un point (i, j, k) de la matrice de calcul est déterminé par ses coordonnées rectangulaires $(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z)$.

Δx , Δy et Δz représentent les pas de discrétisations spatiales selon les axes Ox , Oy et Oz .

La Figure 3-2 représente le positionnement des points de calcul sur une cellule élémentaire. Les composantes de E sont tangentes au milieu de chaque arête, alors que les composantes de H sont normales au centre de chaque face. Par ailleurs, le champ H est calculé à un demi-pas de temps $(0.5.\Delta t)$ avant le champ E .



Les dérivées partielles d'une fonction quelconque $F^n(i, j, k) = F(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t)$ où $n\Delta t$ représente le nième pas temporel, s'écrivent alors comme suit [53]:

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial t} = \frac{F^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) - F^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k)}{\Delta t} + O(\Delta t^2) \quad (3.20)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial x} = \frac{F^n(i+\frac{1}{2}, j, k) - F^n(i-\frac{1}{2}, j, k)}{\Delta x} + O(\Delta x^2) \quad (3.21)$$

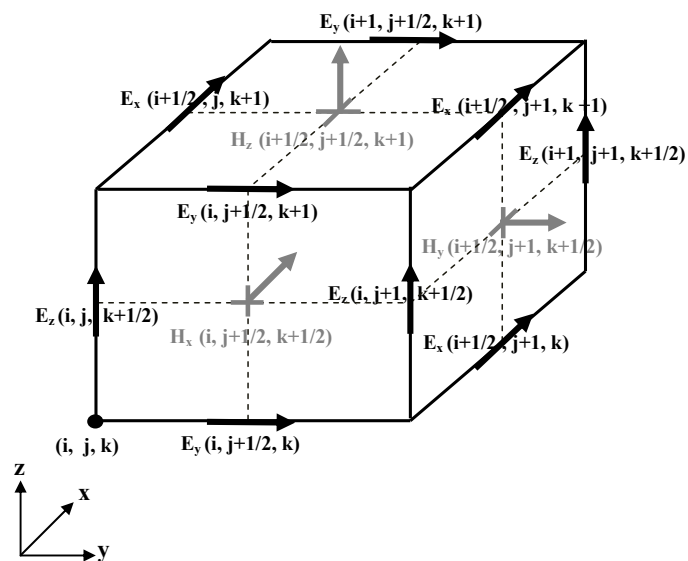


Fig.3- 2: Cellule unitaire en coordonnées cartésiennes d'après Yee [55]

Le système d'équations discrétisées obtenu par application de ce modèle au système (3.3) à (3.8) permet de modéliser la propagation du champ électromagnétique sur la grille de calcul.

Les équations aux différences finies du champ magnétique sont :

$$\begin{aligned}
 H_x^{n+1/2}(i, j+1/2, k+1/2) &= Da(i, j+1/2, k+1/2) \cdot H_x^{n-1/2}(i, j+1/2, k+1/2) \\
 &+ \frac{Db(i, j+1/2, k+1/2)}{\Delta z} \cdot [(E_y^n(i, j+1/2, k+1) - E_y^n(i, j+1/2, k))] \\
 &+ \frac{Db(i, j+1/2, k+1/2)}{\Delta y} \cdot [E_z^n(i, j, k+1/2) - E_z^n(i, j+1, k+1/2)]
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

$$\begin{aligned}
 H_y^{n+1/2}(i+1/2, j, k+1/2) &= Da(i+1/2, j, k+1/2) \cdot H_y^{n-1/2}(i+1/2, j, k+1/2) \\
 &+ \frac{Db(i+1/2, j, k+1/2)}{\Delta x} \cdot [E_z^n(i+1, j, k+1/2) - E_z^n(i, j, k+1/2)] \\
 &+ \frac{Db(i+1/2, j, k+1/2)}{\Delta z} \cdot [E_x^n(i+1/2, j, k) - E_x^n(i+1/2, j, k+1)]
 \end{aligned} \tag{3.23}$$

$$\begin{aligned}
 H_z^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2, k) &= Da(i+1/2, j+1/2, k) \cdot H_z^{n-1/2}(i+1/2, j+1/2, k) \\
 &+ \frac{Db(i+1/2, j+1/2, k)}{\Delta y} \cdot [E_x^n(i+1/2, j+1, k) - E_x^n(i+1/2, j, k)] \\
 &+ \frac{Db(i+1/2, j+1/2, k)}{\Delta x} \cdot [E_y^n(i, j+1/2, k) - E_y^n(i+1, j+1/2, k)]
 \end{aligned} \tag{3.24}$$

Les équations aux différences finies du champ électrique sont :

$$\begin{aligned}
 E_x^{n+1}(i+1/2, j, k) &= Ca(i+1/2, j, k) \cdot E_x^n(i+1/2, j, k) \\
 &+ \frac{Cb(i+1/2, j, k)}{\Delta y} \cdot [H_z^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2, k) - H_z^{n+1/2}(i+1/2, j-1/2, k)] \\
 &+ \frac{Cb(i+1/2, j, k)}{\Delta z} \cdot [H_y^{n+1/2}(i+1/2, j, k-1/2) - H_y^{n+1/2}(i+1/2, j, k+1/2)]
 \end{aligned} \tag{3.25}$$

$$\begin{aligned}
 E_y^{n+1}(i, j+1/2, k) &= Ca(i, j+1/2, k) \cdot E_y^n(i, j+1/2, k) \\
 &+ \frac{Cb(i, j+1/2, k)}{\Delta z} \cdot [H_x^{n+1/2}(i, j+1/2, k+1/2) - H_x^{n+1/2}(i, j+1/2, k-1/2)] \\
 &+ \frac{Cb(i, j+1/2, k)}{\Delta x} \cdot [H_z^{n+1/2}(i-1/2, j+1/2, k) - H_z^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2, k)]
 \end{aligned} \tag{3.26}$$

$$\begin{aligned}
 E_z^{n+1}(i, j, k+1/2) &= Ca(i, j, k+1/2) \cdot E_z^n(i, j, k+1/2) \\
 &+ \frac{Cb(i, j, k+1/2)}{\Delta x} \cdot [H_y^{n+1/2}(i+1/2, j, k+1/2) - H_y^{n+1/2}(i-1/2, j, k+1/2)] \\
 &+ \frac{Cb(i, j, k+1/2)}{\Delta y} \cdot [H_x^{n+1/2}(i, j-1/2, k+1/2) - H_x^{n+1/2}(i, j+1/2, k+1/2)]
 \end{aligned} \tag{3.27}$$

Avec :

$$Ca(i, j, k) = \left(1 - \frac{\sigma(i, j, k) \cdot \Delta t}{2 \cdot \varepsilon(i, j, k)} \right) \left/ \left(1 + \frac{\sigma(i, j, k) \cdot \Delta t}{2 \cdot \varepsilon(i, j, k)} \right) \right. \quad (3.28)$$

$$Cb(i, j, k) = \left(\frac{\Delta t}{\varepsilon(i, j, k)} \right) \left/ \left(1 + \frac{\sigma(i, j, k) \cdot \Delta t}{2 \cdot \varepsilon(i, j, k)} \right) \right. \quad (3.29)$$

$$Da(i, j, k) = \left(1 - \frac{\rho'(i, j, k) \cdot \Delta t}{2 \cdot \mu(i, j, k)} \right) \left/ \left(1 + \frac{\rho'(i, j, k) \cdot \Delta t}{2 \cdot \mu(i, j, k)} \right) \right. \quad (3.30)$$

$$Db(i, j, k) = \left(\frac{\Delta t}{\mu(i, j, k)} \right) \left/ \left(1 + \frac{\rho'(i, j, k) \cdot \Delta t}{2 \cdot \mu(i, j, k)} \right) \right. \quad (3.31)$$

3.2.5 Sources d'excitation

On peut classer les différentes sources d'excitation disponibles pour la méthode FDTD comme suit :

- **Les sources de tension** : Elles sont généralement utilisées pour l'alimentation ponctuelle de structures. Les générateurs de tension les plus utilisés pour la FDTD sont ceux de Picket-May et Taflove [56], et Luebbers et Langdon [57].
- **Les sources de courant** : Elles sont principalement utilisées pour alimenter les câbles ou les pistes du circuit imprimé. La source de courant parfaite (sans résistance en parallèle) est transparente aux ondes réfléchies, elle ne doit pas perturber les ondes qui la traversent. C'est le cas par exemple du modèle de source de courant proposé par Zhao et Al. [58].

3.2.6 Contraintes numériques de la méthode

3.2.6.1 Critère de convergence (Stabilité)

La convergence du processus numérique est assurée si la vitesse de propagation d'une onde électromagnétique dans la grille est bornée, l'onde électromagnétique doit circuler à une vitesse inférieure à la vitesse physique maximale autorisée réellement par le milieu. La contrainte initiale de convergence consiste à s'assurer que la valeur absolue du rapport du champ à deux instants successifs est inférieure à 1 [59]. L'application de cette contrainte, aux opérateurs de dérivées discrétisés au sens des différences finies mène directement aux relations entre les pas de discrétisation temporel et spatial assurant la convergence de l'ensemble du schéma numérique (Taflove, 1995) [53].

En une dimension (1D), la contrainte sur les paramètres de discrétisation dx et dt prend la forme suivante :

$$c_{\max} \cdot \Delta t \leq \Delta x \quad (3.32)$$

À 2 et 3 dimensions, le principe est le même mais la contrainte prend une allure différente à cause de la constatation suivante : la distance minimum qu'a à parcourir l'information entre deux plans successifs dans un maillage 2D (et à fortiori 3D) est plus petite que Δx , en fait $\Delta x/\sqrt{2}$, ($\Delta x/\sqrt{3}$ pour une maille cubique).

D'un point de vue général l'expression de la condition de stabilité en 3D pour un maillage orthogonal et anisotrope est la suivante [53]:

$$c_{\max} \cdot \Delta t < \frac{1}{\left(\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2} \right)^{1/2}} \quad (3.33)$$

3.2.6.2 Dispersion numérique

Lorsqu'un signal électromagnétique se propage dans un domaine de calcul maillé par les différences finies, il subit des transformations (distorsion, atténuation) dues, entre autres, aux effets dispersifs du maillage. Ces effets sont dus à la discrétisation qui donne une représentation approchée des signaux, mais aussi, et surtout, aux précisions des formulations utilisées pour approcher les dérivés partiels [59]. En d'autres termes, cette dispersion dépend, d'une part, de la taille de la cellule Δx , Δy et Δz par rapport à la plus petite longueur d'onde présente dans le spectre d'analyse, et d'autre part, de l'ordre de l'erreur commise lors de l'évaluation des dérivées partielles qui figurent dans les équations de Maxwell.

Pour quantifier la dispersion numérique de l'algorithme F.D.T.D, Taflove dans son livre [53] a fait une étude sur les deux paramètres physiques : la vitesse de phase V_φ et la vitesse de groupe V_g qui sont définies respectivement comme suit :

$$V_\varphi = \frac{\omega}{k} \quad \text{et} \quad V_g = \left(\frac{d\omega}{dk} \right)_\omega \quad (3.34)$$

Où ω (rad/s) : pulsation du signal

\vec{k} (m^{-1}) : Vecteur d'onde avec :

$$\vec{k} = \begin{cases} k_x = k \cdot \cos \varphi \cdot \sin \theta \\ k_y = k \cdot \sin \varphi \cdot \sin \theta \\ k_z = k \cdot \cos \theta \end{cases} \quad (3.35)$$

Avec : $\theta \in [0, \pi]$, $\varphi \in [0, 2\pi]$

A la différence de la vitesse de phase qui est la vitesse d'un front d'onde monochromatique, la vitesse de groupe est la vitesse d'une impulsion riche en fréquences. Elle tient compte à la fois de la dispersion sur le vecteur d'onde (anisotropie due au maillage), et de la dispersion fréquentielle.

En résumé, en choisissant une valeur d'incrément spatial inférieur ou égale à la valeur $\lambda/10$ ($\Delta x, \Delta y$ et $\Delta z \leq \lambda/10$), il paraît juste de dire que le phénomène de dispersion est négligeable.

3.2.6.3 Conditions d'absorption aux limites (ABC)

La définition d'un domaine fini de discrétisation est en contradiction avec la situation réelle, il est donc nécessaire de trouver un artifice pour simuler la continuité de la propagation hors des limites du maillage [59].

Nous utilisons des couches absorbantes aux limites de l'espace modélisé pour simuler un espace sans bords. Il s'agit d'atténuer au maximum les ondes qui devraient sortir du modèle mais qui vont se réfléchir après la dernière couche de cellules du modèle. Nous utiliserons des couches de type PML, un concept introduit par Berenger [60].

Il s'agit en fait d'un milieu anisotrope absorbant qui a la même impédance ($Z = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$) que le milieu environnant. Nous allons donc introduire des paramètres anisotropes jouant des rôles analogues à ceux des paramètres réels : ε^* , μ^* et σ^* fictifs et sans dimension (cette notation permet de suivre intuitivement le rôle de ces paramètres). Ces tenseurs diagonaux sont définis ci-après [60] :

$$\varepsilon^* = \begin{pmatrix} \varepsilon_x + \frac{\sigma_x}{j\omega\varepsilon_0} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_y + \frac{\sigma_y}{j\omega\varepsilon_0} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_z + \frac{\sigma_z}{j\omega\varepsilon_0} \end{pmatrix} \quad (3.36)$$

$$\mu^* = \begin{pmatrix} \mu_x + \frac{\sigma_x^*}{j\omega\mu_0} & 0 & 0 \\ 0 & \mu_y + \frac{\sigma_y^*}{j\omega\mu_0} & 0 \\ 0 & 0 & \mu_z + \frac{\sigma_z^*}{j\omega\mu_0} \end{pmatrix} \quad (3.37)$$

Comme il faut que l'impédance du milieu fictif ne change pas, nous devons avoir :

$$Z^* = \sqrt{\frac{\mu^*}{\varepsilon^*}} = 1 \quad (3.38)$$

Pour cela nous allons fixer : $\forall m \in [x, y, z]$:

$$\varepsilon_m = \mu_m = 1 \quad (m = x, y \text{ ou } z)$$

$$\frac{\sigma_m}{\varepsilon_0} = \frac{\sigma_m^*}{\mu_0}$$

(3.39)

Le principe d'introduire les PML est basé sur la définition d'impédance d'onde électromagnétique [59]. Dans le vide, une onde plane à incidence normale sur un milieu de conductivité électrique σ_m et de conductivité magnétique équivalente σ_m^* , ne conduit à aucune réflexion si la condition (3-39) est satisfaite.

Cependant pour une incidence quelconque, cela n'est plus vrai. On contourne le problème en décomposant les champs suivant les axes principaux, ce qui permet de définir des champs constamment normaux aux bords, et ce quelque soit l'angle d'incidence initial. La décomposition s'accompagne de la définition de conductivités « virtuelles » pour chacune de ces « sous composantes ». Le matériau absorbant est ainsi défini par une certaine épaisseur (nombre de mailles $npml$) et est délimité par un conducteur parfait où les champs électriques sont constamment nuls. L'atténuation se fait progressivement pendant le double parcours dans le matériau absorbant. L'implémentation des PML est spécifique à chaque direction, ainsi dans le cas 2D en mode TE, les équations de propagation sont modifiées en définissant des conductivités électriques et magnétiques spécifiques pour chacune des sous composantes telles que [59]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \varepsilon_0 \frac{\partial E_x}{\partial t} + \sigma_y E_x = \frac{\partial (H_{zx} - H_{zy})}{\partial y} \\ \varepsilon_0 \frac{\partial E_y}{\partial t} + \sigma_x E_y = \frac{\partial (H_{zx} - H_{zy})}{\partial x} \\ \mu_0 \frac{\partial H_{zx}}{\partial t} + \sigma_x^* H_{zx} = -\frac{\partial E_y}{\partial x} \\ \mu_0 \frac{\partial H_{zy}}{\partial t} + \sigma_y^* H_{zy} = -\frac{\partial E_x}{\partial y} \end{array} \right. \quad (3.40)$$

Le choix des quadruplés $(\sigma_y^*, \sigma_x^*, \sigma_y, \sigma_x)$, pour chaque direction, en respectant l'équation (3.40), permet ainsi d'annuler les réflexions sur chaque bord du domaine. Sachant que si elles sont toutes nulles on retrouverait les équations de propagation dans le vide.

L'idée développée dans notre algorithme de calcul est de remplacer ces expressions complexes par des fonctions de même tendance et facile à introduire dans l'algorithme, sachant que le principe des PML est d'atténuer le signal pendant son double parcours dans couche PML (celle-ci étant terminée par un conducteur parfait, où les champs électriques sont annulés) [59]. Ce sont donc ces conditions absorbantes, assorties de ces simplifications, qui sont utilisées dans notre code de calcul développé.

3.3 Modélisation des fils minces par la méthode FDTD

Un fil mince signifie, un fil dont le rayon est plus petit qu'un pas de discrétisation spatiale (cellule unitaire) utilisé dans la simulation FDTD. L'approche la plus simple pour inclure des fils métalliques dans le modèle FDTD est de modéliser le fil comme un conducteur parfait « Perfect Electric Conductor (PEC) ». Dans cette approche, tous les composantes tangentiels du champ électrique correspondant sur l'axe de fil métallique sont fixées de façon permanente à zéro.

Pour inclure le formalisme exact de fil mince dans le modèle FDTD, la solution consiste à corriger à la fois les composantes du champ électrique et celles du champ magnétique adjacents du fil en fonction de son rayon. La correction des champs est effectuée en modifiant de façon équivalente la permittivité et de la perméabilité des cellules adjacentes [62, 63].

La Figure. (3-3.a) montre un fil métallique placé dans la direction y , et la permittivité diélectrique et la perméabilité magnétique de l'espace sont ϵ et μ .

La Figure. (3-3.b) montre la section transversale du fil métallique avec les champs électrique et magnétique adjacents. Dans la méthode FDTD, un fil est représenté avec les champs électriques le long de l'axe du fil métallique nuls.

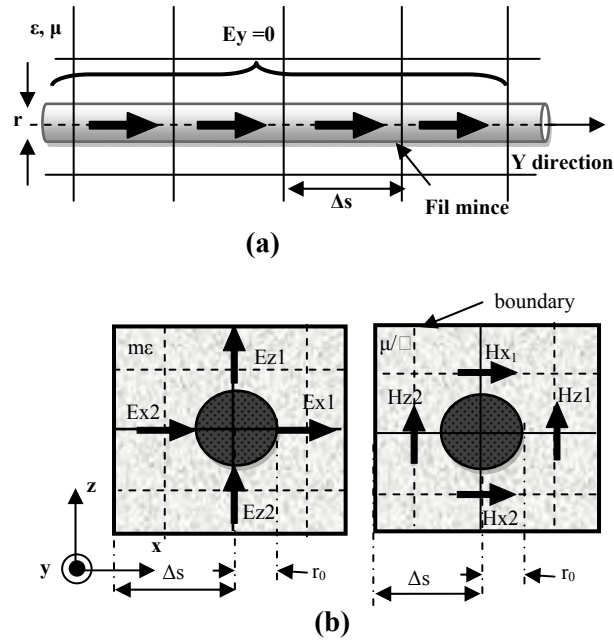


Fig.3- 3: Configuration des composantes du champ électrique et du magnétique adjacents d'un fil mince dans le modèle FDTD

Par conséquent, les équations de l'algorithme FDTD (3.22) - (3.27) doivent être reformulées pour tenir compte du modèle de fil mince, les composantes du champ électrique autour de chaque fil mince sont calculées selon la permittivité modifiée ε' [63] :

$$\varepsilon' = m \cdot \varepsilon \quad (3.41)$$

Les composantes du champ magnétique autour de chaque fil mince sont calculées selon la perméabilité modifiée μ' [63] :

$$\mu' = m \cdot \mu \quad (3.42)$$

Avec :

$$m \cong \frac{1.471}{\ln\left(\frac{\Delta s}{r}\right)} \quad (3.43)$$

3.4 Modélisation des éléments localisés linéaires par la méthode FDTD

Dans cette partie, nous traiterons l'insertion des éléments localisés linéaires dans un maillage FDTD. La modélisation d'un générateur de tension avec résistance interne sera également abordée. Nous considérerons dans cette étude que l'élément localisé occupe une seule maille.

La méthode FDTD traduit une discrétisation spatio-temporelle des équations de Maxwell, elle prend en compte tous les phénomènes électromagnétiques (propagation, réflexion, diffraction,

couplage,...) dans un circuit électronique. Cependant, sa formulation de base ne peut pas intégrer des éléments localisés (composantes actifs et passifs) dans le volume de calcul. En effet, la FDTD est basée sur un calcul itératif des composantes du champ électrique E et du champ magnétique H , alors que les éléments localisés linéaires ou non linéaires sont modélisés par des équations électriques de type tension-courant (V - I) [64]. Notre but est de rendre cette méthode conforme à la modélisation des éléments localisés.

Pour insérer un élément localisé linéaire (résistance, capacité, inductance, ou générateur de tension) dans la grille FDTD, la solution est donc consiste à introduire une modification directement sur les équations FDTD. La formulation FDTD étendue a été rapportée initialement par Picket-Peut and.al (1994) [65]. Ainsi, seule la composante du champ électrique E correspondant à la direction de l'élément localisé doit être modifié pour tenir compte de la présence d'une densité de courant électrique en raison de cet élément localisé (Figure 3-4) [64, 65, 66].

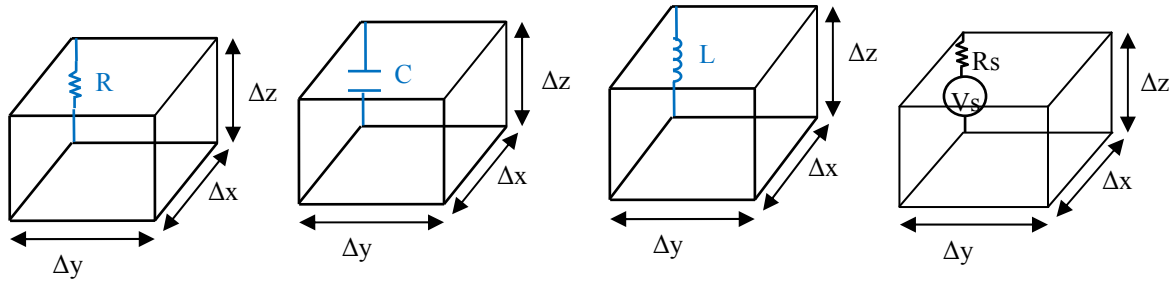


Fig.3- 4: Insertion des éléments localisés linéaires (Résistance, Capacité, Inductance et Générateur de tension) dans la grille FDTD

Le point de départ est l'équation de Maxwell-Ampère, le principe consiste à ajouter un terme de densité de courant J_L avec les densités de courant de déplacement et de conduction dans le terme à gauche de l'équation (3.2). J_L étant le courant qui circule à travers l'élément localisé [64].

$$\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \vec{H} - \frac{\sigma}{\varepsilon} \vec{E} \quad \rightarrow \quad \nabla \times \vec{H} = \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \sigma \vec{E} + \vec{J}_L \quad (3.44)$$

$$\rightarrow \quad \nabla \times \vec{H} = \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \vec{J}_C + \vec{J}_L$$

Les termes de courant J_C et J_L sont calculés aux instants $n+1/2$, tandis que les composantes du champ électrique sont calculées aux instants n . Pour éviter que l'algorithme ne diverge, il faut effectuer des moyennes temporelles sur les courants. Commençons tout d'abord par la densité de courant de conduction. L'élément localisé est orienté suivant l'axe z [65].

$$J_C^{n+1/2}(i, j, k) = \sigma \cdot E_z^{n+1/2}(i, j, k) = \sigma \cdot \left(\frac{E_z^{n+1}(i, j, k) + E_z^n(i, j, k)}{2} \right) \quad (3.45)$$

La relation entre la densité de courant J_L et le courant de l'élément localisé I_L est donnée par l'équation (3-46).

$$J_L^{n+1/2}(i, j, k) = \left(\frac{I_L^{n+1/2}(i, j, k)}{dxdy} \right) \quad (3.46)$$

La discrétisation de l'équation (3-44) donne :

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = \left(\frac{1 - \frac{\sigma \cdot dt}{2\varepsilon}}{1 + \frac{\sigma \cdot dt}{2\varepsilon}} \right) E_z^n(i, j, k) + \left(\frac{\frac{dt}{\varepsilon}}{1 + \frac{\sigma \cdot dt}{2\varepsilon}} \right) \nabla \times H^{n+1/2}(i, j, k) - \left(\frac{\frac{dt}{\varepsilon}}{1 + \frac{\sigma \cdot dt}{2\varepsilon}} \right) \frac{I_L^{n+1/2}(i, j, k)}{dx dy} \quad (3.47)$$

Pour simplifier les équations, nous supposons que l'élément localisé se situe en espace libre ($\varepsilon = \varepsilon_0, \sigma = 0$). L'équation (3.47) devient:

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = E_z^n(i, j, k) + \frac{dt}{\varepsilon_0} \nabla \times H^{n+1/2}(i, j, k) - \frac{dt}{\varepsilon_0 \cdot dx dy} \cdot I_L^{n+1/2}(i, j, k) \quad (3.48)$$

a. Résistance

Considérons une résistance R en espace libre (Figure 3-5). Le courant électrique I_z qui circule dans R est donné par (3.49) [65].

$$I_z^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{V_z^{n+1/2}(i, j, k)}{R} = \frac{dz}{2R} \left(E_z^{n+1}(i, j, k) + E_z^n(i, j, k) \right) \quad (3.49)$$

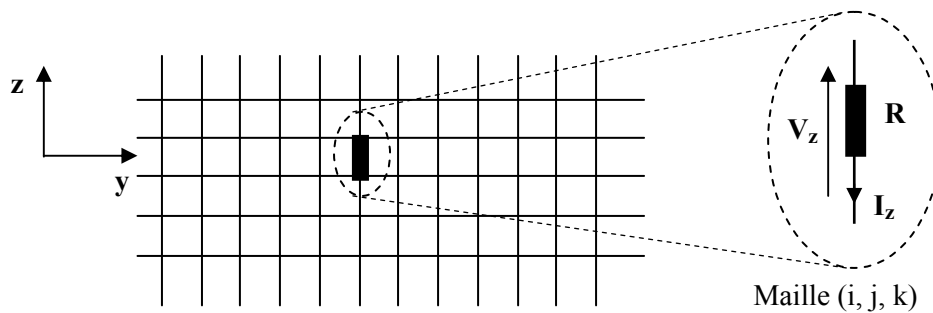


Fig.3- 5: Insertion d'une résistance localisée dans une grille FDTD

Remplacer (3.54) dans (3-53) donne l'équation (3.50).

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = \left(\frac{1 - \frac{dt \cdot dz}{2R\varepsilon_0 \cdot dx \cdot dy}}{1 + \frac{dt \cdot dz}{2R\varepsilon_0 \cdot dx \cdot dy}} \right) E_z^n(i, j, k) + \left(\frac{\frac{dt}{\varepsilon_0}}{1 + \frac{dt \cdot dz}{2R\varepsilon_0 \cdot dx \cdot dy}} \right) \nabla \times H^{n+1/2}(i, j, k) \quad (3.50)$$

b. Générateur de tension avec résistance interne

Pour une source de tension V_s munie d'une résistance interne R_s (figure 3-4), le courant électrique s'écrit [65]:

$$I_z^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{dz}{2R_s} \left(E_z^{n+1}(i, j, k) + E_z^n(i, j, k) \right) + \frac{V_s^{n+1/2}(i, j, k)}{R_s} \quad (3.51)$$

L'équation FDTD qui modélise le générateur de tension (V_s, R_s) est donnée par (3.52).

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = \left(\frac{1 - \frac{dt \cdot dz}{2R_s \varepsilon_0 \cdot dx \cdot dy}}{1 + \frac{dt \cdot dz}{2R_s \varepsilon_0 \cdot dx \cdot dy}} \right) E_z^n(i, j, k) + \left(\frac{\frac{dt}{\varepsilon_0}}{1 + \frac{dt \cdot dz}{2R_s \varepsilon_0 \cdot dx \cdot dy}} \right) \nabla \times H^{n+1/2}(i, j, k) + \left(\frac{\frac{R_s \varepsilon_0 \cdot dx \cdot dy}{dt}}{1 + \frac{dt \cdot dz}{2R_s \varepsilon_0 \cdot dx \cdot dy}} \right) V_s^{n+1/2}(i, j, k) \quad (3.52)$$

c. Capacité localisée

Le courant qui traverse une capacité C s'exprime comme suit [65]:

$$I_z^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{C \cdot dz}{dt} \left(E_z^{n+1}(i, j, k) - E_z^n(i, j, k) \right) \quad (3.53)$$

Remplacer (3.53) dans l'équation (3.48) donne (3.54).

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = E_z^n(i, j, k) + \left(\frac{\frac{dt}{\varepsilon_0}}{1 + \frac{C \cdot dz}{\varepsilon_0 \cdot dx \cdot dy}} \right) \nabla \times H^{n+1/2}(i, j, k) \quad (3.54)$$

d. Inductance localisée

Le courant qui circule à travers une inductance L est donné par (3.55) [65].

$$I_z^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{dz \cdot dt}{L} \sum_{m=1}^n E_z^m(i, j, k) \quad (3.55)$$

L'équation FDTD qui régit l'inductance localisée L est donnée par (3.56).

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = E_z^n(i, j, k) + \frac{dt}{\varepsilon_0} \nabla \times H^{n+1/2}(i, j, k) - \frac{dz \cdot dt^2}{\varepsilon_0 L \cdot dx dy} \cdot \sum_{m=1}^n E_z^m(i, j, k) \quad (3.56)$$

3.5 Modélisation du rayonnement des câbles par la méthode FDTD

3.5.1 Elaboration des modèles équivalents de rayonnement

D'une manière générale, il est assez difficile de modéliser des dispositifs électroniques de puissance complexes en utilisant les équations de Maxwell pour évaluer les champs électromagnétiques rayonnés par ces structures. Cependant, des géométries simples peuvent être modélisées pour fournir des évaluations aux champs électromagnétiques rayonnés par les courants de mode commun et de mode différentiel. Ce paragraphe présentera ces modèles d'évaluations.

En se basant sur la représentation schématique de la configuration pour la prédétermination des perturbations conduites, qui a été décrit au chapitre 2. La simplification de ce modèle peut utiliser pour la modélisation du rayonnement électromagnétique par le câble en utilisant la méthode FDTD [67]. Ainsi un circuit équivalent du modèle simplifié est représenté par la Figure 3-6. Dans ce modèle, on considère que le câble est parfaitement conducteur et on néglige les capacités et les inductances parasites dans le câble.

Le RSIL en entrée ferme le circuit des courants de mode commun et de mode différentiel.

Nous pouvons déduire facilement la valeur de l'impédance de mode commun et de mode différentiel du RSIL :

$$\frac{1}{Z_{MC_{RSIL}}} = \frac{1}{R_{RSIL}} + \frac{1}{R_{RSIL}} = \frac{2}{R_{RSIL}} = \frac{2}{50} \Rightarrow Z_{MC_{RSIL}} = \frac{50}{2} = 25 \Omega$$

$$Z_{MD_{RSIL}} = R_{RSIL} + R_{RSIL} = 50 + 50 \Rightarrow Z_{MD_{RSIL}} = 100 \Omega$$

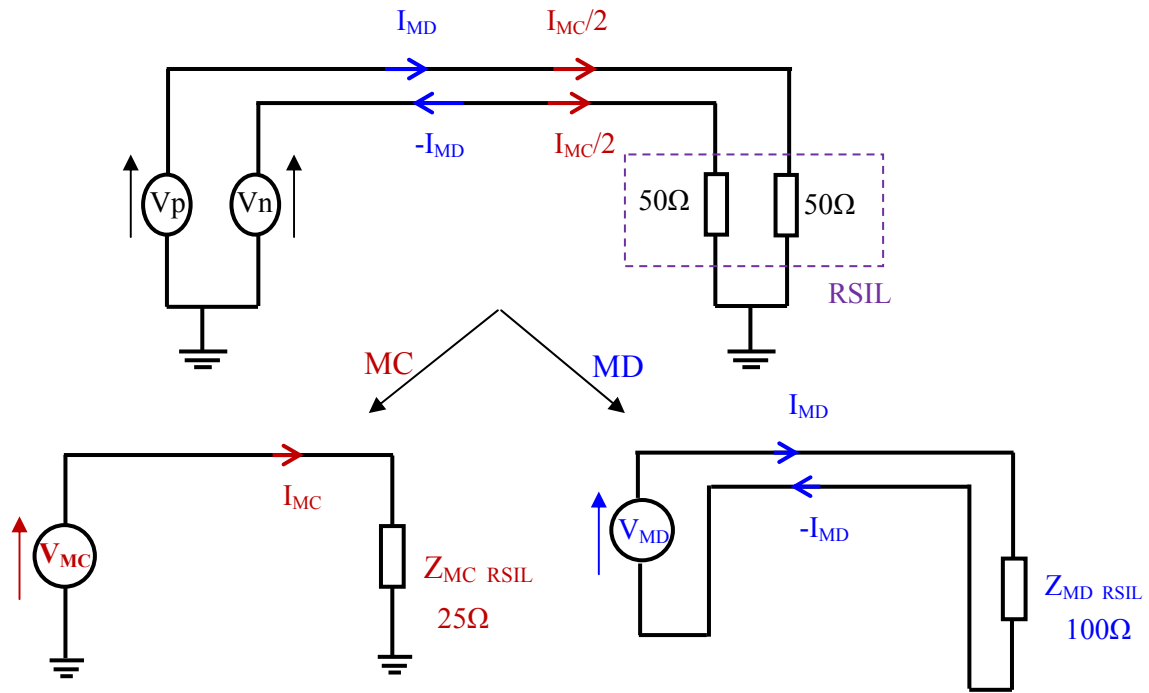


Fig.3- 6: Modèle équivalent pour la séparation du mode de rayonnement de câble

3.5.2 Modèle de rayonnement en mode commun

Le modèle équivalent du rayonnement en mode commun peut être représenté par le schéma de la Figure 3-7 [67].

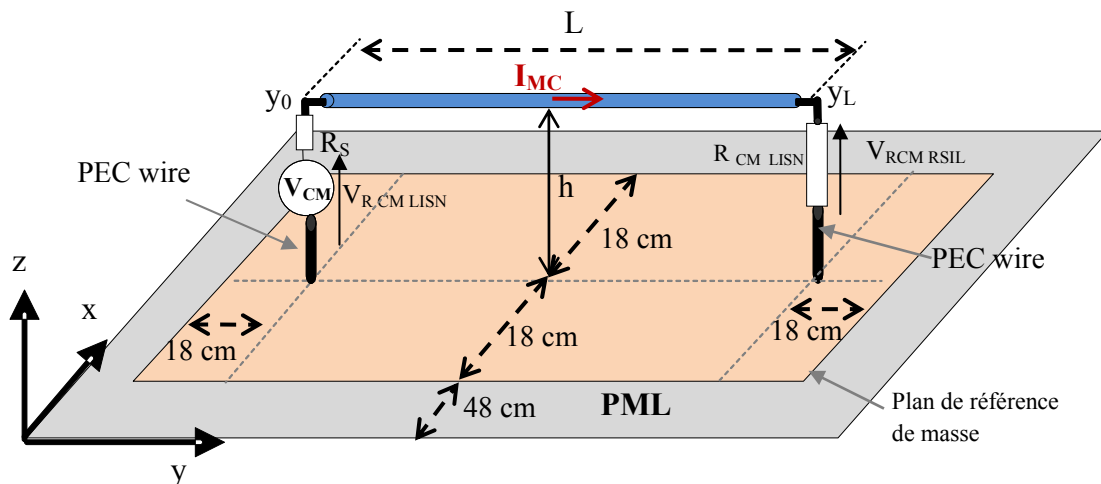


Fig.3- 7: Configuration schématique du modèle équivalent du rayonnement en mode commun

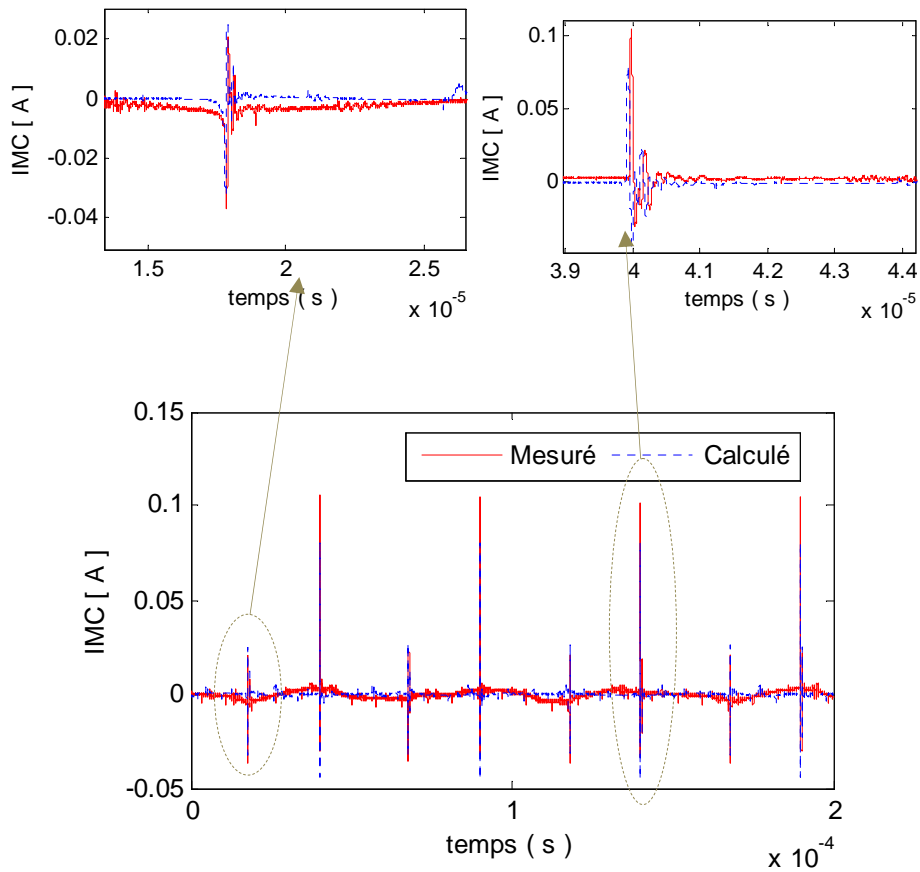
Dans cette configuration, le câble est représenté par un seul conducteur pour transmettre la puissance et c'est la structure métallique (plan de masse) qui fait office de conducteur de retour. La source et le RSIL sont connectés à la masse. La charge est entièrement isolée du plan

de masse. Ainsi, seul le courant de mode commun existe, il circule dans le câble d'alimentation entre le convertisseur et le RSIL. La source de perturbation est donc la tension de mode commun engendrée par le hacheur et mesurée aux bornes du RSIL ($V_{ZMC_{RSIL}}$), et l'impédance terminale est l'impédance de mode commun du RSIL ($Z_{MC_{RSIL}} = 25\Omega$).

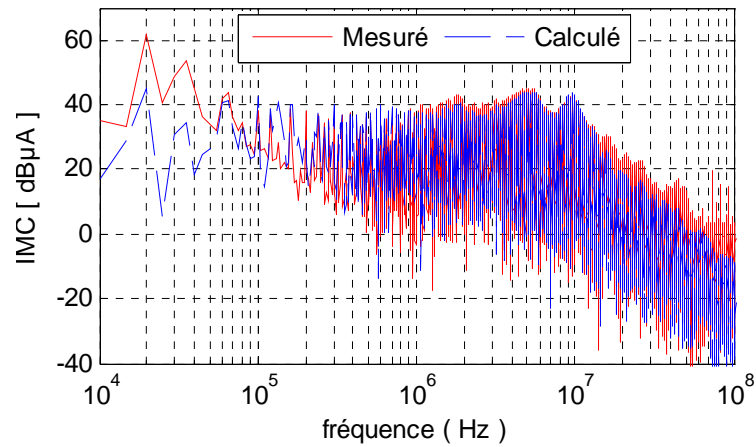
Le courant de mode commun (I_{CM}) est la source de perturbations rayonnées. Il peut être calculé à partir de la connaissance de la tension de mode commun mesurée ou simulée et l'impédance de mode commun du RSIL.

$$I_{MC} = \frac{V_{MC}}{Z_{MC_{RSIL}}} \quad (3.57)$$

Pour valider notre modèle de simulation FDTD, le résultat de la comparaison entre le courant de mode commun mesuré et celui calculé est présenté sur la Figure 3- 8.



(a)



(b)

Fig.3- 8: Comparaison du courant MC mesuré et calculé: (a) domaine temporel, (b) domaine fréquentiel

La comparaison des signaux temporels montre un bon accord entre la mesure et le calcul du courant MC circulant dans le RSIL. Cependant, le modèle présente des différences dans l'amplitude des oscillations par rapport aux mesures.

Cette concordance est confirmée dans le spectre fréquentiel présenté par la Figure 3-8 (b). D'après ce résultat, nous obtenons un bon accord entre le courant MC calculée et mesurée dans la gamme de fréquences: 150 kHz à 100 MHz, où cette gamme de fréquence correspond à la stabilisation de l'impédance du RSIL selon la norme CISPR 16-1 [5].

Cependant, dans la gamme de fréquences 15 MHz à 100 MHz, un écart de 10dB entre la mesure et le calcul est observé, cet écart est dû essentiellement aux effets parasites dans le câble (inductances et capacités parasites) qui sont effectivement considérables dans cette gamme de fréquence et qui ne sont pas prises en compte dans ce modèle.

Dans la gamme de fréquences 10 kHz à 150 kHz, la différence d'amplitude entre les résultats est due à la non-stabilisation de l'impédance de RSIL ($R_{RSIL} \neq 50 \Omega$).

Les paramètres de simulation pour la configuration du modèle de rayonnement en MC sont :

- De câble non blindé a une longueur de $L = 1.2$ m,
- Le rayon équivalent du câble est $r = 1.5$ mm,
- La hauteur du câble par rapport au plan de masse est $h = 12$ cm,

Pour éviter la dispersion numérique, les cellules cubiques pour le maillage ont une discrétisation spatiale de $\Delta s = \lambda_0/50$, ce qui donne un pas de discrétisation temporelle de $\Delta t = \Delta s/2c_0$, où : λ_0 est la longueur d'onde minimale, et c_0 la célérité de la lumière dans le vide. Où : $\lambda_0 = c_0/f_{\max}$, f_{\max} est la fréquence maximale de calcul.

Dans la majorité des normes d'émission de champ électromagnétique, les gabarits de champ sont fournis en champ magnétique en dessous de 30MHz et en champ électrique au-delà. Dans le cas

particulier de la norme DO-160E [67], le gabarit fixe la valeur maximale du champ électrique dans la bande de fréquence 2 MHz à 6 GHz, qui correspond en partie à notre domaine d'étude (20kHz - 100MHz). Donc la fréquence maximale de calcul est fixée à 100 MHz, ce qui donne une longueur d'onde minimale $\lambda_0 = 3\text{m}$ et un pas de discrétisation spatiale de $\Delta s = 6\text{cm}$, ce qui est convenable pour optimiser notre code de calcul. Cependant, les mesures et les simulations en temporel ont été réalisées avec un temps d'échantillonnage de $\Delta t = 0.5\text{ns}$, ce qui pose un problème pour la stabilité (critère de convergence) de notre code de calcul qui doit respecter la condition de stabilité : $\Delta t = \Delta s/2c_0$.

Afin de remédier à ce problème, la technique de rééchantillonnage des signaux temporels est une solution sollicitée. Cette technique consiste à tenir la source d'excitation sur une période de commutation qui couvre les phénomènes transitoires de commutation du convertisseur (ouverture et fermeture de l'interrupteur $t = 40 \mu\text{s}$, ce qui donne: $n = 80000$ itération de pas de temps, avec : $t = n \cdot \Delta t$).

Pour maintenir le critère de stabilité de la méthode FDTD, un ré-échantillonnage des données est nécessaire. Avec le ré-échantillonnage de la source d'excitation dans le domaine temporel, en utilisant le MATLAB comme représenté sur la Figure 3-9, un nouveau pas de discrétisation temporelle $\Delta t = 0.1\text{ns}$ est obtenu, ce qui donne $\Delta s = 6\text{cm}$ et $n = 400000$ itérations de pas de temps pour une exécution de notre code de simulation FDTD, la fréquence de calcul maximale (f_{max}) peut atteindre 100 MHz.

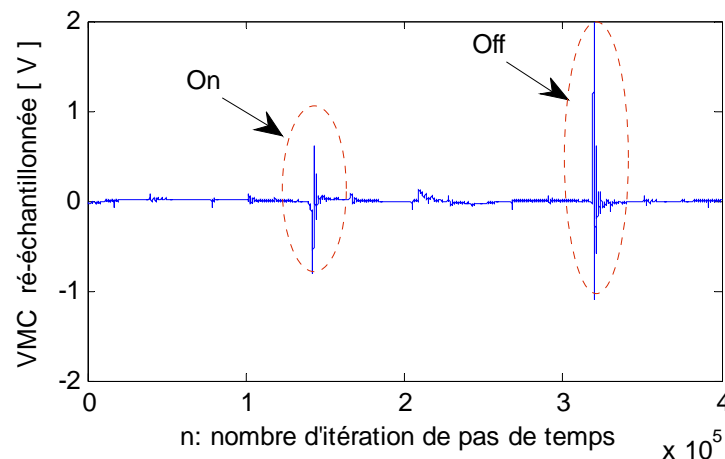


Fig.3- 9: Evolution de la source d'excitation (V_{MC}) rééchantillonné dans le domaine temporel à l'ouverture et à la fermeture du MOSFET

Le spectre fréquentiel de la source d'excitation rééchantillonné est représenté par la courbe en pointillés sur la Figure 3-10. Cette courbe illustre l'enveloppe de la tension de MC mesurée.

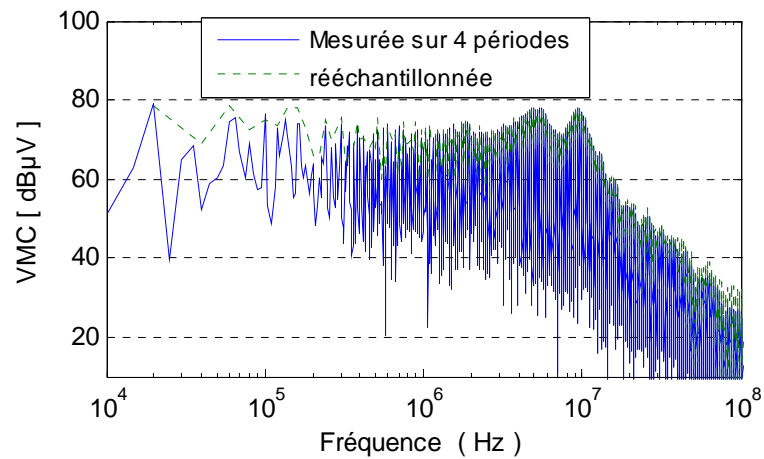


Fig.3- 10: Comparaison du spectre fréquentiel de la source d'excitation (V_{MC}) mesurée sur quatre périodes et celle ré-échantillonnée

3.5.3 Modèle de rayonnement en mode différentiel

Le modèle équivalent du rayonnement en mode différentiel est représenté par le schéma de la Figure 3- 11 [67].

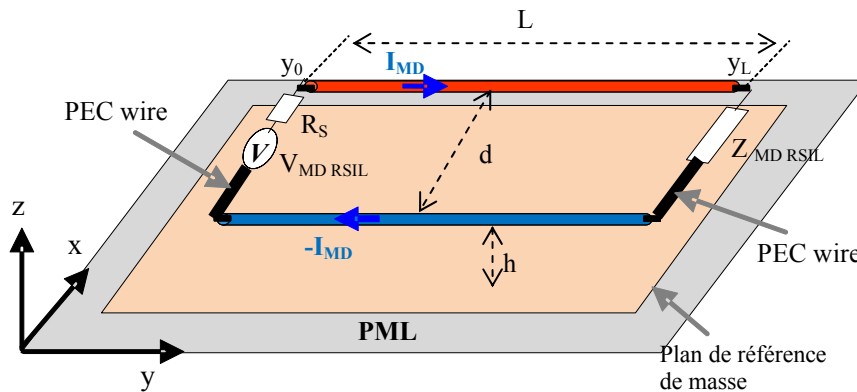


Fig.3- 11: Configuration schématique du modèle équivalent du rayonnement en mode différentiel

Dans ce modèle, le retour du courant se fait par le conducteur parallèle au conducteur aller, (la distance entre les deux conducteurs étant $d = 12\text{cm}$, les deux conducteurs sont situés à une hauteur $h = 12\text{ cm}$ au-dessus du plan de masse). Le convertisseur et la charge sont entièrement isolés du plan de masse. Dans cette configuration, seul le courant de mode différentiel existe. La source de perturbation est la tension de mode différentiel engendrée par le convertisseur avec une résistance interne R_S , la valeur de cette résistance doit être très petite pour éviter des pertes supplémentaires, dans notre cas d'étude, cette valeur est fixée à 0.1Ω . L'impédance terminale est l'impédance de MD du RSIL (Z_{MD_RSIL}) qui est égale à 100Ω .

Afin de simuler le modèle numérique de rayonnement en mode différentiel, la même procédure pour la détermination de la source d'excitation est adoptée comme dans le cas du modèle de rayonnement en mode commun.

Après le ré-échantillonnage, la source d'excitation (V_{MD}) dans le domaine temporel est représentée dans la Figure 3- 12, son spectre fréquentiel est représenté par la courbe pointillée sur la Figure 3- 13.

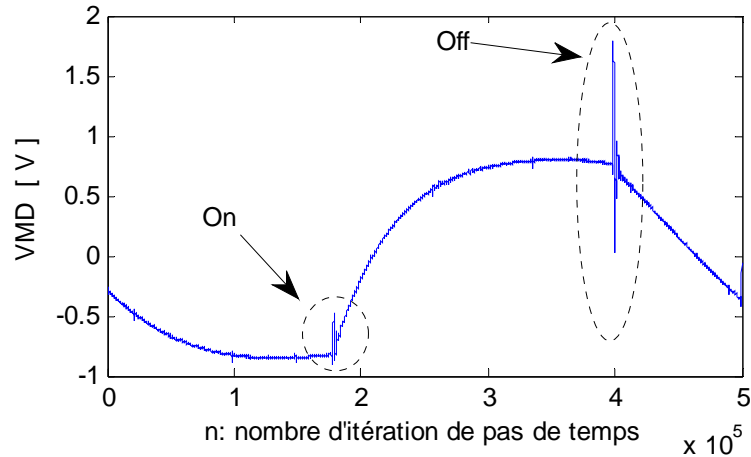


Fig.3- 12: Evolution de la source d'excitation (V_{MD}) rééchantillonnée dans le domaine temporel à l'ouverture et fermeture du MOSFET

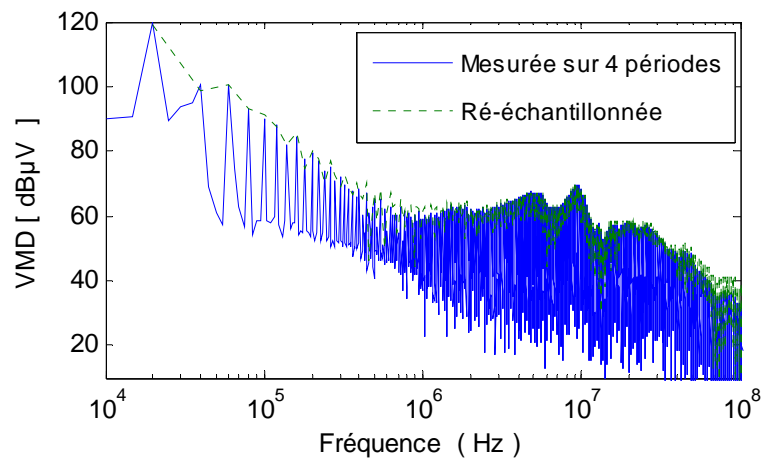


Fig.3- 13: Comparaison du spectre fréquentiel de la source d'excitation (V_{MD}) mesurée sur quatre périodes et celle ré-échantillonnée

3.6 Etude expérimentale du rayonnement des câbles et validation des résultats de simulation

3.6.1 Représentation du banc d'essai

Afin de vérifier la validité de nos modèles développés pour le champ électromagnétique par la méthode FDTD, le même banc d'essai expérimental de mesure des perturbations

conduites et qui a été décrit au chapitre 2, a été exploité pour les mesures du rayonnement magnétique en champ proche du câble d'alimentation qui est soumis aux signaux de l'électronique de puissance (hacheur), le câble est constitué de deux conducteurs séparé l'un de l'autre.

Les mesures de perturbations rayonnées sont effectuées dans la chambre anéchoïque située dans le laboratoire Ampère comme le montre la Figure 3-14.

Afin de mesurer que le champ électromagnétique rayonné par le câble, la charge, la carte de commande et le convertisseur sont confinés comme le montre la Figure 3-14, l'enceinte de confinement est réalisée par un boîtier métallique qui assure la fonction de blindage.

Cette configuration du banc d'essai expérimental correspond à un mode de rayonnement où se superposent les courants de mode différentiel et ceux de mode commun.

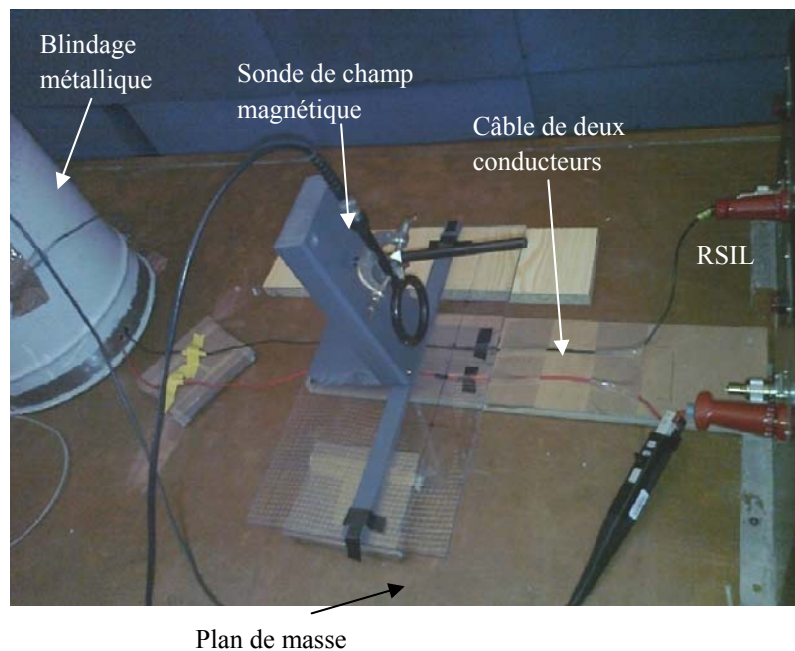


Fig.3- 14: Représentation du banc expérimental de mesure du rayonnement par le câble en champ magnétique proche

3.6.2 Mesure du champ magnétique proche

Le diamètre de la boucle de la sonde du champ magnétique détermine sa sensibilité et sa réponse en fréquence. Ainsi la plus grande boucle permet aux majorités des lignes de champ H de la traverser, donc un meilleur couplage inductif qui se traduit par une plus grande sensibilité.

Pour éviter l'utilisation d'un amplificateur, nous utilisons l'antenne magnétique EMV, dont le diamètre, plus important, permet d'être plus sensible aux niveaux de champ magnétique, et on place la sonde du champ magnétique à une distance proche de l'élément rayonnant.

Le champ magnétique proche a été mesuré en plaçant la sonde à 0,3 m au-dessus du câble et au milieu des conducteurs, et en connectant la sonde à l'oscilloscope afin d'acquérir la forme d'onde en domaine temporel de la tension qui est induite par la variation temporelle de l'induction magnétique selon la loi de Faraday : $V_{in} = 2\pi \cdot f \cdot B \cdot A$, où : B est l'induction magnétique, f la fréquence et A est la section traversée par le flux magnétique.

Cette tension induite est proportionnelle au taux de variation du flux magnétique à travers la surface de la boucle.

La mesure du champ magnétique H est obtenue par l'introduction du facteur de correction de la sonde qui dépend de la fréquence. Ce facteur est introduit dans l'analyse du spectre fréquentiel de la tension induite en utilisant une FFT de sa représentation temporelle mesurée.

Le champ magnétique mesuré est donc, obtenu par la formule suivante :

$$H (dB\mu A/m) = Fa (dB) + Vin (dB\mu V) \quad (3.58)$$

Où: Fa est le facteur de la sonde du champ magnétique donné par le fabricant.

3.6.3 Résultats de mesure et validation

Les résultats de mesure et de modèles de simulation FDTD, seront présentés dans cette partie, puis ils seront comparés afin de valider nos modèles de simulation. Le champ magnétique mesuré correspond aux courants de mode différentiel et de mode commun. Alors, pour valider notre approche de simulation, nous devons calculer le champ électromagnétique total dû à la superposition de deux modes de rayonnement MC et MD. Pour ce faire, la détermination du champ électromagnétique total en utilisant la méthode FDTD, est obtenue par la sommation en domaine temporel du champ dû au mode commun et celui dû au mode différentiel, toute en respectant la phase, c'est-à-dire, les sources d'excitations V_{MC} et V_{MD} sont mesurées simultanément [67]:

Le champ magnétique total H_{Total} rayonné par le câble est déduit comme suit

$$H_{Total}(t) = H_{MC}(t) + H_{MD}(t) \quad (3.59)$$

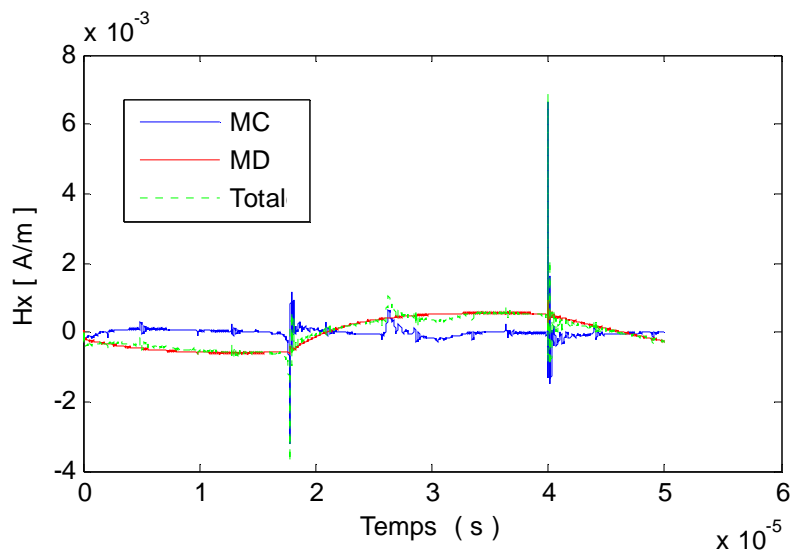
Le champ électrique total E_{Total} rayonné par le câble est déduit comme suit :

$$E_{Total}(t) = E_{MC}(t) + E_{MD}(t) \quad (3.60)$$

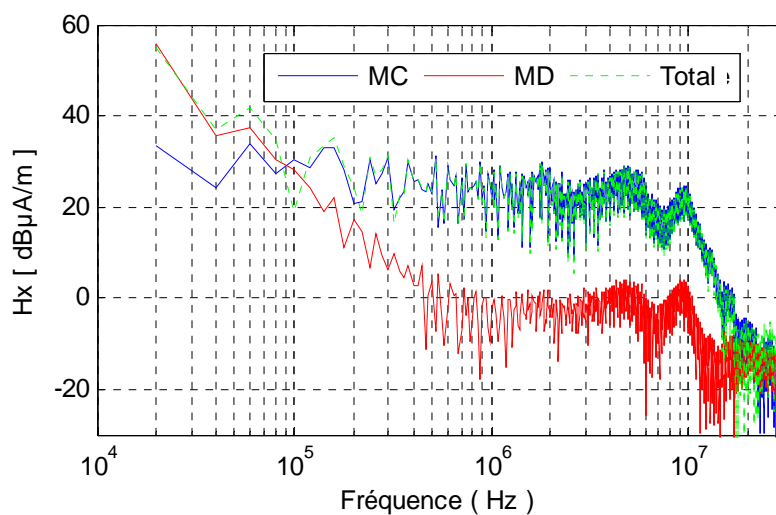
Nous nous intéressons aux composantes du champ les plus importantes qui sont pour ce système, la composante suivant l'axe x du champ magnétique (H_x) et la composante suivant l'axe z du champ électrique (E_z).

Tous les résultats présentés dans cette étude ont été obtenus lors de l'ouverture et fermeture du Mosfet, car c'est le moment de la période où les champs rayonnés sont les plus importants.

La Figure 3-15 montre la comparaison dans les domaines temporel et fréquentiel de la composante du champ magnétique proche H_x due au mode commun et au mode différentiel simulée par la méthode FDTD et prédéterminé à 30 cm au-dessus des conducteurs.



(a)



(b)

Fig.3- 15: Comparaison de la composante du champ magnétique H_x résultant de la simulation FDTD :
 (a) domaine temporel,
 (b) domaine fréquentiel

La Figure.3-16 montre la comparaison du spectre fréquentiel de la composante du champ magnétique proche H_x mesurée et celle simulée par la méthode FDTD et prédéterminée à 30 cm au-dessus des conducteurs.

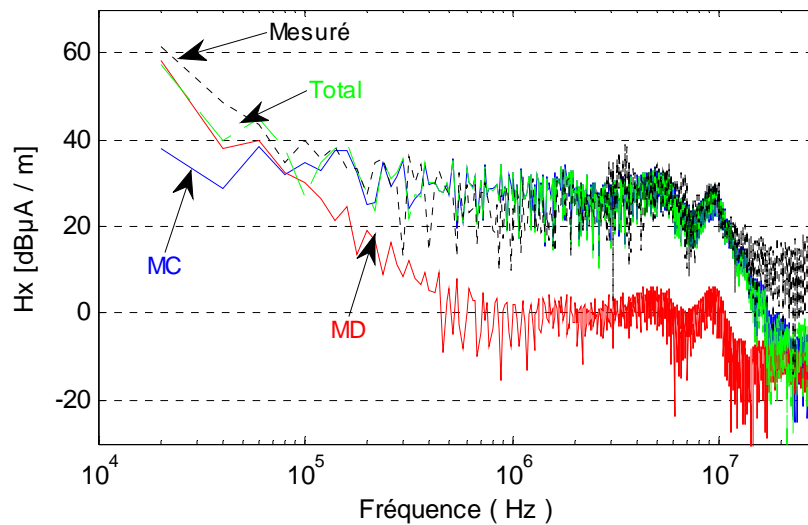
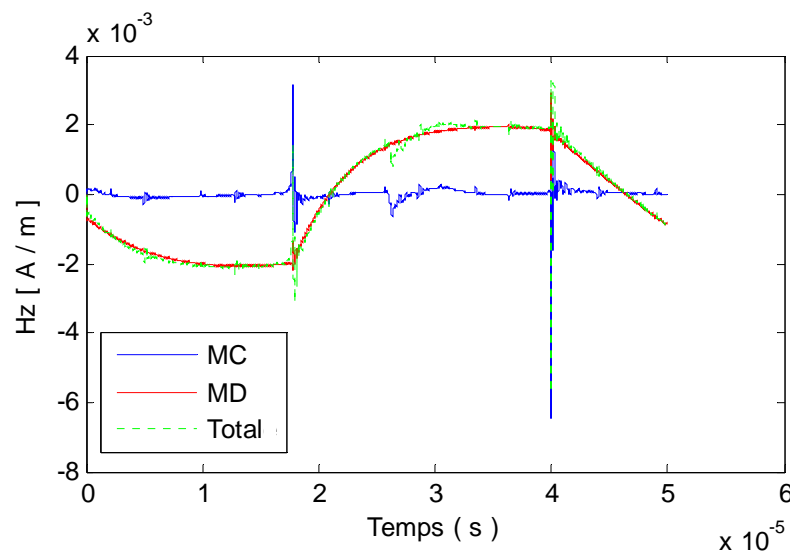
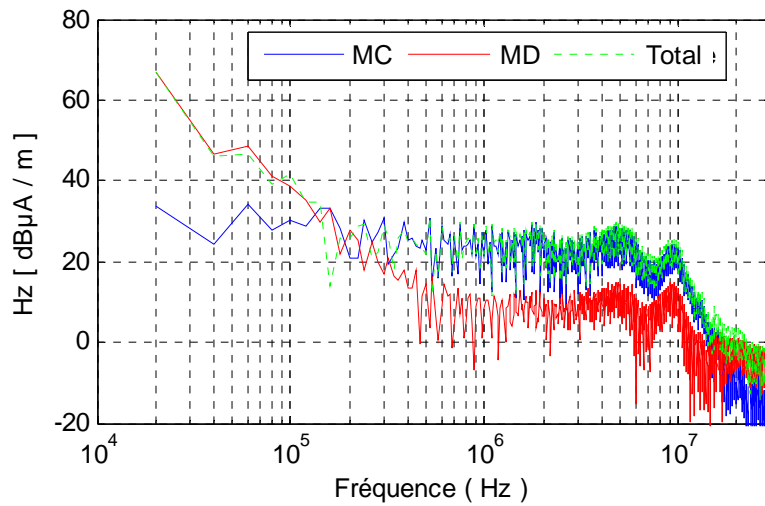


Fig.3- 16: Comparaison du spectre fréquentiel de la composante du champ magnétique proche H_x mesurée et celle simulée par la méthode FDTD

La Figure 3-17 montre la comparaison dans les domaines temporel et fréquentiel de la composante du champ magnétique proche H_z due au mode commun et au mode différentiel simulée par la méthode FDTD et prédéterminées à 30 cm au-dessus des conducteurs.



(a)



(b)

Fig.3- 17: Comparaison de la composante du champ magnétique Hz résultant de la simulation FDTD :
 (a) domaine temporel,
 (b) domaine fréquentiel

La Figure 3-18 montre la comparaison du spectre fréquentiel de la composante du champ magnétique proche Hz mesurée et celle simulée par la méthode FDTD et prédéterminées à 30 cm au-dessus des conducteurs.

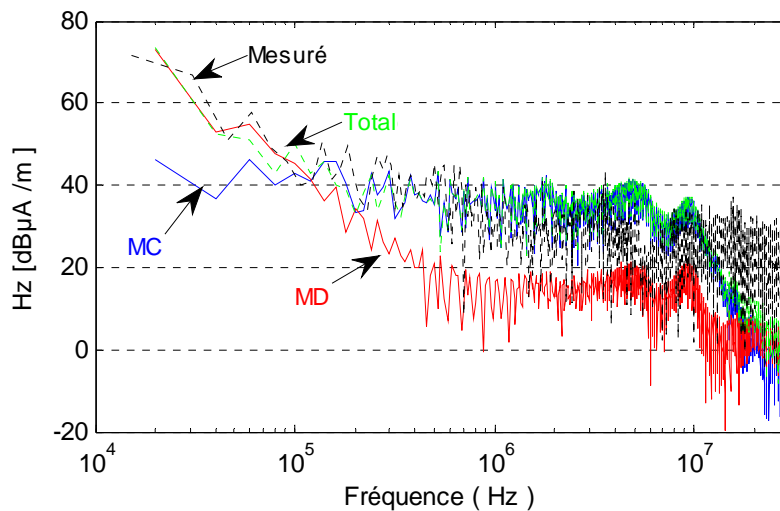


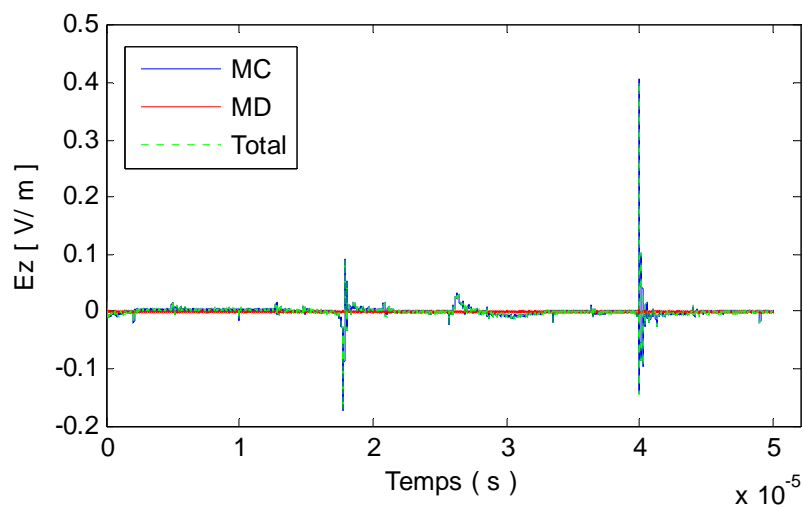
Fig.3- 18: Comparaison du spectre fréquentiel de la composante du champ magnétique proche Hz mesurée et celle simulée par la méthode FDTD

Les résultats de comparaison font apparaître une bonne corrélation entre le champ magnétique H mesuré et celui obtenu en utilisant le modèle FDTD. Cette constatation est bien claire dans la gamme de fréquences (150 kHz à 15 MHz) pour la comparaison de la composante Hx. Alors que dans la plage de fréquence (15 MHz à 30 MHz), la différence entre les résultats est environ de 10dB, cet écart peut résulter par le transfert de mode [52] et aussi par les effets

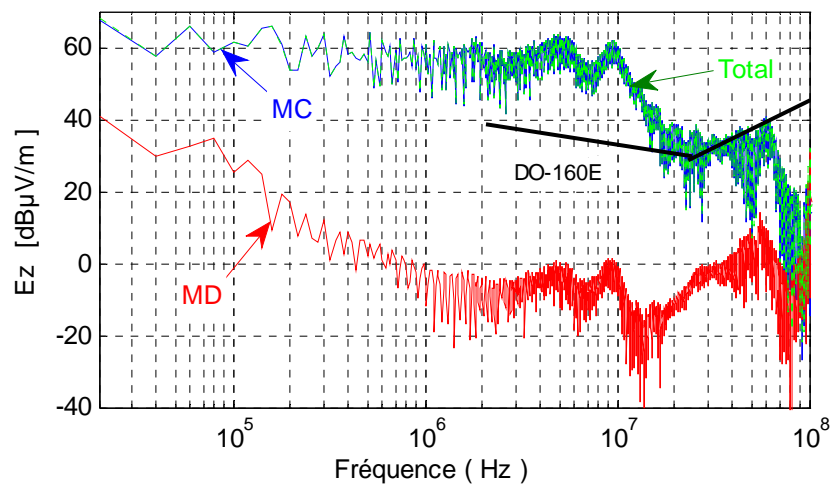
parasites dans le câble (inductances et capacités parasites) qui sont effectivement considérables dans cette gamme de fréquence et qui ne sont pas prise en compte dans notre code de calcul FDTD. Sachant que nos modèles de simulation par la méthode FDTD sont basés sur l'hypothèse que tous les courants de mode commun sont essentiellement dus à une source de tension de mode commun ; il faut toutefois s'interroger sur d'éventuels transferts de mode (MD→MC) qui pourraient rendre le modèle moins pertinent. En effet, le transfert de mode du courant de mode différentiel vers le courant de mode commun peut exister, notamment si le système contient des dissymétries structurelles. Dans notre cas d'étude, il est donc nécessaire de comprendre que ce transfert de mode résulte essentiellement à des déséquilibres dans le câble.

Malgré ce petit écart, nous trouvons une assez bonne correspondance entre les mesures et les simulations, ce qui valide nos modèles FDTD développés. Ainsi, ce code de calcul FDTD peut donc être utilisé pour la simulation du champ électrique rayonné par le câble d'alimentation comme nous l'avons développé dans les paragraphes précédents.

Le résultat de comparaison dans les domaines temporel et fréquentiel obtenu par le modèle FDTD de la composante verticale du champ électrique E_z due au mode commun et au mode différentiel déterminée à 1 m au dessus du câble est fourni à la Figure 3-19.



(a)



(b)

Fig.3- 19: Comparaison de la composante du champ électrique E_z résultant de la simulation FDTD :
 (a) domaine temporel,
 (b) domaine fréquentiel

La Figure 3-19.b présente l'évolution du champ électrique de 10kHz à 100MHz déterminé à une position de 1m. Nous pouvons constater que le niveau du champ électrique ne respecte pas le gabarit fixé par la norme aéronautique civile DO-160E [68], tracé en noir sur la Figure 3-19 est également noté que le plus grand niveau du champ électrique qui dépasse le gabarit de la norme se trouve dans la zone de bruit de commutation situé dans la gamme de fréquences entre 1 MHz et 10 MHz, ce qui nécessite un filtrage puissant à mettre en place pour limiter ce dépassement. Au-delà de 10MHz, le niveau de bruit chute en raison de la chute intrinsèque du niveau de la source de perturbation.

A partir des résultats obtenus par la comparaison de rayonnement de deux modes MC et MD, (Figure 3-15, 3-17, 3-19 et 3-20), nous pouvons constater que le mode de rayonnement dominant pour le champ magnétique et pour le champ électrique est celui due au courant de mode commun. Nous pouvons donc dire que, c'est principalement les perturbations conduites de mode commun (MC) qui contribuent au rayonnement des câbles de puissance.

L'analyse du spectre du champ électrique rayonné montre distinctement plusieurs pics dans différentes gammes de fréquences. Les harmoniques obtenus pour les fréquences inférieures à 150 kHz ne seront pas considérées lors des interprétations.

Dans la bande de 150 kHz à quelques MHz nous trouvons les harmoniques liés au découpage et donc à l'évolution des grandeurs électriques du circuit. Ces harmoniques dépendent des conditions de charge [69]. L'amplitude maximale est de 65dBµ V/m (soit 0.25 V/m), elle est obtenue pour la fréquence de 150 KHz. Pour des fréquences supérieures à 5MHz, apparaissent des harmoniques liés aux transitoires de commutation. Ces dernières dépendent essentiellement

de la nature intrinsèque des interrupteurs, de leur commande et des composants parasites associées aux composants passifs et de câblage (nature intrinsèque de la source). En effet, dans les deux cas de mode de rayonnement (MC et MD), le champ électrique est une image de la tension Drain-Source du Mosfet.

D'une manière générale, le rayonnement en mode commun est tenu comme la source principale du rayonnement des câbles d'alimentation en électronique de puissance.

Des travaux de recherches basés sur des calculs analytiques ont montré que ceci est vrai pour des fréquences inférieures à quelques centaines de MHz, où effectivement le mode d'émission prépondérant est le rayonnement en mode commun. Par contre, pour des fréquences approchant le domaine des GHz, cette tendance peut s'inverser et le rayonnement en mode différentiel peut devenir aussi important, sinon plus important, que celui en mode commun [70].

Ceci est montré à la Figure 3-19 où l'on représente la comparaison du champ électrique dû aux deux modes sur une bande de fréquence allant jusqu'à 100MHz. On peut voir que pour des basses fréquences, c'est le rayonnement en mode commun qui est prépondérant. En particulier, celui-ci est 60 fois plus important que le rayonnement en mode différentiel à 10 MHz et 15MHz. En revanche, on peut remarquer qu'à partir de 15 MHz, le rayonnement en mode différentiel commence à augmenter et devient proche au rayonnement en mode commun à 90MHz. Cette conséquence peut soutenir des travaux de recherche basés sur des calculs analytiques du champ électrique [70], et qui ont montré que le rayonnement en MD est dépende au courant I_{MD} , à la surface de la boucle A, et au carré de la fréquence f , le rayonnement en MC est dépende au courant I_{MC} , à la longueur du câble l , et à la fréquence f .

3.7 Conclusion sur l'utilité de la méthode FDTD en électronique de puissance

Il est important de comprendre que la méthode FDTD est coûteuse en termes de temps de calcul. Toutefois, les ressources informatiques continuent à s'améliorer et les tendances dans l'électronique de puissance vont à la conception des convertisseurs de puissance avec des fréquences de commutation et densités de puissance élevées afin de réduire la taille et le poids total de l'équipement [71]. La tendance vers l'utilisation des fréquences de commutation élevées, rendre la méthode FDTD moins coûteuse en termes de temps de calcul, ainsi, un outil plus efficace pour l'étude des émissions rayonnées par les câbles des systèmes de conversion en électroniques de puissance.

Pour expliquer cette constatation, nous considérons le Tableau suivant, qui montre la corrélation entre la fréquence de commutation (f_s) et le nombre de pas de temps (n) pour une

exécution de simulation FDTD de nos modèles étudiés précédemment avec les mêmes conditions de simulation [67].

fréquences de commutation (fs)	nombres de pas de temps (n)
20 KHz	500000
150 KHz	66667
300 KHz	33333
1 MHz	10000
3 MHz	3333

Tableau 3- 1: Relation entre la fréquence de commutation et le nombre de pas de temps de simulation de nos modèles FDTD

Les résultats sont obtenus par la formule suivante :

$$n = \frac{1}{fs \cdot \Delta t} \quad (3.61)$$

Avec : $\Delta t = 0.1\text{ns}$.

Δt est le pas de discrétisation temporel,

fs est la fréquence de commutation,

n est le nombres de pas de temps.

Nous constatons que lorsque la fréquence de commutation est élevée, le nombre de pas temps de calcul diminue, par conséquent, la diminution du temps de calcul par la méthode FDTD.

Dans le cas de notre étude, la fréquence de commutation est de 20 KHz, le pas temporel $\Delta t = 0.1\text{ns}$, ce qui donne un nombre d'itérations $n = 500000$ pour une exécution de notre code de simulation FDTD. Dans ces conditions, le temps de calcul est environ 5 Heurs, sur une station de travail HP: Intel® Xeon® Processor E5-2660 v2 10 Cores de 2.20GHz et la RAM de 24GB.

3.8 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons présenté le modèle de rayonnement des câbles en mode commun et celui en mode différentiel.

Les prédictions du champ électromagnétique obtenues à partir des modèles FDTD ont été validées sur un banc d'essai adéquat. Les résultats issus de la simulation numérique et de la mesure ont montré une bonne cohérence sur l'ensemble de la bande de fréquence de 150kHz à 15MHz pour le champ magnétique. Il apparaît clairement que le champ électromagnétique rayonné par les câbles d'alimentation des convertisseurs de puissance est dépendant du mode

commun généré. Cette observation signifie que la réduction du rayonnement est possible par une maîtrise des boucles des courants de mode commun (réduction du courant de mode commun). Or, les chemins de propagation des courants de mode commun sont nettement moins bien connus que ceux de mode différentiel. En effet, ces courants se rebouclent via des capacités parasites et toutes les structures conductrices présentes. En ce sens, la surface de ces boucles peut devenir très importante, notamment si l'on considère l'association convertisseur câble machine. L'association peut être vue encore une fois comme une antenne. Le convertisseur joue alors le rôle de générateur et le câble celui de l'antenne. L'impact des modes différentiel et commun sur le champ rayonné d'une association a été quantifié.

Chapitre 4

Réduction des Perturbations Conduites et Rayonnées dues au Courant de Mode Commun

4.1 Introduction

Dans une association convertisseur machine, les câbles de puissance sont un élément essentiel. Comme nous avons vu dans les chapitres précédents, les câbles reliant le convertisseur et la charge véhiculent l'énergie électrique sous une forme qui présente de fortes variations de tensions et de courants. Ces dernières engendrent alors sur ces câbles des perturbations électromagnétiques conduites et/ou rayonnées susceptibles de créer des dysfonctionnements dans les équipements environnants, notamment l'électronique embarquée. C'est pourquoi la réduction de ces perturbations est une préoccupation majeure. Pour ce faire, il faut soit modifier la structure du convertisseur, soit ajouter des filtres ou de blindage.

Dans ce dernier chapitre, nous présentons une solution efficace pour la réduction des perturbations conduites et rayonnées liées au courant de mode commun. Nous focalisons notre travail sur les filtres passifs CEM/RF de mode commun dont l'utilisation est aujourd'hui indispensable dans les convertisseurs statiques.

Une première nécessité est de connaître les niveaux d'émissions des câbles liés aux convertisseurs statiques dès leur élaboration. Il est établi que les éléments parasites du routage et les sources d'excitation doivent être entièrement connus afin de prédire la signature CEM du convertisseur.

Nous voulons utiliser un filtrage agissant sur une bande large allant de 150kHz à 100MHz. Pour ce faire, un modèle basé sur la combinaison de la simulation et la mesure pour la prédiction des courants de mode commun sera proposé et validé, nous proposerons ensuite une technique de filtrage agissant sur une bande de fréquence très large pour réduire le rayonnement électromagnétique dû au courant de mode commun [72]. Etant donné la rapidité de ce modèle pour tester les filtres CEM, deux types de filtres CEM seront comparés, analysés et éventuellement combinés.

4.2 Méthodes de réduction de PEM

Le rayonnement électromagnétique dans les convertisseurs de puissance est lié au courant (l'intensité et la fréquence du courant), à la surface des boucles et à la longueur des câbles de l'ensemble convertisseur-charge.

L'intensité du courant est liée aux fronts de tension commutée. Il est donc possible de diminuer l'impact du mode commun en réduisant la vitesse de commutation. Mais ceci mène à une augmentation des pertes thermiques [73].

On peut aussi réduire le rayonnement dû au mode commun par l'action sur le câble, en diminuant sa longueur, mais ce paramètre n'est pas une donnée accessible pour le concepteur. En

effet, la longueur du câble est soumise au type d'application et à la configuration de l'installation du client. Cependant, des préconisations peuvent être fournies. Le blindage est donc plutôt réservé aux câbles [74]. Malheureusement là encore, le coût est plus important, en outre, le blindage a pour effet d'augmenter fortement les couplages capacitifs à la terre et de ce fait le niveau des perturbations conduites.

Un autre axe de recherche consiste à démontrer que des techniques de filtrage CEM peuvent efficacement réduire la pollution conduite et rayonnée d'un convertisseur statique. C'est sur cet aspect que porte l'étude qui va suivre.

4.3 Dimensionnement des filtres CEM

Afin de réduire les interférences électromagnétiques dans les systèmes d'électronique de puissance, et de tenir la norme DO160 power lines en entrée et en sortie du convertisseur, les filtres CEM offrent des solutions efficaces. Le comportement en haute fréquence de ces filtres est fortement dépendant des éléments parasites des composants passifs le constituant.

L'ajout d'un élément présentant une forte impédance entre le convertisseur et la source et/ou entre le convertisseur et la charge est une technique sollicitée. L'utilisation des inductances classiques ne donne pas une solution efficace car elles seraient dimensionnées surtout par le courant de mode différentiel (courant d'alimentation) qui a une amplitude beaucoup plus grande par rapport au courant de mode commun. Cela conduit donc, à accroître la masse de fer de l'inductance. Pour remédier à ce problème, la solution la plus adéquate serait de remplacer l'inductance classique par une inductance de mode commun, cette technique permet d'ajouter l'impédance nécessaire au filtrage de ces deux modes de courants [75].

Comme on voudrait un filtrage agissant sur une bande large allant de 150kHz à 100MHz, le choix du matériau magnétique d'une telle inductance est très important car il va déterminer la tenue en perméabilité de l'inductance. De plus la taille de la section du noyau ferromagnétique va déterminer la valeur de champ atteint pour un courant de mode commun donné. Ce champ ne doit pas dépasser le champ de saturation de ce matériau. Enfin, plus le nombre de spires est élevé, plus la valeur de capacités parasites entre les brins de cuivre sera forte et plus l'impédance de l'inductance chutera rapidement, le dimensionnement n'est donc pas évident.

Afin de dimensionner correctement ce filtre CEM, les industriels s'appuient souvent sur une démarche a posteriori qui consiste à dimensionner le filtre d'une manière basée sur la mesure des perturbations conduites engendrées par le système [75]. Notre objectif est d'adopter une démarche appropriée pour le test et le dimensionnement des filtres CEM à partir de la modélisation CEM de toute la chaîne de conversion puissance.

4.4 Inductance de mode commun

4.4.1 Modélisation de l'inductance de mode commun

Les inductances de mode commun constituent l'organe essentiel du système de filtrage d'un équipement électrique sur la plage des radiofréquences (N55011: 150 kHz – 30 MHz). Toutefois leur dimensionnement est complexe. En effet, la quantification des courants de mode commun est difficile, et entièrement dépende aux chemins de propagation au sein du convertisseur dont l'inductance de mode commun fait partie.

L'inductance de mode commun a pour but d'insérer sur le chemin des courants de mode commun une forte impédance sans affecter le fonctionnement de l'équipement. Toutefois, leur plage de fonctionnement ainsi que leur efficacité sont limitées par l'ensemble des éléments parasites qui les constituent intrinsèquement. A partir de l'identification des différents couplages électrostatiques et magnétiques, il est possible de développer un modèle électrique équivalent permettant de reproduire le comportement en fréquence de ces composants bobinés [75]. De plus, suivant les matériaux magnétiques utilisés, les effets électromagnétiques parasites diffèrent. Les schémas ci-dessous présentent les principaux éléments parasites intrinsèques aux circuits magnétiques ferrites de haute perméabilité (Figure 4-1). Le modèle électrique équivalent (Figure 4-2) met en évidence les couplages électrostatiques responsables de la dégradation des performances en fréquence [76].

Nous pouvons remarquer que le nombre de paramètres de ces modèles est relativement important. Certains d'entre eux sont difficiles à estimer et ne présentent pas une réelle influence sur la gamme de fréquence qui nous intéresse. Prenons comme exemple les couplages inter-enroulements modélisés par les capacités C_{p1} et C_{p2} . Ces éléments dépendent directement de la technique de bobinage (demi-lune, deux fils en main...). Ils sont généralement de faible valeur (\sim pF) et n'interviennent, de ce fait, que sur des plages de fréquences élevées (\sim 100 MHz). Par contre, les effets capacitifs et résistifs internes au noyau magnétique (C_c et R_c) ne sont pas négligeables [76, 77]. En effet, les noyaux ferrites présentent de très fortes permittivités relatives ($\epsilon_r \approx 10^5$), ce qui rend le matériau fortement capacitif.

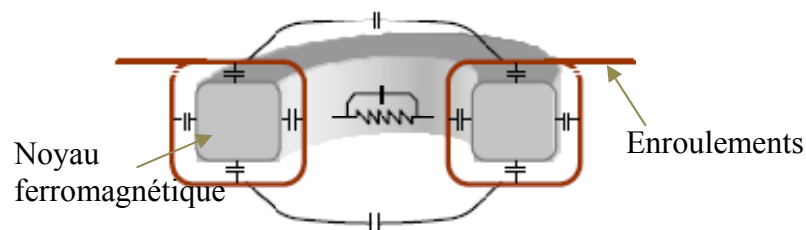


Fig.4- 1: Structure d'une inductance de mode commun

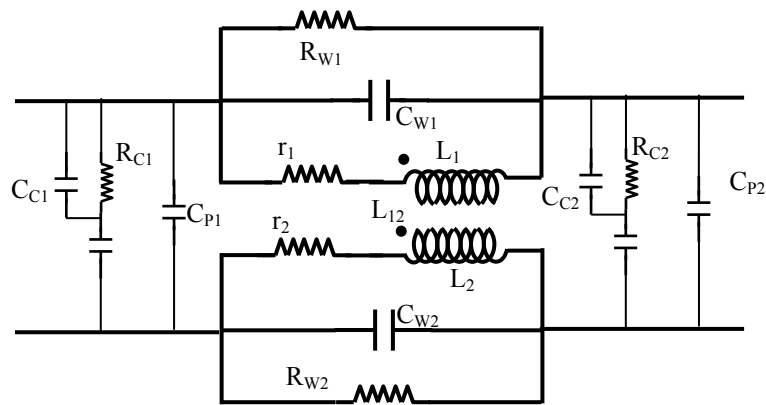


Fig.4- 2: Circuit équivalent haute fréquence de l'inductance de mode commun

Avec :

C_{p1} et C_{p2} : représentent les capacités parasites inter-enroulements,

C_{c1} et C_{c2} : représentent les effets capacitifs internes au noyau ferromagnétique,

R_{c1} et R_{c2} : représentent les effets résistifs internes au noyau ferromagnétique,

r_1 et r_2 : représentent les pertes de cuivre dans l'enroulement,

L_1 , L_2 : représentent l'inductance mutuelle entre les deux enroulements,

R_{w1} et R_{w2} : représentent les pertes magnétiques dans le noyau,

C_{w1} et C_{w2} : représentent les capacités parasites inter-spaires.

4.4.2 Matériaux magnétiques utilisés

Les matériaux magnétiques utilisés pour le filtrage de mode commun possèdent de fortes perméabilités et des inductions à saturation élevées. Ces matériaux se divisent en deux familles distinctes. La première, la plus classique, regroupe les matériaux à base de ferrite haute perméabilité. La deuxième, associée à des matériaux plus récents, est constituée par des alliages nanocristallisés [76, 78]. Ces deux types de matériaux concurrentiels possèdent des caractéristiques très différentes.

Pour la quasi- totalité des matériaux magnétiques, la perméabilité chute rapidement à partir de certain seuil de fréquence, cette variation est induite par la résonance magnétique.

Plus la perméabilité est élevée plus la résonance magnétique se manifeste en basse fréquence. De ce fait, le choix d'un matériau magnétique est avant tout fixé par la gamme de fréquences dans laquelle il est utilisé comme le montre dans le Tableau 4-1 [76, 78].

Perméabilité relative μ_r	Ferrite	Fréquence
1000 \rightarrow 20000	Mn-Zn	DC \rightarrow 1 MHz
10 \rightarrow 1000	Ni-Zn	1 MHz \rightarrow 500MHz

Tableau 4- 1: Plage d'utilisation des ferrites

4.4.3 Modèle simple de l'inductance de mode commun

La plupart des études sur les filtres CEM sont basées sur des modèles extrêmement simples, ces modèles sont souvent rencontrés dans la "littérature classique", puisqu'ils supposent un couplage parfait entre les enroulements et ne prennent généralement pas en compte certains éléments parasites. Ceci offre l'avantage de simuler approximativement le comportement du filtre avec un minimum d'éléments parasites [77]. 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. La courbe d'impédance présentée ci-dessous (Figure 4-3) montre ce dernier point. En basse fréquence, l'impédance d'enroulement mesurée présente un comportement inductif, cependant en haute fréquence, son comportement tend à devenir capacitif avant de changer de phase à nouveau.

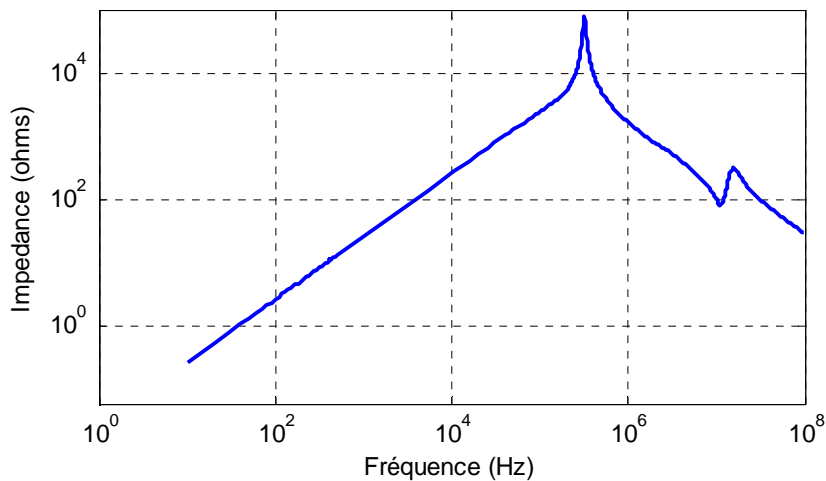


Fig.4- 3: Module de l'impédance d'un enroulement en fonction de la fréquence

Ces constatations permettent d'aboutir au schéma présenté ci-dessous moins complexe que celui présenté sur la Figure 4-4. Ce modèle tient compte d'un certain nombre de phénomènes, tels que les couplages capacitifs interspires ($C_{1,2}$), ainsi qu'une représentation des pertes dans les enroulements et dans le circuit magnétique ($r_{1,2}$ $R_{1,2}$). De plus, le terme L_{12} correspondant à la mutuelle inductance entre les deux enroulements nous permet de définir les inductances de fuites.

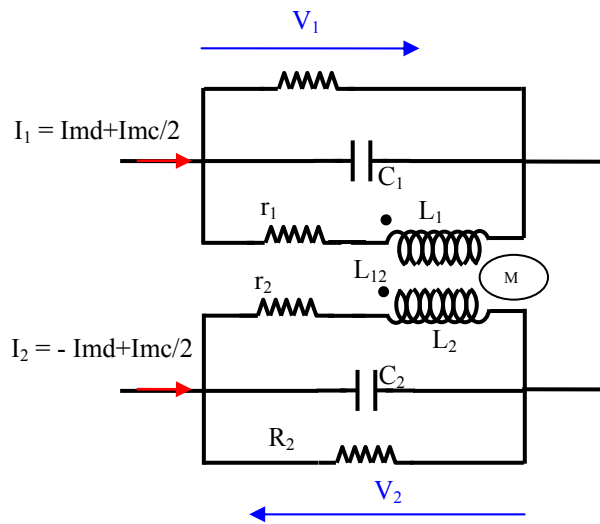


Fig.4- 4: Modèle simplifié de l'inductance de mode commun

4.5 Configuration du modèle de simulation avec filtrage CEM

Le système étudié, déjà vu auparavant, est un convertisseur abaisseur (hacheur série) alimentant une charge RL, Le modèle d'insertion des filtres CEM peut se mettre très simplement sous la forme de la Figure 4-5 [72]. Il se compose essentiellement de l'association du l'hacheur alimenté par une source de tension continue associée au RSIL, du câble non blindé de deux conducteurs, de filtre d'entrée (inductance MC), de filtre RF, et de la charge RL.

Dans cette configuration, les simulations sont réalisées avec isolation de la charge du plan de masse afin d'empêcher le courant de mode commun de circuler dans celle-ci., Dans ce cas, l'impédance en mode commun de la charge devient très élevée ($Z_{CM} \text{ charge} \approx 4508 \Omega$ à 100 MHz). Le modèle équivalent de la charge en mode commun est représenté par la Figure 4-6, son impédance MC en fonction de la fréquence est représentée dans la Figure 4-7. Ainsi le courant de mode commun circule seulement entre le convertisseur et le RSIL comme le montre la Figure 4-5.

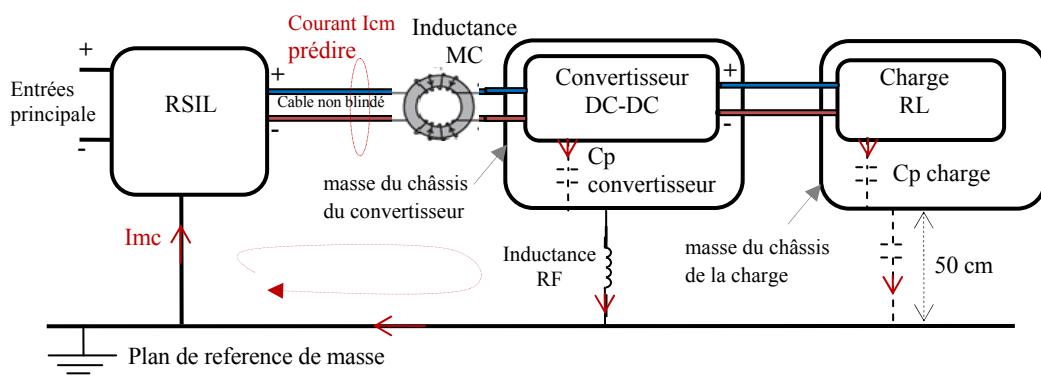


Fig.4- 5: Représentation schématique du modèle théorique d'insertion des filtres CEM

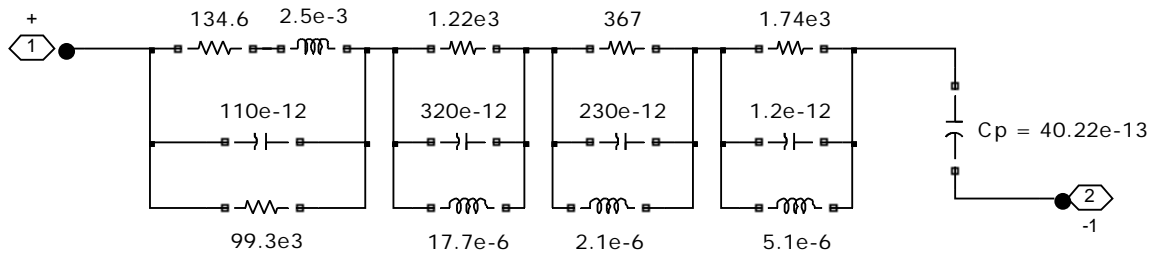


Fig.4- 6: Modèle équivalent de la charge en mode commun

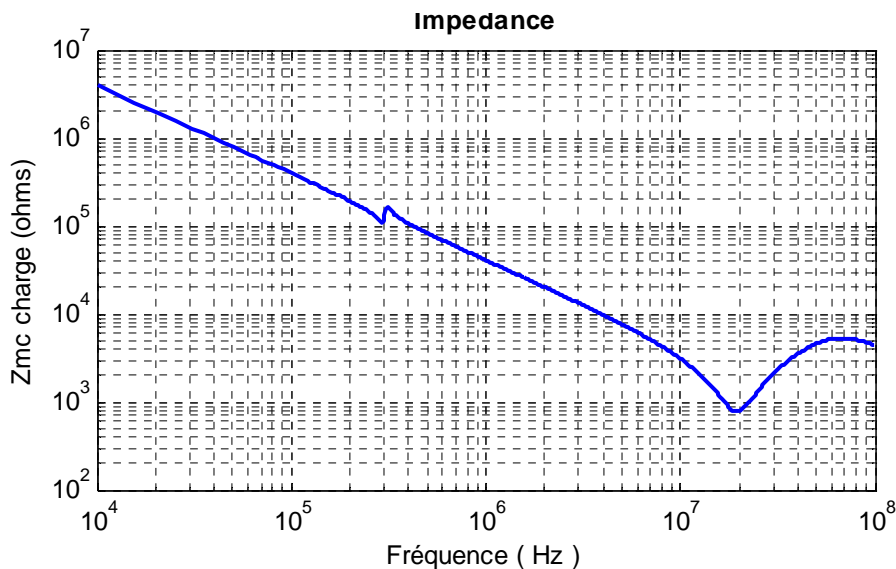


Fig.4- 7: Évolution de l'impédance MC de la charge avec la fréquence

4.5.1 Modèle haute fréquence basé sur la combinaison de la mesure et la simulation

Afin de pouvoir effectuer des essais en haute fréquence avec des filtres différents, notre idée a donc été de créer un modèle basé sur une combinaison de la mesure avec la simulation [72]. Le modèle de démonstration proposé est présenté par la Figure 4-8.

Dans cette configuration, en prenant en considération le fait que le courant MC circule seulement entre le convertisseur et le RSIL, comme nous avons montré précédemment, la charge est donc retirée du modèle. Ainsi, ce dernier est constitué de l'association d'une source de tension en mode commun (V_{mc}) issue de la mesure, du modèle en MC de câble, du modèle en MC de l'RSIL, ainsi que le modèle en MC de deux filtres CEM (filtre d'entrée et filtre RF).

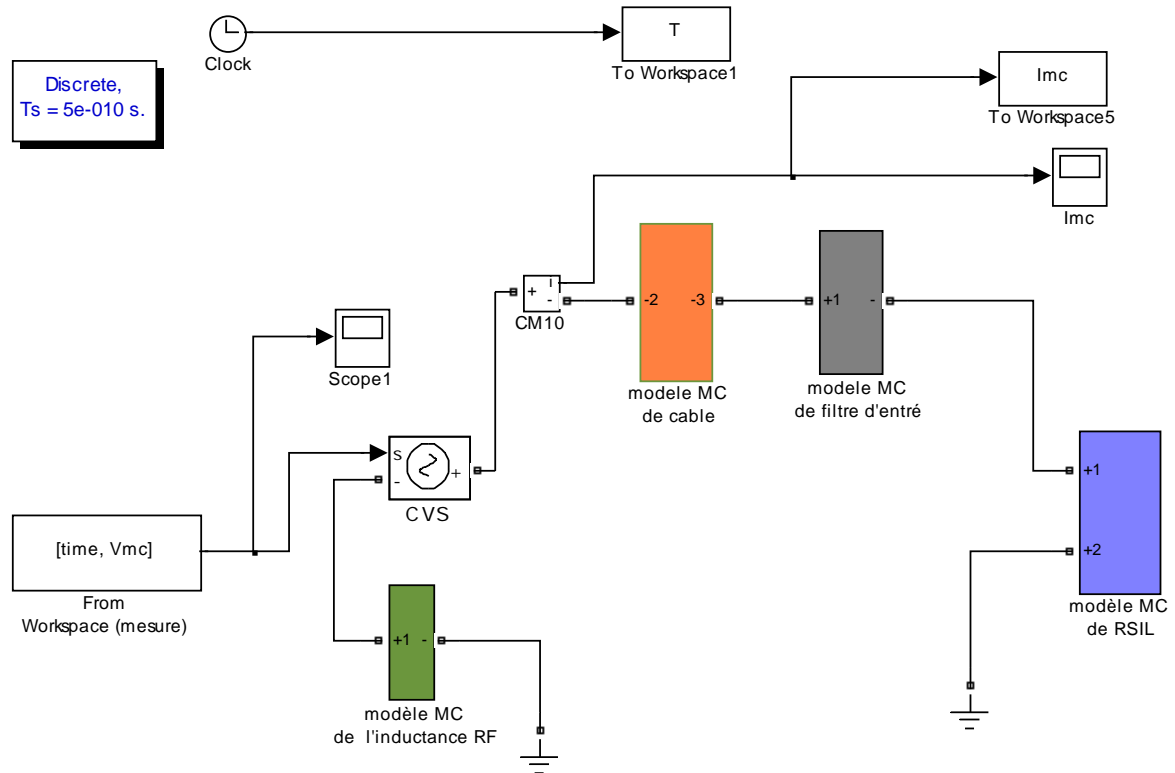


Fig-4- 8: Modèle de la combinaison de la mesure avec la simulation pour le test des filtres CEM en haute fréquence

4.5 .1.1 Validation du modèle de simulation

Les conditions de fonctionnement de cette configuration sont les mêmes que celles décrites au chapitre 2.

Afin de valider notre modèle développé, il est nécessaire d'établir une comparaison entre le courant MC mesuré et celui issu du modèle. Le courant MC peut être simulé à partir de la connaissance de la tension de mode commun mesurée aux bornes du RSIL en isolant la charge du plan de masse, l'impédance en MC du câble et l'impédance en MC de l'RSIL comme le montre la Figure 4-9. La mesure du courant MC a également été effectuée en isolant la charge du plan de masse. Le résultat de la comparaison dans le domaine fréquentiel entre le courant de mode commun mesuré par la sonde de courant (Tektronix TCPA300, 100MHz) et celui modélisé sans insertion des filtres CEM est présenté par la Figure 4-10.

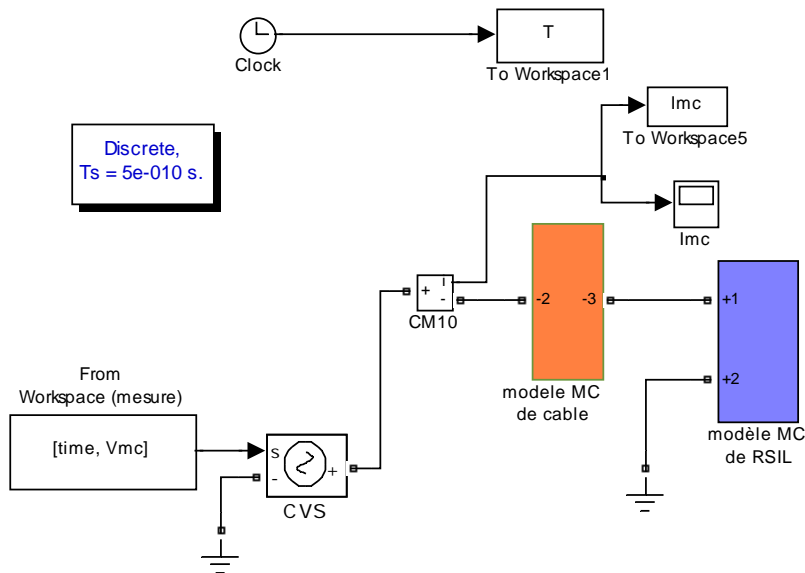


Fig.4- 9: Modèle pour la prédetermination du courant de mode commun

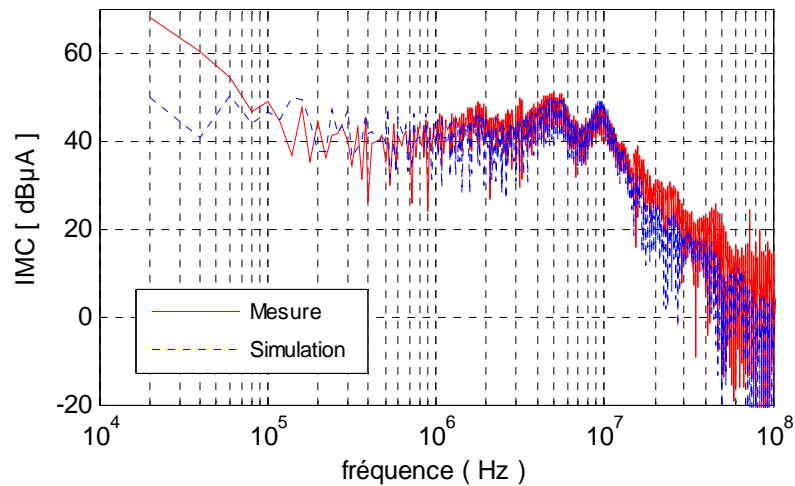


Fig.4- 10: Comparaison des spectres du courant MC simulé et mesuré

Le résultat de comparaison montre un très bon accord entre le courant MC simulé et celui mesuré dans la gamme de fréquences: 150kHz à 15MHz. Dans la gamme de fréquences: 15 à 100MHz, le résultat présente un maximum de différence d'amplitude environ 7dB. Cet écart peut provenir d'un manque de précision dans la modélisation du câble en haute fréquence, sachant que le calcul des effets parasites de notre modèle développé est basé sur des formules analytiques. En outre, ces formules présentent une erreur de 4% par rapport aux mesures [27].

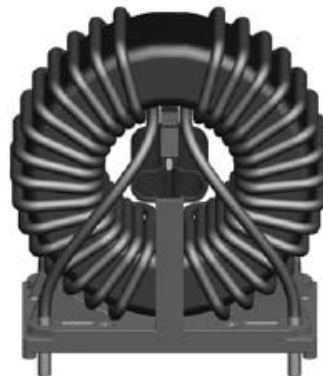
4.5 .1.2 Simulation du modèle avec insertion du filtre CEM d'entrée (Inductance MC)

Le modèle qui montre la combinaison de la mesure et la simulation pour la simulation des filtres CEM en haute fréquence est celui présenté par la Figure 4-9.

Le choix des filtres CEM est très important car il détermine la tenue en atténuation des perturbations de mode commun sans dégradation des performances de filtrage en mode différentiel [72]. Notons que, la réduction du volume, du poids et du coût de filtre CEM sont des exigences du marché. L'efficacité du filtre peut être simplement définie en comparant les résultats obtenus avec la norme en vigueur, par exemple, MIL-STD-461E (norme militaire), ou la norme DO-160D (norme aéronautique).

Ce filtre de MC peut être inséré à l'entrée du convertisseur ou à sa sortie. Cependant, la charge dans l'association convertisseur machine étant inductive, ce filtre est très souvent intégré à l'entrée du convertisseur, là où son insertion est neutre vis-à-vis d'autres équipements électriques. Il pourrait également réduire les perturbations dans d'autres parties du système d'entraînement (dans le câble ou dans la source d'alimentation) si ses éléments sont de valeurs suffisamment grandes.

Pour le filtre CEM d'entrée, l'inductance MC de TDK Group Company B82726S6123N020 [79], présentée par la Figure 4-11 est choisie pour le test dans le modèle de simulation développé.



B82726S6123N020

Fig.4- 11: Photo réelle de l'inductance MC

Ce filtre MC a été sélectionné afin de répondre aux critères recommandés suivants :

- Courant et tension élevés,
- Fréquence (50/60 Hz),
- Insérer dans les deux phases de la ligne (moins d'encombrement),
- Réduire les perturbations en MC dans la plage de fréquence allant de 150KHz jusqu'à 30MHz.
- Réduire les perturbations en MD dans la plage de fréquence allant de 150KHz jusqu'à 30 MHz.

- Courant de fuite très faible,
- Et évidemment, volume, poids et coût réduites.

Les caractéristiques de cette inductance sont:

- $L = 3,3\text{mH}$,
- $I_{\text{max}} = 12\text{A}$,
- $V_{\text{DC}} = 750\text{V}$,
- Dimension: $55 \times 28 \text{ mm}$ et poids de 115 g .

En raison de l'absence de résonances, cette inductance de mode commun est très simple à modéliser, en effet un simple circuit RLC parallèle suffit pour l'approcher jusqu'à 40MHz .

Le modèle équivalent simplifié de l'inductance MC est représenté par le schéma du circuit de la Figure 4-12 [72], et l'évolution de son impédance en fonction de la fréquence est représentée sur la Figure 4-13.

Les valeurs des éléments de ce circuit sont :

$$L_{\text{mc}} = 3.3\text{mH},$$

$$R_{\text{FE}} = 12\text{k}\Omega,$$

$$C_{\text{W}} = 23\text{pF}.$$

$$R_{\text{CU}} = 8.4\text{m}\Omega.$$

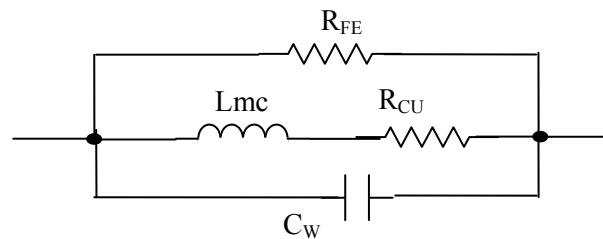


Fig.4- 12: Schéma simplifié du circuit équivalent de l'inductance MC

Avec :

L_{mc} représente l'inductance propre de filtre,

R_{FE} représente les pertes magnétiques dans le noyau,

R_{CU} représente les pertes de cuivre dans l'enroulement,

C_{W} représente la capacité parasite d'enroulement (enterspires).

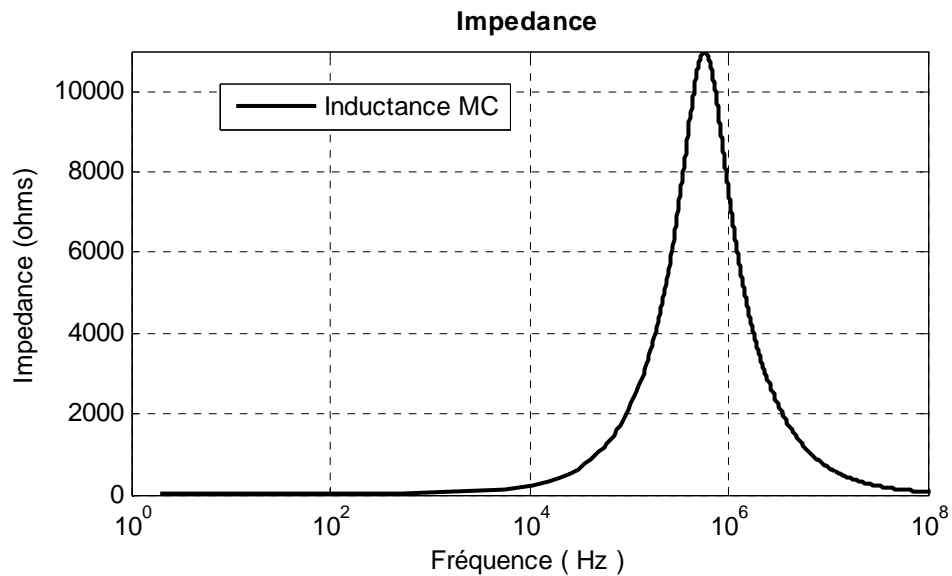


Fig.4- 13: Évolution de l'amplitude de l'impédance de l'inductance MC en fonction de la fréquence

La Figure 4-14 présente la comparaison du courant MC sans et avec utilisation de l'inductance MC.

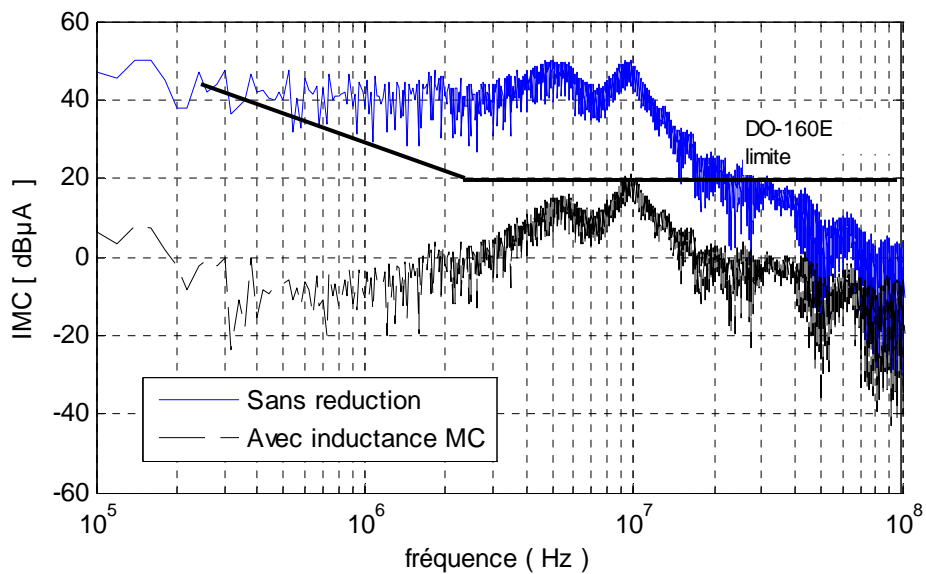


Fig.4- 14: Évolution du spectre du courant de mode commun

Sur la Figure 4-14, nous remarquons que le filtrage par inductance MC est effectivement très puissant dans toute la bande 150kHz–30MHz, où l'atténuation peut atteindre 40dB. Il permet de respecter la norme DO160-power lines [65]. Au-delà de 30MHz le niveau de bruit est proche à la configuration sans filtrage et l'atténuation ne dépasse pas les 10dB.

4.5 .1.3 Simulation du modèle avec insertion du filtre RF (Radio Frequency Inductor)

Le modèle qui montre l'insertion du filtre RF est présenté par la Figure 4-9.

Notre but est d'avoir un filtrage agissant sur une large bande, allant de 150kHz à 100MHz, mais l'inductance MC est dimensionnée pour réduire les perturbations en MC dans la plage de fréquence allant de 150KHz jusqu'à 30MHz. Afin de remédier à ce problème, nous rajoutons donc une inductance RF (mise à la terre à travers une inductance RF) [72]. Celle-ci est insérée entre la masse de terre (plan de référence de masse) et la masse du châssis du convertisseur comme représenté sur la Figure 4-5.

Ainsi, l'inductance RF empêche le retour du courant de perturbation en mode commun à des fréquences élevées. Par conséquent, elle est dimensionnée en particulier pour le courant de mode commun qui est beaucoup plus faible par rapport au courant d'alimentation et le courant MD, cette caractéristique permet de réduire le volume et le poids de ce filtre CEM.

La technique proposée est plus adaptée pour les câbles non blindés, sa mise en œuvre est facile.

L'inductance de la catégorie « High current HF chokes » et de marque BRC-220U [80] représentée sur la Figure 4-15 a été sélectionnée pour le test dans le modèle de simulation développé comme une mise à la terre à travers l'inductance RF.



Fig.4- 15 : Photo réelle de l'inductance RF

Ce filtre RF a été sélectionné afin de répondre aux critères recommandés suivants :

- Courant élevés,
- Gamme de fréquences élevée,
- Dimensionné seulement pour le courant de mode commun,
- Réduit les perturbations en MC dans la plage de fréquence allant de 500KHz jusqu'à 100MHz.
- Courant de fuite très faible,
- Compensation de l'atténuation des filtres d'entrés en haute fréquence,
- Volume, poids et coût fortement réduite.

Les caractéristiques de cette inductance sont:

- $L = 220 \mu\text{H}$,
- Gamme de fréquences de 0,3 à 200 MHz,
- Hauteur de 6 mm, diamètre extérieur, ext. $\varnothing = 15\text{mm}$, diamètre de fil, $\varnothing = 0,07 \text{ mm}$,

- Résistance $< 0.03\Omega$,
- Courant max = 5A,
- Poids de 5g.

Comme dans le cas de l'inductance MC, ce filtre RF a l'avantage de l'absence de résonances, il est donc, très simple à modéliser. En effet le circuit RLC parallèle de la Figure 4-16 suffit pour l'approcher jusqu'à 100MHz. Les valeurs de ce circuit RLC sont :

$$L_{mc} = 220\mu\text{H},$$

$$R_{FE} = 730\Omega,$$

$$C_W = 2,3\text{pF},$$

$$R_{CU} = 25\text{m}\Omega.$$

L'évolution de l'amplitude de l'impédance du filtre RF en fonction de la fréquence est représentée sur la Figure 4-16.

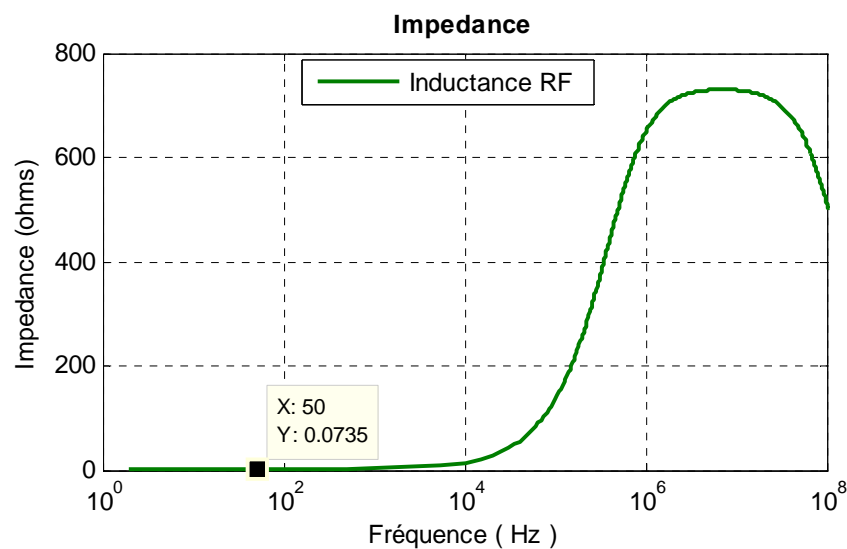


Fig.4- 16: Évolution de l'amplitude de l'impédance de l'inductance RF en fonction de la fréquence

La Figure 4-17 présente la comparaison du courant MC sans et avec utilisation de l'inductance RF.

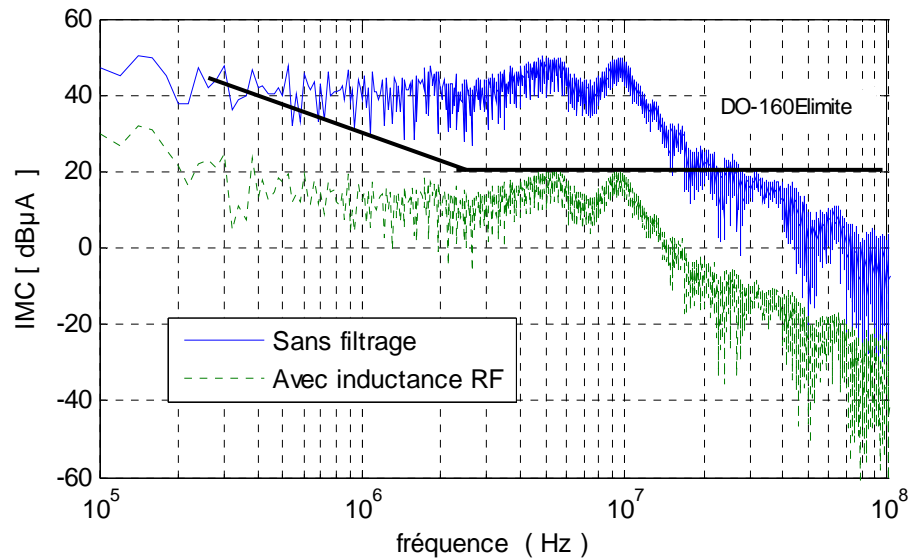


Fig.4- 17: Évolution du courant de mode commun en fonction de la fréquence

Sur la Figure 4-17, nous remarquons que le filtrage par inductance RF est effectivement très puissant dans toute la bande 300kHz–100MHz, où l'atténuation n'a pas chuté en dessous de 25 dB et il permet de respecter la norme DO160-power lines.

4.5 .1.4 Comparaison de l'efficacité de deux filtres

La comparaison de l'évolution de l'amplitude de l'impédance de deux filtres CEM en fonction de la fréquence est représentée dans la Figure 4-18.

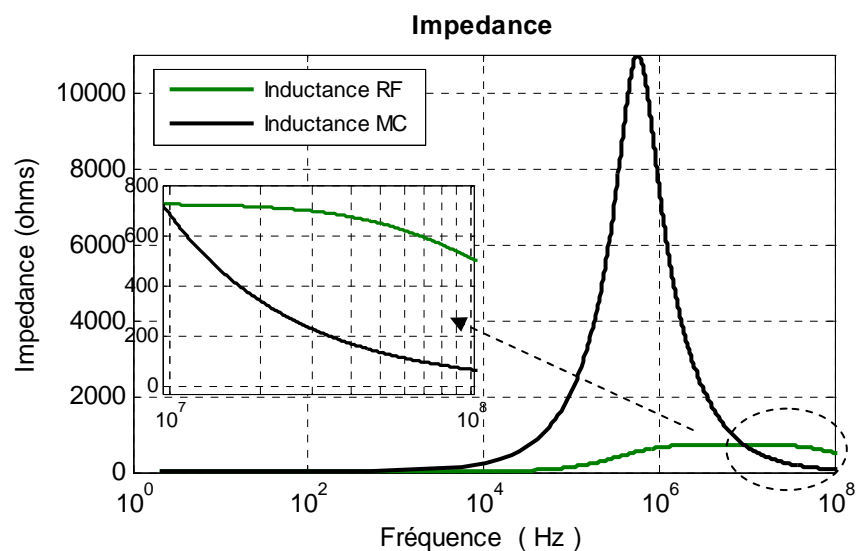


Fig.4- 18: Comparaison de l'évolution des amplitudes des impédances de deux filtres CEM

La comparaison de l'efficacité de l'atténuation de deux filtres est présentée dans la Figure 4-19.

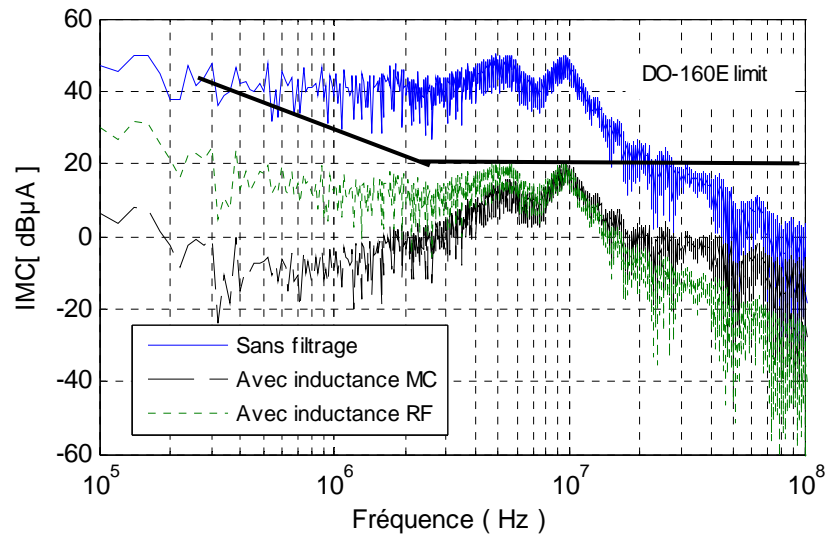


Fig.4- 19: Comparaison de l'évolution du courant MC pour les deux filtres CEM

A partir de ces résultats, nous constatons que le niveau du courant de mode commun sans utilisation du filtrage ne respecte pas le gabarit défini par la norme DO-160E [8] (tracé en noir sur la Figure 4-19).

Il est également noté que le niveau le plus élevé des émissions EMI qui dépasse la norme se trouve dans la zone de bruit de commutation situé dans la gamme de fréquences de 1 MHz à 10 MHz. Au-delà, le niveau de bruit diminue en raison de la chute du niveau intrinsèque de la source de perturbation.

Nous constatons également que, la réduction du courant MC en utilisant l'inductance MC (CM choke) est en fait très puissante dans toute la bande de 150 KHz-10 MHz. En revanche, la réduction du courant MC à l'aide de l'inductance RF est réellement très puissante dans toute la bande MHz 6 MHz-100. L'atténuation des émissions conduites est atteinte jusqu'à 30 dB. Au-delà de 10 MHz, l'efficacité de l'inductance RF (mise à la terre à travers l'inductance RF) est supérieure à celle de l'inductance MC. Par conséquent, l'inductance RF peut être utilisée comme un compensateur de filtres d'entrée en haute fréquence.

4.6 Etude des performances de filtrage CEM sur la réduction du rayonnement en mode commun

4.6.1 Modèle de simulation du rayonnement par la méthode FDTD

Le modèle de simulation adopté au chapitre 3, pour l'étude du rayonnement en mode commun sera utilisé avec les mêmes conditions et paramètres de simulation. Le câble non blindé est constitué d'un seul conducteur, et c'est la structure métallique (plan de masse) qui agit comme conducteur de retour de courant. Cependant, dans cette configuration, la source

d'excitation est le courant de mode commun circulant dans le câble entre le convertisseur et le RSIL comme le montre dans la Figure 4-20. A partir de ce modèle, seul le champ magnétique sera évalué et comparé dans les deux cas : sans et avec utilisation de filtrage [36]. Comme nous avons vu dans l'étude du champ magnétique présentée dans le chapitre 3, les gabarits de champ électromagnétique dans la plupart des normes sont fournis en champ magnétique en dessous de 30MHz. En outre, le modèle développé dans le deuxième chapitre permet de prédire les courants en MC jusqu'à une fréquence de 30MHz. Par conséquent, ce modèle est adapté pour cette étude, les deux filtres CEM étudiés précédemment sont insérés séparément dans le modèle de simulation. Le courant MC issu de l'insertion de chaque filtre sera injecté dans le modèle FDTD comme une source de perturbation.

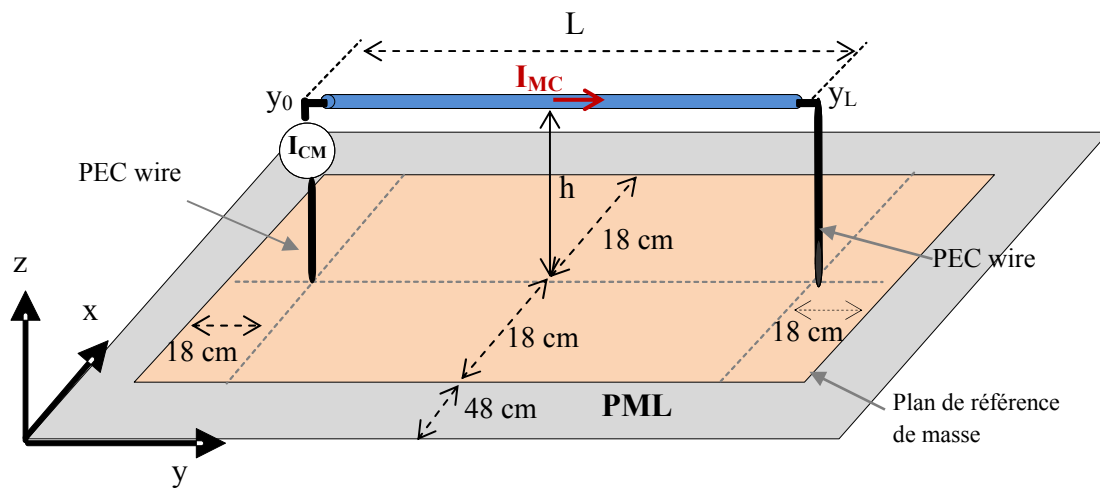


Fig.4- 20: Modèle équivalent du rayonnement en mode commun

4.6.1.1 Validation du modèle

La Figure 4-21 présente le résultat de comparaison du spectre du champ magnétique H_x , mesuré et ce lui stimulé par la méthode FDTD à 0,2 m au-dessus du câble.

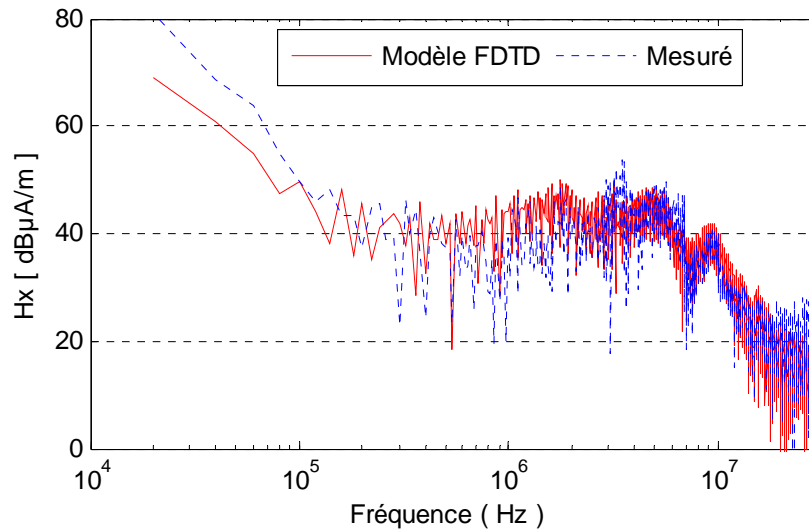


Fig.4- 21: Comparaison du spectre de la composante du champ magnétique proche H_x mesurée et celle simulée par la méthode FDTD

La Figure 4.21 montre qu'un bon accord est observé entre le résultat de la mesure et celui obtenu en employant le modèle FDTD. Une différence de quelques dB qui apparaissent peut résulter de la contribution du mode différentiel (DM) au champ magnétique mesuré.

4.6.2 Modèle de prédiction du courant MC avec l'insertion des filtres CEM

Dans cette configuration, l'inductance MC est insérée à l'entrée du convertisseur, les inductances RF sont insérées respectivement entre le plan de référence de masse et la masse du châssis du convertisseur et la charge comme indiqué sur la Figure 4-22 [36]. La seule exigence est le choix de la section de fil de la bobine qui doit être bien conçu pour supporter le courant de défaut à la terre qui peut survenir quand une ou plusieurs phase (s) est court-circuité à la masse.

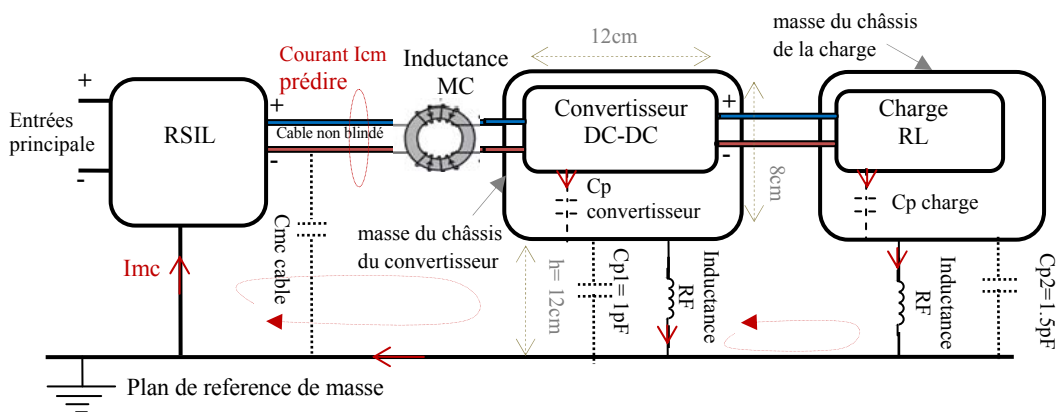


Fig.4- 22: Représentation du schéma détaillée du modèle d'insertion des filtres CEM

4.6.3 Résultats de simulations

L'effet du filtrage CEM sur le rayonnement des câbles est prise en compte dans la modélisation en utilisant le schéma de la Figure 4-22.

L'effet de la mise à la terre du convertisseur et de la charge à travers les inductances RF est montré par l'évolution de ses modules d'impédances MC en fonction de la fréquence, avec et sans l'utilisation de la mise à la terre inductive.

La Figure 4.23 présente l'évolution des impédances MC de la charge, du convertisseur, et du câble, sans avec utilisation de mise à la terre à travers les inductances RF.

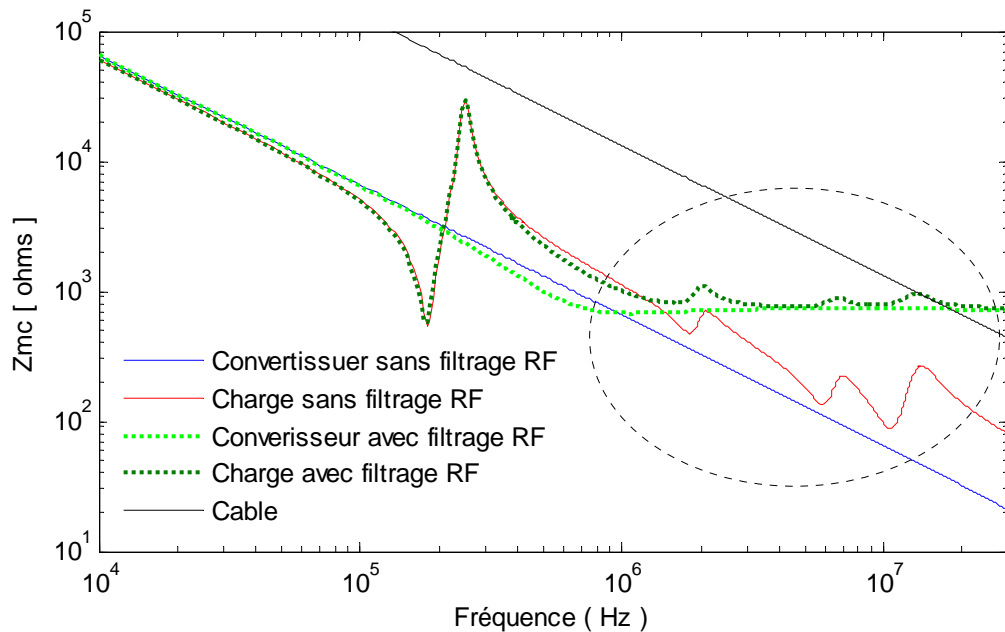


Fig.4- 23: Évolution de l'amplitude de l'impédance de la charge en fonction de la fréquence

A partir de la Figure 4-23, nous constatons qu'au-dessus de 1MHz, les modules d'impédances de MC du convertisseur et la charge à l'aide de filtrage RF sont supérieurs à ceux sans utilisation de filtrage. Nous notons également que, au-delà de 20MHz, les capacités parasites du câble ont un rôle important pour l'écoulement des courants MC, où, ces capacités parasites peuvent être réduites si le câble est fixé à une hauteur élevée du plan de masse.

Comme le câble non blindé est utilisé, où le retour des courants MC se fait uniquement par le plan de référence de masse comme représenté à la Figure 4-22. Par conséquent, cette technique de filtrage permet de réduire toutes les boucles de courant MC apparaissent dans la représentation schématique.

La Figure 4-24 présente l'évolution du courant MC issu du modèle de simulation dans les deux cas : sans et avec utilisation du filtrage CEM.

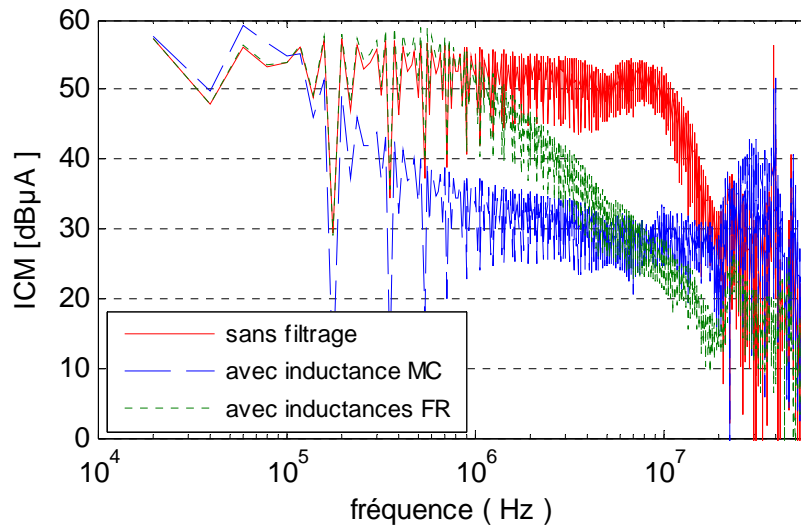


Fig.4- 24: Évolution du courant de mode commun en fonction de la fréquence

La Figure 4-25 présente l'évolution du champ magnétique évalué par la méthode FDTD dans les deux cas : sans et avec utilisation du filtrage CEM.

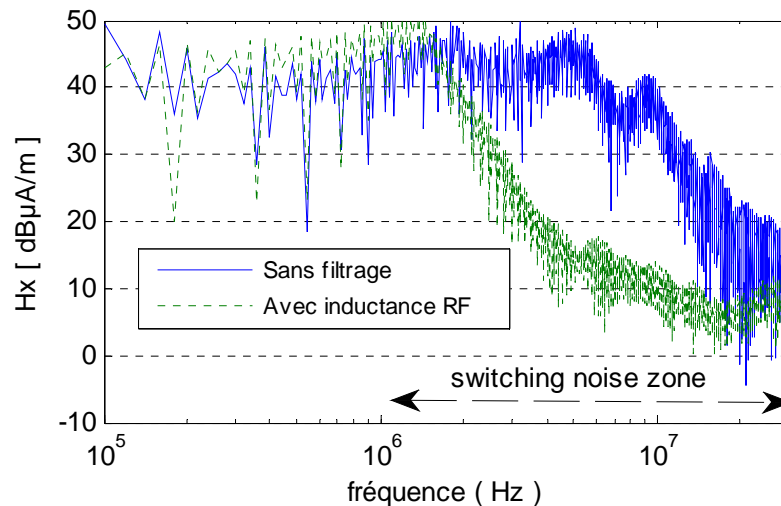


Fig.4- 25: Évolution du champ magnétique en fonction de la fréquence

La Figure 4-25 montre la contribution de la mise à la terre à travers l'inductance RF sur la réduction des émissions rayonnées en mode commun. D'après ce résultat, nous constatons que la technique de réduction est en fait très puissante dans toute la bande de 1MHz-30MHz. Ainsi, les niveaux d'émissions conduites et rayonnées peuvent être réduits de 25 dB. Cette technique de filtrage est considérée comme une solution efficace en vue de la réduction du coût et la taille des filtres CEM dans les convertisseurs dc-dc. L'inductance RF empêche le retour du courant de mode commun à des fréquences élevées, elle permet ainsi de réduire les boucles de courant MC et, par conséquent, réduction du rayonnement en mode commun des câbles. Cette technique

peut être aussi utilisée pour la compensation de l'atténuation des filtres CEM d'entrée et de sortie des convertisseurs à des fréquences élevées.

4.7 Conclusion

Différentes études effectuées par le passé ont déjà montré l'importance des matériaux magnétiques d'un filtre CEM sur son fonctionnement. Diverses solutions ont également été proposées pour améliorer la réponse en haute fréquence. Mais l'inconvénient majeur de toutes ces méthodes est qu'elles ne garantissent pas que le résultat obtenu soit optimal. Les travaux réalisés au cours de ce chapitre ont donc pour objectif d'exploiter l'ensemble des caractéristiques de différents filtres CEM dans le but de trouver une solution optimisée de filtrage. Donc, obtenir une atténuation élevée des perturbations en mode commun sans dégrader les performances de filtrage en mode différentiel. Pour ce faire, un modèle combinant la mesure et la simulation pour la prédiction des courants de mode commun engendrés par le système de conversion a été étudié. Le modèle de simulation proposé constitue donc un outil fiable, il permet de réduire fortement les temps de simulations pour tester les performances de ce filtrage. Les résultats sont alors assurés tant que l'impact des effets parasites des câbles reste limité, voire négligeable. L'opportunité du modèle développé nous a permis également d'analyser individuellement l'influence de chaque filtre (inductance MC et/ou inductance RF) sur l'atténuation des courants MC.

Enfin, la réduction du niveau des émissions électromagnétiques conduites et rayonnées en utilisant la technique de filtrage CEM/RF a été présentée. Les résultats ont montré que les niveaux d'émissions conduites et rayonnées peuvent être réduits jusqu'à 30 dB dans la zone de bruit de commutation.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Le travail réalisé au cours de cette thèse s'est concentré sur l'étude des perturbations conduites et rayonnées par les systèmes de conversion de puissance. Ce travail entre dans le cadre de l'étude CEM (ou compatibilité électromagnétique) des systèmes de conversion d'énergie intégrant des convertisseurs en électronique de puissance qui fonctionnent à des vitesses de commutation plus élevées.

Une démarche commune dans la caractérisation CEM conduite et rayonnée des systèmes de conversion de puissance est d'effectuer d'abord un test d'interférence électromagnétique initial sur le système complet dans la gamme de fréquence indispensable, suivi par des tests au niveau des composants du système, pour localiser plus précisément les sources de perturbation électromagnétique (PEM). Une fois que les sources sont identifiées, des efforts sont faits pour limiter les émissions, soit en améliorant le blindage, le filtrage, la mise à la Terre ou l'utilisation de différents types de câbles et de configurations.

Dans notre étude le convertisseur utilisé est équipé d'un nouveau composant semiconducteur en Carbure de Silicium (MOSFET en SiC) de nouvelle génération utilisant la nouvelle technologie en Carbure de Silicium, ce nouveau composant amène des avantages comme une vitesse de commutation plus élevée qui permet d'améliorer le rendement et le fonctionnement à hautes températures et offre la possibilité de réduire l'encombrement du système de refroidissement. Mais ces propriétés conduisent à l'apparition de nouveaux problèmes CEM. En outre, la réglementation internationale sur la compatibilité électromagnétique, impose également des restrictions sur les niveaux d'émissions électromagnétiques tolérés. Il est donc devenu essentiel de prédire ces perturbations afin de proposer des solutions de réduction et de garantir le respect des normes CEM.

Afin d'atteindre les objectifs fixés dans cette thèse, dans un premier temps une étude d'un système de conversion d'énergie intégrant un convertisseur dc-dc avec un MOSFET SiC a été présentée. Une méthode permettant de prédire les perturbations en CEM a été développée. Cette méthode est basée sur le calcul des signaux parasites par la simulation temporelle avec le modèle simplifié et précis des composants semiconducteurs. Les commutations de ces interrupteurs de puissance constituent la source principale des perturbations électromagnétiques dans un système de conversion d'énergie. La précision de l'étude CEM d'un système dépend donc grandement de la précision de leur modélisation utilisée. Les sources de perturbation électromagnétique excitent les différents chemins de propagation, sur une bande de fréquence plus ou moins large, en fonction de la raideur des fronts de tension et de courant qu'ils génèrent. C'est pourquoi, nous avons porté une attention particulière à la modélisation des sources de PEM. Sachant que la

modélisation haute fréquence des semiconducteurs est assez complexe, nous avons proposé une méthode basée sur la combinaison de la mesure et la simulation, la tension drain-source (V_{ds}) mesurée au borne du MOSFET dans le domaine temporel a remplacé le MOSFET et a été introduite dans le modèle en tant que source primaire de perturbation afin de tenir compte des effets CEM en haute fréquence des semiconducteurs. La tension V_{ds} mesurée est ensuite utilisée dans la simulation pour obtenir une approximation correcte des formes d'ondes de commutation.

Le modèle du système de conversion a été simulé avec le logiciel MATLAB/SIMULINK dans le domaine temporel, suivie d'une analyse fréquentielle des signaux issus, les résultats obtenus ont été comparés avec différentes mesures comme la tension au niveau des bornes positive et négative du RSIL, la tension en MC et en MD, et les courants circulant dans le câble de puissance ainsi que le courant en MC. Cette comparaison nous a permis de vérifier que la précision de l'approche de simulation est satisfaisante pour la prédiction des perturbations conduites générées par le convertisseur d'électronique de puissance.

Le rayonnement électromagnétique dans ce système de conversion a été étudié en utilisant une méthode numérique dite FDTD. Le principe de fonctionnement des convertisseurs génère des perturbations électromagnétiques à large étendue spectrale et de grande amplitude. Le câble de puissance représente sans aucun doute le vecteur privilégié pour la circulation des perturbations conduites ; il constitue par conséquent la principale source de rayonnement de ces perturbations. Les différents modes de rayonnement des câbles de puissance dans les conditions spécifiques imposées par la norme (DO-160E) ont été étudiés et analysés. Cette étude est basée, d'une part, sur le développement des modèles de rayonnement du câble de puissance par chaque mode de courant, et d'autre part, sur la validation expérimentale des résultats numériques sur un banc d'essai expérimental.

Les différents modèles réalisés pour la quantification des perturbations conduites et rayonnées ont démontré la possibilité de prévoir un ensemble de solutions de filtrage associés. En effet, les modèles ont permis de montrer l'importance de l'ajout d'une inductance de mode commun et qui amène une atténuation du spectre de 30dB sur une bande de fréquence allant de 150KHz jusqu'à 30MHz, de même que l'ajout de l'inductance RF permet une atténuation du spectre de 30dB sur une bande fréquence allant de 6MHz jusqu'à 100MHz. Les deux solutions combinées ont montré que l'atténuation est meilleure.

Ainsi, les travaux menés au cours de ce travail ont conduit à l'élaboration d'un modèle de simulation des perturbations conduites et rayonnées dans le domaine temporel, suivie par une analyse fréquentielle des signaux simulés en utilisant la FFT, le comportement fréquentiel des signaux perturbateurs est calculé. Ce modèle de simulation est perçu comme un laboratoire

Conclusion Générale

virtuel, il ne nécessite qu'une simple mesure de la tension V_{ds} aux bornes du MOSFET dans le domaine temporel. Notons que cette mesure n'a pas besoin de l'utilisation d'une chambre anéchoïque ou des instrumentations CEM très coûteux. Par ailleurs, cette mesure devient non nécessaire dans le cas où on développe un modèle CEM des composants actifs.

Cependant, plusieurs perspectives peuvent être envisagées pour ces travaux. Elles peuvent être regroupées suivant les axes ci-dessous:

- Développement des modèles CEM des composants semiconducteurs, et ceci peut aider à améliorer la simulation du comportement des phénomènes CEM en haute fréquence.
- Développement des outils de modélisation numérique (Eléments finies, Partial Element Equivalent Circuit « PEEC ») capables de simuler le comportement exact des modèles de câble, de charge et de convertisseur en fonction de la fréquence.
- Amélioration de la modélisation des composantes du système de conversion étudié pour prédire les perturbations conduites à des fréquences élevées (au dessus de 30MHz).
- Réduction du temps de simulation par la méthode FDTD en focalisant l'étude sur les pire des cas des émissions rayonnées produites par le courant de commutation de mode commun lors de l'ouverture ou fermeture des interrupteurs.

Références Bibliographiques

Références Bibliographiques

- [1] P. Friedrichs, “SiC power devices for industrial applications,” in Proc. IEEE Int. Conf. Power Electronics., Sapporo, Japan, Jun. 2010, pp. 3241–3248.
- [2] R. A. Wood and T. E. Salem, “Evaluation of a 1200-V, 800-A All-SiC dual module,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 26, no. 9, pp. 2504–2511, Sep. 2011.
- [3] P. Bogonez-Franco, J.B Sendra, “EMI comparison between Si and SiC technology in a boost converter,” in Proc. IEEE Int. Symp. Electromagnetic Compatibility., Sept. 2012, pp.1–4.
- [4] E. Rondon, F. Morel, C.Vollaire, & J. L. Schanen, “Modeling of a buck converter with a SiC JFET to predict EMC conducted emissions,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 05, pp. 2246–2260, May. 2014.
- [5] CISPR 16-2-3: International Special Committee on Radio Interference, Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods, Second edition, 2006-07.
- [6] G. Grandi, D. Casadei, U. Reggiani, “Common-and differential-mode HF current components in AC motors supplied by voltage source inverters,” IEEE Trans. Power Electron. , vol. 19, no. 1, pp. 16–24, January 2004.
- [7] F. Costa , C. Gautier , B. Revol , J. Genoulaz and B. Demoulin , “Modeling of the near-field electromagnetic radiation of power cables in automotives or aeronautics,” IEEE Trans. Power Electron. , vol. 28, no. 10 , pp.4580 -4593 , Oct. 2013.
- [8] C. R. Paul, “A comparison of the contributions of common-mode and differential-mode currents in radiated emissions,” IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 31, no. 2, pp. 189–193, May. 1989.
- [9] H. Chen and Z. Qian, “Modeling and characterization of parasitic inductive coupling effects on differential-mode EMI performance of a Boost converter,” IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 53, no. 4, pp. 1072– 1080, Nov. 2011.
- [10] R. G. Kaires, “The correlation between common mode currents and radiated emissions,” in Proc. IEEE Int. Electromagnetic Compatibility. Symp. Washington, DC., Aug. 2000, pp. 141–146.
- [11] J. Meng, W. Ma, and L. Zhang, “Determination of noise source and impedance for conducted EMI prediction of power converters by lumped circuit models,” in Proc. IEEE Spec. Conf. Power Electronics., 2004, vol. 4, pp. 3028–3033.
- [12] H. Bishnoi, A. C. Baisden, P. Mattavelli, and D. Boroyevich, “Analysis of EMI terminal modeling of switched power converters,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 9, pp. 3924–3933, Sep. 2012.
- [13] F. T. Belkacem, M. Bensetti, M. Laour, A. Boutar, M. Djennah, D. Moussaoui, and B. Mazari, “The analytical, numerical and neural network evaluation versus experimental of electromagnetic shielding effectiveness of a rectangular enclosure with apertures,” in Proc. IEEE 9th Int. Conf. Cybern. Intell. Syst., 2010, pp. 1–6.
- [14] F. T. Belkacem, A-G. Boutar, M. Bensetti, M. Laour, and D. Moussaoui, “Analysis of Shielding Effectiveness of a Rectangular Enclosure with Aperture Irradiated by Plane Wave Using the

- Intermediate Circuit Model,” in Proc. IEEE Int. Conf. Electromagnetics in Advanced Applications., Sept. 2011, pp.881–885.
- [15] M. Laour, “Etude numérique et expérimentale de l’efficacité de blindage d’une enceinte métallique munis d’ouvertures: Application de la méthode FDTD”. Mémoire de Magister du laboratoire Système Electromagnétique de l’Ecole Militaire Polytechnique d’Alger, soutenue en 2009.
- [16] F. Chauvet, “Compatibilité électromagnétique. Introduction.,” Techniques de l’Ingénieur, Electronique., vol. 5, no E3750, pp. D1900E3750. 1-D1900E3750. 20. 1993.
- [17] T. Hubing, “Using component level measurements to determine system level radiated emissions”, in Proc. IEEE Int. Symp. Electromagnetic Compatibility., Detroit MI, USA, August 2008.
- [18] K. Mainali, R. Oruganti, K. Viswanathan, N. Swee, “A Metric for Evaluating the EMI Spectra of Power Converters,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 4, pp. 2075 – 2081, 2008.
- [19] N. Mutoh, J. Nakashima, M. Kanesaki, “Multilayer power printed structures suitable for controlling EMI noises generated in power converters,” IEEE Trans. Industrial Electronics., vol. 50, no. 6 pp. 1085–1094, 2003.
- [20] R. Thomas, F. Li, C. Garrett, “Prediction of radiated EMI from high frequency power converters,” in Proc. IEEE Int. Conf. Power Electronics and Variable Speed Drives., no. 475, pp. 80–85, Sept 2000.
- [21] Q. Liu, F. Wang, D. Boroyevich, “Frequency-domain EMI noise emission characterization of switching power modules in converter systems,” in Proc. IEEE Conf and Exposition. Applied Power Electronics., vol. 2, no. 475, pp. 787–79, March 2005.
- [22] J. Lai, X. Huang, S. Chen, and T. Nehl, “EMI characterization and simulation wit parasitic models for a low-voltage high current AC motor drive,” IEEE Trans. Industrial Applications., vol. 40, no. 1, pp. 178–185, Jan 2004.
- [23] Q. Liu, F. Wang, D. Boroyevich, “Conducted EMI noise prediction and characterization for multi-phase-leg converters based on modular-terminal-behavioral (MTB) equivalent EMI noise source model,” in Proc. IEEE Specialists. Conf. Power Electronics., June 2006, pp. 1–7.
- [24] A. Nagel, R.W. De Doncker, “Analytical approximations of interference spectra generated by power converters,” IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, New Orleans, Louisiana, Oct. 5–9, 1997.
- [25] F. Costa, D. Magnon, “Graphical analysis of the spectra of EMI sources in power electronics,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 20, no. 06, pp. 1491–1498, Nov. 2005.
- [26] B. Wang; K. El Khamlichi Drissi, J. Fontaine, “Modeling of the power spectrum density of an entirely randomized modulation in power converters,” in Proc. IEEE Int. Symp. Electromagnetic Compatibility., May 2003., pp. 11–16.
- [27] E Rondon-Pinilla, “Conception de convertisseurs électroniques de puissance à faible impact électromagnétique intégrant de nouvelles technologies d’interrupteurs à semi-conducteurs”. Thèse doctorat du laboratoire d’Electrotechnique « Ampère », Ecole Centrale de Lyon, soutenue en 2014.

- [28] Schwarzbeck Mess Elektronik : ‘Single path vehicle AMN (LISN) NNBM 8124’, www.schwarzbeck.de/en/, accessed June 2014.
- [29] Guo Ting, D.Y. Chen and F.C. Lee, “Separation of the common-mode- and differential-mode-conducted EMI noise,” *IEEE Trans. Power Electron*; vol. 11, no. 3, pp. 480–488, 1996.
- [30] Jérémie Aime, “Rayonnement des convertisseurs statiques. Application à la variation de vitesse”. Thèse doctorat du laboratoire de Génie Electrique de Grenoble, soutenue en 2009.
- [31] S. Hrigua, F. Costa, B. Revol, C. autier, “Nouvelle méthode d’analyse des interférences électromagnétiques (IEM) dans les convertisseurs statiques,” 14ème édition de la Conférence Electronique de Puissance du Futur Bordeaux. 2012. pp. 5–7.
- [32] R-M. Popescu, “Vers de nouvelles méthodes de prédiction des performances CEM dans les convertisseurs d’Electronique de Puissance”. Thèse doctorat de l’Université Joseph Fourier, Spécialité Génie Electrique,” soutenue en 1999.
- [33] Chaiyan Jettanasen, “ Modélisation par approche quadripolaire des courants de mode commun dans les associations convertisseurs-machines en aéronautique; optimisation du filtrage”. Thèse doctorat de laboratoire Ampère de l’INSA de Lyon, Spécialité Génie Electrique,” soutenue en 2008.
- [34] Poljak, Dragan. “ *Advanced modeling in computational electromagnetic compatibility*”. John Wiley & Sons, 2007.
- [35] **M. Laour**, R. Tahmi, F. Akel and M. Chikhe, “ Measurement, Modeling and Simulation of Conducted EMI Disturbances Generated by Power Electronic Converters,” 2^{ème} Conférence Internationale sur l’Automatique et la Mécatronique « CIAM’2015 », Oran, 10-11 Novembre 2015.
- [36] **M. Laour**, R. Tahmi, C. Vollaire, “ Modeling and Analysis of Conducted and Radiated Emissions due to Common Mode Current of a Buck Converter ,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 59, no. 04, pp. 1–8, Février 2017.
- [37] H. Heeb, A. E. Ruehli, “Three-Dimensional Interconnect Analysis Using Partial Element Equivalent Circuits,” *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl.*, vol. 39, no. 11, pp. 974–982, November 1992.
- [38] Wei, J., Gerling, D., & Schmid, S. P, “Prediction of conducted EMI in power converters using numerical methods,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Power Electronics and Motion Control Conference.*, September, 2012, pp. 3–6.
- [39] J. Ben Hadj Slama, S. Hrigua, F. Costa, B. Revol & C. Gautier, “Relevant parameters of spice3 MOSFET model for EMC analysis,” in *Proc. IEEE Int. Symp. Electromagnetic Compatibility.*, 2009, pp. 319 –323.
- [40] T. Sakurai, K. Tamaru, “Simple formulas for two and three dimensional capacitances,” *IEEE Trans. Electron Devices.*, vol.30, no.2, pp.183–185, Feb 1983.
- [41] E. Bogatin, “Design rules for microstrip capacitance,” *IEEE Trans. Components, Hybrids, and Manufacturing Technology*, vol.11, no.3, pp.253–259, Sep 1988.

- [42] S.Y. Poh, W.C. Chew, J. Kong “Approximate Formulas for line Capacitance and Characteristic Impedance of Microstrip line,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.29, no.2, pp.135–142, Feb 1981.
- [43] S. R. Nelatury, M. N. O. Sadiku, and V. K. Devabhaktuni, “CAD models for estimating the capacitance of a microstrip interconnect: Comparison and improvisation,” in Proc. Symp. Progress In Electromagnetics Research. Prague, Czech Republic, 2007, pp. 18–23.
- [44] Y. S. Sohn , J. C. Lee and H. J. Park “Empirical equations on electrical parameters of coupled microstrip lines for crosstalk estimation in printed circuit board,” IEEE Trans. Adv. Packag., vol. 24, no. 4, pp.521–527 2001.
- [45] S. Kim and D.P. Neikirk, “Compact equivalent circuit model for the skin effect,” in Proc. IEEE Microwave Symposium Digest., IEEE MTT-S International., San Francisco,CA,USA., jun 1996., vol. 3, pp 1815 –1818.
- [46] Weens Yannick, “modélisation des câbles d’énergie soumis aux contraintes générées par les convertisseurs électroniques de puissance”. Thèse de doctorat de l’université des Sciences et Technologies de Lille, Décembre 2006.
- [47] Y. Weens, N. Idir, R. Bausiere, & j.j. Franchaud, “Modeling and simulation of unshielded and shielded energy cables in frequency and time domains,” IEEE Trans. Magn., vol. 42, no 7, pp 1876–1882, 2006.
- [48] A. E. Ruehli, “Inductance Calculations in a Complex Integrated Circuit Environment,” IBM J. of Res. and Dev., vol. 16, no. 5, pp. 470–481, Sept. 1972.
- [49] C.R. Paul, « *Inductance: Loop and Partial* », John Wiley, Hoboken, N.J., 2010.
- [50] C. Hoer, C.Love, “Exact inductance equations for rectangular conductors with application to more complicated geometries,” J. Res. NBS, Vol. 69C, no. 2, pp. 127–137, 1965.
- [51] Y. Sohn, J. Lee, H. Park and S. Cho, “Empirical equations for electrical parameters of coupled microstrip lines with one side exposed to air,” Electron. Lett, vol. 35, no. 11, pp. 906–607, may., 1999.
- [52] F. Costa , C. Vollaïre and R. Meuret, “Modeling of conducted common mode perturbations in variable-speed drive systems,” IEEE Trans. Electromagn. Compat. , vol. 47, no. 4, pp. 1012-1021, 2005.
- [53] Allen Taflove, Susan C. Hagness, « *Computational Electromagnetic: The Finite-Difference Time-Domain Method* », 3rd Edition, Artech House, Boston. London, 2005.
- [54] Desières, Yohan. “Conception et études optiques de composants micro-photoniques sur matériaux III-V à base de structures à bande interdite de photon”. Thèse de doctorat, INSAT, Lyon, décembre 2001.
- [55] K. S. Yee, “Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell’s Equations in isotropic media,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 14, pp. 302–307, 1966.

- [56] M. Piket-May, A. Taflove, and J. Baron, "FDTD Modeling of Digital Signal Propagation in 3D Circuits with Passive and Active Loads," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 42, pp. 1514–1523, 1994.
- [57] R. Luebbers and H. Langdon, "A Simple Feed Model that Reduces Time Steps Needed for FDTD Antenna and Microstrip Calculations," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 44, no.7, pp. 1514–1523, Juillet 1996.
- [58] R. M. Joseph, S. C. Hagness, and A. Taflove, "Direct time integration of Maxwell's equations in linear dispersive media with absorption for scattering and propagation of electromagnetic pulses ," *Optics Letters*, vol. 16, pp. 1412–1414, Sept. 1991.
- [59] Rejiba, Fayçal, "Modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques en milieux hétérogènes-Application au Radar Sol". Thèse de doctorat. Université Pierre et Marie Curie-PARIS, 2002.
- [60] J-P. Bérenger, "A Perfectly Matched Layer for the Absorption of Electromagnetic Waves. Computational Physics," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 44, pp. 1–8, 1994.
- [61] Jean-François Girard, "Imagerie géoradar et modélisation des diffractions multiples". Thèse de doctorat, Université de : Louis Pasteur – Strasbourg 1, décembre 2002.
- [62] Y.Baba, N. Nagaoka, and A. Ametani, "Modeling of thin wires in a lossy medium for FDTD simulations," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 47, no. 1, pp. 54–61, 2005.
- [63] R. M. Mäkinen, J. S. Juntunen, and M. A. Kivikoski, "An improved thin-wire model for FDTD," *IEEE Trans.Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 5, pp. 1245-1255, 2002.
- [64] Takhedmit, Hakim, "Modélisation et Conception de Circuits de Réception Complexes pour la Transmission d'Énergie Sans Fil à 2.45 GHz". Thèse de doctorat. Université Paris-Est Marne-la-Vallée, 2011.
- [65] Piket-May, M., A. Taflove, and J. Baron, "FDTD modeling of digital signal propagation in 3-D circuits with passive and active lumped loads," *IEEE Trans.Microw. Theory Tech.*, vol. 42, no. 8, pp. 1514–1523, 1994.
- [66] Chu, Q. X., X. J. Hu, and K. T. Chan, "Models of small microwave devices in FDTD simulation," *IEICE Trans. Electron.*, vol. E86- C, no. 2, 120–125, 2003.
- [67] **M. Laour**, R. Tahmi, C. Vollaie, " Experimental evaluation and FDTD method for predicting of electromagnetic fields in near zone radiated by power converter systems," *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences.*, Mai 2016. DOI: 10.3906/elk-1506-278.
- [68] RTCA/D0160F: Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment, RTCA Inc., December 9, 2004.
- [69] F. Costa, C. Gautier, B. Revol, J. Genoulaz, and B. Démoulin, " Modeling of the Near-Field Electromagnetic Radiation of Power Cables in Automotives or Aeronautics ," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 10, pp. 4580–4593, October 2013.
- [70] Paul, Clayton R. *Introduction to electromagnetic compatibility*. John Wiley & Sons, 2006.

- [71] A. Majid, J. Saleem, F. Alam and K. Bertilsson, “Analysis of radiated EMI for power converters switching in MHz frequency range,” in Proc. IEEE Int. Symp. Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED).2013, pp. 428–432.
- [72] **M. Laour**, R. Tahmi, “Effective filtering solution with low cost small size for common-mode reduction in dc–dc converters,” IET, Electron. Lett., vol. 52, no. 5, pp. 388–390, février 2016.
- [73] A. Videt, P. Le Moigne, N. Idir, P. Baudesson, J. Ecrabey, “A new carrier-based PWM for the reduction of common mode currents applied to neutral-point-clamped inverters,” in Pro. Applied Power Electronic Conference, APEC 2007, pp 1224-1230.
- [74] B. Demoulin, P. Degauque, « *Blindages électromagnétiques* », Techniques de l’ingénieur, Dossier D1320, Novembre 2000.
- [75] Michel Beltramini, “Contribution à l’optimisation de l’ensemble convertisseur/ filtres de sortie vis à vis des contraintes CEM avion ”. Thèse de doctorat de Institut National Polytechnique de Toulouse, soutenue en 2011.
- [76] Bertrand Revol, “Modélisation et optimisation des performances CEM d’une association variateur de vitesse – machine asynchrone”. Thèse de doctorat de laboratoire de Grenoble, soutenue en 2003.
- [77] Blache, F.; Keradec, J.-P.; Cogitore, B., “Stray capacitances of two winding transformers: equivalent circuit, measurements, calculation and lowering,” in Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Conference Record 1994, pp 1211–1217.
- [78] J.C. Perron, “*Matériaux ferromagnétiques amorphes et nanocristallins*, ” Techniques de l’ingénieur, traité Génie électrique, D2 150.
- [79] TDK Europe – EPCOS - Power line chokes (EPCOS)-EMCComponents: ‘Current-compensated ring core double chokes: B82726S6123N020’, <http://en.tdk.eu>, accessed August 2015.
- [80] RF-microwave- inductors, ferrites and toroids: ‘high-current-hf-vhfchokes: BRC-220U’, www.rf-microwave.com, accessed August 2015.