



HAL
open science

Optimisation du routage d'un filtre CEM

Thomas De de Oliveira Oliveira

► **To cite this version:**

Thomas De de Oliveira Oliveira. Optimisation du routage d'un filtre CEM. Autre. Université de Grenoble, 2012. Français. NNT: 2012GRENT082 . tel-00739424v2

HAL Id: tel-00739424

<https://theses.hal.science/tel-00739424v2>

Submitted on 18 Jul 2013

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : **Génie Electrique**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

Thomas DE OLIVEIRA

Thèse dirigée par **M. Jean-Luc SCHANEN** et
codirigée par **M. Jean-Michel GUICHON**

préparée au sein du **Laboratoire G2ELab**
dans l'**École Doctorale EEATS «Electronique,
Electrotechnique, Automatique et Traitement du Signal»**

Optimisation du routage d'un filtre CEM

Thèse soutenue publiquement le **18 juillet 2012**,
devant le jury composé de :

M. Michel HECQUET

Professeur, Ecole centrale de Lille, Président

M. David BAUDRY

Maître de Conférences HdR, Laboratoire IRISE, Rapporteur

M. Charles JOUBERT

Professeur, Laboratoire Ampère, Rapporteur

M. Jean-Luc SCHANEN

Professeur, Grenoble INP, Directeur de Thèse

M. Jean-Michel GUICHON

Maître de Conférences, UJF, Co-encadrant de Thèse

M. Pascal ASFAUX

Ingénieur, Airbus Operations, Invité

M. Houmam MOUSSA

Dr. Ingénieur, Hispano-Suiza, Invité



À mes parents,

Et à mon épouse Vân (ma puce)

Remerciements

Avant toutes choses, je tiens à remercier les membres du jury pour l'intérêt porté à ce travail, mais aussi pour le temps passé à la lecture de ce manuscrit. J'ai cependant une pensée particulière pour mes encadrants M. Jean-Luc SCHANEN et M. Jean-Michel GUICHON pour la confiance dont ils ont fait preuve à mon égard tout au long de ces trois années de thèse. Travailler à leur côté a été pour moi un véritable honneur. Je voudrais les remercier pour leurs très grandes qualités humaines. Cela nous a permis d'installer une ambiance de travail sympathique basée sur l'échange et le respect des envies de chacun. Ils m'ont également permis de développer une autonomie certaine ; ils m'ont en effet toujours laissé une très grande liberté dans mes travaux de recherches.

Je voudrais ensuite remercier le directeur du laboratoire G2Elab de Grenoble M. James ROUDET ; pour m'avoir donné l'opportunité, que dis-je la chance, déjà depuis ma première année de Master, d'intégrer l'équipe d'Electronique de Puissance (EP).

Merci également à M. François CAMUS, enseignant à l'université Joseph Fourier (UJF) de Grenoble, pour m'avoir laissé la chance d'effectuer de nombreuses heures de vacations à ses côtés. C'est principalement grâce à lui que j'ai pu développer une certaine confiance en soi, ce qui m'a permis d'acquérir une vraie aisance à présenter des travaux.

Je n'oublierai bien sûr pas de remercier mon collègue et ami M. Baidy TOURE, avec qui j'ai eu la chance de travailler ; mais aussi avec qui j'ai eu de très nombreuses discussions passionnantes, toujours autour d'une petite tasse de café ; ce qui au bout de trois ans correspond à plusieurs litres.

Merci également à Claude BRUN (alias Djidji) ainsi qu'à l'ensemble du personnel de l'atelier mécanique pour l'aide qu'ils m'ont apporté tout au long de mes recherches ; mais également pour la gentillesse et la patience dont ils ont fait preuve à mon égard.

De manière plus générale, je voudrais remercier l'ensemble des personnes que j'ai pu croiser dans les couloirs du G2Elab tout au long de ma thèse. Car plus qu'un lieu de travail, il s'agit d'un véritable lieu de vie, de convivialité et de respect.

Pour finir, je voudrais remercier mon épouse Thi Khanh Vân DE OLIVEIRA sans qui rien, mais absolument rien de tout cela n'aurait été possible. Elle a été mon plus grand soutien durant ces trois années passées au laboratoire G2Elab.

Merci à tous !

Cám ơn tất cả mọi người !

Obrigado a todos !

- Table des Matières -

Avant - Propos

Table des Matières

Introduction Générale

Chapitre I : Le filtre CEM et ses imperfections

I.1.	Introduction	27
I.2.	Problématiques	30
I.2.1.	Imperfections d'un filtre CEM.....	30
I.2.2.	Objectifs et cahier des charges du problème.....	32
I.2.3.	Norme aéronautique.....	33
I.3.	Les dernières avancées en matière d'amélioration comportementale d'un filtre CEM ..	33
I.3.1.	Réduction des couplages magnétiques parasites.....	33
I.3.1.1.	Pistes à faibles impédances.....	33
I.3.1.2.	Positionnement réfléchi des composants	34
I.3.2.	Réduction des ESL des condensateurs à l'aide de certains couplages magnétiques parasites.....	35
I.3.3.	Définition du bobinage pour les inductances de MD & MC	37
I.3.4.	Réduction des EPC des inductances discrètes	39
I.3.5.	Blindage(s).....	41
I.3.6.	Limites de ces méthodes	41
I.4.	Pourquoi nos travaux ?.....	41
I.4.1.	Principe d'optimisation généralisé.....	41
I.4.2.	Aspect automatique du processus d'optimisation.....	42

I.5.	Méthodes de modélisation d'un filtre CEM	42
I.5.1.	Intérêts et objectifs d'une modélisation	42
I.5.2.	Modélisation par éléments ou différences finies.....	43
I.5.3.	Méthode PEEC (Partial Equivalent Element Circuit).....	45
I.5.4.	Méthode de modélisation choisie pour l'optimisation.....	46
I.6.	Limitation aux phénomènes magnétiques	47
I.7.	Métrologie :	48
I.7.1.	Importance des vérifications expérimentales	48
I.7.2.	Méthodes d'analyse comportementale d'un filtre CEM.....	48
I.7.2.1.	Difficulté d'identifier un filtre CEM par mesures d'impédances	48
I.7.2.2.	Identification par fonction de transfert.....	49
I.7.2.3.	Comparatif des deux procédés et choix retenu	51
I.8.	Influence des couplages magnétiques parasites sur le comportement d'un filtre	54
I.9.	Conclusions	55

Chapitre II : Fonctionnement d'un filtre CEM dans un environnement défini

II.1.	Etude du filtre au sein d'une structure d'électronique de puissance	61
II.1.1.	Nécessité d'un RSIL (Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne).....	61
II.1.2.	Choix de la source d'excitation.....	62
II.2.	Modèle analytique magnétique détaillé d'un filtre CEM	64
II.2.1.	Intérêt d'un tel modèle.....	64
II.2.2.	Schéma équivalent pour la mise en équation.....	65
II.2.3.	Intérêts du changement à la base MD/MC	66

II.2.4.	Développement du modèle analytique & couplage aux systèmes connectés en entrée et en sortie du filtre	67
II.2.5.	Vérification du modèle analytique	74
II.3.	Exploitation du modèle analytique proposé	77
II.3.1.	Recherche des termes influents & Etudes de sensibilités	77
II.3.1.1.	Aide à la conception.....	77
II.3.1.2.	Impact bénéfique des couplages magnétiques parasites	78
II.3.1.3.	Limites de ce type d'analyse	80
II.3.2.	Définition d'optimums théoriques	80
II.3.2.1.	Introduction à la notion d'optimums théoriques	80
II.3.2.2.	Espace de solution, avantages et inconvénients.....	82
II.3.2.3.	Application à un filtre CEM.....	83
II.4.	Conclusions	86

Chapitre III : Modélisation numérique d'un filtre CEM

III.1.	Introduction au logiciel de modélisation Inca3D	91
III.2.	Problématique & nature du filtre d'étude.....	91
III.2.1.	Inductances discrètes (MD & MC).....	92
III.2.2.	Condensateurs discrets ('C _X ' & 'C _Y ')	93
III.3.	Modèles Inca3D des condensateurs	95
III.3.1.	Structure interne.....	95
III.3.2.	Modélisation simple d'un condensateur polypropylène	95
III.3.2.1.	Validation du comportement électromagnétique du modèle PEEC	98
III.3.2.2.	Avantages & inconvénients de ce modèle Inca3D	102

III.3.3. Seconde modélisation PEEC proposée pour un condensateur de type polypropylène.....	102
III.3.3.1. Ajustement des paramètres ('ep', 'k' & 'p') et finesse du modèle.	103
III.3.3.2. Validation du comportement EM de ce nouveau modèle PEEC.....	105
III.3.3.3. Avantages & inconvénients de ce modèle Inca3D.....	107
III.4. Modèles Inca3D des inductances.....	107
III.4.1. Définition du problème de modélisation.....	107
III.4.2. Influence d'un matériau magnétique.....	108
III.4.2.1. Impact d'un matériau magnétique sur la mutuelle induction entre une inductance de MD (tore magnétique) et une spire réceptrice.....	110
III.4.2.2. Impact d'un matériau magnétique situé entre deux éléments couplés....	111
III.4.2.3. Impact d'un matériau magnétique situé à proximité de deux éléments couplés, mais pas entre ces derniers.....	112
III.4.3. Compléter le modèle Inca3D d'inductance.....	114
III.4.4. Simplification possible pour définir une inductance bobinée.....	115
III.4.5. Conclusions, avantages & inconvénients des modèles proposés.....	117
III.5. Validation des différents modèles de composant.....	118
III.5.1. Modèle Inca3D de filtre CEM lourd en termes de maillage.....	118
III.6. Conclusions.....	121

Chapitre IV : Processus d'optimisation automatique

IV.1. Optimiser oui, mais en agissant sur quels éléments du montage ?.....	127
IV.2. Pourquoi ne pas exploiter le modèle Inca3D de filtre à l'aide d'un logiciel d'optimisation existant ?.....	128
IV.3. Introduction à l'univers de codage.....	128

IV.4. Processus d'optimisation.....	129
IV.4.1. Principe de fonctionnement	129
IV.4.2. Algorithme de routage automatique.....	130
IV.4.2.1. Choix de la méthode de routage.....	130
IV.4.2.2. Théorie des graphes	130
IV.4.2.3. La théorie des graphes appliquée à notre problématique.....	132
IV.4.2.4. Exploration d'un graphe à l'aide d'algorithmes itératifs	133
IV.4.2.4.1. Algorithme de Dijkstra	133
IV.4.2.4.2. Algorithme A*	134
IV.4.2.4.3. Problèmes liés au tracé de plusieurs chemins.....	136
IV.4.2.5. Méthode retenue et choix de l'algorithme	138
IV.4.3. Algorithme d'optimisation.....	138
IV.4.3.1. Algorithmes d'optimisation déterministes	139
IV.4.3.2. Algorithmes stochastiques	140
IV.4.3.3. Algorithme génétique.....	140
IV.4.3.4. Choix du processus d'optimisation.....	141
IV.4.3.5. Optimisation d'un circuit de connexion (i.e. routage) à l'aide d'un algorithme génétique.....	142
IV.4.3.5.1. Critère de mutation	142
IV.4.3.5.2. Critère de croisement.....	143
IV.5. Couplage d'un graphe à une modélisation Inca3D de filtre CEM	144
IV.5.1. Notion de sommet de raccordement	144
IV.5.2. Respect de contraintes géométriques diverses	146
IV.5.2.1. Croisement de deux branches	146
IV.5.2.2. Largeur des pistes et distance technologique de gravure.....	147

IV.6. Utilité de coupler le modèle analytique d'un filtre CEM au processus d'optimisation développé	149
IV.7. Procédé de recherche d'une solution optimisée de routage	151
IV.8. Validation du processus d'optimisation	153
IV.8.1. Optimisations effectuées sur un seul mode de perturbation (MD)	153
IV.8.2. Optimisation simultanée des deux modes.....	157
IV.9. Conclusions	160

Chapitre V : Vérifications expérimentales

V.1. Optimisation en Mode Différentiel pur	167
V.1.1. Conditions de mesure à l'aide d'un analyseur de réseau	167
V.1.2. Résultats expérimentaux	169
V.2. Excitation simultanée des deux modes de perturbations EM.....	172
V.3. Influence des câbles d'entrée/sortie du filtre	175
V.4. Influence d'une enveloppe métallique.....	177
V.5. Conclusions	180

Références Bibliographiques

Dossier Annexe

Annexe I. Annulation de l'ESL d'un condensateur.....	205
Annexe II. Conversion d'un montage électrique ($\pi \leftrightarrow T$).....	207
1. Sans terme de couplage	207
2. Avec terme de couplage	208

Annexe III. Mise en équation d'un filtre CEM.....	211
1. Première étape de simplification du montage d'étude, et identification des différents termes impédants.....	213
2. Calcul des variables d'entrée en fonction des grandeurs physiques de sortie	220
2.1. Calcul des courants I_7 et I_8	221
2.2. Détermination de la matrice Me	222
2.3. Détermination de la matrice Ms	224
2.4. Identification de la matrice Mat	226
2.5. Développement de l'équation ' $L-I.(I-Y.X)-I.Y.B$ '	228
Annexe IV. Changement de base pour un filtre à 'N' phases (où $N \in \mathcal{N}^+$)	232
Annexe V. Circuits équivalents d'un transformateur.....	236
Annexe VI. Caractéristiques du tore utilisé (High Flux).....	238
Annexe VII. Documentation technique du Balun choisi	241

- Introduction
Générale -

Dans le monde énergétique moderne, le vecteur électrique est incontestablement un des moyens les plus souples pour agréger les différentes sources de production et de stockage, qui sont de plus en plus contraintes en terme d'émission de CO₂ et de consommation. L'électronique de puissance, permettant une utilisation flexible et plus économe de l'énergie électrique, prend par conséquent une place de plus en plus importante dans notre société, aussi bien pour des applications industrielles que domestiques. Le concept du "tout électrique" s'est déjà généralisé dans certains domaines tels que le transport ferroviaire ; mais est en plein essor dans d'autres secteurs comme l'automobile ou encore l'aéronautique. Les contraintes technologiques mais également économiques de ce type d'industrie expliquent cette mouvance plus lente vers les énergies propres. La tendance est donc, à défaut, plutôt le "plus électrique". L'objectif est alors d'alléger l'appareil en adaptant un maximum de fonctionnalités à l'énergie électrique ; et cela de façon à diminuer la consommation du ou des moteurs thermiques utilisés, éléments encore indispensables. Des gains de masse (et donc de consommation) très importants sont désormais possibles grâce à l'apparition de matériaux composites beaucoup plus légers que l'aluminium généralement utilisé pour réaliser le fuselage des avions. Des progrès considérables ont également été faits en matière de conception mais aussi d'intégration de convertisseur d'électronique de puissance depuis le début des années 1990. L'évolution des composants de puissance aussi bien en termes de packaging qu'en termes de fréquence de commutation, permet de réduire assez drastiquement la taille du dispositif, et par conséquent son poids.

Cependant, cela n'est pas sans conséquence sur le comportement ElectroMagnétique (EM) du système. La multiplicité des convertisseurs d'électronique de puissance génère un plus grand nombre de perturbations EM, aussi bien au sein du réseau électrique de l'appareil, que dans l'air. On parle alors de Compatibilité ElectroMagnétique (CEM) conduites ou bien rayonnées.

Les travaux réalisés au cours de cette thèse se concentrent principalement sur le fonctionnement des organes de filtrage des phénomènes conduits : *les filtres CEM*. Car leurs performances se dégradent très vite en Haute Fréquence (HF) en raison des différents phénomènes EM parasites liés : au circuit de connexion, aux imperfections des composants discrets, aux types de matériaux utilisés, et/ou encore aux conditions d'utilisation. A bord d'un avion, les conditions sont en effet assez sévères ; il n'est pas sans savoir que la température peut fortement varier selon l'endroit où on se trouve dans l'appareil. Des

températures trop extrêmes (basses ou hautes) peuvent alors altérer le comportement de certains éléments tels qu'une inductance bobinée. Dans ce cas, le noyau magnétique autour duquel elle est définie peut en effet voir sa perméabilité amoindrie à cause de la température ; la limite étant la température de Curie pour laquelle le matériau perd ses propriétés magnétiques.

C'est donc dans ce contexte de l'avion "plus électrique" que cette thèse a été réalisée. Elle rentre dans le cadre d'un projet FNRAE (Fondation Nationale de Recherche pour l'Aéronautique et l'Espace) appelé "Femina". Ce projet a été financé par différents groupes industriels tels que EADS, Airbus, le groupe Safran, Eurocopter, Thalès ou encore Latécoère. Il s'agit plus précisément de la réunion de deux sous projets :

- "FEMMES", qui lui se focalise plus particulièrement sur l'étude des matériaux magnétiques hautes températures ; lequel a été réalisé en collaboration entre les laboratoires Ampère de Lyon et G2Elab de Grenoble [87].
- Puis "COI-FiCEM" pour tout ce qui concerne l'intégration et l'optimisation d'un filtre CEM. Ce sous projet aborde le problème des dégradations HF d'un filtre CEM de deux manières différentes.

Dans un premier temps il a été recherché d'incorporer au maximum la structure d'un filtre CEM au sein du support utilisé pour réaliser le convertisseur, autrement dit le PCB (Printed Circuit Board). L'objectif est dans ce cas de faire jouer à un matériau plusieurs fonctions de manière à gagner en efficacité et en volume, donc en poids. *On parle donc d'intégration.* Cette partie a été traitée par le laboratoire Satie, Paris XI^{ème}.

L'autre manière de penser se base plutôt sur le fait que la conception d'un convertisseur d'électronique de puissance nécessitera toujours l'utilisation de composants discrets. L'idée consiste donc à tirer au maximum parti des fonctionnalités de chaque composant de manière à avoir le meilleur comportement électromagnétique possible. *On parle dans ce cas d'optimisation.* Cette thèse, réalisée au laboratoire de génie électrique de Grenoble G2Elab [87], rentre alors dans le cadre de ce volet optimisation.

Différentes méthodes ont déjà été mises au point par le passé pour améliorer les performances d'un filtre CEM construit à base de composants discrets. Mais il s'agit de procédés empiriques étant donné qu'il n'est pas simple pour un être humain de contrôler les phénomènes électromagnétiques parasites intrinsèques au dispositif. Par conséquent, ces méthodes ne peuvent pas garantir que la solution trouvée est bien optimale. L'objectif de cette

thèse est donc l'automatisation d'un processus d'optimisation permettant d'obtenir une topologie de filtre garantissant un comportement électromagnétique optimal. Cela nécessite en conséquence la modélisation "numérique" du dispositif de manière à pouvoir calculer l'ensemble des phénomènes électromagnétiques parasites. Il nous sera alors possible de savoir si le fait de limiter ces phénomènes est bien la meilleure solution ; ou alors s'ils peuvent être exploités à bon escient, et si c'est le cas, comment procéder.

Ce mémoire se décompose alors en cinq chapitres. Le premier (*Chapitre I*) présente un certain nombre de solutions empiriques couramment utilisées dans l'industrie pour perfectionner le comportement d'un filtre CEM de manière simple et rapide. Différentes méthodes de modélisations numériques seront également présentées de façon à pouvoir savoir laquelle est la plus apte à être utilisée au sein d'un processus d'optimisation.

Le *chapitre II* présentera un modèle analytique magnétique complet d'un filtre CEM, mis au point pour accélérer fortement l'analyse d'une solution de filtre. De plus, l'utilisation d'un tel modèle "purement mathématique" permet assez facilement d'effectuer des études de sensibilités, mais permet aussi d'obtenir des solutions théoriques optimales. On parle alors d'optimums théoriques.

Le troisième chapitre (*Chapitre III*) présentera quant à lui les modèles numériques des différents composants discrets constituant un filtre CEM. Car bien que modéliser un circuit de connexion soit assez simple étant donné qu'il s'agit uniquement de fils ou de pistes conductrices ; il n'en est pas de même pour des composants discrets. En effet, leur comportement électromagnétique dépend directement de leur géométrie interne difficilement modélisable.

Le *chapitre IV* présentera en détail le processus d'optimisation mis au point tout au long de cette thèse.

Ensuite, le *chapitre V* exposera différents résultats d'optimisation. Ces derniers seront alors comparés à des mesures expérimentales de manière à pouvoir vérifier la véracité des solutions trouvées ; et donc vérifier ainsi que le processus d'optimisation fonctionne correctement.

Ce mémoire se terminera enfin par diverses conclusions sur les travaux effectués tout au long de cette thèse, mais également par différentes perspectives pour d'éventuels travaux futurs.

- Chapitre I -

Le filtre CEM et ses imperfections

Sommaire du chapitre I

I.1. Introduction	27
I.2. Problématiques	30
I.2.1. Imperfections d'un filtre CEM.....	30
I.2.2. Objectifs et cahier des charges du problème	32
I.2.3. Norme aéronautique	33
I.3. Les dernières avancées en matière d'amélioration comportementale d'un filtre CEM	33
I.3.1. Réduction des couplages magnétiques parasites	33
I.3.1.1. Pistes à faibles impédances	33
I.3.1.2. Positionnement réfléchi des composants.....	34
I.3.2. Réduction des ESL des condensateurs à l'aide de certains couplages magnétiques parasites.....	35
I.3.3. Définition du bobinage pour les inductances de MD & MC.....	37
I.3.4. Réduction des EPC des inductances discrètes.....	39
I.3.5. Blindage(s)	41
I.3.6. Limites de ces méthodes	41
I.4. Pourquoi nos travaux ?	41
I.4.1. Principe d'optimisation généralisé	41
I.4.2. Aspect automatique du processus d'optimisation	42
I.5. Méthodes de modélisation d'un filtre CEM.....	42
I.5.1. Intérêts et objectifs d'une modélisation	42
I.5.2. Modélisation par éléments ou différences finies.....	43
I.5.3. Méthode PEEC (Partial Equivalent Element Circuit)	45
I.5.4. Méthode de modélisation choisie pour l'optimisation	46

I.6. Limitation aux phénomènes magnétiques	47
I.7. Métrologie :	48
I.7.1. Importance des vérifications expérimentales	48
I.7.2. Méthodes d'analyse comportementale d'un filtre CEM	48
I.7.2.1. Difficulté d'identifier un filtre CEM par mesures d'impédances	48
I.7.2.2. Identification par fonction de transfert.....	49
I.7.2.3. Comparatif des deux procédés et choix retenu.....	51
I.8. Influence des couplages magnétiques parasites sur le comportement d'un filtre	54
I.9. Conclusions	55

I.1. Introduction

Depuis l'émergence de l'électronique de puissance au milieu du XX^{ème} siècle, la technologie des composants de commutations n'a cessé d'évoluer dans l'objectif d'atteindre des fréquences de commutation de plus en plus importante. La principale raison de cela est économique. Car augmenter la fréquence de travail permet en effet de réduire la taille des systèmes. Ce gain de place mais aussi de poids, peut s'avérer fort avantageux dans le cas de systèmes embarqués, tels ceux nécessaires au bon fonctionnement des commandes de bord d'un aéronef.

Cette évolution technologique accentue cependant les problèmes de pertes par commutation des composants actifs, et engendre également des problèmes de Compatibilité ElectroMagnétique (CEM) liée aux variations rapides des grandeurs électriques. Les perturbations CEM peuvent alors être rayonnées sous forme de signaux électromagnétiques traversant l'espace, chaque élément du système se comporte alors comme une antenne source mais aussi victime de ces rayonnements. Ou alors elles peuvent également être conduites, les signaux CEM suivent alors le circuit de connexion du système.

Ces perturbations doivent donc être limitées de manière à assurer le bon fonctionnement d'un système. Les perturbations rayonnées peuvent alors être réduites en évitant tout effet de champ intense lié aux angles formés par les pistes ou les câbles propre au système ; mais aussi en limitant au maximum les surfaces de boucles formées par ces mêmes conducteurs afin de limiter les effets d'antenne. Entourer un système d'une enveloppe métallique permet également de limiter aussi bien la susceptibilité de ce dernier vis-à-vis des signaux extérieurs, que son impact sur les systèmes environnant. On parle alors de blindage électromagnétique.

Les perturbations conduites peuvent également être limitées par différents artifices tel que la commutation douce réduisant les pertes par commutation, et améliorant également les formes d'ondes ce qui réduit alors la pollution harmonique. Cependant, il est impossible de les supprimer complètement. C'est pourquoi un organe extérieur appelé filtre CEM doit être utilisé. Son rôle est alors d'éviter d'avoir un réseau électrique où chacun des systèmes connectés ne pollue ou/et ne soit pollué par ses voisins. Ce filtre est alors placé en amont de chaque dispositif d'électronique de puissance pour éviter la pollution des réseaux, ou éventuellement en aval pour protéger la charge.

Ce type de perturbations peut être divisé en deux catégories appelées “modes” : Mode Différentiel (MD) et Mode Commun (MC). Le mode différentiel (*Fig I.2*) fait référence aux signaux parasites transitant par les câbles d’alimentation du système situé en aval, s’additionnant alors au signal de puissance. Le mode commun (*Fig I.1*) est quand à lui uniquement lié aux perturbations CEM, tous les conducteurs du système sont alors concernés d’où le terme “commun”. Le retour des signaux parasites se fait dans ce cas par le circuit de masse (ou terre) à l’aide des capacités parasites, existant entre chaque conducteur et la masse. Nous détaillerons de manière plus explicite cette décomposition en modes dans le cadre de cette thèse. Le filtre CEM doit en tout état de cause être capable de filtrer ces deux modes.

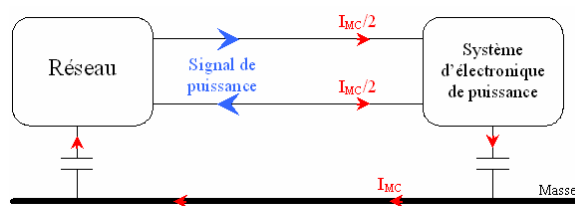


Figure I.1 : Perturbations de MC

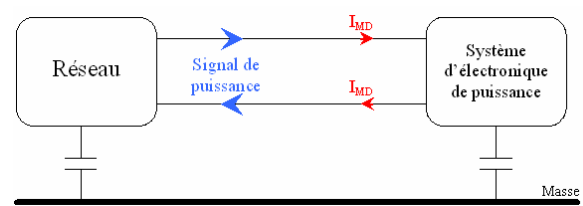


Figure I.2 : Perturbation de MD

Plusieurs modèles électriques équivalents sont alors possibles pour décrire le fonctionnement de ce type de dispositif. Le plus couramment utilisé est cependant celui présenté figure I.3 en raison du nombre limité de composants discrets à prendre en compte. Les condensateurs “Cx” et l’inductance “LMD” sont nécessaires au filtrage des composantes de MD. Le mode commun est quant à lui filtré à l’aide de l’inductance “LMC” et des condensateurs “Cy” [1]-[4]. Il s’agit pourtant d’une représentation simplifiée car elle ne fait intervenir ni les imperfections des composants, ni les pistes (ou câbles). Les couplages parasites existants, aussi bien magnétiques qu’électrostatiques, ne sont pas non plus représentés.

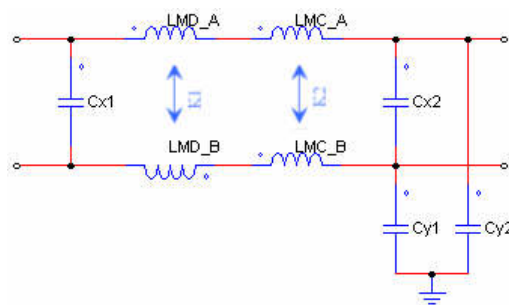


Figure I.3 : Modèle simplifié d’un filtre CEM

En effet, les composants discrets qu’ils soient capacitifs ou inductifs ne sont pas parfaits. Des composantes parasites découlent directement de leur géométrie interne. On parle alors d’ESL (Inductance Série Equivalente) et d’ESR (Résistance Série Equivalente) pour les

condensateurs, puis d'EPC (Capacité Parallèle Equivalente) et d'EPR (Résistance Parallèle Equivalente) pour les inductances. Ce sont ces imperfections qui sont principalement la cause des dégradations haute fréquence (HF) d'un filtre CEM. Les pistes non plus ne sont pas parfaites, elles se couplent en effet aussi bien magnétiquement qu'électrostatiquement à tout autre élément conducteur.

L'objectif des travaux menés au cours de cette thèse a donc été de montrer qu'il est possible d'utiliser l'ensemble de ces imperfections pour améliorer la fonction de transfert (FT) d'un filtre CEM comparé à une construction industrielle à larges pistes. Un algorithme de routage automatique a ensuite été créé de manière à pouvoir trouver une solution optimale de filtre. Pour cela, il est possible de procéder à l'optimisation du placement des composants discrets et/ou à l'optimisation même du routage. Etant donné la complexité d'effectuer les deux types d'optimisations simultanément, nos travaux se sont penchés essentiellement sur l'optimisation automatique du tracé des pistes de connexions, le positionnement des composants discrets étant fixé. Une fois des solutions "optimales" obtenues numériquement, elles ont ensuite été testées expérimentalement de manière à valider le fonctionnement du processus d'optimisation.

En résumé, la problématique de cette thèse peut se synthétiser par la question suivante : Est-il possible d'exploiter à bon escient les termes parasites pour améliorer la réponse du filtre ?

Bien que l'existence d'éléments parasites aussi bien capacitifs que magnétiques soit indéniable, les filtres CEM sont habituellement construits en les négligeant. La raison à cela est la difficulté de connaître ces différents termes, et donc de calculer la réponse exacte du dispositif. D'un point de vue purement analytique, le nombre de termes à considérer est tel qu'exprimer mathématiquement le comportement réel d'un filtre est inenvisageable car quasiment impossible. C'est pourquoi l'hypothèse tendant à négliger l'ensemble des phénomènes parasites existants est couramment admise. De cette manière, l'expression algébrique de la fonction de transfert reste relativement simple à déterminer. Mais elle n'est valable qu'en basse fréquence (BF), tant que les éléments parasites ont des effets négligeables, ce qui peut-être plus ou moins haut en fréquence selon la nature des composants discrets utilisés. Afin qu'un filtre CEM respecte au mieux cette hypothèse, il est habituel de le construire en définissant des pistes à faibles impédances, du moins aussi faibles que possible. De plus, la disposition des composants est effectuée de sorte que les couplages parasites soient réduits. Un filtre CEM devient par conséquent relativement compliqué à réaliser car il faut être capable de réduire au maximum des éléments parasites que l'on ne peut pas prédire

avec exactitude. De plus, rien ne garantit que le fonctionnement du dispositif soit optimal, puisque la réponse du filtre pourrait éventuellement être améliorée en utilisant certains éléments parasites.

Dans ce premier chapitre, nous commencerons par illustrer l'impact des éléments parasites sur le comportement haute fréquence d'un filtre CEM. Un nouveau schéma électrique équivalent sera alors proposé, lequel comprendra l'intégralité de ces phénomènes. Nous détaillerons ensuite différentes méthodes existantes, mises au point par le passé pour réduire facilement et au mieux l'influence de ces termes parasites sur la réponse fréquentielle d'un filtre. Les limites de ces méthodes nous pousseront ensuite à nous intéresser à une modélisation numérique d'un filtre CEM, qui devra permettre de considérer l'ensemble des aspects électromagnétiques dans l'analyse comportementale du dispositif. Diverses méthodes de modélisation seront ensuite comparées, dans le but de retenir celle répondant au mieux à nos attentes. Et pour finir, nous comparerons les méthodes d'analyses par mesure d'impédance et par fonction de transfert afin de savoir laquelle des deux est la plus adaptée à la caractérisation d'un filtre CEM.

I.2. Problématiques

I.2.1. Imperfections d'un filtre CEM

Le modèle précédent de filtre CEM présenté figure I.3 ne fait intervenir aucun terme parasite. La représentation complète d'un filtre nécessite de considérer les influences électromagnétiques des composants discrets mais aussi de l'ensemble des pistes car leurs impacts en haute fréquence ne peuvent pas être négligés (Fig I.4).

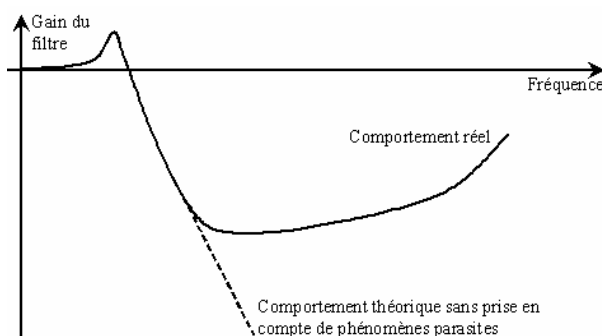


Figure I.4 : Impact des éléments parasites en haute fréquence

Les imperfections d'un filtre CEM peuvent être divisées en deux familles correspondant aux natures des phénomènes physiques associés. Il y a d'une part les parasites magnétiques liés aux différentes inductances partielles de chaque partie conductrice du filtre, autrement dit des

pistes et de la géométrie interne de chaque composant discret. Ces inductances partielles sont toutes couplées magnétiquement, on parle alors de mutuelles partielles [5]. Dès lors que plusieurs inductances partielles sont électriquement connectées en série pour former un circuit fermé, on parle d'inductance de maille. Identifier expérimentalement et avec précision ces éléments parasites n'est pas chose facile, car les valeurs mesurées peuvent être du même ordre de grandeur, voir plus faible, que la précision de l'appareil utilisé. En conséquence de cela, le procédé même de mesure peut également se révéler très complexe. Les résultats obtenus peuvent en effet fortement dépendre des conditions d'analyse ; c'est-à-dire de la qualité du calibrage, de la nature des connectiques employées, ou encore des connexions avec l'outil de mesure. Enfin, l'appareil de mesure ne peut caractériser que les circuits fermés, et non les inductances partielles qui restent un concept mathématique, très puissant mais pas mesurable.

Les effets électrostatiques sont quant à eux définis pas des capacités parasites apparaissant entre tous les éléments conducteurs espacés par un matériau isolant tel que de l'air. Ce type de phénomènes peut alors exister au sein même d'un composant discret modifiant ainsi son comportement en haute fréquence ; c'est-à-dire lorsque l'impédance des capacités parasites est suffisamment faible pour ne plus pouvoir négliger leur influence. C'est un problème relativement bien connu des inductances bobinées présentant un comportement capacitif en HF en raison des différentes capacités apparaissant entre spires, mais aussi entre les spires et le matériau magnétique s'il y a [30] [31] [90]. De précédents travaux ont consistés à établir des méthodes de mesure génériques pour identifier ce type de capacités pour des transformateurs [6]–[9]. Etant donné que les inductances de MD et de MC d'un filtre CEM peuvent s'apparenter à ce type de composant, il nous est possible d'utiliser directement les méthodes existantes pour définir au mieux leurs capacités parasites respectives.

Des capacités parasites apparaissent également au sein d'un circuit de connexion en raison de la proximité d'une multitude de pistes ou câbles conducteurs. La prise en compte de ce comportement capacitif peut être assurée par des modélisations à base de lignes de transmission ou de constantes localisées. Toutefois, au vu des fréquences maximales considérées (quelques dizaines de MHz) et des longueurs mises en jeu (inférieures à 20cm), ces effets seront négligés devant les phénomènes magnétiques.

Considérer simultanément tous les termes parasites aussi bien magnétiques que capacitifs augmente considérablement la complexité du problème à traiter. Un nouveau modèle équivalent de filtre CEM, plus complet que celui présenté figure I.3, est alors proposé figure I.5. Les couplages magnétiques et électrostatiques, ainsi que les capacités parasites des

inductances discrètes (LMD & LMC) ne sont cependant pas affichés dans cette représentation pour des raisons de lisibilité. Mais ils doivent également être pris en compte.

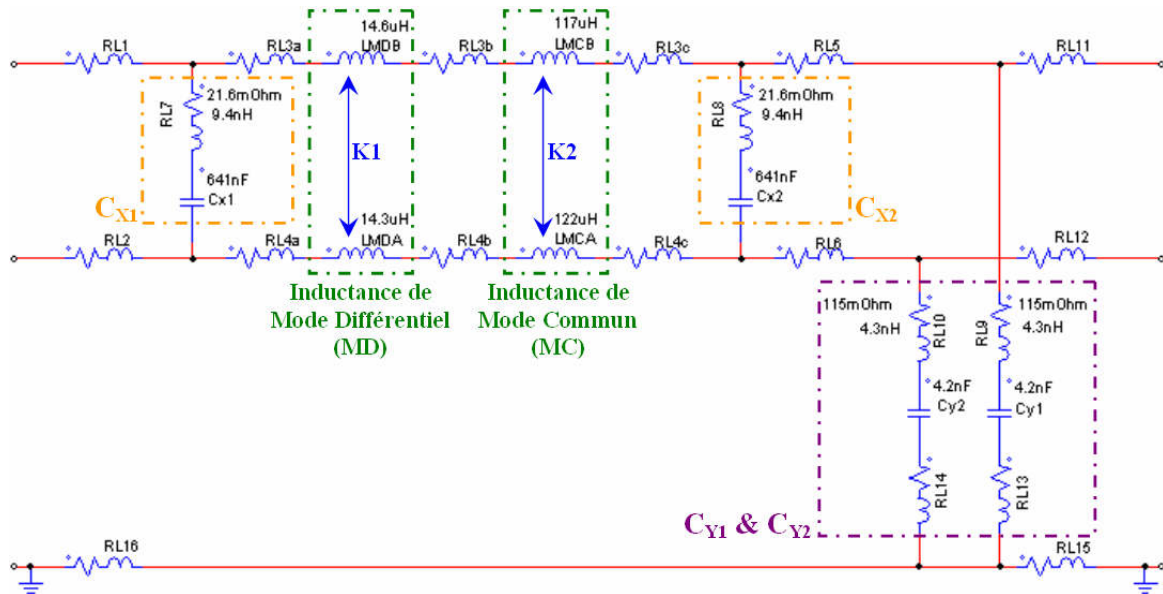


Figure I.5 : Schéma équivalent complet d'un filtre CEM (couplages magnétiques et capacités parasites non représentés)

De manière rigoureuse, il serait aussi nécessaire de considérer les systèmes connectés aux ports d'entrée/sortie du filtre, ainsi que les câbles de connexions présents. Car en effet, des couplages magnétiques existent entre le filtre CEM et son environnement. Mais nous feront la première hypothèse qu'ils sont négligeables pour cantonner le problème au filtre à proprement dit. Sans cette hypothèse, le problème deviendrait difficile à cerner car tout système est naturellement couplé électromagnétiquement parlant à ses voisins, il faudrait donc remonter de proche en proche pour considérer l'ensemble des systèmes interconnectés. Ce qui est bien évidemment impossible à définir correctement.

I.2.2. Objectifs et cahier des charges du problème

Bien sur, quelle que soit l'utilisation d'un filtre CEM, la structure même du dispositif reste inchangée, qu'il soit utilisé dans un système fixe ou embarqué. Néanmoins, les normes à respecter ne sont pas forcément identiques. La sévérité des contraintes physiques, aussi bien thermiques que mécaniques ou encore électromagnétiques, peut en effet fortement varier que l'on soit dans un bâtiment en bord de plage ou dans un avion à plusieurs km d'altitude. Dans le cadre de ces travaux, seul les aspects électromagnétiques ont été considérés.

Comme expliqué dans l'introduction de ce chapitre (I.1), la complexité de caractériser les phénomènes électromagnétiques parasites est telle qu'il est généralement choisi de les limiter

au maximum de sorte à pouvoir prédire le plus facilement possible le comportement du filtre CEM. Or rien ne garantit de bonnes performances en haute fréquence. L'objectif de ces travaux a donc été de voir s'il était possible d'utiliser correctement les termes parasites pour améliorer la réponse du filtre. Un processus d'optimisation a ensuite été mis en place dans le but de trouver une solution optimale de filtre CEM d'un point de vue magnétique. La robustesse de cette solution a aussi été analysée afin de vérifier la validité de l'hypothèse négligeant l'influence CEM des éléments extérieurs (au filtre) sur le filtre.

I.2.3. Norme aéronautique

Cette thèse est directement liée au monde de l'aéronautique, car des sociétés telles qu'Airbus, EADS ou encore Hispano-suiza ont eu la volonté d'améliorer les performances des filtres CEM sans pour autant modifier la structure même de ce dernier, ni même son encombrement. L'analyse et les méthodes de caractérisation d'un filtre CEM doivent donc correspondre à celles précisées dans la norme DO160 [10] [11]. Les contraintes CEM s'échelonnent de 150kHz à 30Mhz afin de ne concerner que les perturbations CEM conduites. Les fréquences <150kHz correspondent en effet aux signaux de puissances, et celles >30MHz aux ondes CEM rayonnées.

I.3. Les dernières avancées en matière d'amélioration comportementale d'un filtre CEM

I.3.1. Réduction des couplages magnétiques parasites

Par le passé, plusieurs travaux ont eu comme objectif d'améliorer au mieux un filtre CEM sans pour autant connaître les phénomènes électromagnétiques intrinsèques au dispositif. L'idée générale a été de vouloir les limiter au maximum uniquement grâce à une construction plus intelligente. Cette approche ne concerne cependant que les phénomènes de couplages parasites, car les imperfections des composants discrets sont directement liées à leurs géométries internes. Il s'agit d'une méthode complètement empirique compte tenu du fait qu'il est très compliqué d'identifier de tels phénomènes.

I.3.1.1. Pistes à faibles impédances

Un des procédés consiste à réduire les couplages magnétiques parasites en construisant un circuit de connexion à faible impédance. De cette manière, les mutuelles inductions entre pistes seront naturellement limitées [5] [82]. Il est donc courant dans l'industrie de réaliser des pistes conductrices relativement larges et les plus courtes possibles. L'avantage de cette

méthode est sa simplicité de mise en œuvre. Cependant, une telle construction n'est pas sans conséquences négatives. Un des inconvénients est la non prise en compte des couplages magnétiques entre composants, seuls les phénomènes inductifs liés aux pistes sont en effet traités. De plus, le fait de construire des pistes à largeurs importantes modifie l'aspect capacitif du filtre, car les capacités parasites entre pistes sont accentuées. Dans le cas où un plan de masse aurait également été défini, les capacités parasites liant les pistes à la masse seraient aussi plus importantes.

I.3.1.2. Positionnement réfléchi des composants

Une autre méthode, complémentaire à la précédente, a été mise au point afin que les couplages magnétiques entre composants discrets puissent aussi être exploités. Ce procédé consiste alors à effectuer un positionnement réfléchi de ces éléments. Toute mutuelle induction est directement dépendante des différentes surfaces de boucle liées à la circulation du courant, en raison de la relation de magnétisme (Eq.1) . φ étant le flux magnétique, \vec{B} l'induction magnétique, S la surface traversée par \vec{B} , et \vec{n} le vecteur normal à la surface S . Dans le cas où le champ vectoriel \vec{B} serait homogène sur S , alors l'équation générale (Eq.1) peut s'écrire sous la forme simplifiée (Eq.2) où θ correspond à l'angle entre l'orientation du champ \vec{B} et \vec{n} :

$$(Eq.1) \quad d\varphi = \vec{B} \cdot \vec{n} \cdot dS$$

$$(Eq.2) \quad \varphi = B \cdot S \cdot \cos(\theta)$$

$$(Eq.3) \quad \varphi = L \cdot I$$

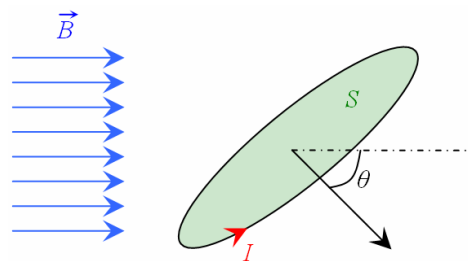


Figure I.6 : Couplage magnétique

Le couplage magnétique entre le champ extérieur \vec{B} et la boucle de courant traversée par le courant I s'exprime par les expressions (Eq.2) et (Eq.3), où L correspond au coefficient de mutuelle induction entre l'élément inductif à l'origine du champ \vec{B} et la boucle de courant de surface S . On remarquera alors que pour diminuer ce type de couplage, il faut que le flux magnétique φ soit minimum (I étant fixe). Pour ce faire, il est possible : soit de réduire l'amplitude du champ \vec{B} ; soit de faire en sorte qu'il soit colinéaire à la surface S (donc $\theta \rightarrow \frac{\pi}{2} \pm 2\pi$) ; ou alors soit de réduire la surface de la boucle parcouru par le courant I .

Mais lorsque la boucle est formée en partie par la circulation d'un courant dans un composant discret, il devient assez difficile d'estimer sa surface. En effet, il est relativement compliqué de connaître la répartition du flux d'électrons à l'intérieur même d'un composant car cela résulte directement de sa structure interne. Les orientations des boucles de courant sont néanmoins prévisibles. Il est donc possible de limiter les phénomènes de couplages en les positionnant les uns par rapport aux autres, de façon à ce que le champ magnétique (\vec{B}) rayonné par un composant ne soit que très peu perçu par les autres (l'idéal étant la quadrature des champs).

Prenons l'exemple de deux condensateurs électriquement connectés en parallèles. Pour la figure I.7.A, ils sont également disposés parallèlement. La mutuelle induction entre eux est alors maximale en raison de la colinéarité des champs \vec{B} avec les normales aux surfaces. Une disposition perpendiculaire (Fig I.7.B) des composants discrets reviendrait au contraire à annuler ce même couplage ($\vec{B}_1 \perp \vec{n}_2$ et $\vec{B}_2 \perp \vec{n}_1$).

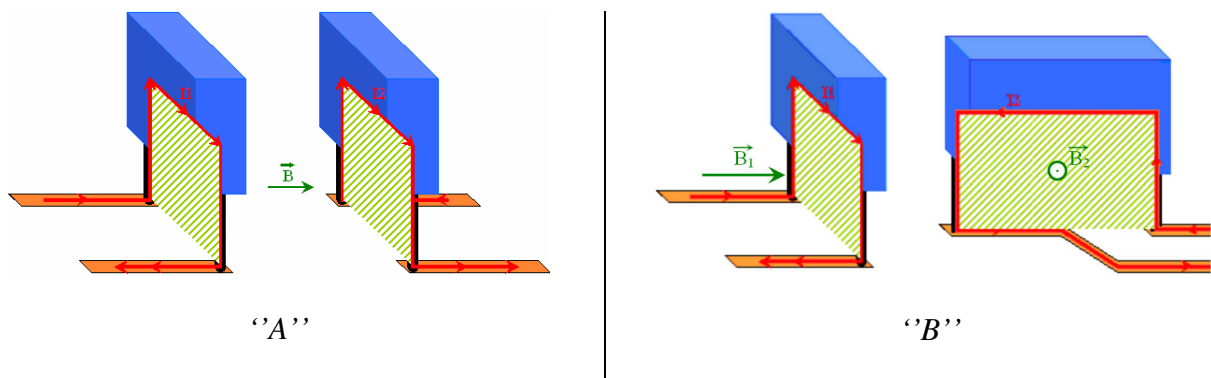


Figure I.7 : Ajustement du couplage magnétique entre deux condensateurs

Un arrangement astucieux des composants discrets couplé à une construction de pistes à faibles impédances, signifierait que seuls les couplages magnétiques pistes / composants ne seraient pas traités. Malgré cela, ces méthodes sont couramment employées dans l'industrie en raison de leurs simplicités de mise en pratique [12] [23]-[28].

I.3.2. Réduction des ESL des condensateurs à l'aide de certains couplages magnétiques parasites

Compte tenu du fait que les imperfections des composants discrets sont principalement à l'origine du dysfonctionnement des filtres CEM en haute fréquence, d'autres études ont consistées à favoriser et à contrôler certains couplages magnétiques parasites de manière à annuler les ESL des condensateurs [12]-[24]. En effet, les condensateurs se comportent alors comme des inductances et les inductances comme des capacités. Les composantes capacitatives

et résistives d'un condensateur peuvent être négligées en HF en raison de leurs faibles valeurs. Seuls les termes inductifs sont alors influents.

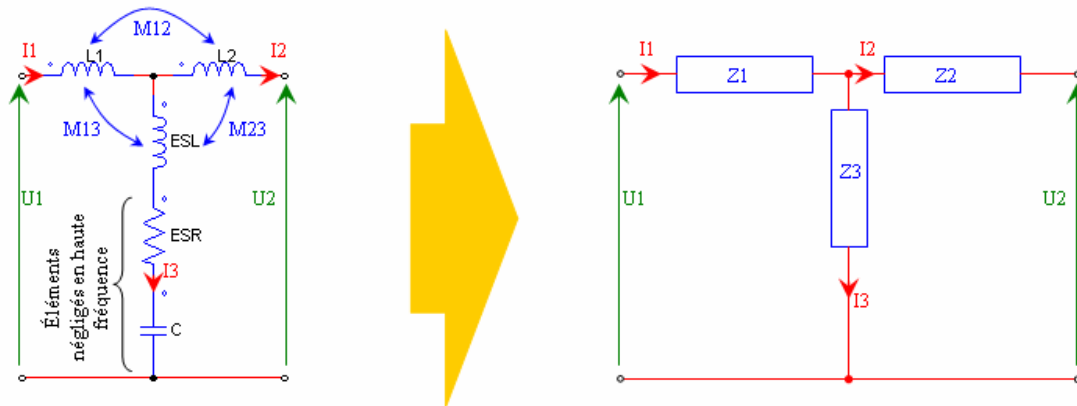


Figure I.8: Utilisation de couplages magnétiques parasites pour annuler l'ESL des condensateurs

Dans l'exemple de la figure I.8, seuls les couplages magnétiques liant un condensateur avec deux des pistes lui étant connectées sont exploités. Le but étant donc de limiter au mieux le comportement inductif global du composant discret. Le schéma équivalent de gauche peut alors être simplifié par le circuit de droite (Annexe I) si l'on considère :

$$(Eq.4) \quad Z_1 = j.(L_1 + M_{12} + M_{13} + M_{23}).\omega \quad | \quad (Eq.5) \quad Z_2 = j.(L_2 + M_{13} - M_{12} - M_{23}).\omega$$

$$(Eq.6) \quad Z_3 = ESR + j.\left((ESL + M_{13} - M_{12} - M_{23})\omega - \left(\frac{1}{C.\omega} \right) \right)$$

(Les Mutuelles utilisées ici sont algébriques, le signe dépendant de la géométrie)

On remarque alors que le terme inductif total du condensateur est modélisé par l'impédance 'Z3', et peut-être fortement réduit si :

$$(Eq.7) \quad ESL + M_{13} = M_{12} + M_{23}$$

Bien sur, cette méthode peut ensuite s'étendre à davantage de couplages magnétiques parasites. Mais l'inconvénient de trop en considérer reste le même ; celui de la difficulté de tous les gérer, et donc d'obtenir les valeurs de mutuelles désirées. Certains constructeurs ont cependant eu l'idée de regrouper un condensateur ainsi que plusieurs éléments inductifs contrôlés (en nombre néanmoins limité), au sein d'un seul et même composant discret. Les quelques inductances incorporées sont alors définies, ou dit autrement couplées, de sorte d'annuler l'ESL du condensateur à proprement dit. Un exemple de composant est présenté figures I.9 où seule la mutuelle induction entre ces inductances est alors exploitée. Il est en effet plus compliqué d'ajuster les couplages magnétiques entre ces pistes rajoutées et le corps

même du condensateur, car il faut être capable de connaître la répartition du courant à l'intérieur du composant capacitif. Ce qui n'est pas forcément évident. Procéder ainsi revient donc, vis-à-vis de l'équation (Eq.6), à vouloir minimiser les mutuelles inductions " M_{13} " et " M_{23} " pour ensuite ajuster " M_{12} " à la valeur de l'ESL du condensateur afin de satisfaire la relation (Eq.7). Nous remarquerons qu'il s'agit pour cet exemple d'un composant discret à trois pattes.

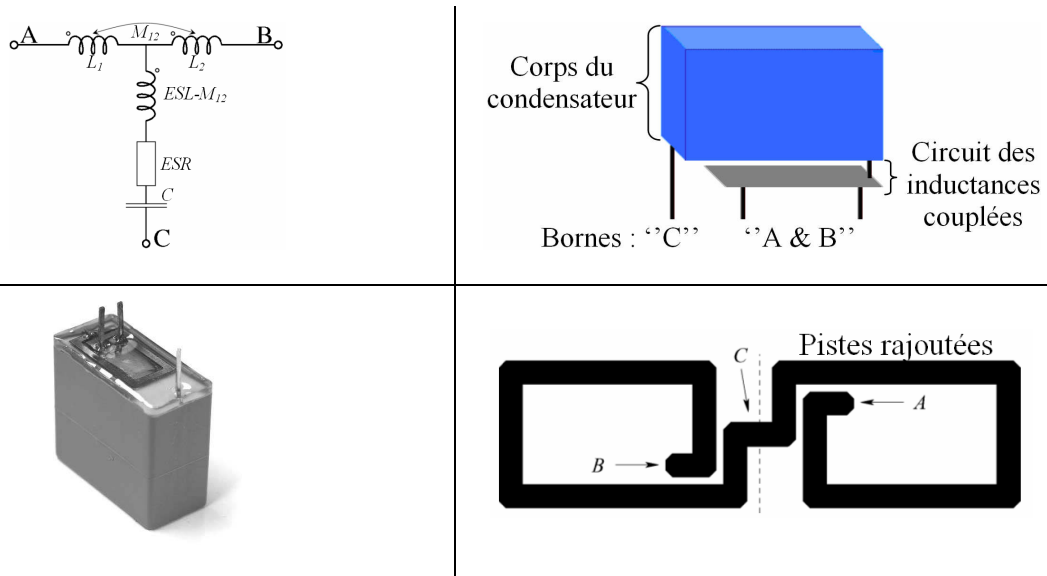


Figure I.9 : Exemple de technologie de condensateur à faible ESL

Différents tests ont été réalisés sur ce type de composant. Les résultats ont clairement pu montrer des réductions drastiques des ESL, menant par conséquent à un comportement amélioré en haute fréquence [13] [23].

D'autres structures de condensateurs à très faible ESL sont évidemment possibles. La construction d'un tel composant dépend d'une part du nombre d'éléments inductifs que l'on souhaite exploiter, et d'autre part de la façon dont ils doivent être utilisés. L'avantage d'une telle réalisation est que le ou les couplages magnétiques entre les éléments inductifs internes sont complètement contrôlés.

I.3.3. Définition du bobinage pour les inductances de MD & MC

La manière de bobiner les inductances discrètes peut également fortement influencer le comportement magnétique de ce type de composants. Bien que les bobinages créent un champ magnétique principal au cœur du matériau qu'ils entourent (plus ou moins intense selon la nature et la géométrie du matériau) ; ils se couplent également avec les éléments environnant. Des couplages magnétiques parasites résultent en effet de la circulation du courant le long du

circuit magnétique (Eq.1), (Eq.2) & (Eq.3). Ces derniers ne sont pas forcément perturbés par la présence du matériau magnétique, tout dépend de sa géométrie.

Prenons l'exemple de la figure I.10 d'une inductance torique, comme c'est généralement le cas pour un filtre CEM. On peut alors remarquer que la surface de la boucle créée peut-être

définie par celle d'un disque de diamètre $D_{moyen} = \frac{(D_{extérieur} + D_{intérieur})}{2}$ [32] [33] [34] [89].

Donc plus le tore est grand, plus les mutuelles inductions parasites avec le composant seront importantes. Cependant, une nouvelle méthode de bobinage consistant à effectuer un retour du courant sur le pourtour du circuit magnétique, mais en sens inverse au bobinage, est présentée figure I.11 [32] [89]. Ce procédé tend alors à réduire cette même surface de façon plus ou moins importante selon les dimensions du tore. En effet, plus faible est l'écart entre le diamètre extérieur et intérieur, plus faible sera cette surface. L'inverse est également vrai.

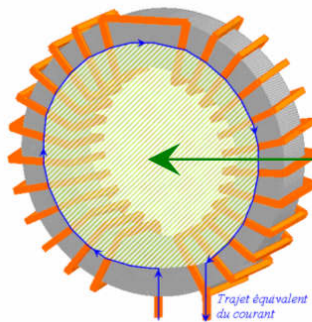


Figure I.10 : Bobinage classique d'une inductance sur un tore

{ Surface de
la boucle
équivalente }

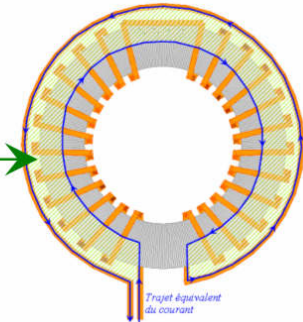


Figure I.11 : Bobinage limitant les couplages magnétiques parasites

Une autre méthode consiste quant à elle à choisir judicieusement la position même du ou des bobinages sur le tore. Car en effet, la surface de boucle liée à la circulation du courant peut également être plus ou moins importante selon les cas [33] [34] [89]. Les exemples de la figure I.12 illustrent alors ce phénomène en considérant trois manières différentes de bobiner une simple inductance sur un tore. Nous pouvons en effet noter que la solution "A" pour laquelle le bobinage est défini horizontalement et en haut du tore, entraînera irrémédiablement des couplages magnétiques (avec ce composant inductif) bien plus accentués que les autres solutions "B" & "C".

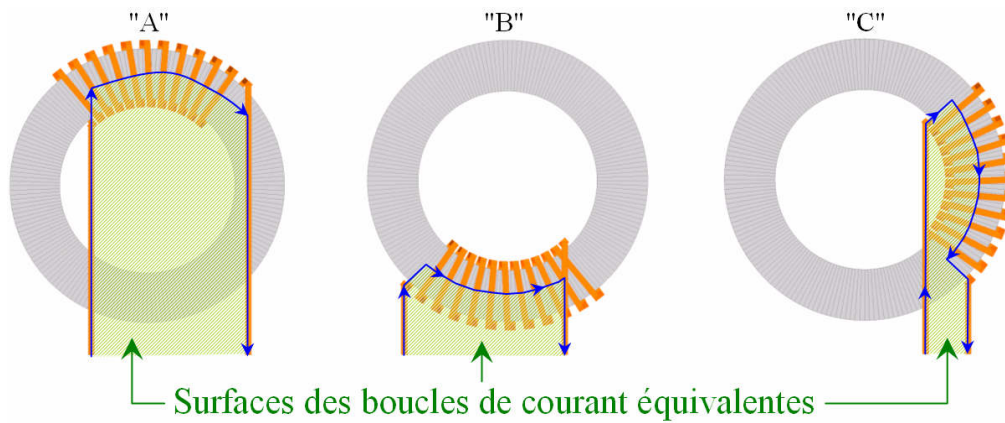


Figure I.12 : Différents positionnement du bobinage pour une inductance torique

Comme pour les méthodes précédentes (I.3.1 & I.3.2), l'intérêt majeur d'une définition réfléchie des bobinages reste la simplicité de mise en œuvre de ce procédé. Mais compte tenu que l'importance des couplages magnétiques parasites dépend aussi de la géométrie du circuit magnétique, rien n'assure également une diminution drastique de ces phénomènes.

I.3.4. Réduction des EPC des inductances discrètes

En ce qui concerne les inductances de mode différentiel et de mode commun d'un filtre CEM, différents couplages électrostatiques apparaissent entre les bobinages, mais aussi avec le matériau magnétique utilisé. En effet selon sa composition, le circuit magnétique peut se comporter comme un diélectrique isolant ou bien un semi-conducteur. La conductivité de ce type de matériau peut en effet fortement varier selon leur nature, allant de quelques $\Omega.m$ à quelques $\mu\Omega.m$ [36].

Dans le cas d'un filtre CEM, il est tout aussi possible de définir les inductances de MD et de MC sur un même noyau magnétique, ou bien sur deux noyaux distincts. De plus pour chacune d'elles, il est aussi envisageable de définir leurs bobinages également sur deux circuits magnétiques différents. Lorsqu'ils sont bobinés ensemble (Fig I.13.A), les couplages capacitifs entre eux sont bien plus importants que s'ils étaient séparés, et ne doivent par conséquent pas être négligés. D'où la nécessité de paramétrer une capacité parasite dans le schéma électrique équivalent du composant (Fig I.13.C). Dans ce cas, la capacité "Cp12" de la figure I.13.C regroupe à elle seule l'ensemble des effets électrostatiques apparaissant entre les deux bobinages, mais également avec le noyau. Cette capacité équivalente n'est cependant pas nécessaire si les bobinages d'une même inductance sont définis séparément (Fig I.13.B). Il faut néanmoins préciser qu'assimiler l'ensemble des phénomènes capacitifs parasites à un seul et même élément n'est évidemment pas suffisant.

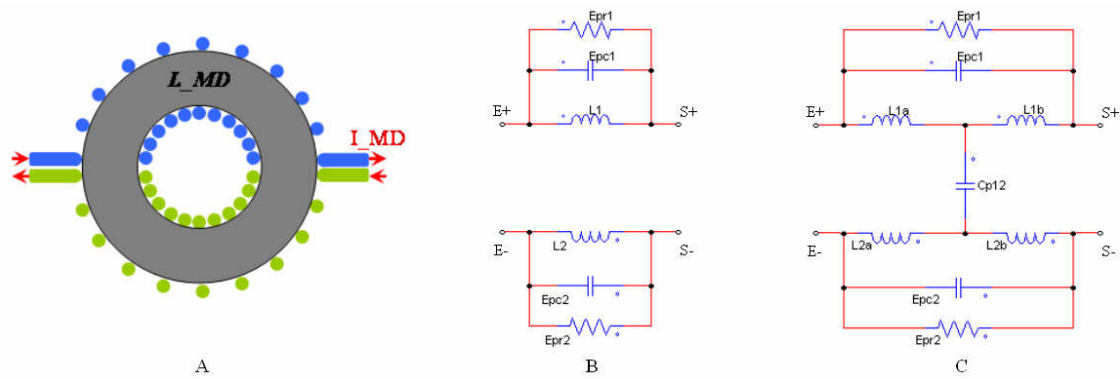


Figure I.13 : Représentation simplifiée d'une inductance de mode différentielle (MD)

Différentes études ont alors portées sur la réduction des capacités parasites propre à chaque bobinage d'une inductance, autrement dit des "EPC". Elles ont pu montrer dans un premier temps qu'il était possible d'utiliser la capacité "Cp12" à cet effet. L'inconvénient de cela est que cet élément est difficilement contrôlable car dépend directement de la qualité du bobinage ou encore de la nature même du noyau magnétique. C'est pourquoi une seconde méthode à été mise au point. Elle consiste à instaurer des condensateurs identiques "C" entre les bornes "E+" et "S-", puis entre "S+" et "E-" (Fig I.13.B & C) afin de réduire au maximum les EPC [30] [31]. La valeur de ces condensateurs dépend directement de la façon dont les bobinages ont été réalisés. Dans le cas par exemple où ils seraient définis sur deux circuits magnétiques différents, il faudrait paramétrer $C = Epc$. Ce procédé à pourtant plusieurs inconvénients. Il est premièrement absolument essentiel d'avoir des bobinages strictement identiques. Deuxièmement, il faut que les deux inductances de MD et de MC (Fig I.5) soient construites sur deux circuits magnétiques distincts afin de les traiter indépendamment l'une de l'autre. Troisièmement, la structure même de filtre CEM se voit modifiée en raison du rajout de plusieurs condensateurs. Et pour finir, l'ensemble des couplages magnétiques avec chaque inductance doit être négligé, lesquels peuvent pourtant avoir des effets relativement importants sur le comportement du filtre, et voir sur les composants discrets eux-mêmes.

Une autre méthode permettant d'utiliser le circuit magnétique pour améliorer le comportement du filtre a été mise au point. Elle consiste à relier les noyaux magnétiques à la masse afin de compléter les condensateurs "CY" [35]. En effet, l'ensemble des capacités parasites entre chaque bobinage et la masse permettraient également de reboucler, et donc de filtrer, les perturbations de MC. Cette méthode est donc principalement dédiée à l'inductance de mode commun.

I.3.5. Blindage(s)

Le blindage magnétique est également une solution possible. De manière générale, l'intégralité du filtre CEM est encapsulé dans une enceinte métallique de sorte à être le moins possible sensible aux rayonnements EM extérieurs, et vice-versa. Les phénomènes électromagnétiques intrinsèques au dispositif peuvent également se voir modifiés en raison de la réaction de cette enveloppe conductrice. Des courants induits se développeront en effet au sein même de cette armature métallique ; lesquels entraîneront systématiquement une réduction plus ou moins forte des phénomènes magnétiques. Ce qui explique la notion de blindage magnétique [5].

Il est également possible de blinder individuellement chaque composant discret, ou du moins de les séparer par des grilles conductrices reliées à la masse [35]. Il ne faut alors pas que les composants soient accolés à ces grilles pour ne pas augmenter les capacités parasites les reliant à la masse. Ce procédé permet quant à lui de limiter uniquement les couplages magnétiques entre composants.

I.3.6. Limites de ces méthodes

Chacune des méthodes présentées dans ce sous chapitre I.3 permet uniquement la réduction, soit des imperfections des composants discrets, soit de l'importance des couplages parasites. Aucune n'a donc pour objectif de les exploiter réellement, excepté pour atténuer certains phénomènes comme c'est le cas partie I.3.2. De plus, très peu de paramètres sont à chaque fois pris en compte. La majorité d'entre eux n'est donc pas contrôlée. Il se peut aussi que certains éléments parasites soient réduits au détriment d'autres, comme c'est le cas par exemple lors de la construction de pistes larges. Dans d'autre cas, l'amélioration nécessite la modification de la structure même du filtre CEM par insertion de composant discret (sous chapitre I.3.4) ; ce qui n'est pas forcément acceptable en terme volumique (système embarqué), mais aussi économique (production à grande échelle). Mais le principal inconvénient de ces différentes astuces d'optimisations est surtout que rien ne garantit que le filtre construit soit optimal.

I.4. Pourquoi nos travaux ?

I.4.1. Principe d'optimisation généralisé

L'avancée majeure des travaux effectués au cours de cette thèse a été l'utilisation de ces phénomènes parasites habituellement atténués au maximum. Rien ne prouve en effet que leur

utilisation ne mène pas à un meilleur comportement, ou au contraire qu'un mauvais agencement ne dégrade pas complètement le principe du filtrage. Les exploiter n'est bien sûr pas chose facile car calculer leurs valeurs nécessite l'utilisation d'outil numérique relativement lourd. En effet, il n'existe aucune méthode théorique ou pratique permettant d'identifier, d'isoler et de mesurer la valeur de chaque composant parasite. Une modélisation numérique complète d'un filtre CEM est alors primordiale dans le but de pouvoir considérer l'ensemble des aspects électromagnétiques du système. L'idée serait alors d'utiliser ce modèle afin d'être capable de prédire le comportement réel du filtre, mais aussi de pouvoir effectuer une optimisation de ce dernier par ajustement de la position de chaque composant discret, et/ou par la recherche d'un routage optimisé. Le nombre de paramètres parasites pris en considération (et donc le degré de modélisation) dépend directement du type d'outil numérique utilisé, et donc de la méthode d'analyse.

1.4.2.Aspect automatique du processus d'optimisation

Automatiser le processus d'optimisation d'un filtre est également essentiel pour plusieurs raisons. La première et la principale cause à cela, est le nombre trop important de phénomènes à considérer. Car cela rend en effet le problème beaucoup trop complexe à résoudre, ou juste simplement à mettre en équation. La seconde raison est directement liée au fait que tous les paramètres s'influencent les uns les autres. Il est donc primordial de tous les prendre en compte si l'on souhaite parfaitement retranscrire le fonctionnement global du dispositif. Car la modification d'un seul terme entraîne des variations sur tous les autres. Le fait d'automatiser cela permet que, lors de chaque modification du montage, tous les phénomènes parasites, soit de type inductif, soit de type capacitif ; soient pris en compte dans le calcul de la réponse du filtre.

1.5.Méthodes de modélisation d'un filtre CEM

1.5.1.Intérêts et objectifs d'une modélisation

Caractériser individuellement les interactions électromagnétiques entre chaque élément du montage de manière pratique n'est pas possible, il y a trop de paramètres influents. Une modélisation complète d'un filtre CEM est alors essentielle. De cette manière, les phénomènes parasites pourront être pris en compte dans leur intégralité, ou plutôt avec le plus grand nombre de paramètres ; cela dépend de l'outil numérique employé. Différentes méthodes de modélisation numérique sont possibles, mais aucune ne permet simplement une considération simultanée des termes magnétiques et électrostatiques. Cela nécessite en effet

des calculs relativement gourmands en place mémoire, mais la résolution peut également s'avérer très délicate d'un point de vue numérique. Ces deux aspects doivent en conséquence être indépendamment traités. Bien que le problème nécessite une résolution en deux parties, la caractérisation complète d'un filtre reste possible.

De plus, d'autres problèmes apparaissent quel que soit l'outil numérique utilisé. La présence de composants discrets rend le système difficile à modéliser, car leur définition dépend directement de leur géométrie interne, parfois très complexe. Il faut aussi être capable de pouvoir prendre en compte des matériaux de différentes natures (magnétique ou diélectrique). Leurs influences sur les champs électromagnétiques parasites ne sont pas forcément négligeables selon leurs caractéristiques physiques, mais aussi selon leurs géométries (exemple d'un circuit magnétique où le champ démagnétisant dépend principalement de sa géométrie [38] [39] [40]).

1.5.2. Modélisation par éléments ou différences finies

Etant donné que notre étude porte sur l'aspect électromagnétique d'un système de la taille d'un filtre CEM, donc relativement compact ; les méthodes par éléments ou différences finies semblent être plutôt bien adaptées car elles ont été conçues pour résoudre numériquement des problèmes à dérivées partielles. Cependant, l'exploitation simultanée des quatre équations de Maxwell (\vec{E} & \vec{B}) s'avère tellement lourde et délicate à traiter numériquement, que cela n'est jamais réalisé. Ce type de méthodes est également très souvent utilisé dans l'industrie pour des problèmes de thermique, de mécanique classique, Elles consistent à calculer de manière approchée une solution aux équations à dérivées partielles en se limitant à un espace confinée avec des conditions aux limites/bords. L'aspect approché vient d'une discrétisation de la géométrie à l'aide d'éléments volumiques unitaires définis par des sommets également appelés mailles. On parle alors de maillage du domaine d'étude. Sa définition doit être suffisamment précise de manière à avoir une bonne approximation du calcul de la ou des grandeurs physiques calculées en chaque maille. Cela nécessite donc une discrétisation complète de l'environnement du système étudié, y compris l'air. Il est également possible, voire essentiel d'affiner la finesse du maillage à proximité des éléments actifs du système afin d'avoir une bonne précision aux endroits où les phénomènes physiques analysés sont les plus intenses (peuvent être sujets à de fortes variations).

Avantages

- L'un des avantages de ces méthodes est leurs fiabilités. Elles ont en effet fait leurs preuves, c'est la raison pour laquelle elles sont les plus utilisées dans l'industrie.
- La méthode par éléments finis permet de réaliser un maillage à l'aide de formes plus ou moins complexes (rectangles, triangles, ...), ce qui implique que n'importe quel système peut ainsi être modélisé, et donc facilement maillé. La méthode par différences finies nécessite un maillage plus restrictif car uniforme.
- L'adaptabilité du maillage est aussi possible, de sorte à pouvoir être affiné à certains endroits. Ce qui fait que ces méthodes sont très bien adaptées pour tous phénomènes locaux (champs électromagnétiques proches).
- Un autre atout important de ces méthodes est la possibilité de considérer des environnements non homogènes, c'est-à-dire contenant des matériaux magnétiques ou diélectriques.

Inconvénients

- Un maillage uniforme et précis alourdirait le problème à résoudre. Le nombre de points de calcul devient alors important, le temps de résolution également.
- Dans le cas d'un système à dimension importante, le maillage de l'espace d'étude devient très délicat. Il se peut que les effets lointains soient moins bien retranscrits à l'inverse des effets locaux (maillage fin à proximité des éléments actifs, et de plus en plus relaxé au fur et à mesure qu'on s'en éloigne).
- Un maillage peut précis peut également poser des problèmes de convergence et de stabilité numérique.
- Ces méthodes sont particulièrement bien adaptées aux effets à interactions proches. Or les problèmes de CEM concernent aussi bien les phénomènes de champs proches que ceux lointains.
- Dans le cadre d'un processus d'optimisation où la géométrie même du filtre serait modifiée à chaque itération, il serait nécessaire de remailler systématiquement le modèle. Ce qui pourrait poser des problèmes vis-à-vis du maillage de l'air, mais ce qui pourrait aussi entraîner des temps de calcul relativement conséquents.

(Liste non exhaustive des avantages et inconvénients de ces méthodes)

Les fonctionnements de ces deux procédés ne seront pas davantage détaillés dans ce manuscrit, mais sont disponibles dans les documents suivants [44] [45].

Le fait qu'un maillage complet de l'environnement du filtre CEM soit obligatoire y compris l'air, rend l'utilisation de ces méthodes inenvisageable pour tout processus d'optimisation. De plus, étant donné que le calcul de la réponse d'un filtre doit de toute façon être réalisée en deux étapes (\vec{E} & \vec{B}), il peut être intéressant d'utiliser un autre moyen d'analyse, plus léger en terme de maillage, et donc en temps de résolution.

I.5.3.Méthode PEEC (Partial Equivalent Element Circuit)

Une autre solution appelée méthode PEEC (Partial Equivalent Element Circuit) permettant de discrétiser uniquement des parties actives d'un système a vue le jour dans les années 1970. Ce procédé assimile chaque élément conducteur d'un montage à une multitude de circuits électriques équivalents de type résistif, inductif et capacitif. Le maillage de l'air environnant n'est donc pas nécessaire, d'où la diminution drastique du nombre d'inconnues, et donc du problème à résoudre [46]-[51]. Ces circuits électriques équivalents sont alors établis entre chaque maille de chaque conducteur, et chaque terme électrique est défini de manière complexe, faisant apparaître des paramètres de couplages et donc de mutuelles inductions entre chaque composant inductif.

La construction d'un conducteur est alors possible de deux manières. La première concerne ceux dont la circulation du courant est connue et unidirectionnelle, d'où le nom de conducteur unidirectionnel ou "1D" (Fig I.14). La seconde est utilisée au contraire pour définir des éléments conducteurs dont le sens du courant, et donc sa répartition, n'est pas connu. Cela ne concerne par conséquent que des conducteurs surfaciques tels que des pistes larges ou encore des plans métalliques. On parle alors de conducteurs bidirectionnels ou "2D" (Fig I.15).

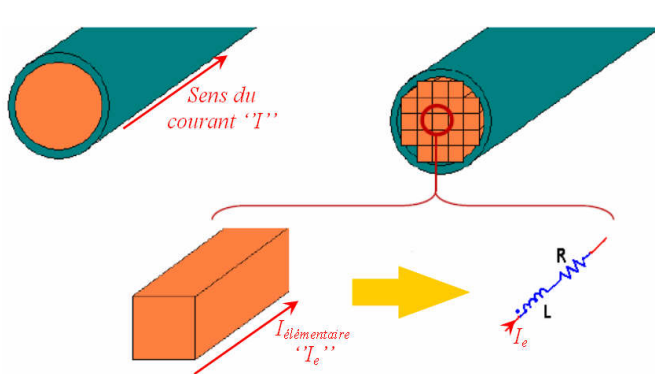


Figure I.14: Conducteurs "1D"

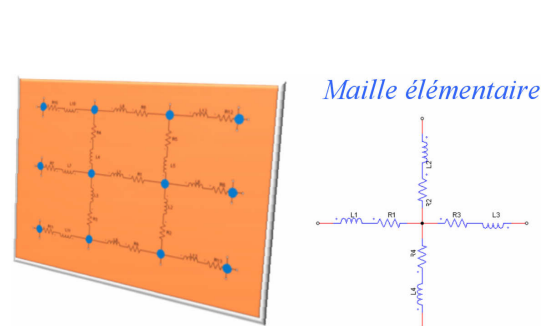


Figure I.15: Conducteurs "2D"

La prise en compte des trois directions de l'espace dans la circulation du courant au sein d'un conducteur est possible, mais entraîne un grand nombre d'inconnues ; ce qui remet en question l'intérêt même de cette approche PEEC vis-à-vis d'autres méthodes numériques.

Avantages

- Le premier avantage de cette méthode est le gain de temps lié à la résolution accélérée d'un problème, en raison du non maillage de l'air environnant le système étudié.
- La réalisation du maillage est également plus souple car dépend uniquement de la géométrie des conducteurs.
- Contrairement aux éléments finis, cette méthode est relativement robuste à un sous maillage.
- Les effets de peau et de proximité sont pris en compte par adaptation automatique du maillage à fréquence élevée.
- Le fait de calculer des circuits électriques équivalents permet une analyse simplifiée d'un système si l'objectif est de définir son comportement impédant.
- Etant donné qu'il s'agit d'une méthode intégrale, les effets à distances sont calculés précisément. Ce procédé est donc bien adapté aux problèmes à interactions lointaines.

Inconvénients

- Le principal inconvénient est la difficulté de définir des éléments conducteurs volumiques (3D). Car de tels éléments augmentent considérablement la complexité et la taille du problème à résoudre.
- L'autre inconvénient majeur est la difficulté de modéliser des environnements non homogènes. Considérer des matériaux magnétiques et/ou diélectriques est en effet relativement complexe [46] [47].
- Comme pour les méthodes précédentes par éléments ou différences finies, un maillage peut précis peut poser des problèmes de convergence et de stabilité numérique.

(Liste non exhaustive des avantages et inconvénients de cette méthode)

1.5.4.Méthode de modélisation choisie pour l'optimisation

Bien que les effets magnétiques et électrostatiques soient intimement liés, il est essentiel de considérer chaque aspect du problème individuellement. La première raison à cela est la difficulté de considérer simultanément ces deux phénomènes physiques au sein d'un même

procédé de calcul. Cela entraînerait en effet un problème relativement complexe et délicat à résoudre d'un point de vue numérique. La deuxième explication est directement liée à l'objectif même de nos travaux. C'est-à-dire celui d'être capable d'exploiter une modélisation numérique de filtre CEM au sein d'un processus d'optimisation automatique afin de trouver une solution optimisée voir optimale de filtre. Les temps de résolution d'un problème doivent donc être les plus faibles possibles.

Compte tenu des avantages et inconvénients de chaque méthode présentée dans ce sous chapitre I.5, notre choix s'est alors porté sur l'utilisation de la méthode PEEC en raison du non maillage de l'air environnant, permettant ainsi des gains de temps conséquents. Le fait que ce procédé de calcul numérique soit relativement robuste à un sous maillage est également un atout important. Car cela nous permettra aussi d'être assez souples vis-à-vis de la définition même du maillage pour chaque élément conducteur du modèle de filtre [51].

Les inconvénients inhérents à ce procédé sont principalement des problèmes de modélisation. Il est cependant possible de contourner les problèmes de définition de certains éléments géométriques (3D) grâce à diverses astuces de construction. Nous verrons également que nous avons pu contourner la présence de matériaux magnétiques (chapitre III). Les désavantages des méthodes par éléments ou différences finies sont quant à eux difficilement contournables car directement liés à la nature et à la qualité du maillage.

I.6.Limitation aux phénomènes magnétiques

Etant donné qu'aucune méthode de modélisation ne permet une considération simple, rapide et simultanée des effets magnétiques et électrostatiques, nous avons dû restreindre le problème d'étude à un seul phénomène physique. La définition d'un filtre CEM a par conséquent dû être dégradée. Le fait que l'outil de modélisation choisi soit basé sur la méthode PEEC, implique naturellement que nos travaux se sont limités aux effets magnétiques (hors phénomène d'aimantation). Le schéma équivalent présenté figure I.5 reste valable, mais il doit être souligné que l'intégralité des couplages électrostatiques n'a pas été prise en considération par le processus d'optimisation. La réponse d'un filtre, calculée à l'aide de ce modèle, restera donc fidèle à la réalité tant que les capacités parasites ne seront pas sollicitées. Seules les EPC des inductances de MD et de MC pourront néanmoins être rajoutées ultérieurement au modèle PEEC de filtre, mais seulement une fois une solution optimisée obtenue. Car l'algorithme d'optimisation exploitera un modèle analytique de filtre (chapitres II) ne permettant pas de les considérer. Ces capacités sont également les seules

pouvant facilement être mesurées [6] [8]. Nous rappelons que le comportement capacitif des pistes est négligé dans nos travaux.

I.7.Métrologie :

I.7.1.Importance des vérifications expérimentales

Bien que l'utilisation d'outils numériques soit indispensable pour optimiser un filtre CEM, il est tout autant essentiel de vérifier que la solution obtenue soit bien valable. Dit autrement, il est primordial de vérifier que la réponse du filtre prédite par l'outil de simulation soit bien correcte, et corresponde bien au comportement réel du filtre.

Comme nous l'avons précédemment stipulé dans le sous chapitre précédent (I.5), certaines astuces et hypothèses de construction liées au choix de la méthode d'analyse (PEEC) devront être utilisées de manière à être capable de modéliser correctement le montage. Ceci entraînera donc une certaine approximation vis-à-vis de l'aspect CEM global du filtre. Il faudra donc veiller à ce que cette approximation reste limitée, et donc que la modélisation même du système reste correcte électromagnétiquement parlant.

I.7.2.Méthodes d'analyse comportementale d'un filtre CEM

I.7.2.1.Difficulté d'identifier un filtre CEM par mesures d'impédances

Le fait qu'un filtre CEM soit au moins un quadripôle (Fig.16) rend l'étude expérimentale assez délicate à mener. Différentes méthodes de mesures sont possibles, mais certaines sont plus adaptées que d'autres pour ce type de système.

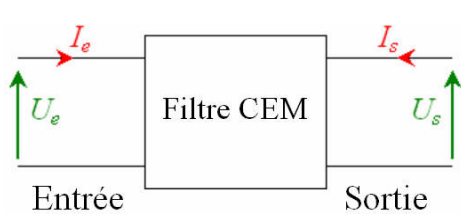


Figure I.16: Représentation d'un filtre CEM sous forme de quadripôle

$$(Eq.8) \quad \begin{pmatrix} U_e \\ U_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} I_e \\ I_s \end{pmatrix}$$

$$(Eq.9) \quad \begin{pmatrix} I_e \\ I_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} U_e \\ U_s \end{pmatrix}$$

Identifier les performances d'un filtre à l'aide de mesures d'impédances s'avère relativement compliqué car la caractérisation complète de la matrice impédance $[Z]$ d'un quadripôle (Eq.8) (ou bien sa matrice admittance $[Y]$ (Eq.9)) nécessite naturellement d'effectuer plusieurs mesures. Mais seuls les termes Z_{11} et Z_{22} (ou bien Y_{11} et Y_{22}) peuvent facilement être obtenus en mesurant directement l'impédance vue pour un port du filtre (l'entrée ou la sortie),

le second étant en circuit ouvert. Les impédances de transfert Z_{12} et Z_{21} peuvent se déduire de mesures complémentaires, mais qui, selon les conditions de couplage, peuvent engendrer des problèmes de précision, comme c'est souvent le cas pour certains transformateurs [8].

1.7.2.2. Identification par fonction de transfert

L'autre type d'analyse consiste à mesurer directement la fonction de transfert du filtre, soit en tension, soit en courant (Eq.10). Cette méthode est particulièrement bien adaptée pour caractériser les performances d'un filtre, quelle que soit la nature de ce dernier. C'est pourquoi ce procédé est le plus répandu dans l'industrie pour l'identification de ce type de quadripôle.

$$(Eq.10) \quad FT_U = 20.\log\left(\left|\frac{V_s}{V_e}\right|\right) \quad , \quad FT_I = 20.\log\left(\left|\frac{I_s}{I_e}\right|\right)$$

Différents appareils permettent alors de telles mesures. Le choix de l'outil dépend de la bande passante que l'on souhaite considérer. L'un d'eux, appelé analyseur de réseau, est particulièrement bien adapté aux systèmes HF de type ligne de transmission. Leur bande passante peut débuter à quelques kHz, pour finir à plusieurs dizaines de GHz. Leur principe de mesure est alors basé sur les paramètres "S" [52]-[56] décrivant la propagation d'une onde pour un quadripôle. Les ondes électriques, aussi bien tension que courant, sont définies par deux composantes : une dite incidente (que l'on nomme "a") qui sera transmise d'un port à l'autre, puis une réfléchie appelée "b". Ces deux composantes sont normalisées par l'impédance caractéristique du quadripôle " Z_o " afin de faire disparaître les notions physiques ou électriques des signaux (courant ou tension). On parle alors uniquement d'ondes, et ce quelle que soit leur nature (Fig I.17, (Eq.11), (Eq.12), (Eq.13), (Eq.14) & (Eq.15)).

$$(Eq.11) \quad \begin{pmatrix} b_e \\ b_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} a_e \\ a_s \end{pmatrix}$$

Avec pour chaque port :

$$(Eq.12) \quad a_e = \frac{V_{e-incidente}}{\sqrt{Z_o}} = \frac{V_e + Z_o \cdot I_e}{2 \cdot \sqrt{Z_o}}$$

$$(Eq.13) \quad b_e = \frac{V_{e-réfléchie}}{\sqrt{Z_o}} = \frac{V_e - Z_o \cdot I_e}{2 \cdot \sqrt{Z_o}}$$

$$(Eq.14) \quad a_s = \frac{V_{s-incidente}}{\sqrt{Z_o}} = \frac{V_s + Z_o \cdot I_s}{2 \cdot \sqrt{Z_o}}$$

$$(Eq.15) \quad b_s = \frac{V_{s-réfléchie}}{\sqrt{Z_o}} = \frac{V_s - Z_o \cdot I_s}{2 \cdot \sqrt{Z_o}}$$

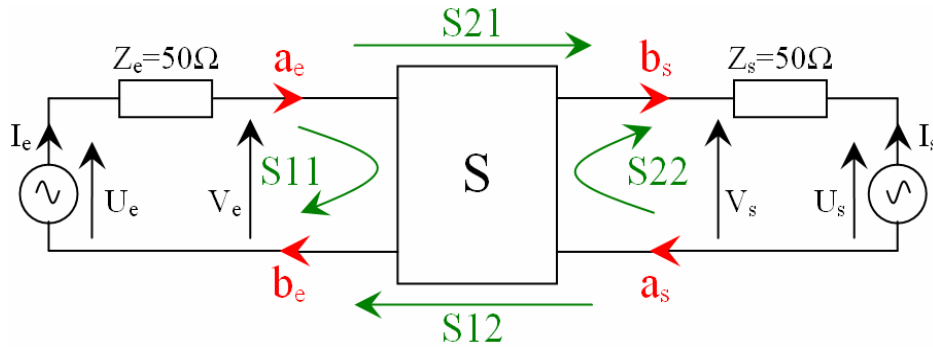


Figure I.17 : Mesure des paramètres "S" avec un analyseur de réseau

Pour mesurer les paramètres "S", une tension est appliquée à un port du quadripôle alors que l'autre présente uniquement la résistance 50Ω série, la source étant passivée. Les ports d'entrée/sortie sont donc adaptés (résistance interne de 50Ω), et alimentés chacun leur tour afin de pouvoir mesurer l'ensemble des paramètres. Si on considère que le port alimenté est

l'entrée, on a $S_{21} = \left. \frac{b_s}{a_e} \right|_{a_s=0}$. En exploitant les équations (Eq.12) & (Eq.15), on obtient :

$$S_{21} = \frac{V_s - Z_s \cdot I_s}{V_e + Z_e \cdot I_e}$$

Dans le cas de figure où les phénomènes de propagation peuvent être négligés à l'intérieur du dispositif évitant ainsi les phénomènes de réflexions multiples (ce qui est le cas au vu de la bande de fréquence et des dimensions considérées) ; la fonction de transfert $\frac{V_s}{U_e}$ peut se déduire du paramètre S_{21} par la relation suivante [55] :

$$\frac{V_s}{U_e} = \frac{S_{21}}{2}$$

Car la sortie ne présentant que la résistance 50Ω série, et sans réflexion, on a simplement $V_s = -Z_s \cdot I_s$. On obtient par conséquent une relation liant la tension en sortie de filtre "V_s" par rapport à la tension d'alimentation "U_e". C'est justement le ratio que calcul un analyseur de réseau pour définir les paramètres "S". On considère donc que la fonction de transfert caractéristique d'un filtre peut s'exprimer sous la forme :

$$(Eq.16) \quad FT = 20 \cdot \log \left(\left| \frac{S_{21}}{2} \right| \right)$$

La matrice impédance $[Z]$ du quadripôle étudié peut également être calculée à l'aide des paramètres "S" [53] [54]. Utiliser un analyseur de réseau permet donc aussi bien de caractériser un quadripôle par méthode impédance que par fonction de transfert.

D'autres appareils permettent aussi le calcul de la fonction de transfert par des mesures gain/phase avec une bande passante plus réduite, c'est-à-dire allant de quelques Hz à la centaine de MHz. Aucun phénomène de propagation n'est alors considéré. Le principe est le même qu'un analyseur de spectre [83] [84], dont l'objectif est de mesurer les composantes fréquentielles d'un signal. Mais l'avantage est que la fonction de transfert est directement calculée (Eq.10), ce que ne permet pas un analyseur de spectre.

1.7.2.3.Comparatif des deux procédés et choix retenu

Les sensibilités de chaque méthode de mesure envers les couplages EM parasites d'un système, ont été analysées afin de retenir la plus intéressante. L'objectif étant de choisir celle permettant une meilleure visualisation des différences d'impédance ou de gain directement liées à d'éventuelles variations des phénomènes électromagnétiques parasites. Pour ce faire, nous avons utilisé comme exemple, un montage d'étude composé uniquement de la partie différentielle d'un filtre CEM (Fig I.18). Les impédances " $Z_1(\omega)$ " (Eq.17) et " $Z_2(\omega)$ " (Eq.18) représentent les condensateurs "Cx", considérés identiques et ayant les caractéristiques suivantes :

$$Esl_{C1} = Esl_{C2} \approx 9,4nH \quad , \quad Esr_{C1} = Esr_{C2} \approx 21,6m\Omega \quad \text{et} \quad C1 = C2 \approx 641nF$$

L'inductance de mode différentielle a été définie par un seul terme inductif ramené à une phase, et choisi d'une valeur de 1 μ H. Le terme inductif "L₂" représente quant à lui l'influence des pistes d'entrée également ramenées à une phase (coefficient d'induction choisi par défaut à 5nH). Pour ces études de sensibilité, nous avons fait l'approximation (bien que fausse) que l'inductance de MD et la piste équivalente d'entrée sont parfaites. C'est-à-dire qu'aucun phénomène parasite, aussi bien sous forme d'EPC que de couplage magnétique, ne leur est lié. Seules les imperfections des condensateurs et le couplage magnétique entre leurs ESL respectives sont donc considérées. Nous avons fait ce choix afin de simplifier l'étude, et se focaliser sur la sensibilité des mesures vis-à-vis de la mutuelle induction "M" entre condensateurs.

$$(Eq.17) \quad Z_1(\omega) = Esr_{C1} + j \left(Esl_{C1} \cdot \omega - \frac{1}{C1 \cdot \omega} \right)$$

$$(Eq.18) \quad Z_2(\omega) = Esr_{C2} + j \left(Esl_{C2} \cdot \omega - \frac{1}{C2 \cdot \omega} \right)$$

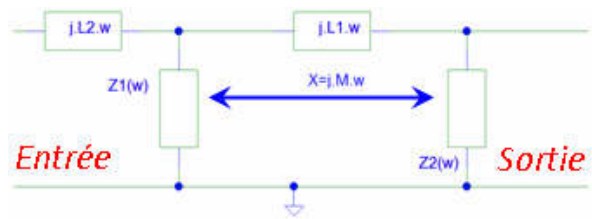


Figure I.18: Schéma équivalent d'un filtre de mode différentiel (MD)

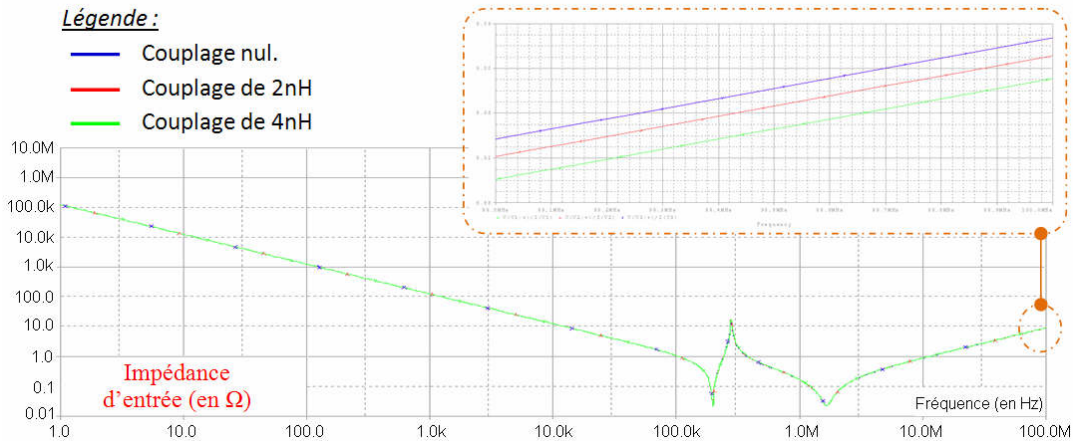


Figure I.19 : “ $Z_{eq_HF}(f)$ ” pour $M=0$, $M=2nH$ et $M=4nH$

➤ Dans un premier temps, nous avons effectué plusieurs simulations fréquentielles pour lesquelles la valeur du couplage magnétique parasite entre les ESL des condensateurs est différente. Tous les autres paramètres du montage sont fixés. Les valeurs considérées pour ‘M’ on alors été de 0, 2 & 4nH.

Les résultats présentés figure I.19 montrent alors que la mesure de l’impédance d’entrée ne subie aucune ou très peu de variation selon l’importance de la mutuelle induction entre les condensateurs. Nous avons ensuite mis le montage (Fig I.18) en équation dans le but de trouver une relation pour l’impédance vue par l’entrée (sortie à vide) du filtre (Eq.19). En haute fréquence, on peut faire l’hypothèse que seuls les termes inductifs sont influents. L’expression de “ $Z_{eq}(\omega)$ ” devient alors l’équation simplifiée (Eq.20) “ $Z_{eq_HF}(\omega)$ ”.

La plage de variation de ‘M’ est comprise entre -5nH et 5nH. Etant donné le résultat présenté figure I.20, le constat est identique. L’impédance d’entrée calculée change très peu pour la plage de variation du paramètre ‘M’ considérée. Les différentes simulations et les calculs analytiques ont donc pu montrer qu’une analyse par mesure d’impédance n’est pas sensible aux éventuelles variations du couplage magnétique parasite. Ce qui en conséquence n’est pas adapté dans le cas de la caractérisation d’un filtre CEM.

$$(Eq.19) \quad Z_{eq}(\omega) = \frac{(j.L_1.\omega + Z_2(\omega)) + j.\left(\frac{j.L_1.\omega + Z_2(\omega) - j.M.\omega}{Z_1(\omega) - j.M.\omega}\right).M.\omega}{1 + \left(\frac{j.L_1.\omega + Z_2(\omega) - j.M.\omega}{Z_1(\omega) - j.M.\omega}\right)} + j.L_2.\omega$$

$$(Eq.20) \quad Z_{eq_HF}(\omega) = j.\left(\frac{Esl_{C1}.(L_1 + Esl_{C2}) - M^2}{Esl_{C1} + Esl_{C2} + L_1 - 2.M} + L_2\right).\omega$$

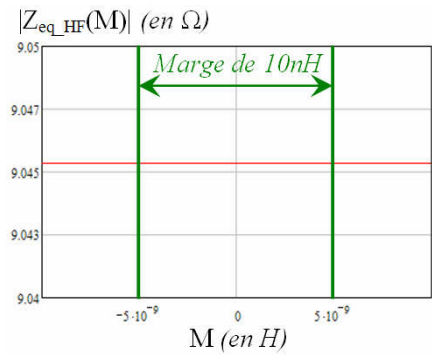


Figure I.20 : “Zeq_HF(M)” à 100MHz

➤ Nous avons ensuite cherché à voir si une analyse par fonction de transfert était plus sensible à l’influence des phénomènes CEM parasites. Pour ce faire, nous avons utilisé le même exemple de filtre qu’avant (Fig I.18). Une source de courant a été installée en sortie ($I_{ex}=1A$) et une résistance de charge de 100Ω en entrée afin de modéliser le comportement d’un RSIL (Réseau Stabilisateur d’Impédance de Ligne) en haute fréquence (chapitre II). Des simulations fréquentielles ont alors été effectuées, mais désormais pour calculer le coefficient d’atténuation en courant du filtre. Seule la mutuelle induction “M” a été modifiée (les valeurs étant toujours 0, 2 & 4nH).

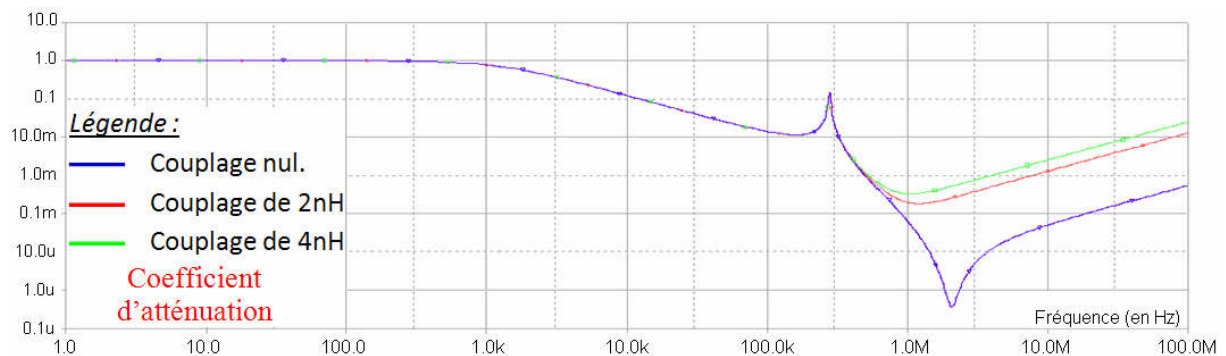


Figure I.21 : $\frac{I_{charge}}{I_{ex}}$ pour $M=0$, $M=2nH$ et $M=4nH$

Compte tenu des résultats présentés figure I.21, il est évident que ce type d’analyse est bien mieux adapté pour caractériser un filtre CEM. En effet, les différences observées sur l’atténuation du quadripôle, et donc sur sa fonction de transfert, sont plus marquées que pour des mesures d’impédance. Le montage d’étude (Fig I.22) a donc été mis en équation afin de trouver une relation analytique au calcul du coefficient d’atténuation du filtre en fonction de “M”.

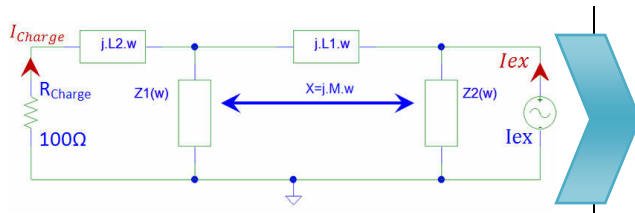


Figure I.22 : Schéma équivalent en "π" du filtre caractérisé par FT

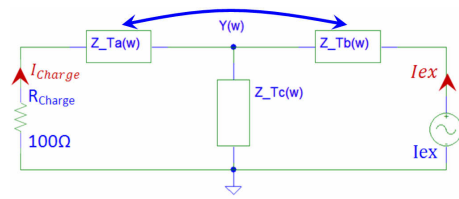


Figure I.23 : Schéma équivalent en "T" du filtre caractérisé par FT

Cependant, il est plus intéressant pour des raisons de facilité de résolution, de convertir le montage conventionnel en "π" par une structure en "T" avant de procéder au calcul de la fonction de transfert (Fig I.22 & Fig I.23). Les expressions des différents termes impédants sont alors présentées ci-dessous (Eq.21), (Eq.22), (Eq.23) et (Eq.24) (Annexe II).

$$(Eq.21) \quad Z_{Ta}(\omega) = \frac{j.L_1.\omega.Z_1(\omega)}{j.L_1.\omega + Z_2(\omega) + Z_1(\omega) - 2.j.M.\omega} + j.L_2.\omega$$

$$(Eq.22) \quad Z_{Tb}(\omega) = \frac{j.L_1.\omega.Z_2(\omega)}{j.L_1.\omega + Z_2(\omega) + Z_1(\omega) - 2.j.M.\omega}$$

$$(Eq.23) \quad Z_{Tc}(\omega) = \frac{Z_1(\omega).Z_2(\omega) + (M.\omega)^2}{j.L_1.\omega + Z_2(\omega) + Z_1(\omega) - 2.j.M.\omega}$$

$$(Eq.24) \quad Y(\omega) = \frac{-L_1.M.\omega^2}{j.L_1.\omega + Z_2(\omega) + Z_1(\omega) - 2.j.M.\omega}$$

$$(Eq.25) \quad \frac{I_{Charge}(\omega)}{I_{ex}(\omega)} = \frac{Z_{Tc}(\omega) + Y(\omega)}{-(R_{Charge} + Z_{Ta}(\omega) + Z_{Tc}(\omega))}$$

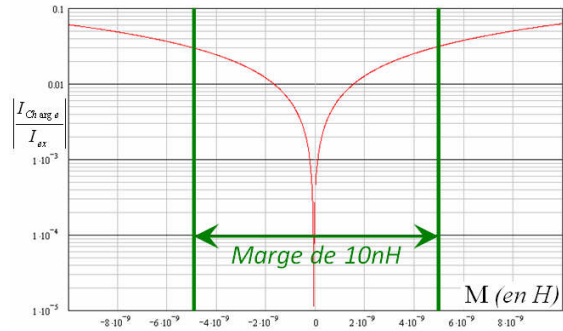


Figure I.24 : " " $\left| \frac{I_{Charge}}{I_{ex}} \right| (M)$ " à 100MHz

La relation permettant le calcul du coefficient d'atténuation du filtre peut ainsi facilement être obtenue (Eq.25). Le résultat présenté figure I.24 montre en effet qu'une étude par fonction de transfert est bien plus sensible aux variations de la mutuelle induction parasite. Nous en avons donc conclu que ce mode d'analyse est bien mieux adapté pour la caractérisation d'un filtre CEM. Cependant, il est important de noter qu'une mesure d'impédance est quant à elle adéquate pour l'identification de composants discrets, et plus généralement de dipôles.

I.8. Influence des couplages magnétiques parasites sur le comportement d'un filtre

Afin de montrer l'influence des couplages magnétiques parasites sur le comportement d'un système, nous avons repris l'exemple précédent d'un filtre de mode différentiel.

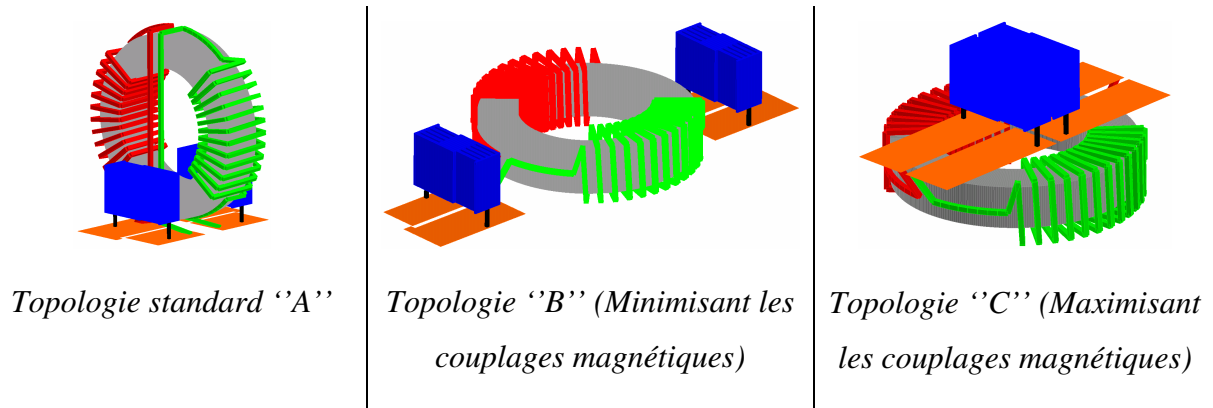


Figure I.25 : Différentes topologies de filtre de mode différentiel

Trois topologies ont alors été définies favorisant plus ou moins : d'une part les mutuelles inductions entre composants discrets, et d'autre part entre ces mêmes composants et les pistes. Pour ce faire, nous avons spécialement utilisé les procédés présentés dans le sous chapitre I.3.1. Les couplages pistes/pistes sont quant à eux relativement limités compte tenu de la géométrie choisie pour ces conducteurs.

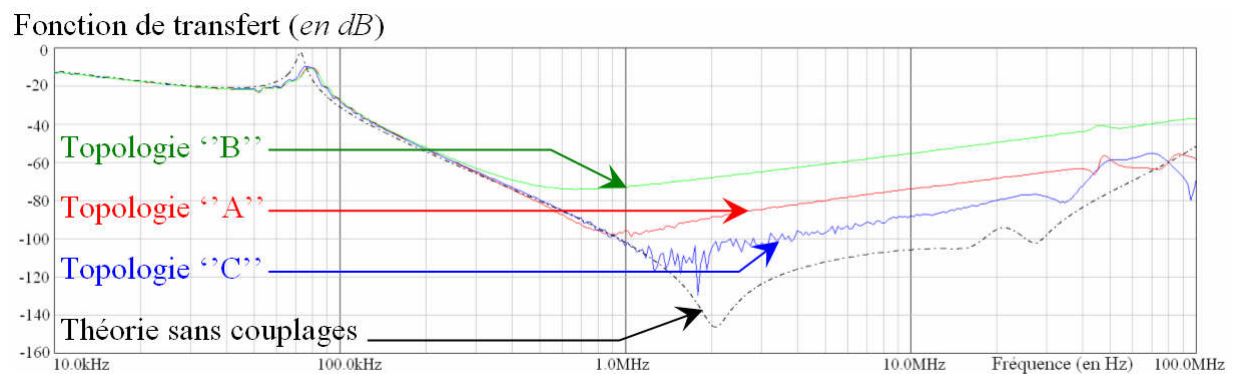


Figure I.26 : Fonctions de transfert (en dB) pour chaque topologie de filtre (mesures)

Les fonctions de transfert de chaque montage ont alors été mesurées. Les résultats obtenus, et présentés figure I.26, montrent très nettement que l'influence des couplages magnétiques parasites entre les différents éléments conducteurs du montage (aussi bien les pistes que les composants discrets) n'est pas négligeable. La construction d'un filtre doit donc être soigneusement réfléchi sans quoi de sérieuses dégradations peuvent apparaître vis-à-vis de sa réponse en haute fréquence.

I.9.Conclusions

Différentes études effectuées par le passé ont déjà pu montrer l'importance de la géométrie d'un filtre CEM sur son fonctionnement. Diverses astuces ont également été proposées pour améliorer sa réponse en haute fréquence. Mais l'inconvénient majeur de toutes ces méthodes

est qu'elles ne garantissent en rien que le résultat obtenu soit optimal. Les travaux réalisés au cours de cette thèse ont donc pour objectif d'exploiter l'ensemble des phénomènes magnétiques dans le but de trouver une solution optimisée de filtre.

La difficulté numérique de considérer l'ensemble des effets électromagnétiques (\vec{B} & \vec{E}) simultanément, implique nécessairement de partitionner le problème. Une autre raison à cela est qu'une prise en compte conjointe de ces phénomènes entraîne un problème lourd et complexe à résoudre, et par conséquent des temps de calcul relativement longs. Il s'agit là d'un inconvénient majeur dans le cas d'un processus d'optimisation nécessitant des résolutions rapides du dispositif. Bien que l'outil de modélisation retenu permette une résolution rapide d'un problème de CEM, il ne permet actuellement pas une prise en compte aisée des effets capacitifs. Seuls les phénomènes inductifs seront alors analysés et donc ajustés pour optimiser le comportement du filtre.

Même si les améliorations apportées au dispositif restent basées sur certaines des astuces existantes (tracé réfléchi des pistes, disposition intelligente des composants, ...), elles devront être réalisées automatiquement à l'aide d'un processus d'optimisation basé sur la méthode PEEC (chapitre II & IV). Il s'agit en quelque sorte d'une généralisation de certaines méthodes empiriques déjà proposées pour améliorer un filtre CEM. La différence est cependant que nous allons non plus nous contenter d'améliorer le système, mais nous allons plutôt chercher à avoir la géométrie garantissant un comportement optimal pour le dispositif.

Etant donné que la modélisation numérique (PEEC) d'un filtre CEM permet la considération d'un maximum de phénomènes électromagnétiques parasites, nous aurons l'assurance que la réponse estimée à l'aide du modèle PEEC sera relativement proche de celle que nous pourrions mesurer expérimentalement. Du moins tant que les effets capacitifs restent limités. L'estimation de la fonction de transfert d'un modèle PEEC de filtre CEM dépendra également de la qualité de modélisation.

- Chapitre II -

*Fonctionnement d'un
filtre CEM dans un
environnement défini*

Sommaire du chapitre II

II.1.	Etude du filtre au sein d'une structure d'électronique de puissance	61
II.1.1.	Nécessité d'un RSIL (Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne)	61
II.1.2.	Choix de la source d'excitation	62
II.2.	Modèle analytique magnétique détaillé d'un filtre CEM	64
II.2.1.	Intérêt d'un tel modèle	64
II.2.2.	Schéma équivalent pour la mise en équation	65
II.2.3.	Intérêts du changement à la base MD/MC	66
II.2.4.	Développement du modèle analytique & couplage aux systèmes connectés en entrée et en sortie du filtre	67
II.2.5.	Vérification du modèle analytique	74
II.3.	Exploitation du modèle analytique proposé	77
II.3.1.	Recherche des termes influents & Etudes de sensibilités	77
II.3.1.1.	Aide à la conception	77
II.3.1.2.	Impact bénéfique des couplages magnétiques parasites	78
II.3.1.3.	Limites de ce type d'analyse	80
II.3.2.	Définition d'optimums théoriques	80
II.3.2.1.	Introduction à la notion d'optimums théoriques	80
II.3.2.2.	Espace de solution, avantages et inconvénients	82
II.3.2.3.	Application à un filtre CEM	83
II.4.	Conclusions	86

II.1. Etude du filtre au sein d'une structure d'électronique de puissance

Tester un filtre CEM directement au sein d'une structure complète d'électronique de puissance est également nécessaire afin de vérifier la validité de fonctionnement du filtre testé vis-à-vis d'une norme. Un convertisseur statique est alors connecté en sortie du filtre, c'est lui qui fera office de source de perturbations électromagnétiques conduites. L'entrée est quant à elle connectée au réseau par l'intermédiaire d'un RSIL.

II.1.1. Nécessité d'un RSIL (Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne)

La nécessité d'utiliser un Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL) en entrée du filtre à caractériser vient du fait que mesurer des grandeurs électriques (courant ou tension) en entrée d'un montage connecté à un réseau est assez délicat. D'autres systèmes peuvent en effet être connectés en parallèles. Ils peuvent alors être à l'origine d'autres perturbations CEM conduites aussi bien de MD que de MC se propageant par le réseau. Ces perturbations peuvent potentiellement être captées par la ou les sondes utilisées, et peuvent donc fausser les mesures. Les résultats obtenus dépendent alors aussi bien du montage à tester que de l'état de fonctionnement des systèmes voisins. Un RSIL a également pour objectif de fixer les impédances du réseau afin de pouvoir rendre les mesures reproductibles ; et ce quel que soit l'endroit, sur le réseau électrique, où le dispositif à tester a été branché [41] [42] [43].

Un RSIL est donc inséré entre le réseau et le système que l'on souhaite caractériser de manière à les isoler. Il doit alors assurer la transmission du signal de puissance tout en garantissant une chute de tension inférieure à 5% de la tension nominale lorsqu'il est parcouru par le courant nominal. Il doit aussi présenter des impédances de Mode Différentiel et de Mode Commun imposées par le Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques (CISPR), et ce quel que soit l'état du réseau électrique connecté en entrée.

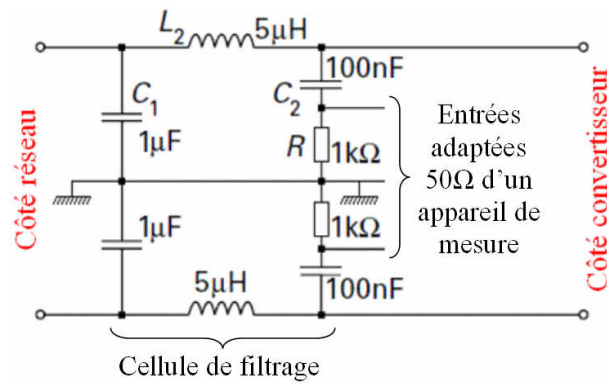


Figure II.1 : Structure interne d'un RSIL pour la norme DO160

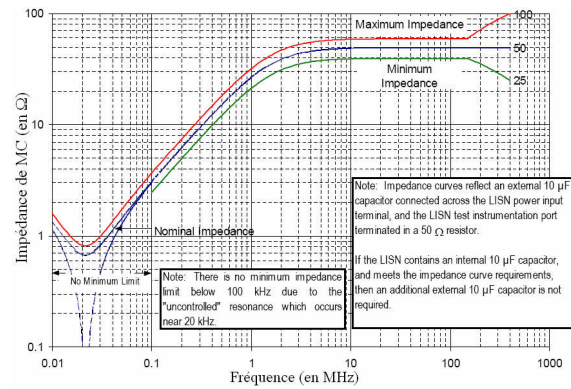


Figure II.2 : Impédance de MC en sortie du RSIL

Un RSIL est donc composé en partie d'un filtre passe-bas afin que les perturbations CEM issues du réseau soient filtrées. Celles imputées au dispositif sous test ne doivent pas non plus se propager vers le réseau, mais doivent au contraire se reboucler par des résistances 50Ω aux bornes desquelles les mesures seront effectuées. Ces résistances correspondent alors aux entrées adaptées 50Ω d'un appareil de mesure. Les signaux mesurés représentent alors uniquement les perturbations CEM conduites et générées par le montage situé en aval du RSIL.

Etant donné que nos travaux sont directement liés au monde de l'aéronautique, le RSIL que nous avons utilisé a dû répondre aux contraintes de la norme DO160 (chapitre I). Sa structure interne est donc représentée par le schéma équivalent figure II.1. La norme définit alors les limites de variation de l'impédance de mode commun mesurée en sortie dans une plage fréquentielle allant de 10 kHz à 100 MHz (Fig II.2).

II.1.2. Choix de la source d'excitation

L'analyse comportementale d'un filtre CEM utilisé au sein d'une structure d'électronique de puissance figée, nécessite l'installation d'un convertisseur statique en sortie dans le but de générer des perturbations CEM dans les deux modes (aussi bien MD que MC). Lesquelles découlent directement des formes d'onde des signaux électriques liées aux commutations des interrupteurs commandés utilisés. Plus les fronts de commutation sont raides, plus la pollution harmonique d'un signal est importante. Les perturbations générées seront alors plus ou moins atténuées par le filtre selon ces performances. Bien que n'importe quel convertisseur soit source de perturbations, le choix doit être réfléchi de manière à ce qu'il soit facilement modélisable d'un point de vue CEM.

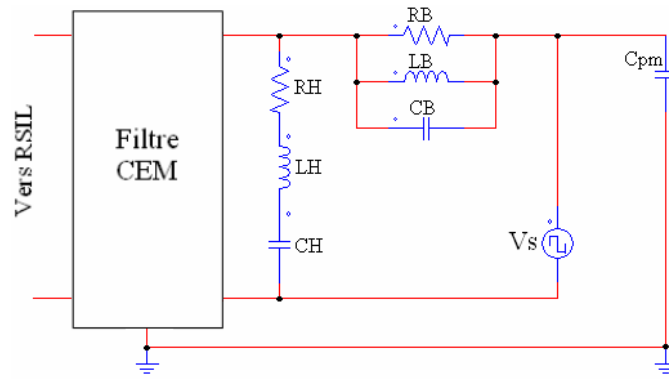


Figure II.3 : Modélisation du comportement CEM d'un hacheur parallèle

La structure la plus simple est alors celle d'un hacheur parallèle (Boost), car elle ne nécessite qu'une seule source de perturbations tout en étant capable de générer simultanément des parasites de MD et de MC [76] [77]. Le schéma électrique équivalent modélisant le comportement CEM de ce type de convertisseur est alors présenté à la figure II.3.

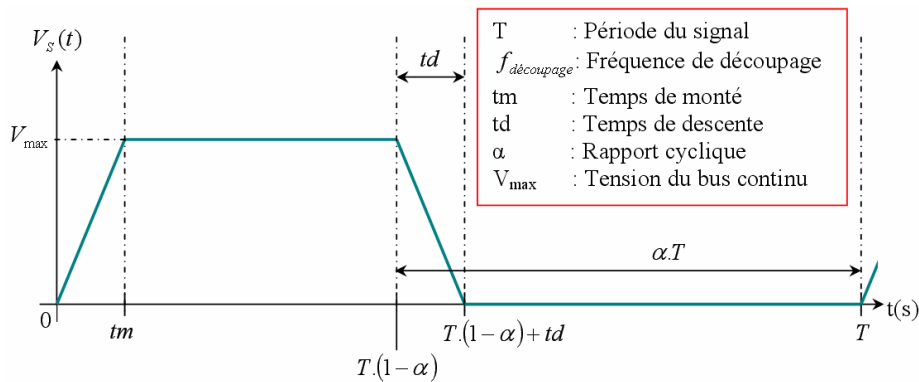


Figure II.4 : Forme d'onde de la tension aux bornes de l'interrupteur commandé du convertisseur

Cette source équivalente correspond alors au spectre de la tension aux bornes de l'interrupteur commandé du convertisseur en régime permanent. De manière simplifiée, on peut considérer que la forme d'onde temporelle de cette tension peut s'apparenter à celle représentée à la figure II.4. Le spectre fréquentiel de ce type de signal est alors obtenu par la transformée de Fourier suivante :

$$V_s(f) = 2 \cdot \left\| \frac{1}{T} \cdot \left(\int_0^{tm} \frac{V_{\max}}{tm} \cdot t \cdot e^{-2 \cdot j \cdot \pi \cdot f \cdot t} \cdot dt + \int_{tm}^{T \cdot (1-\alpha)} V_{\max} \cdot e^{-2 \cdot j \cdot \pi \cdot f \cdot t} \cdot dt - \int_{T \cdot (1-\alpha)}^{T \cdot (1-\alpha) + td} \frac{V_{\max}}{td} \cdot (t - T \cdot (1-\alpha) - td) \cdot e^{-2 \cdot j \cdot \pi \cdot f \cdot t} \cdot dt \right) \right\|$$

Laquelle, après intégration, peut s'écrire de manière réduite par :

$$V_s(f) = 2 \cdot \frac{V_{\max}}{T} \cdot \left\| \left(\frac{1}{(2 \cdot j \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot tm} \cdot (1 - e^{-2 \cdot j \cdot \pi \cdot f \cdot tm}) - \frac{e^{-2 \cdot j \cdot \pi \cdot f \cdot T \cdot (1-\alpha)}}{(2 \cdot j \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot td} \cdot (1 - e^{-2 \cdot j \cdot \pi \cdot f \cdot td}) \right) \right\|$$

II.2.Modèle analytique magnétique détaillé d'un filtre CEM

II.2.1.Intérêt d'un tel modèle

Bien sur, l'analyse d'un filtre CEM peut assez facilement être réalisée en exploitant uniquement des outils de simulations numériques. Mais quelle que soit la méthode d'analyse utilisée, le principal problème reste le même : celui des temps de calcul beaucoup trop importants. Etant donné que l'objectif de nos travaux est la mise en place d'un algorithme d'optimisation automatique de filtre CEM, il n'est pas concevable d'avoir un processus de calcul trop lent. Car en effet, il faudra être capable de tester une solution de filtre le plus rapidement possible de manière à pouvoir analyser le plus grand nombre de solutions en un temps acceptable, donc relativement limité. Nous avons donc eu l'idée de mettre directement un filtre CEM en équation. L'objectif étant l'obtention d'une relation algébrique, bien plus rapide à résoudre, et par conséquent bien adaptée pour être utilisée par un processus d'optimisation. Cependant, il n'est pas si facile d'exprimer mathématiquement le fonctionnement d'un tel système car le nombre de paramètres impédants devient très vite important.

Isoler et identifier chaque élément parasite aussi bien inductif que capacitif, n'est pas concevable expérimentalement parlant. C'est la raison pour laquelle un outil de simulation restera toujours nécessaire pour les calculer. La modélisation numérique d'un filtre CEM doit dès lors permettre le calcul d'une matrice impédance équivalente. Laquelle comprendra alors l'ensemble des termes impédants du montage, aussi bien liés aux composants discrets qu'aux phénomènes parasites. Cette matrice sera ensuite exploitée par le modèle analytique développé, afin de calculer les grandeurs électriques en entrée et sortie du filtre. Etant donné que nous avons fait le choix d'utiliser un outil de simulation numérique basé sur la méthode PEEC, les phénomènes électrostatiques parasites ne pourront être pris en compte, et seront donc absents de la matrice impédance calculée. Mais de toute manière, considérer ce type d'éléments (y compris les capacités parasites propres aux composants discrets) dans l'établissement d'un modèle analytique est assez délicat, voir même quasiment impossible. La résolution algébrique du problème devient tellement complexe que même l'identification d'un jeu d'équations simple (lesquels permettant d'exprimer simplement le fonctionnement du filtre) s'avère difficile. En conséquence de cela, nous avons décidé d'établir un modèle analytique magnétique complet, c'est-à-dire où seuls les phénomènes magnétiques seront considérés, mais dans leur intégralité.

II.2.2. Schéma équivalent pour la mise en équation

Afin de pouvoir calculer algébriquement et avec précision la réponse fréquentielle d'un filtre CEM, le circuit électrique équivalent présenté chapitre I figure I.5 doit être mis en équation. Compte tenu de l'association en série de certains éléments, il est tout à fait possible de simplifier la structure de ce circuit en regroupant différents termes impédants. Ceci donne le schéma équivalent de la figure II.5. Le détail des calculs permettant l'identification des éléments de ce schéma en fonction de ceux du circuit électrique de la figure I.5, sont disponibles en annexe (Annexe III).

*NB : Dans la représentation présentée figure II.5, chaque impédance est couplée aux autres par des mutuelles inductions équivalentes.

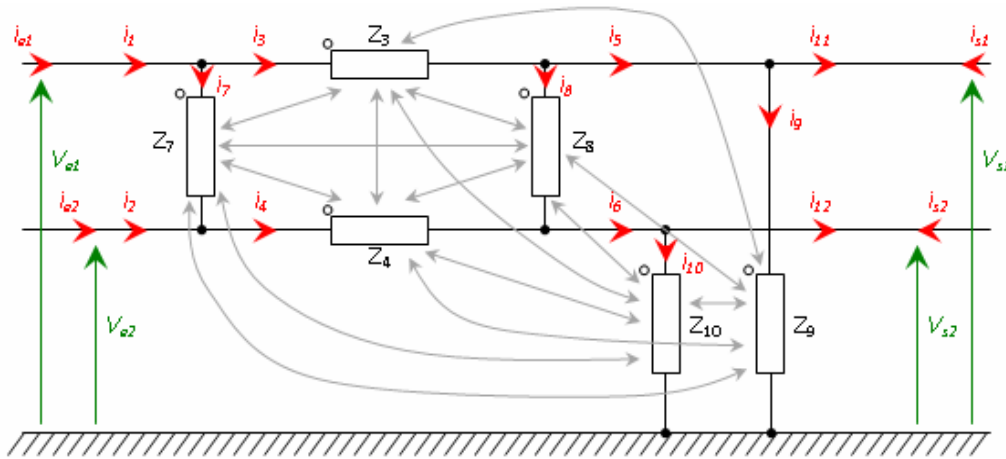


Figure II.5 : Schématisation simplifiée d'un filtre CEM

Définir le comportement d'un filtre CEM pour lequel sa sortie est connectée à un convertisseur statique et son entrée à un RSIL, revient à exprimer les grandeurs électriques d'entrée en fonction de celles de sortie (Eq.26).

$$(Eq.26) \begin{pmatrix} V_{e1} \\ V_{e2} \\ I_{e1} \\ I_{e2} \end{pmatrix} = Mat. \begin{pmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ I_{s1} \\ I_{s2} \end{pmatrix}$$

La matrice "Mat" caractéristique du filtre étudié, est donc composée des différentes impédances et mutuelles inductions du schéma équivalent proposé figure II.5. En raison de lourds développements mathématiques, le détail des calculs de chaque terme matriciel est présenté en annexe (Annexe III).

II.2.3. Intérêts du changement à la base MD/MC

Bien que l'étude d'un système d'électronique de puissance soit généralement effectuée en prenant en compte les variables électriques classiques que sont les tensions aux bornes de chaque port d'entrée/sortie ainsi que les courants les traversant (V/I) ; il n'est pas forcément judicieux d'analyser le comportement CEM d'un dispositif en utilisant ces mêmes variables. En effet, ce type d'analyse se concentre principalement sur l'importance des perturbations conduites ou rayonnées, résultantes de l'utilisation du système. C'est pourquoi il est plus intéressant de changer la base de résolution du problème afin de résonner en termes de perturbations de MD et de MC plutôt qu'en courant/tension. Pour ce faire, nous avons simplement utilisé les relations de bases liant les phénomènes parasites conduits exprimés en courant et tension, aux grandeurs électriques (V & I) d'entrée/sortie (I/O) d'un quadripôle. Nous pouvons donc écrire pour chaque port du dispositif :

$$(Eq.27) \quad V_{md} = V_1 - V_2$$

$$(Eq.28) \quad V_{mc} = \frac{V_1 + V_2}{2}$$

$$(Eq.29) \quad I_{mc} = I_1 + I_2$$

$$(Eq.30) \quad I_{md} = \frac{I_1 - I_2}{2}$$

Ce qui, sous une forme matricielle, peut s'exprimer par :

$$\begin{pmatrix} V_{md} \\ I_{md} \\ V_{mc} \\ I_{mc} \end{pmatrix}_{port} = T \cdot \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ I_1 \\ I_2 \end{pmatrix}_{port} \quad (Eq.31) \quad T = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/2 & -1/2 \\ 1/2 & 1/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

Où 'T' est la matrice de passage de la base V/I à la base MD/MC.

La relation (Eq.26) définissant le comportement d'un filtre CEM peut alors être exprimée dans cette nouvelle base en utilisant la matrice (Eq.31). La nouvelle matrice 'M', au même titre que 'Mat' pour l'équation (Eq.26), est par conséquent définie par les différentes impédances et mutuelles inductions du schéma simplifié d'un filtre CEM (Fig II.5). Dit autrement, les matrices 'M' et 'Mat' correspondent à la même chose, mais sont exprimées dans des bases différentes.

$$(Eq.32) \quad \begin{pmatrix} V_{md} \\ I_{md} \\ V_{mc} \\ I_{mc} \end{pmatrix}_e = T \cdot Mat \cdot T^{-1} \cdot \begin{pmatrix} V_{md} \\ I_{md} \\ V_{mc} \\ I_{mc} \end{pmatrix}_s = M \cdot \begin{pmatrix} V_{md} \\ I_{md} \\ V_{mc} \\ I_{mc} \end{pmatrix}_s$$

Cette relation nous permet donc d'exprimer les perturbations CEM côtés RSIL en fonction de celles générées par le dispositif d'électronique de puissance connecté en sortie. L'identification de la matrice "M" nécessite des développements mathématiques relativement longs. C'est la raison pour laquelle nous considérerons dans la suite de nos explications, que cette matrice peut s'exprimer sous la forme simplifiée (Eq.33). Les détails des calculs pour identifier chaque terme matriciel sont disponibles en annexe (Annexe III).

$$(Eq.33) \quad T.Mat.T^{-1} = M = \begin{matrix} & \begin{matrix} \text{MD} & & & \end{matrix} & & & \\ \begin{matrix} a1 & a2 & a3 & a4 \\ b1 & b2 & b3 & b4 \\ c1 & c2 & c3 & c4 \\ d1 & d2 & d3 & d4 \end{matrix} & & \begin{matrix} \text{Couplages de modes} \\ \\ \\ \text{MC} \end{matrix} & & \end{matrix}$$

Le passage de la base classique V/I à celle permettant de résonner en termes de perturbations de MD/MC, est également possible pour des systèmes triphasés, voir même pour un nombre supérieur de phases. Cela n'entrant pas dans le cadre de nos travaux, ne sera pas davantage développé. Mais les détails des calculs restent néanmoins disponibles en annexe (Annexe IV).

II.2.4. Développement du modèle analytique & couplage aux systèmes connectés en entrée et en sortie du filtre

La mise en équation seule d'un filtre CEM n'est pas suffisante pour pouvoir analyser ses performances. Il nous faut également décrire algébriquement le fonctionnement des systèmes connectés en entrée et sortie du filtre dans le but d'effectuer une analyse du montage dans son ensemble. La mise en équation du modèle CEM d'un hacheur Boost puis du RSIL est donc nécessaire. L'objectif de cette étude analytique a été d'obtenir une relation générique de la forme (Eq.34), permettant de calculer les courants parasites (dans les deux modes) en entrée et en sortie du filtre en ayant uniquement comme variable d'entrée, la source de tension parasite du convertisseur "V_s(f)".

$$(Eq.34) \quad \begin{pmatrix} I_{mde} \\ I_{mds} \\ I_{mce} \\ I_{mcs} \end{pmatrix} = D.V_s \quad \left| \quad (Eq.35) \quad \begin{pmatrix} V_{mde} \\ V_{mds} \\ V_{mce} \\ V_{mcs} \end{pmatrix} = X \cdot \begin{pmatrix} I_{mde} \\ I_{mds} \\ I_{mce} \\ I_{mcs} \end{pmatrix} + B.V_s$$

Les matrices D, X et B regroupent alors à elles seules toutes les impédances équivalentes du filtre CEM, du modèle de convertisseur, puis du RSIL.

Mais concernant le fonctionnement HF d'un RSIL, nous savons que les perturbations CEM conduites se rebouclent uniquement par les résistances adaptées 50Ω des appareils de mesures, évitant ainsi qu'elles ne se propagent par le réseau.

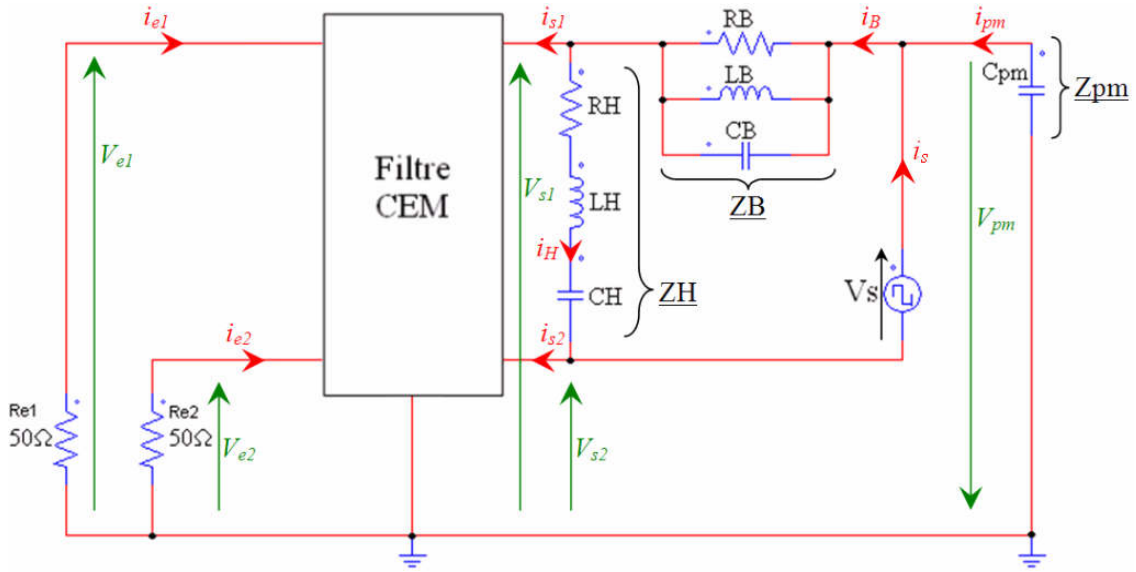


Figure II.6 : Montage d'étude d'un filtre CEM connecté à un hacheur Boost en sortie, et à un RSIL en entrée modélisé par deux résistances 50Ω

Par conséquent, il nous est possible d'assimiler son comportement HF, uniquement à l'utilisation de ces deux résistances. L'obtention de la matrice "D" nécessite cependant la résolution de l'équation d'état (Eq.35) à l'aide du montage d'étude présenté figure II.6.

➤ Pour le port d'entrée du filtre où sont connectées les deux résistances 50Ω modélisant le RSIL, on peut utiliser les équations (Eq.27), (Eq.28), (Eq.29) & (Eq.30) pour écrire :

$$V_{mde} = V_{e1} - V_{e2} = R_{e2} \cdot I_{e2} - R_{e1} \cdot I_{e1} = R_{e2} \cdot \left(\frac{I_{mce}}{2} - I_{mde} \right) - R_{e1} \cdot \left(\frac{I_{mce}}{2} + I_{mde} \right)$$

$$(Eq.36) \quad V_{mde} = -I_{mde} \cdot (R_{e1} + R_{e2}) + \frac{I_{mce}}{2} \cdot (R_{e2} - R_{e1})$$

Puis :

$$V_{mce} = \frac{V_{e1} + V_{e2}}{2} = -\frac{(R_{e2} \cdot I_{e2} + R_{e1} \cdot I_{e1})}{2} = -\frac{1}{2} \cdot \left(R_{e1} \cdot \left(\frac{I_{mce}}{2} + I_{mde} \right) + R_{e2} \cdot \left(\frac{I_{mce}}{2} - I_{mde} \right) \right)$$

$$(Eq.37) \quad V_{mce} = -I_{mde} \cdot \left(\frac{R_{e1} - R_{e2}}{2} \right) - I_{mce} \cdot \left(\frac{R_{e1} + R_{e2}}{4} \right)$$

➤ En ce qui concerne le port de sortie, différentes relations en courant et tension peuvent à présent être déduites du modèle CEM d'un hacheur Boost (Fig II.6) :

<i>Courant</i>		<i>Tension</i>
(Eq.38) $I_H = I_B - I_{s1} = I_s + I_{s2}$		(Eq.41) $V_s = ZH.I_H + ZB.I_B$
(Eq.39) $I_s = I_H - I_{s2} = I_B - I_{pm}$		(Eq.42) $V_{s1} = V_{s2} + VH = V_{s2} + ZH.I_H$
(Eq.40) $I_{pm} = I_{s1} + I_{s2} = I_{mcs}$		$VH = V_{mds}$ et $V_{s2} = -(V_s + V_{pm})$
		(Eq.43) $V_{mds} = ZH.I_H = ZH.(I_s + I_{s2})$
		(Eq.44) $V_{mcs} = \frac{V_{s1} + V_{s2}}{2} = -(V_s + V_{pm}) + \frac{V_{mds}}{2}$

Ces équations sont ensuite utilisées dans le but d'exprimer les tensions de MD et de MC en fonction des courants parasites et de la source de perturbation équivalente "V_s(f)" (Eq.35).

Commençons par le mode différentiel. On remarque alors en utilisant l'équation de courant (Eq.38) au sein de l'expression de la tension de MD (Eq.43), que le courant "I_s" débité par la source de tension parasite intervient. Or il nous faut trouver une relation liant "V_{mds}" uniquement aux variables d'entrées de l'équation d'état (Eq.35). C'est pourquoi nous développons l'équation de "V_s" (Eq.41) en utilisant les différentes lois de courants (Eq.38), (Eq.39) & (Eq.40) :

$$V_s = (ZH + ZB).(I_s + I_{pm}) - ZH.I_{s1} = (ZH + ZB).I_s + ZB.I_{s1} + (ZH + ZB).I_{s2}$$

Dans le but d'en déduire le courant "I_s" :

$$I_s = \frac{1}{(ZH + ZB)}.(V_s - ZB.I_{s1}) - I_{s2}$$

Lequel peut ensuite être inséré dans l'expression de "V_{mds}" (Eq.43) :

$$V_{mds} = \frac{ZH}{ZH + ZB}.(V_s - ZB.I_{s1})$$

Puis en utilisant les équations (Eq.29) & (Eq.30), on obtient :

$$(Eq.45) \quad V_{mds} = \frac{-ZB.ZH}{ZH + ZB} \left(I_{mds} + \frac{I_{mcs}}{2} \right) + V_s \left(\frac{ZH}{ZH + ZB} \right)$$

Cette relation peut alors être utilisée au sein de l'équation (Eq.44) pour identifier la tension parasite de l'autre mode (donc du mode commun) :

$$V_{mcs} = -(V_s + Z_{pm} \cdot I_{pm}) + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{-ZB \cdot ZH}{ZH + ZB} \cdot \left(I_{mcs} + \frac{I_{mcs}}{2} \right) + V_s \cdot \left(\frac{ZH}{ZH + ZB} \right) \right)$$

Le terme "I_{pm}" correspondant au courant de fuite circulant par la capacité parasite reliant le convertisseur à la masse, peut ensuite être remplacé en utilisant l'équation (Eq.40) par le courant de mode commun en sortie du filtre "I_{mcs}". On obtient alors l'expression (Eq.46) suivante :

$$(Eq.46) \quad V_{mcs} = V_s \cdot \left(\frac{ZH}{2 \cdot (ZH + ZB)} - 1 \right) - \left(\frac{ZB \cdot ZH}{2 \cdot (ZH + ZB)} \right) \cdot I_{mcs} - \frac{I_{mcs}}{2} \cdot \left(\frac{ZB \cdot ZH}{2 \cdot (ZH + ZB)} + 2 \cdot Z_{pm} \right)$$

En raison des relations (Eq.36), (Eq.37), (Eq.45) & (Eq.46), il nous est possible de définir les expressions des différentes matrices "X" et "B" de l'équation d'état (Eq.35) présentée auparavant.

$$X = \begin{pmatrix} -(R_{e1} + R_{e2}) & 0 & \frac{R_{e2} - R_{e1}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{ZB \cdot ZH}{ZH + ZB} & 0 & -\frac{ZB \cdot ZH}{2 \cdot (ZH + ZB)} \\ \frac{R_{e2} - R_{e1}}{2} & 0 & -\frac{(R_{e1} + R_{e2})}{4} & 0 \\ 0 & -\frac{ZB \cdot ZH}{2 \cdot (ZH + ZB)} & 0 & -\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{ZB \cdot ZH}{2 \cdot (ZH + ZB)} + 2 \cdot Z_{pm} \right) \end{pmatrix}$$

$$B = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{ZH}{ZH + ZB} \\ 0 \\ \left(\frac{ZH}{2 \cdot (ZH + ZB)} - 1 \right) \end{pmatrix}$$

Des variables intermédiaires ont ensuite été utilisées pour exprimer plus simplement ces deux matrices. Les explications à venir se baseront donc sur ces expressions (Eq.47).

$$(Eq.47) \quad X = \begin{pmatrix} X1 & 0 & X2 & 0 \\ 0 & X3 & 0 & X4 \\ X5 & 0 & X6 & 0 \\ 0 & X7 & 0 & X8 \end{pmatrix} \quad \& \quad B = \begin{pmatrix} 0 \\ t1 \\ 0 \\ t2 \end{pmatrix}$$

➤ Compte tenu de l'équation d'état de l'ensemble du montage (Eq.35), on remarque qu'il nous a fallu trouver une relation liant, pour chaque mode de perturbation, les tensions aux courants. Le but est en effet de tendre vers l'objectif fixé qu'est l'expression (Eq.34) où seuls les courants de MD et de MC sont exprimés en fonction d'une seule variable d'entrée qu'est la source de tension parasite " $V_s(f)$ ". L'équation (Eq.32) doit donc être remaniée car cette dernière nous permettait d'exprimer les perturbations CEM en entrée du filtre en fonction de celles côté convertisseur, donc en sortie. Les expressions des différents termes de la matrice "Y" (Eq.48) ont donc été identifiés.

$$(Eq.48) \begin{pmatrix} I_{mde} \\ I_{mds} \\ I_{mce} \\ I_{mcs} \end{pmatrix} = Y \cdot \begin{pmatrix} V_{mde} \\ V_{mds} \\ V_{mce} \\ V_{mcs} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f1 & f2 & f3 & f4 \\ g1 & g2 & g3 & g4 \\ h1 & h2 & h3 & h4 \\ k1 & k2 & k3 & k4 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{mde} \\ V_{mds} \\ V_{mce} \\ V_{mcs} \end{pmatrix}$$

Pour ce faire, nous avons utilisé la matrice "M" des équations (Eq.32) et (Eq.33) pour en déduire :

$$(Eq.49) \quad I_{mds} = \frac{1}{a2} \cdot (V_{mde} - a1 \cdot V_{mds} - a3 \cdot V_{mcs} - a4 \cdot I_{mcs})$$

$$(Eq.50) \quad I_{mcs} = \frac{1}{c4} \cdot (V_{mce} - c1 \cdot V_{mds} - c2 \cdot I_{mds} - c3 \cdot V_{mcs})$$

On injecte alors l'équation (Eq.49) dans la (Eq.50) de manière à obtenir une expression du courant de MC en sortie du filtre en fonction des tensions parasites uniquement :

$$(Eq.51) \quad I_{mcs} = \frac{a2}{a2 \cdot c4 - a4 \cdot c2} \cdot \left(V_{mce} - \frac{c2}{a2} \cdot V_{mde} + V_{mds} \cdot \left(\frac{a1 \cdot c2}{a2} - c1 \right) + V_{mcs} \cdot \left(\frac{a3 \cdot c2}{a2} - c3 \right) \right)$$

Cette nouvelle expression de " I_{mcs} " peut maintenant être introduite dans la relation (Eq.49) du courant de mode différentiel côté convertisseur. On obtient alors :

$$(Eq.52) \quad I_{mds} = \frac{V_{mde}}{a2} \cdot \left(1 + \frac{a4 \cdot c2}{a2 \cdot c4 - a4 \cdot c2} \right) - V_{mce} \cdot \left(\frac{a4}{a2 \cdot c4 - a4 \cdot c2} \right) - \frac{V_{mds}}{a2} \cdot \left(a1 + \frac{a4 \cdot (a1 \cdot c2 - a2 \cdot c1)}{a2 \cdot c4 - a4 \cdot c2} \right) - \frac{V_{mcs}}{a2} \cdot \left(a3 + \frac{a4 \cdot (a3 \cdot c2 - a2 \cdot c3)}{a2 \cdot c4 - a4 \cdot c2} \right)$$

Maintenant que nous avons des expressions pour les courants parasites en sortie du filtre en fonction des tensions de MD et de MC aux bornes du quadripôle, on peut écrire les relations suivantes à l'aide de l'équation (Eq.48).

$$(Eq.53) \quad I_{mds} = g1 \cdot V_{mde} + g2 \cdot V_{mds} + g3 \cdot V_{mce} + g4 \cdot V_{mcs}$$

$$(Eq.54) \quad I_{mcs} = k1 \cdot V_{mde} + k2 \cdot V_{mds} + k3 \cdot V_{mce} + k4 \cdot V_{mcs}$$

Lesquelles sont alors utilisées afin d'identifier chaque terme de la matrice "Y" à l'aide des relations (Eq.51) et (Eq.52). On a donc trouvé les expressions suivantes :

$$\begin{array}{l|l}
 g1 = \frac{1}{a2} \cdot \left(1 + \frac{a4 \cdot c2}{a2 \cdot c4 - a4 \cdot c2} \right) & k1 = \frac{-c2}{a2 \cdot c4 - a4 \cdot c2} \\
 g2 = \frac{-1}{a2} \cdot \left(a1 + \frac{a4 \cdot (a1 \cdot c2 - a2 \cdot c1)}{a2 \cdot c4 - a4 \cdot c2} \right) & k2 = \frac{a1 \cdot c2 - c1 \cdot a2}{a2 \cdot c4 - a4 \cdot c2} \\
 g3 = \frac{-a4}{a2 \cdot c4 - a4 \cdot c2} & k3 = \frac{a2}{a2 \cdot c4 - a4 \cdot c2} \\
 g4 = \frac{-1}{a2} \cdot \left(a3 + \frac{a4 \cdot (a3 \cdot c2 - a2 \cdot c3)}{a2 \cdot c4 - a4 \cdot c2} \right) & k4 = \frac{a3 \cdot c2 - c3 \cdot a2}{a2 \cdot c4 - a4 \cdot c2}
 \end{array}$$

En ce qui concerne l'obtention des termes de la matrice "Y" (Eq.48) liant les courants côté RSIL (donc en entrée) aux tensions de MD et de MC du filtre (i.e. en entrée et en sortie), nous utilisons les relations matricielles (Eq.32), (Eq.33), (Eq.53) et (Eq.54).

Pour exprimer "I_{mde}", nous pouvons alors écrire :

$$\begin{aligned}
 I_{mde} &= b1 \cdot V_{mds} + b2 \cdot (g1 \cdot V_{mde} + g2 \cdot V_{mds} + g3 \cdot V_{mce} + g4 \cdot V_{mcs}) + b3 \cdot V_{mcs} + b4 \cdot (k1 \cdot V_{mde} + k2 \cdot V_{mds} + k3 \cdot V_{mce} + k4 \cdot V_{mcs}) \\
 \text{(Eq.55)} \quad I_{mde} &= V_{mde} \cdot (b2 \cdot g1 + b4 \cdot k1) + V_{mce} \cdot (b2 \cdot g3 + b4 \cdot k3) + V_{mds} \cdot (b1 + b2 \cdot g2 + b4 \cdot k2) + V_{mcs} \cdot (b3 + b2 \cdot g4 + b4 \cdot k4)
 \end{aligned}$$

Puis concernant la définition de "I_{mce}", on procède de la même manière en écrivant :

$$\begin{aligned}
 I_{mce} &= d1 \cdot V_{mds} + d2 \cdot (g1 \cdot V_{mde} + g2 \cdot V_{mds} + g3 \cdot V_{mce} + g4 \cdot V_{mcs}) + d3 \cdot V_{mcs} + d4 \cdot (k1 \cdot V_{mde} + k2 \cdot V_{mds} + k3 \cdot V_{mce} + k4 \cdot V_{mcs}) \\
 \text{(Eq.56)} \quad I_{mce} &= V_{mde} \cdot (d2 \cdot g1 + d4 \cdot k1) + V_{mce} \cdot (d2 \cdot g3 + d4 \cdot k3) + V_{mds} \cdot (d1 + d2 \cdot g2 + d4 \cdot k2) + V_{mcs} \cdot (d3 + d2 \cdot g4 + d4 \cdot k4)
 \end{aligned}$$

Dès lors, en utilisant la relation (Eq.48) ainsi que les deux dernières équations (Eq.55) et (Eq.56), on peut en retirer les différents termes de la matrice "Y" permettant les calculs de "I_{mde}" et "I_{mce}". On obtient alors :

$$\begin{array}{l|l}
 f1 = b2 \cdot g1 + b4 \cdot k1 & h1 = d2 \cdot g1 + d4 \cdot k1 \\
 f2 = b1 + b2 \cdot g2 + b4 \cdot k2 & h2 = d1 + d2 \cdot g2 + d4 \cdot k2 \\
 f3 = b2 \cdot g3 + b4 \cdot k3 & h3 = d2 \cdot g3 + d4 \cdot k3 \\
 f4 = b3 + b2 \cdot g4 + b4 \cdot k4 & h4 = d3 + d2 \cdot g4 + d4 \cdot k4
 \end{array}$$

Maintenant que la matrice "Y" de l'expression (Eq.48) a été complètement identifiée, nous pouvons reprendre l'équation d'état (Eq.35) afin de la développer davantage. On peut alors écrire :

$$\begin{pmatrix} I_{mde} \\ I_{mds} \\ I_{mce} \\ I_{mcs} \end{pmatrix} = Y.X \cdot \begin{pmatrix} I_{mde} \\ I_{mds} \\ I_{mce} \\ I_{mcs} \end{pmatrix} + Y.B.V_s$$

Laquelle peut ensuite être simplifiée.

$$(I - Y.X) \cdot \begin{pmatrix} I_{mde} \\ I_{mds} \\ I_{mce} \\ I_{mcs} \end{pmatrix} = Y.B.V_s \quad , \text{"I" étant la matrice identité définie par : } I = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

On obtient alors l'équation (Eq.57) permettant le calcul des courants parasites transitant par chaque port du filtre, uniquement en fonction d'une seule variable d'entrée : la source de tension parasite équivalente du convertisseur statique.

$$(Eq.57) \quad \begin{pmatrix} I_{mde} \\ I_{mds} \\ I_{mce} \\ I_{mcs} \end{pmatrix} = (I - Y.X)^{-1} . Y.B.V_s$$

Dès lors, l'avantage majeur de cette mise en équation est qu'il est désormais possible de connaître facilement et avec précision le comportement d'un filtre CEM, du moins tant que les capacités parasites n'interviennent pas. Il suffit en effet de calculer dans un premier temps la matrice impédance "Mat" (Eq.26) à l'aide d'un outil de simulation numérique, laquelle doit ensuite être implémentée dans cette représentation algébrique de filtre. Puis il faut également paramétrer la source de perturbation CEM du modèle de convertisseur, afin de définir une expression fréquentielle pour "V_s(f)". Les résultats obtenus prendront alors en considération les influences de chaque élément inductif parasite sur les perturbations CEM conduites. De plus, il est également possible de revenir à la base standard afin de pouvoir calculer les courants en entrée et sortie du filtre, toujours en fonction de "V_s".

Il nous faut pour cela écrire :

$$\begin{pmatrix} I_{mde} \\ I_{m ds} \\ I_{m ce} \\ I_{m cs} \end{pmatrix} = L \cdot \begin{pmatrix} I_{e1} \\ I_{e2} \\ I_{s1} \\ I_{s2} \end{pmatrix}, \text{ avec } L = \begin{pmatrix} 1/2 & -1/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/2 & -1/2 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

La matrice ‘‘L’’ est obtenue en utilisant les expressions de changement de base (Eq.29) et (Eq.30). L'équation (Eq.57) peut alors être retraduite dans la base standard V/I. On obtient alors :

$$(Eq.58) \quad \begin{pmatrix} I_{e1} \\ I_{e2} \\ I_{s1} \\ I_{s2} \end{pmatrix} = L^{-1} \cdot (I - Y \cdot X)^{-1} \cdot Y \cdot B \cdot V_s = N \cdot V_s$$

En raison des lourds développements mathématiques découlant de l'identification de la matrice générale ‘‘ $N = L^{-1} \cdot (I - Y \cdot X)^{-1} \cdot Y \cdot B$ ’’, nous ne détaillerons pas davantage l'expression précédente (Eq.58). Le détail des calculs est néanmoins disponible en annexe (Annexe III).

II.2.5. Vérification du modèle analytique

Une fois la mise en équation d'un filtre CEM effectuée (Eq.57) & (Eq.58), nous avons procédé à une phase de vérification afin de s'assurer que les développements mathématiques soient bien corrects, et ne comportent pas d'erreur(s). Pour ce faire, nous avons nécessairement besoin de réaliser une modélisation numérique d'un filtre CEM. L'outil de simulation choisi est basé sur la méthode PEEC (I.5), permettant ainsi de retranscrire correctement l'ensemble des phénomènes électromagnétiques du système. A ce stade, nous prendrons l'hypothèse que la modélisation numérique du filtre est physiquement correcte. Les aspects directement liés à la construction du modèle PEEC à proprement dit, seront traités ultérieurement (chapitre III). Pour vérifier l'exactitude des précédents développements algébriques (II.2.4), nous avons décidé de calculer les spectres des courants en entrée et en sortie d'un filtre CEM de deux manières différentes ; mais lesquelles doivent mener à des résultats strictement identiques.

La première méthode d'analyse s'appuie uniquement sur la modélisation PEEC pour calculer, sur une plage fréquentielle considérée, les valeurs des différentes intensités. La seconde nécessite quant à elle l'utilisation de ce même modèle PEEC, mais uniquement pour extraire pour chaque fréquence de calcul, une matrice impédance équivalente du filtre. Chaque

matrice contient alors toutes les expressions complexes de chaque terme inductif "parasite" (parties résistives comprises) du schéma présenté dans la partie introduction du chapitre I, ainsi que l'ensemble des termes de couplage. Les matrices impédances obtenues sont ensuite retravaillées individuellement de façon à correspondre à la matrice "Mat" de l'équation (Eq.26). Elles sont ensuite implémentées successivement dans le modèle analytique afin de calculer de nouveau, et pour chaque fréquence, les valeurs des courants d'entrée/sortie du filtre dans la base souhaitée (II.2.3).

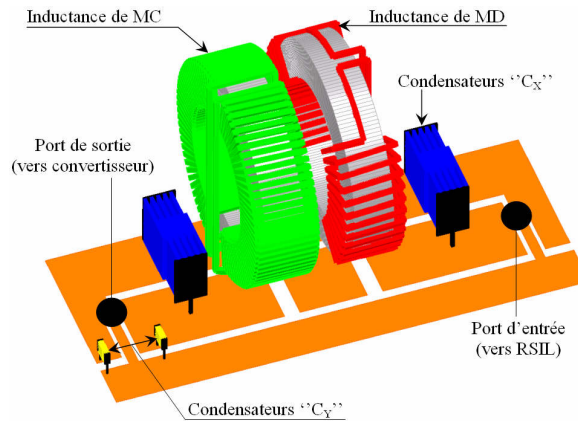


Figure II.7 : Topologie standard utilisée pour vérifier la validité du modèle analytique proposé

Les résultats obtenus par chacune de ces deux méthodes d'analyses sont donc ensuite comparés, afin de vérifier qu'ils sont bien similaires. La géométrie de filtre que nous avons considéré pour cette étude est présentée figure II.7. Il s'agit d'un filtre à topologie standard construit avec des pistes larges et peu impédantes, et définies de manière à pouvoir faire transiter un courant de 5A avec 60V comme tension de bus continu (côté RSIL).

<i>Condensateurs Cx</i>	<i>Condensateurs Cy</i>	<i>Inductance MD</i>	<i>Inductance MC</i>
<i>Technologie polypropylène</i>	<i>Technologie polypropylène</i>	<i>Tore en poudre de fer (High Flux)</i>	<i>Tore en poudre de fer (High Flux)</i>
$ESL_x \approx 9,4nH$	$ESL_y \approx 4,3nH$	$\mu r_{BF} \approx 60, B_{max} > 1T$	$\mu r_{BF} \approx 60, B_{max} > 1T$
$ESR_x \approx 21,6m\Omega$	$ESR_x \approx 115m\Omega$	$L_{Bobinage_A} \approx 14,3\mu H$	$L_{Bobinage_A} \approx 122\mu H$
$C_x \approx 641nF$	$C_y \approx 4,2nF$	$L_{Bobinage_B} \approx 14,6\mu H$	$L_{Bobinage_B} \approx 117\mu H$
		$Coef_{Couplage} \approx -0,51$	$Coef_{Couplage} \approx 0,72$

Tableau II.1 : Caractéristiques des composants discrets du filtre CEM construit

Deux résistances parfaites de 50Ω ont ensuite été connectées en entrée afin de représenter le fonctionnement HF d'un RSIL ; et un modèle CEM de hacheur Boost a été connecté en sortie (Fig II.6). Les caractéristiques électriques du convertisseur utilisé sont les suivantes :

$RH \approx 30m\Omega$	$RB \approx 3,96k\Omega$	$f_{\text{découpage}} = 115kHz$	$tm = td \approx 25ns$
$LH \approx 40nH$	$LB \approx 15\mu H$	$\alpha = 1/3$	$V_{\text{max}} = 53V$
$CH \approx 470\mu F$	$CB \approx 13pF$	$C_{pm} \approx 100pF$	Mais pour cette étude de vérification, nous avons considéré : $V_s(f) = 1,0V$

Tableau II.2 : Caractéristiques du modèle CEM du hacheur Boost utilisé

Les courants d'entrée/sortie du filtre ont été calculés sur une bande fréquentielle allant du Hz à la centaine de MHz, en considérant un échantillonnage logarithmique de 201 échantillons. Les résultats obtenus sont présentés figures II.8., II.9, II.10 & II.11.

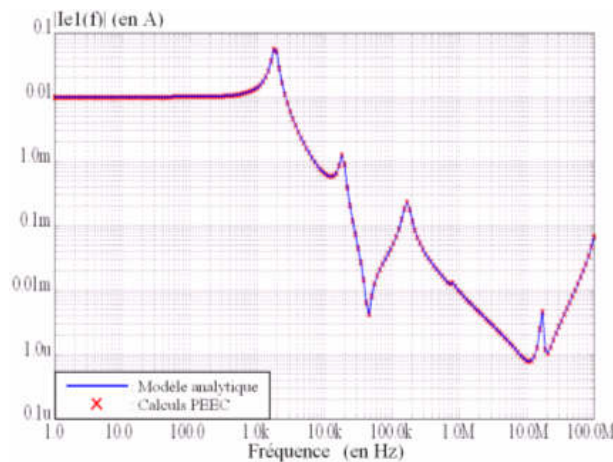


Figure II.8 : Module du courant " $I_{e1(f)}$ "

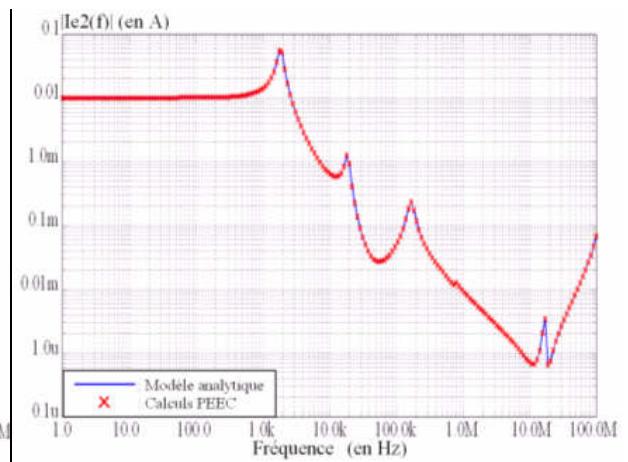


Figure II.10 : Module du courant " $I_{e2(f)}$ "

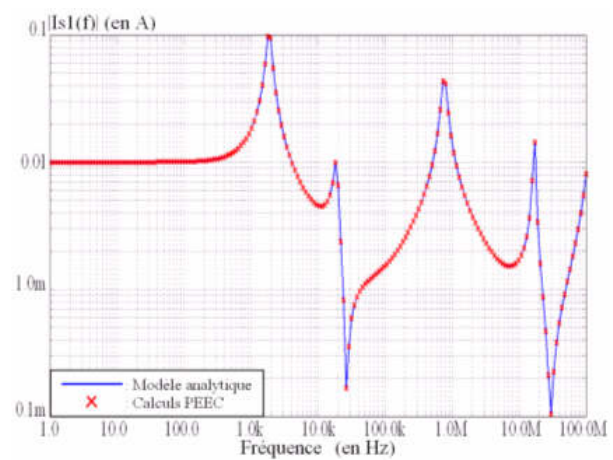


Figure II.9 : Module du courant " $I_{s1(f)}$ "

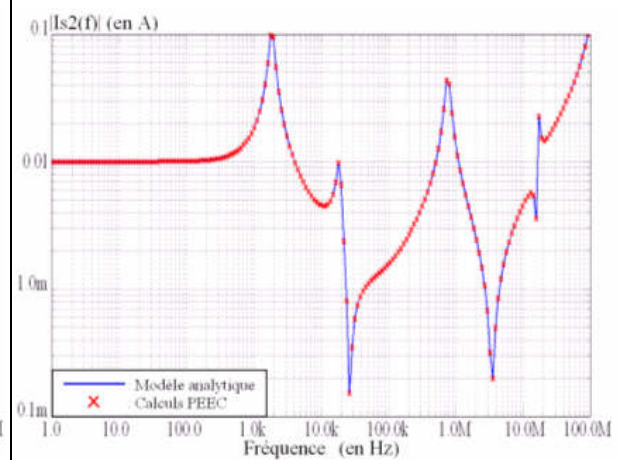


Figure II.11 : Module du courant " $I_{s2(f)}$ "

Ils montrent alors très nettement que le comportement électromagnétique calculé par le modèle analytique est bien identique à celui obtenu à l'aide uniquement de la modélisation PEEC du filtre (i.e. utilisation exclusive du solveur PEEC). Ce qui exclue par conséquent la présence de possibles erreurs algébriques liées aux développements mathématiques relativement longs et fastidieux.

II.3.Exploitation du modèle analytique proposé

L'un des avantages du modèle analytique développé est la prise en compte de l'ensemble des phénomènes magnétiques parasites, permettant ainsi de calculer précisément la réponse d'un filtre CEM (enfin tant que les effets capacitifs parasites restent négligeables). Cependant, la caractérisation préalable du filtre étudié reste nécessaire pour connaître chaque terme impédant du montage, qu'il soit lié à un composant discret, à un élément du circuit de connexion, ou alors qu'il s'agisse d'un terme de couplage. C'est pourquoi une modélisation numérique du système sera toujours nécessaire ; isoler et mesurer expérimentalement chaque paramètre n'est en effet pas envisageable car irréalisable.

Mais l'atout majeur du modèle algébrique proposé est sans conteste la réduction drastique des temps de calcul, comparé à une étude purement numérique où seule une modélisation PEEC du filtre est exploitée. La souplesse d'une représentation mathématique est également un avantage important. Cela permet en effet d'effectuer des analyses difficilement réalisables par une utilisation exclusive d'un modèle numérique, telles que des études de sensibilités ou encore l'identification d'éléments parasites influents.

II.3.1.Recherche des termes influents & Etudes de sensibilités

II.3.1.1.Aide à la conception

La modélisation analytique proposée peut être exploitée de différentes façons. L'une d'elles consiste à identifier les paramètres inductifs les plus influents, pour ensuite voir la sensibilité de chacun sur la réponse du filtre. Les calculs des grandeurs électriques étant réalisés sur la base de matrices impédances, il est en effet possible de faire varier une inductance ou une mutuelle induction parasite afin de voir son influence sur le fonctionnement global du dispositif. En ce qui concerne les précédentes méthodes couramment utilisées pour améliorer un filtre CEM (chapitre I), cela peut s'avérer très intéressant car permettrait de savoir quels termes inductifs doivent être traités en priorité et donc atténués. Cela reviendrait alors à trouver ceux impactant le plus sur la réponse du filtre. Il serait alors plus facile de savoir

comment modifier la topologie du système pour tendre vers un “comportement magnétique” amélioré. Bien sur, ce type de procédé, au même titre que ceux présentés dans le chapitre I, entraîne des améliorations manuelles, et ne garantit pas non plus un résultat optimal. Il s’agit plutôt d’une aide à la conception.

II.3.1.2. Impact bénéfique des couplages magnétiques parasites

Une autre manière d’exploiter cette nouvelle modélisation algébrique, est de voir s’il est possible d’utiliser certains paramètres inductifs à bon escient. C’est-à-dire de façon à avoir un meilleur comportement en les exploitants plutôt qu’en les atténuants comme c’est généralement le cas. Il s’agit donc en quelque sorte d’effectuer également la recherche de termes influents, mais désormais dans le but de trouver ceux améliorant le comportement du filtre lorsqu’ils sont favorisés et non atténués.

Pour ce faire, nous avons repris la modélisation de la figure II.7 (Fig II.13) ; à partir de laquelle nous en avons extrait autant de matrices impédances que de fréquences considérées dans le calcul de la réponse du filtre à l’aide du modèle algébrique. Etant donné que le modèle analytique a été développé dans la base MD/MC, il est possible de calculer la fonction de transfert en courant, aussi bien dans un mode que dans l’autre (Eq.59) et (Eq.60) ; mais également celles correspondant aux couplages de modes (Eq.61) et (Eq.62).

$$\begin{array}{l}
 \text{(Eq.59) } FT_IMD = 20.\log\left(\left|\frac{I_{mde}}{I_{mds}}\right|\right) \\
 \text{(Eq.61) } FT_IMD/IMC = 20.\log\left(\left|\frac{I_{mde}}{I_{mcs}}\right|\right)
 \end{array}
 \left|
 \begin{array}{l}
 \text{(Eq.60) } FT_IMC = 20.\log\left(\left|\frac{I_{mce}}{I_{mcs}}\right|\right) \\
 \text{(Eq.62) } FT_IMC/MD = 20.\log\left(\left|\frac{I_{mce}}{I_{mds}}\right|\right)
 \end{array}
 \right.$$

A titre d’exemple, nous avons cherché à utiliser certaines mutuelles inductions parasites de sorte que la réponse de mode différentiel soit davantage améliorée (ce qui correspond à des valeurs minimales de gains pour la fonction de transfert FT_IMD). Après avoir effectué une multitude d’analyses, nous avons pu identifier deux catégories distinctes de couplages magnétiques parasites.

➤ Dans un premier temps, il existe ceux qui de toute manière doivent être réduits au maximum. Ces derniers mènent alors à un comportement de plus en plus dégradé au fur et à mesure qu’ils augmentent. C’est le cas par exemple du terme “ M_{18} ” (Fig II.12 & II.13). Les résultats de calcul (Fig II.14) montrent clairement qu’il doit être limité au mieux car plus il est

important, plus le gain de la fonction de transfert de MD (FT_IMD) augmente, dégradant ainsi le fonctionnement du filtre dans ce mode.

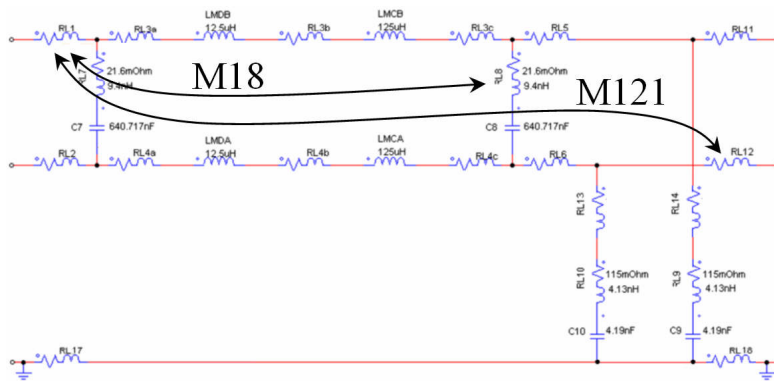


Figure II.12: Schéma magnétiquement complet d'un filtre CEM
(Introduction du chapitre I)

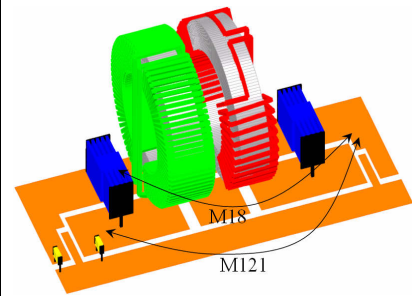


Figure II.13: Topologie du filtre analysé

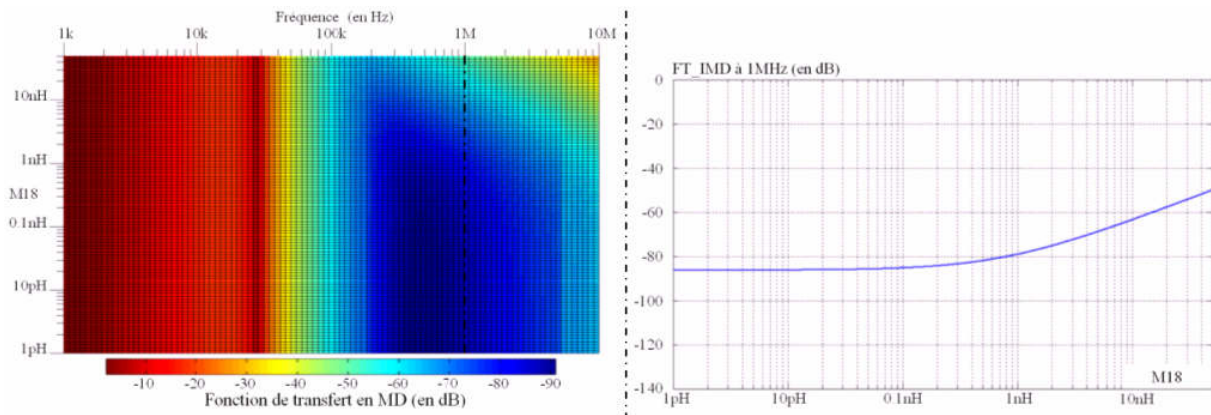


Figure II.14 : Calcul de la fonction de transfert de MD en courant, en fonction de la mutuelle induction " M_{18} " et de la fréquence " $FT_IMD(f, M_{18})$ "

➤ A l'inverse de cela, il existe aussi des mutuelles inductions menant à des gains davantage réduits si elles sont sollicitées. C'est le cas du paramètre " M_{121} ". On remarque en effet à l'aide des graphiques figure II.15 que s'il est ajusté à la valeur de 0,35nH ; alors l'atténuation du filtre en MD est bien plus importante (-35dB comparé au gain où " M_{121} " est nul).

Par conséquent, nous avons pu montrer à l'aide de la modélisation algébrique d'un filtre CEM, qu'il est possible d'exploiter certains couplages magnétiques au lieu de systématiquement tenter de les annuler. Bien sûr, cela ne concerne pas forcément toutes les mutuelles inductions. Une étude complète du dispositif nécessite donc autant d'analyses de sensibilités que de termes inductifs parasites, les couplages magnétiques compris (schéma équivalent figure II.12 et introduction du chapitre I).

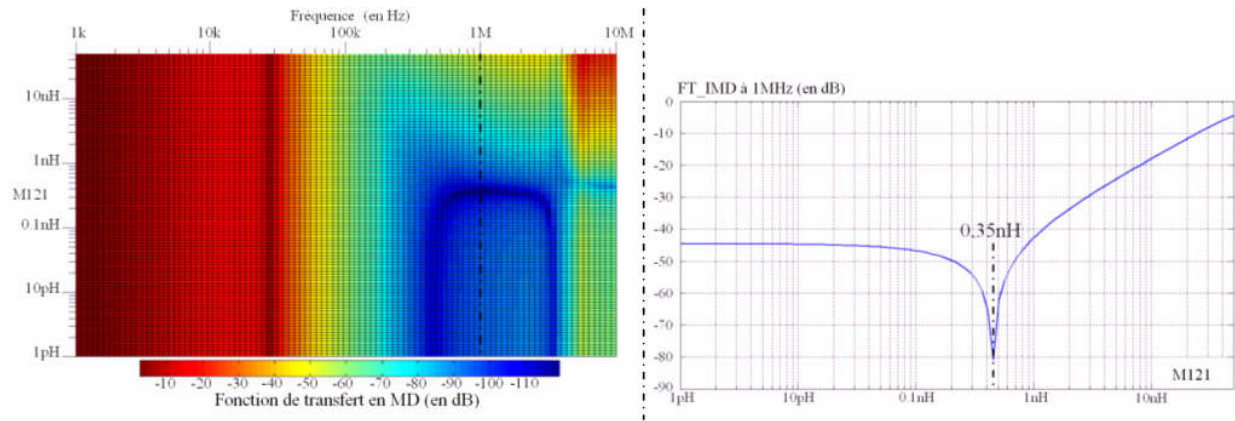


Figure II.15 : Calcul de la fonction de transfert de MD en courant, en fonction de la mutuelle induction “ M_{121} ” et de la fréquence “ $FT_IMD(f, M_{121})$ ”

II.3.1.3.Limites de ce type d'analyse

Néanmoins, l'inconvénient majeur de cette méthodologie est que réaliser une étude de sensibilité sur un paramètre inductif revient à le faire varier en prenant l'hypothèse de départ que tous les autres sont invariants. Or ce n'est absolument pas le cas. A titre d'exemple, ajuster la position d'un composant discret va naturellement modifier l'aspect magnétique global du filtre. Autrement dit, l'intégralité des inductances et mutuelles inductions va se voir modifiée de manière pas nécessairement négligeable.

De plus, il peut s'avérer très difficile d'ajuster un couplage magnétique si la valeur à obtenir est très faible, et encore plus compliqué s'il s'agit d'une résonance comme présenté dans la figure II.15. Car dans ce cas, une légère erreur sur la mutuelle induction peut avoir des conséquences très néfastes pour le filtre. Il faut savoir que la précision de mesure d'un couplage magnétique est en générale de l'ordre du nH. Or dans le cas du terme “ M_{121} ” (Fig II.15), 1nH de plus que la valeur désirée (donc $M_{121} \approx 1,35nH$) engendrerait un gain en mode différentiel dégradé de +15dB comparé au cas où ce même couplage est nul.

II.3.2.Définition d'optimums théoriques

II.3.2.1.Introduction à la notion d'optimums théoriques

L'autre avantage d'un modèle de filtre purement mathématique est qu'il est facilement manipulable. Il peut en effet être utilisé au sein d'un processus d'optimisation mathématique afin de trouver des solutions théoriquement optimales. On parle alors d'optimums théoriques. Il s'agit donc de solutions extrêmes, délimitant une zone comprenant l'ensemble des solutions possibles. Cependant, différents types d'optimums peuvent exister au sein d'un seul et même

espace de solution (Fig II.16). Il y a ce que l'on appelle communément des optimums locaux. Il s'agit comme le nom l'indique de solutions localement optimales, et obtenues lorsque le processus d'optimisation n'explore qu'une partie plus ou moins importante des solutions possibles. Un optimum global fait quant à lui référence à la meilleure solution qu'il est possible d'avoir parmi toutes celles possibles. Par définition, l'optimum global est également localement optimal. Le seul moyen d'être sûr de l'obtenir serait de tester l'ensemble des solutions existantes. Pour certains problèmes, il correspond à la seule solution physiquement exacte. C'est par exemple le cas pour la recherche de la quantité de chaque composé présent dans un mélange à l'équilibre. De manière générale, il faut donc tester le plus grand nombre de solutions pour avoir le plus de chance de l'obtenir.

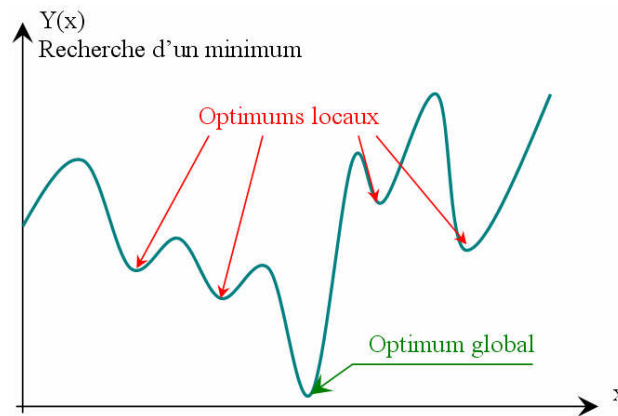


Figure II.16 : Optimums locaux et optimum global

Différents outils d'optimisation basés sur diverses méthodes mathématiques existent déjà. Mais nous ne détaillerons pas leur fonctionnement. Nous prendrons simplement l'hypothèse qu'ils ont été suffisamment bien paramétrés pour remplir correctement leur rôle, et donc que les optimums trouvés sont bien globaux. Pour n'importe quel problème à résoudre et quelle que soit la fonction objectif, il est tout aussi ardu de trouver une solution optimale, que trouver la pire solution existante. L'espace des solutions possibles pour un problème est néanmoins bornée par ces deux là.

En ce qui nous concerne, nous avons donc implémenté le modèle analytique d'un filtre CEM au sein d'un logiciel d'optimisation appelé CADES [71] [72] [73]. La principale difficulté de ce modèle est le nombre important de variables, car cela peut entraîner une convergence plus ou moins lente du problème. En effet, il y a autant de variables d'entrée que d'éléments résistifs et inductifs, y compris tous les termes de couplage (schéma figure II.12). De plus, ces variables ne peuvent pas prendre n'importe quelle valeur. Il faut que l'ordre de grandeur de chaque paramètre électromagnétique du filtre soit réaliste ; sans quoi la solution trouvée serait

impossible à atteindre car physiquement fausse. A titre d'exemple, il ne faut pas avoir des coefficients de couplages supérieurs à 1 en valeur absolue ; ou alors avoir des inductances de pistes de quelques Henry.

La fonction objectif fait quant à elle référence au critère que l'on cherche à optimiser vis-à-vis du fonctionnement du système. Il peut s'agir de n'importe quelle grandeur, aussi bien électrique que géométrique. Mais dans le cadre de cette étude, il est question d'optimiser un filtre CEM par rapport aux perturbations EM conduites dans un mode ou dans l'autre. Par conséquent, la variable de sortie est la fonction de transfert en courant du mode à optimiser " FT_I ", laquelle se calcul à l'aide des relations (Eq.59) ou (Eq.60). Il est alors nécessaire de délimiter la plage de fréquence considérée par le processus d'optimisation ainsi que la résolution souhaitée, c'est-à-dire le nombre de points d'échantillonnage " $nbEchantillons$ ". La fonction objectif se calcul alors à l'aide de l'équation (Eq.63) suivante :

$$(Eq.63) \quad Fobj(dB) = \frac{1}{nbEchantillons} \sqrt{\sum_{i=1}^{nbEchantillons} |FT - I_i|^2}$$

Les limites min et max de cette plage (F_{min} et F_{max}) doivent en conséquence être soigneusement choisies. Compte tenu que les phénomènes magnétiques parasites sont peu influents en basse fréquence (BF), il n'est pas nécessaire de paramétrer une limite basse (F_{min}) trop faible. De plus, sachant que le modèle analytique n'est valable que tant que l'impact des phénomènes capacitifs reste limité, il n'est pas non plus essentiel de choisir une fréquence max (F_{max}) trop importante. Puis concernant le nombre d'échantillons, il en faut suffisamment pour avoir une bonne définition de la réponse du filtre, mais pas trop pour ne pas avoir des phases de résolutions trop longues. La qualité de l'optimum obtenu dépend par conséquent de la bande fréquentielle considérée. Il y a donc en théorie autant de solution possible que de plages paramétrables, c'est-à-dire une infinité. Pour l'optimum correspondant à la meilleure solution qu'il est possible d'atteindre, on parle de "Best optimum". Puis de "Worst optimum" pour la plus mauvaise.

II.3.2.2.Espace de solution, avantages et inconvénients

Définir un espace de solutions physiquement réalistes pour un filtre CEM comporte plusieurs avantages. Le premier correspond au fait qu'il est désormais possible de savoir s'il est envisageable d'optimiser un filtre ou pas. Car plus les optimums Best & Worst sont rapprochés, moins il y aura de chance de réussir à l'améliorer. Cependant, un espace de solution large n'implique pas nécessairement que le dispositif puisse être optimisé. Car étant

donné qu'il s'agit d'un modèle purement mathématique, aucune contrainte géométrique n'est considérée. Or, il se peut que les valeurs de certains éléments inductifs du montage ne puissent être atteintes. De plus, définir un espace délimitant l'ensemble des solutions possibles (entre Best et Worst) nous permet de comparer le comportement d'une solution réelle de filtre vis-à-vis des optimums, et plus précisément par rapport au Best optimum. Cela signifie qu'il nous sera possible de juger et même de quantifier le degré d'amélioration apporté au dispositif.

II.3.2.3. Application à un filtre CEM

Nous avons ensuite appliqué cette méthodologie à un filtre CEM dans le but de définir l'espace des solutions possibles et physiquement plausibles. Les composants discrets utilisés sont alors identiques à ceux présentés dans le sous-chapitre II.2.5 (Tab II.1). L'objectif est alors de rechercher les solutions théoriques Best & Worst, autrement dit les optimums délimitant l'espace des solutions. Aucun aspect géométrique n'est pris en compte. Le processus d'optimisation peut alors attribuer n'importe quelle valeur pour chaque élément du modèle algébrique, du moins tant qu'elle reste physiquement acceptable. Autrement dit, les valeurs des paramètres d'entrées sont physiquement réalistes, mais peuvent mener à des solutions géométriquement impossibles à obtenir, c'est-à-dire à réaliser.

Etant donné que le modèle analytique ne prend pas en compte les aspects électrostatiques d'un filtre CEM, nous avons choisi d'effectuer les calculs de la fonction de transfert sur une plage fréquentielle réduite allant de 1kHz à 10MHz, et ce quel que soit le mode de perturbation. Cependant, nous avons restreint l'optimisation à 50 points d'échantillonnage répartis logarithmiquement entre 200kHz (F_{\min}) et 5Mhz (F_{\max}). Nous avons ensuite utilisé un algorithme d'optimisation basé sur la méthode génétique. Son principe de fonctionnement ne sera pas présenté dans cette partie, mais sera détaillé ultérieurement dans le chapitre IV.

➤ Dans un premier temps, nous avons recherché à définir l'espace de solution en mode différentiel. Le processus d'optimisation a donc été utilisé dans le but de trouver les optimums théoriques correspondant à la meilleure (Best) puis à la pire (Worst) fonction de transfert en courant pour ce mode (Eq.59).

Les solutions trouvées sont alors présentées figure II.17. A titre de comparaison, nous avons aussi calculé la réponse de MD d'un filtre CEM réel à topologie fixée. Pour cela, nous avons repris la géométrie utilisée pour valider le modèle algébrique de filtre (Fig II.7).

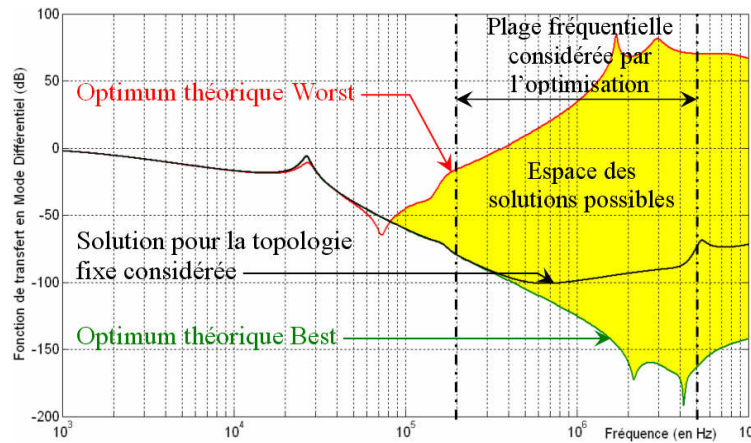


Figure II.17 : Espace de solution en mode différentiel

On remarque alors que cette topologie (plutôt standard) de filtre est loin d'être la meilleure "théoriquement possible". Mais elle n'est pas la pire non plus. Il est en effet envisageable que l'exploitation de certains éléments inductifs parasites mène à un meilleur comportement.

Nous avons aussi calculé les réponses de MC des deux optimums théoriques obtenus (Eq.60). La figure II.18 montre alors que la pire solution en MD (worst optimum) mène également à un comportement dégradé en MC.

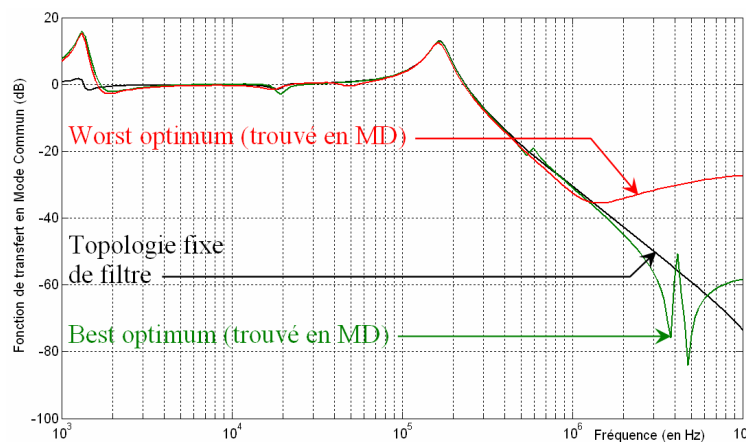


Figure II.18 : Réponses de mode commun des optimums théoriques trouvés en MD

De la même manière, le "best optimum" (obtenu en MD) tend aussi vers une réponse de MC "améliorée". Autrement dit, les aspects améliorés ou dégradés des solutions d'optimisations ont été conservés dans le mode non pris en compte par le processus. Ceci n'est pas forcément intuitif, on aurait pu penser qu'un filtre optimal vis-à-vis du MD serait mauvais en MC. Sur ce cas particulier, il n'en n'est rien. Néanmoins, rien ne garantit qu'il s'agisse d'un cas général.

➤ Ensuite, nous avons procédé à une seconde phase d'optimisation afin de définir un espace de solution désormais en MC. La réponse d'un filtre réel (Fig II.7) a aussi été calculée de façon à pouvoir situer une solution physiquement réalisable vis-à-vis des optimums trouvés.

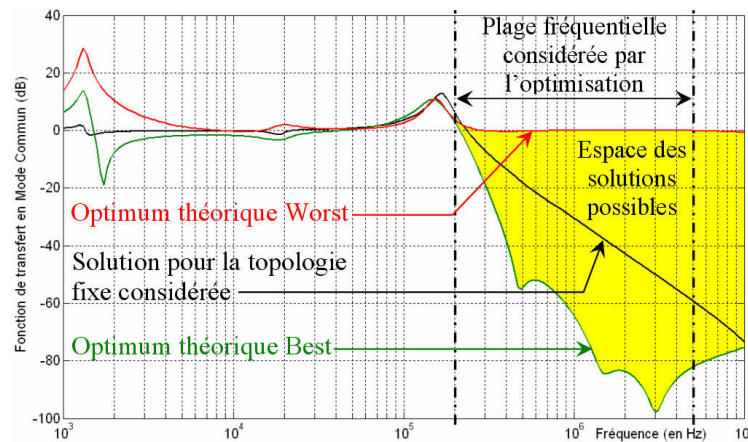


Figure II.19 : Espace de solution en mode commun

Comme pour le processus d'optimisation précédent (effectué en MD), la fonction de transfert de MC du filtre à topologie réelle est relativement au centre de l'espace des solutions (Fig II.19). Ce qui signifie qu'il est donc théoriquement possible d'améliorer également le comportement HF du dispositif, pour ce mode. Rien ne garantit pour autant de réussir à atteindre le "best optimum" de MC.

Nous avons ensuite calculé les réponses de MD de ces deux optimums théoriques, afin de voir si les "tendances" observées en MC étaient conservées dans l'autre mode. La figure II.20 exposant les résultats obtenus, montre très nettement que rien ne peut garantir le comportement du filtre pour le mode non pris en compte par le processus d'optimisation. Car pour cette étude, les deux optimums obtenus en MC mènent à des réponses de mode différentiel fortement dégradées vis-à-vis de celle du filtre réel considéré.

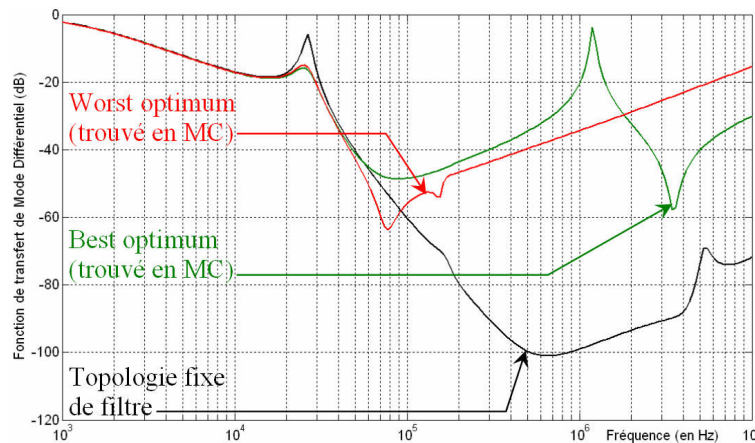


Figure II.20 : Réponses de mode différentiel des optimums théoriques trouvés en MC

Par conséquent, optimiser un filtre CEM dans un mode de perturbation n'assure en rien d'avoir un comportement également optimisé dans l'autre mode. C'est l'inconvénient majeur de ne considérer qu'une seule grandeur de sortie pour l'optimisation d'un système multi objectifs.

II.4.Conclusions

Définir avec précision les performances d'un filtre CEM nécessite la prise en compte d'un maximum de phénomènes magnétiques parasites, si ce n'est tous. L'utilisation d'un outil de modélisation numérique est alors incontournable, car l'identification expérimentale de ce type de paramètres s'avère relativement difficile. Cependant, cela peut entraîner des phases de résolutions plus ou moins lentes en fonction de la manière dont le modèle de filtre a été maillé.

Le modèle analytique proposé constitue donc un outil fiable et magnétiquement complet. Lequel permet de par sa nature, de réduire drastiquement les temps de calcul. Les résultats sont alors assurés tant que l'impact des capacités parasites reste limité voir négligeable.

L'aspect purement mathématique du modèle développé permet également d'analyser individuellement l'influence de chaque terme parasite (résistif et/ou inductif) sur la réponse du filtre ; ce qui n'est pas possible dans le cas d'une étude uniquement basée sur une modélisation numérique de filtre. Cependant, faire varier uniquement un paramètre en considérant tous les autres fixes n'est physiquement pas correct. En effet, la modification d'un seul bouleverse naturellement l'aspect magnétique global du filtre. C'est tout le problème de ce type d'analyses, elles ne correspondent pas à des réalités physiques.

En réponse à cela, ce modèle algébrique à l'avantage de pouvoir être implémenté dans un outil d'optimisation mathématique. Il est donc possible de trouver une solution optimale d'un filtre, quel que soit le mode de perturbation, et en faisant varier l'ensemble des éléments inductifs et résistifs du modèle simultanément. De plus, il est également possible de définir un espace des solutions borné par deux optimums théoriques. Il s'agit alors d'un espace comprenant toutes les solutions physiquement possibles, mais pas nécessairement atteignables, c'est-à-dire géométriquement réalisables. Définir une telle zone permet en conséquence de porter un jugement sur la qualité d'une solution réelle de filtre, par comparaison avec les optimums théoriques Best & Worst.

- Chapitre III -

Modélisation numérique d'un filtre CEM

Sommaire du chapitre III

III.1.	Introduction au logiciel de modélisation Inca3D	91
III.2.	Problématique & nature du filtre d'étude.....	91
III.2.1.	Inductances discrètes (MD & MC)	92
III.2.2.	Condensateurs discrets ('C _X ' & 'C _Y ')	93
III.3.	Modèles Inca3D des condensateurs	95
III.3.1.	Structure interne	95
III.3.2.	Modélisation simple d'un condensateur polypropylène.....	95
III.3.2.1.	Validation du comportement électromagnétique du modèle PEEC.....	98
III.3.2.2.	Avantages & inconvénients de ce modèle Inca3D.....	102
III.3.3.	Seconde modélisation PEEC proposée pour un condensateur de type polypropylène.....	102
III.3.3.1.	Ajustement des paramètres ('ep', 'k' & 'p') et finesse du modèle	103
III.3.3.2.	Validation du comportement EM de ce nouveau modèle PEEC	105
III.3.3.3.	Avantages & inconvénients de ce modèle Inca3D.....	107
III.4.	Modèles Inca3D des inductances	107
III.4.1.	Définition du problème de modélisation.....	107
III.4.2.	Influence d'un matériau magnétique.....	108
III.4.2.1.	Impact d'un matériau magnétique sur la mutuelle induction entre une inductance de MD (tore magnétique) et une spire réceptrice.....	110
III.4.2.2.	Impact d'un matériau magnétique situé entre deux éléments couplés ...	111
III.4.2.3.	Impact d'un matériau magnétique situé à proximité de deux éléments couplés, mais pas entre ces derniers.....	112
III.4.3.	Compléter le modèle Inca3D d'inductance	114
III.4.4.	Simplification possible pour définir une inductance bobinée	115

III.4.5.	Conclusions, avantages & inconvénients des modèles proposés	117
III.5.	Validation des différents modèles de composant.....	118
III.5.1.	Modèle Inca3D de filtre CEM lourd en termes de maillage	119
III.6.	Conclusions	121

III.1.Introduction au logiciel de modélisation Inca3D

Afin d'analyser le comportement électromagnétique global d'un filtre, il est primordial d'utiliser un outil de modélisation capable de considérer le maximum d'effets CEM parasites intrinsèques au dispositif à étudier. Comme expliqué dans le paragraphe I.5, nous avons retenu la méthode PEEC (Partial Equivalent Element Circuit) en raison du faible maillage nécessaire pour résoudre un problème. La conséquence directe est une réduction drastique du temps de résolution, comparé aux autres méthodes par éléments ou différences finies. La méthode PEEC est donc parfaitement adaptée pour être utilisée au sein d'un processus d'optimisation nécessitant des phases de calculs les plus rapides possibles.

Nous avons alors utilisé le logiciel Inca3D [69] développé en collaboration avec la société Cedrat [86] et le laboratoire de génie électrique de Grenoble G2Elab [87]. Ce logiciel, bien que basé sur la méthode PEEC, ne permet pas de modéliser n'importe quel système. Il lui est en effet impossible, dans sa version actuelle, de considérer directement les effets électrostatiques parasites. Ces phénomènes peuvent être pris en compte uniquement si des éléments capacitifs parfaits sont rajoutés manuellement au modèle. Mais il est évidemment impossible de définir ainsi l'ensemble des capacités parasites existantes. Deuxièmement, les environnements non homogènes ne peuvent pas être considérés. Cela signifie que les matériaux magnétiques ou encore diélectriques (ou du moins leur effets sur les champs EM) ne peuvent pas être pris en compte. Puis pour finir, ce logiciel Inca3D ne permet pas de mailler des éléments volumiques massifs. Seuls les conducteurs de type planaire ou linéique peuvent être correctement construits puis maillés.

Des astuces de construction seront donc nécessaires de sorte que ces différents problèmes de modélisation puissent être "contournés", et ce tout en conservant un comportement électromagnétique du filtre physiquement correct.

III.2.Problématique & nature du filtre d'étude

Le principal problème d'une modélisation Inca3D est la présence de composants discrets. La prise en compte de l'ensemble des phénomènes électromagnétiques implique nécessairement de pouvoir modéliser de tels éléments. Or, la signature magnétique de chacun dépend directement de leur structure interne respective. Le problème est alors que la géométrie

interne d'un composant discret peut s'avérer fortement complexe voir impossible à modéliser. De plus, certaines restrictions de modélisation proviennent directement de l'outil de simulation utilisé (III.1).

En ce qui concerne la topologie du filtre CEM considéré pour nos travaux, nous avons choisi les composants discrets de manière à se rapprocher au mieux des choix réalisés dans l'industrie. Nous avons donc décidé de définir les inductances de MD et de MC sur des circuits magnétiques distincts et de forme torique, puis nous avons choisi des condensateurs aussi bien "Cx" que "Cy" de technologie polypropylène. De plus, il a été décidé de définir le dispositif de telle sorte qu'il puisse supporter un courant efficace maximum de 5A. Les caractéristiques électriques des composants discrets sont les mêmes que celles utilisées dans le chapitre II paragraphe 2.5.

III.2.1. Inductances discrètes (MD & MC)

L'inductance de mode commun a été construite de façon à avoir une valeur théorique d'inductance totale de 500µH, avec 125µH par bobinage et un coefficient de couplage "kl" idéalement égal à 1 (ce qui revient à avoir 250µH par phase). L'inductance de MD a quant à elle été définie de sorte qu'elle soit 10 fois plus faible que la précédente. Une fois construites, nous les avons directement caractérisées à l'aide d'un pont de mesure d'impédance de référence HP4294A.

Dans un premier temps, nous avons procédé aux identifications des résistances séries de chaque bobinage. Lesquelles ont été déduites de mesures basses fréquences. Ensuite, nous avons utilisé les méthodes existantes pour identifier expérimentalement les transformateurs [6]-[9], aux composants magnétiques servant de filtre de MD et MC. Leurs identifications nécessitent alors d'effectuer des mesures à des fréquences ne faisant pas intervenir les capacités parasites.

Nous avons ensuite choisi de représenter ce type d'inductance couplée par le schéma équivalent proposé figure III.2 ; et cela en raison de l'absence de coupleur parfait dans le logiciel InCa3D. Les relations permettant alors de passer d'une représentation à l'autre (III.1 → III.2) sont les suivantes (Annexe V) :

$$L_a = L_u \quad , \quad L_b = L_f + m^2 \cdot L_u \quad , \quad M = m \cdot L_u$$

Mais aussi $k = \frac{M}{\sqrt{L_a \cdot L_b}}$, où "k" représente le coefficient de couplage entre "La" et "Lb".

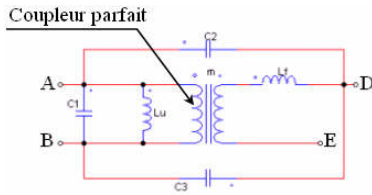


Figure III.1 : Schéma électrique équivalent d'un transformateur

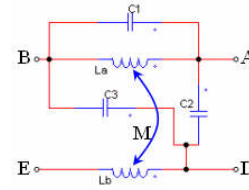


Figure III.2 : Schéma électrique équivalent de deux inductances couplées magnétiquement

Une fois les différents paramètres inductifs identifiés, nous avons cherché à caractériser le comportement capacitif HF de nos inductances. Pour ce faire, de précédents travaux ont pu montrer que l'identification d'uniquement trois capacités parasites pour un transformateur (Fig III.1) était suffisante. Cela permettait d'estimer relativement bien le comportement du dispositif jusqu'à la trentaine de MHz environ [8]. Nous avons alors employé la méthode de mesure proposée par ces mêmes travaux. Les caractéristiques des inductances que nous avons construites sont répertoriées dans le tableau III.1. La documentation technique des tores est disponible en annexe (Annexe VI).

Inductance de MD

Tore en poudre de fer (High Flux)

$Diam_{ext} \approx 57,5mm$; $Diam_{int} \approx 35,2mm$

Epaisseur $\approx 14mm$; $\mu r_{BF} \approx 60$; $B_{max} > 1T$

Diamètre du fil = $1,2mm$; $N_{Spires/Bobinage} \approx 12$

$L_a \approx 14,3\mu H$; $L_b \approx 14,6\mu H$ et $k \approx -0,51$

$C1 \approx 6,7pH$; $C2 \approx 2,6pH$ et $C3 \approx 21,4pH$

Inductance de MC

Tore en poudre de fer (High Flux)

$Diam_{ext} \approx 57,5mm$; $Diam_{int} \approx 35,2mm$

Epaisseur $\approx 14mm$; $\mu r_{BF} \approx 60$; $B_{max} > 1T$

Diamètre du fil = $1,2mm$; $N_{Spires/Bobinage} \approx 40$

$L_a \approx 122\mu H$; $L_b \approx 117\mu H$ et $k \approx 0,724$

$C1 \approx 5,7pH$; $C2 \approx 46,2pH$ et $C3 \approx 3,8pH$

Tableau III.1 : Caractéristiques mesurées des inductances de MD et de MC

Les faibles coefficients de couplage mesurés sont directement liés à la manière dont les inductances ont été bobinées. Avoir un coefficient au plus proche de 1 nécessiterait par exemple un bobinage relativement bien réparti sur tout le pourtour du tore, ou encore un noyau magnétique à faibles dimensions de manière à limiter le flux de fuite.

III.2.2. Condensateurs discrets ("C_X" & "C_Y")

Contrairement aux inductances de MD et de MC, nous n'avons pas voulu identifier les condensateurs "C_X" et "C_Y" individuellement. Car en effet, un filtre CEM est constitué de deux condensateurs (C_X) pour le mode différentiel, et de deux autres (C_Y) pour le MC. Le

problème est alors que deux composants discrets, même créés par le même procédé de fabrication, ne peuvent être strictement identiques. Leurs caractéristiques électriques (ESL et ESR pour des condensateurs) seront légèrement différentes. La modélisation PEEC d'un filtre CEM nécessiterait donc de définir autant de modèles Inca3D qu'il y a de condensateurs, ce qui serait relativement lourd et contraignant.

Notre idée a donc été de créer un composant dit "moyen", dont les caractéristiques correspondent à des valeurs moyennes d'ESL et d'ESR calculées sur la base d'un échantillon plus ou moins nombreux de condensateurs. Mais l'inconvénient à cela est que certains écarts pourront se faire sentir vis-à-vis du comportement du filtre, en raison des différences des caractéristiques internes pour chaque composant capacitif. Cependant, les écarts attendus resteront relativement limités compte tenu des faibles variations d'ESL et d'ESR constatées d'un composant à l'autre (étant du même ordre de grandeur que l'imprécision de l'appareil de mesure, soit d'environ 1nH).

Nous avons alors défini un composant "moyen" pour chaque type de condensateur ("C_X" et "C_Y"), chacun d'eux étant basé sur les mesures d'un échantillon de 10 condensateurs réels, et provenant d'un même procédé et d'une même série de fabrication. La valeur théorique de la capacité choisie pour les condensateurs "C_X" est de 680nF ; et de 4,7nF pour les "C_Y". Les caractéristiques moyennes pour chaque type de composant sont alors présentées dans le tableau III.2, au même titre que les dimensions de la structure interne de chaque catégorie de composant.

<i>Condensateurs C_X</i>	<i>Condensateurs C_Y</i>
$ESL_x \approx 9,4nH$; $ESR_x \approx 21,6m\Omega$	$ESL_y \approx 4,3nH$; $ESR_x \approx 115m\Omega$
$C_x \approx 641nF$	$C_y \approx 4,2nF$
<i>Longueur</i> $\approx 23,1mm$; <i>Epaisseur</i> $\approx 8,5mm$	<i>Longueur</i> $\approx 5mm$; <i>Epaisseur</i> $\approx 1,45mm$
<i>Hauteur</i> $\approx 14,68mm$	<i>Hauteur</i> $\approx 3,45mm$
<i>Hauteur_{Pattes}</i> $\approx 4,97mm$	<i>Hauteur_{Pattes}</i> $\approx 3,47mm$

Tableau III.2: Caractéristiques "moyennes" des condensateurs "C_X" et "C_Y"

Ce chapitre portera donc sur l'établissement des modèles Inca3D des composants discrets permettant de retranscrire le plus fidèlement possible les comportements électriques et magnétiques de chacun.

III.3.Modèles Inca3D des condensateurs

III.3.1.Structure interne

La complexité de la géométrie interne d'un condensateur de type polypropylène rend sa modélisation "fine" délicate. En effet, ce type de composant est constitué de deux films métalliques positionnés parallèlement l'un en face de l'autre et séparés d'un matériau diélectrique. Lesquels sont alors enroulés de manière à former un feuilletage compact. La valeur de la capacité est directement liée à l'importance des surfaces en vis-à-vis et à leur espacement (Illustration figure III.3). Obtenir une valeur importante de capacité implique nécessairement le fait de devoir enrouler les deux films conducteurs en faisant un très grand nombre de tours (allant de quelques centaines à plusieurs milliers).

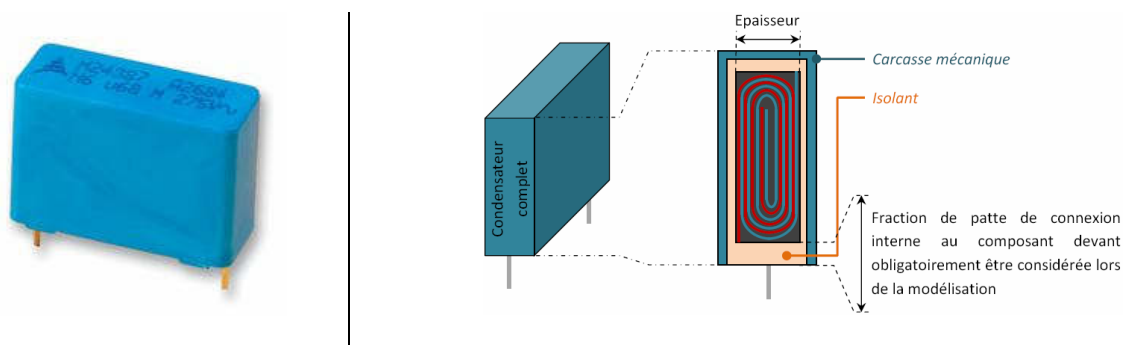


Figure III.3: Structure interne d'un condensateur de type polypropylène

Il n'est pas envisageable de définir exactement un tel ensemble. Il est donc nécessaire d'établir une géométrie simplifiée. Mais le fait de dégrader la définition de la structure interne implique irrémédiablement une mauvaise retranscription des phénomènes électromagnétiques. Pour palier au mieux à cela, nous avons utilisé une méthode d'homogénéisation afin d'ajuster les caractéristiques aussi bien physiques que géométriques du modèle de composant [88]. Le but est alors d'obtenir un comportement électromagnétique équivalent à celui du composant réel, c'est-à-dire d'avoir un ESL et un ESR les plus proches de ceux obtenus en mesure, mais aussi un rayonnement EM au mieux retranscrit. La capacité même du condensateur sera quant à elle représentée par un élément capacitif parfait, connecté en série avec le modèle Inca3D du composant (Fig III.4).

III.3.2.Modélisation simple d'un condensateur polypropylène

Compte tenu de la complexité de la structure interne d'un condensateur réel, nous avons dans un premier temps eu l'idée d'assimiler le corps intérieur du composant (i.e. films métalliques enroulés) à un bloc conducteur unique également appelé électrode. Cette dernière est ensuite connectée de part et d'autre à deux métallisations (Fig III.4), lesquelles sont reliées aux pattes

de connexion du composant. Le modèle PEEC a bien évidemment été établi en respectant les dimensions de la structure interne d'un condensateur réel (Tab III.2).

L'électrode équivalente est définie sous Inca3D à l'aide d'un conducteur 1D (I.5.3) en prenant comme hypothèse que la circulation du courant en son sein est connue et unidirectionnelle. Cependant, utiliser ce type de conducteur implique nécessairement que les extrémités de ce bloc équivalent sont équipotentielles. Ce qui signifie en d'autres termes que pour chaque extrémité de l'électrode (seules faces maillées), toutes les mailles sont interconnectées ensemble (Fig III.5).

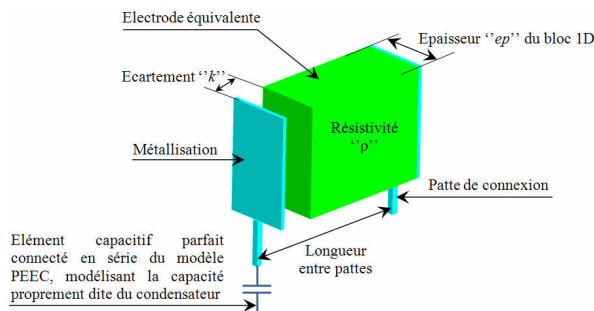


Figure III.4: Modélisation simplifiée d'un condensateur polypropylène

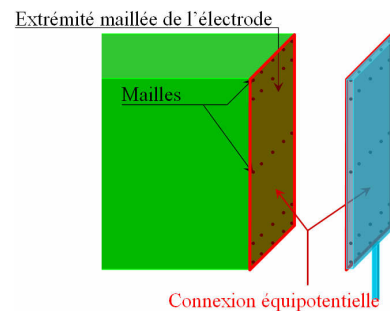


Figure III.5 : Maillage de l'électrode équivalente à 10MHz

Pour des fréquences relativement basses (i.e. effet de peau inexistant), cela n'aura pas d'influence particulière sur le comportement EM du modèle étant donné que le courant se répartira naturellement sur l'ensemble de la section de l'électrode. Mais pour des fréquences plus élevées où les effets de peau et de proximité ne peuvent plus être négligés, alors cela a comme conséquence d'entraîner une répartition du courant physiquement fautive à l'intérieur de l'électrode (Fig III.6).

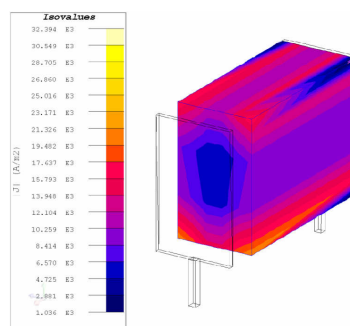


Figure III.6 : Répartition du courant à 10MHz

Dans la réalité, le courant circule (en HF) naturellement sur le bas du composant (côté PCB) étant donné que l'impédance rencontrée est la plus faible. Or, l'équipotentialité des mailles sur chaque extrémité de l'électrode, implique que le courant a autant de facilité à circuler sur

le bas que sur le haut du conducteur (Fig III.6). Par conséquent, le rayonnement EM du modèle PEEC de condensateur sera potentiellement différent de celui d'un composant réel. Car on sait très bien que la signature magnétique d'un élément est directement liée au trajet du courant en son sein. Les métallisations sont également construites à l'aide de conducteurs unidirectionnels (en forme de coudes "plats") puisqu'elles sont liées à l'électrode équivalente par connexion équipotentielle. Les pattes de connexion sont aussi définies par des éléments 1D car il s'agit de simples fils conducteurs (relativement courts).

Les valeurs des imperfections du composant réel, c'est-à-dire son ESL et son ESR, doivent ensuite être retrouvées sur le modèle PEEC de condensateur. Pour ce faire, nous avons utilisé un paramètre d'homogénéisation étant la résistivité " ρ " de l'électrode équivalente, ainsi qu'un paramètre d'écartement " k " (Fig III.4). Ce dernier terme permet d'écarter une des faces (extrémités) de l'électrode, de la métallisation à laquelle elle doit être connectée. Ces deux paramètres sont alors ajustés de telle sorte que l'impédance équivalente du modèle de condensateur soit fidèle avec celle mesurée expérimentalement.

Il faut cependant prendre garde à ne pas trop réduire la longueur de l'électrode, c'est-à-dire paramétrer une valeur d'écartement " k " trop importante. Car cela aurait pour conséquence de créer un espace vide (plus ou moins grand) à l'intérieur du modèle PEEC, où aucun courant "physique" ne circulerait. Or la structure réelle d'un condensateur, qu'il soit de type polypropylène, chimique ou céramique, ne présente pas de tel volume d'air. Par conséquent, l'existence de cet interstice pourrait engendrer des dégradations plus ou moins accentuées sur le rayonnement électromagnétique du modèle de composant (Fig III.7).

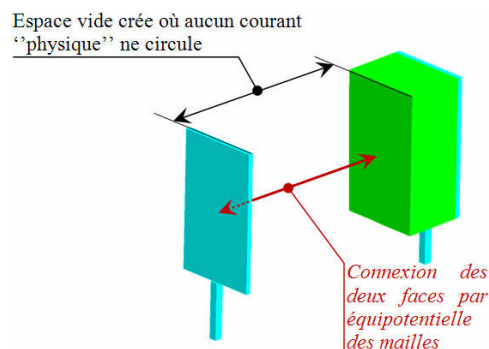


Figure III.7 : Problème lié au paramétrage d'une valeur de " k " trop élevée

Malgré le fait que ce type de modélisation entraîne des erreurs sur l'estimation du rayonnement EM du composant en haute fréquence ; nous avons tout de même voulu voir si ce modèle parvenait à retranscrire correctement le comportement électromagnétique d'un condensateur. Car l'avantage d'une telle modélisation est un maillage relativement limité, ce

qui a pour conséquence d'accélérer de manière importante les phases de résolutions PEEC. Il peut donc s'avérer très intéressant d'utiliser ce type de modèle au sien d'un processus d'optimisation.

III.3.2.1. Validation du comportement électromagnétique du modèle PEEC

Nous avons ensuite cherché à définir une modélisation PEEC aussi bien d'un condensateur de type "C_X" que "C_Y". Pour ce faire, nous avons fait varier la valeur du paramètre d'homogénéisation "ρ", mais également celle du terme d'écartement "k". Le problème est alors assez simple étant donné que seuls ces deux paramètres sont exploités pour ajuster le comportement électromagnétique du modèle PEEC de condensateur. Les études menées nous ont ainsi permis de constater que le paramètre "k" permettait principalement d'adapter la valeur de l'ESL du modèle ; alors que modifier la résistivité "ρ" de l'électrode équivalente permettait plutôt d'obtenir la valeur d'ESR souhaitée.

Nous avons par conséquent cherché les valeurs pour les paramètres "ρ" et "k" permettant d'avoir les comportements impédants désirés (Tab III.2). Les jeux de valeurs que nous avons identifiés sont présentés dans le tableau suivant III.3.

	<i>ep</i> (en mm)	<i>k</i> (en mm)	<i>ρ</i> (en μΩ.m)	<i>ESL</i> (en nH)	<i>ESR</i> (en mΩ)	<i>C</i> (en nF)
<i>C_X</i>	8,5	3,5	120	9,4	25,2	641
<i>C_Y</i>	1,45	1,25	135	4,3	117,1	4,2

Tableau III.3 : Caractéristiques des modèles simplifiés des condensateurs "C_X" et "C_Y"

Une fois les modèles de condensateurs établis, nous avons calculés les impédances équivalentes de chacun afin de les comparer aux mesures effectuées à l'aide d'un pont de mesure d'impédance de référence HP4294A (Fig III.8 & III.9). Les courbes pointillées nommées "Circuit parfait" représentent l'impédance totale d'un circuit ESR, ESL et C séries, défini à base de composants électriques parfaits. Les résultats montrent alors clairement que le comportement impédant de chaque composant est relativement bien retranscrit. Ce qui est cependant normal car les impédances dépendent principalement de la structure conductrice des composants. Par conséquent, quelle que soit la géométrie modélisée, il sera toujours possible de l'adapter via certains paramètres d'homogénéisation ou bien d'ajustement (tel que le terme "k"), de manière à obtenir l'impédance équivalente souhaitée.

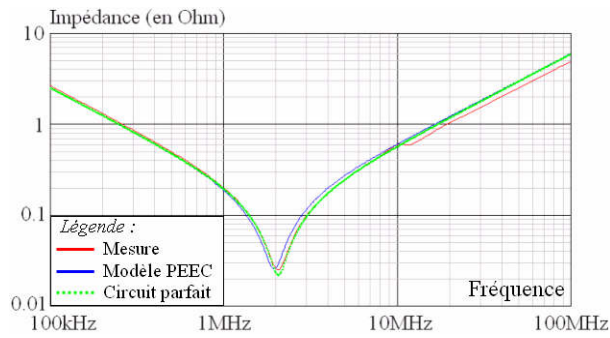


Figure III.8 : Comportement impédant du modèle PEEC simplifié de condensateur “ C_X ”

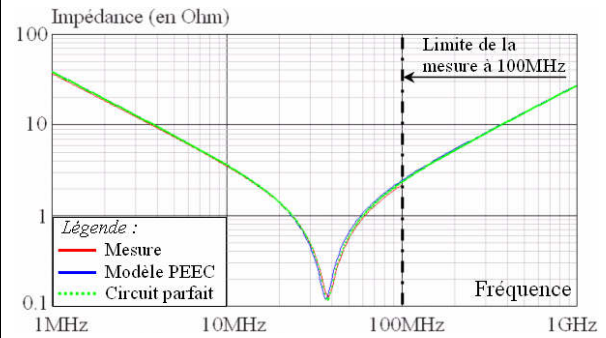


Figure III.9 : Comportement impédant du modèle PEEC simplifié de condensateur “ C_Y ”

En ce qui concerne le comportement impédant du modèle PEEC de condensateur “ C_X ”, nous pouvons remarquer avec la figure III.8 qu’il reste fidèle à l’impédance mesurée jusqu’à la dizaine de MHz. Les très faibles écarts constatés proviennent essentiellement du caractère moyen du modèle numérique. Les différences observées au-delà de cette valeur de fréquence sont directement liées à la complexité de la structure interne ne pouvant être parfaitement retranscrite en modélisation. L’écart (d’inductance) constaté pour les fréquences comprises entre 10MHz et 100MHz est d’environ 1nH, ce qui correspond à presque 10% de la valeur de l’ESL moyen ($ESL_x \approx 9,4nH$; tableau III.2).

Compte tenu d’une part des faibles dimensions des condensateurs “ C_Y ” retenus, mais aussi de la limite HF de l’appareil de mesure utilisé (HP4294A) ; nous ne voyons pas apparaître ce phénomène de “décrochage” de la mesure. Nous remarquons pour cette catégorie de composant capacitif, que l’impédance calculée du modèle PEEC “moyen” est sensiblement la même que celle mesurée. La raison des faibles écarts constatés est la même que pour les condensateurs “ C_X ” (i.e. le caractère moyen du modèle Inca3D).

Cependant, le fait que les impédances équivalentes des modèles Inca3D correspondent bien aux mesures, ne garantit pas pour autant que leur comportement électromagnétique respectif soit correct. Contrairement à l’impédance totale, le rayonnement EM d’un composant discret n’est pas uniquement lié à la géométrie des éléments conducteurs. La répartition du courant doit également être correctement retranscrite car la signature magnétique en dépend. Le plus important est donc de vérifier que le rayonnement électromagnétique du modèle PEEC de condensateur ne soit pas trop dégradé. C’est la raison pour laquelle nous avons décidé de modéliser un système légèrement plus complexe. Cela de manière à faire intervenir des couplages magnétiques entre plusieurs éléments conducteurs.

Nous avons donc défini un montage constitué de deux condensateurs aussi bien disposés géométriquement que connectés électriquement en parallèles. Lesquels sont alors reliés par deux pistes relativement larges de sorte que leur impédance respective soit assez faible. Différents espacements sont également possibles (pour les condensateurs) par déplacement d'un des deux composants, la longueur de ces pistes étant assez importante (Fig III.10).

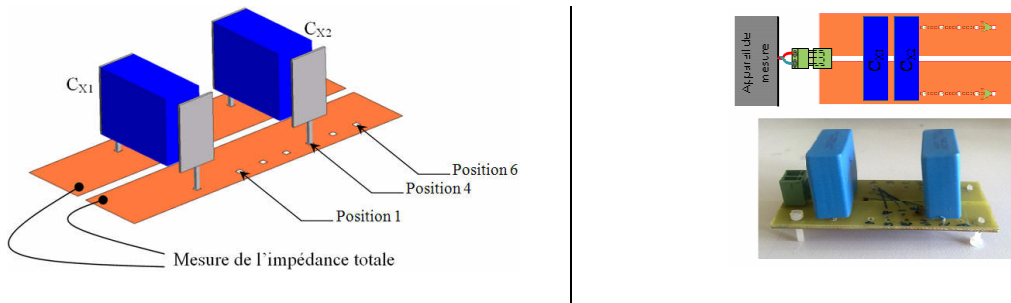


Figure III.10 : Montage de deux condensateurs (C_X) parallèles à écartement variable

Cette étude a été réalisée uniquement sur des modèles de condensateurs " C_X ", et ce pour des raisons de simplicité. En effet, leurs dimensions plus grandes engendrent des phénomènes de couplages magnétiques plus importants, donc plus faciles à mesurer expérimentalement. De plus, si le modèle de condensateur " C_X " retranscrit correctement le comportement électromagnétique du composant, et ce même s'il entraîne des variations d'impédance de l'ordre de 10% au-delà de 10MHz ; nous pourrions admettre comme première hypothèse que cela valide globalement le modèle Inca3D, et ce quelque soient ses dimensions. Notre objectif a alors été de calculer l'impédance totale du montage pour chaque position possible du condensateur " C_{X2} ", pour ensuite comparer les résultats de simulations avec ceux obtenus expérimentalement.

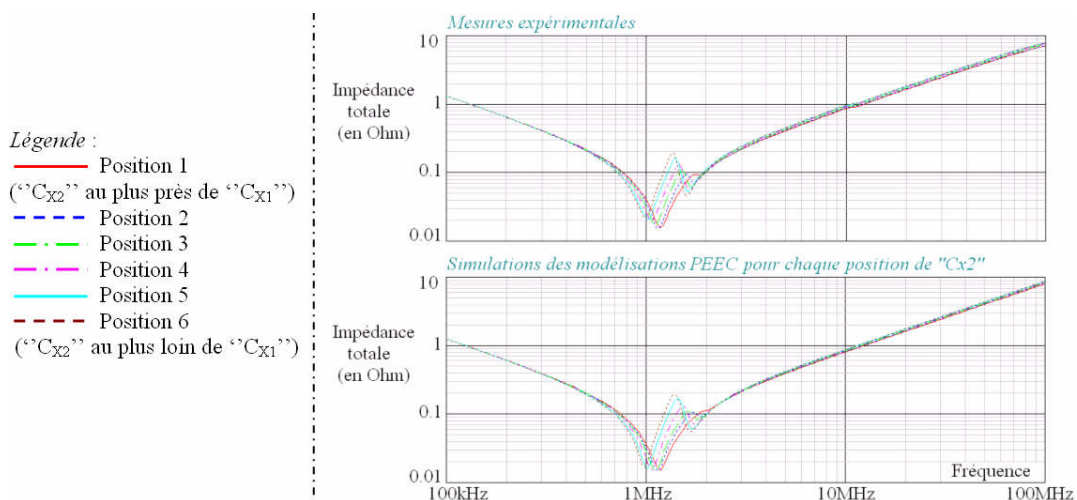


Figure III.11 : Mesures expérimentales et calculs PEEC de l'impédance totale du montage pour chaque position du condensateur " C_{X2} "

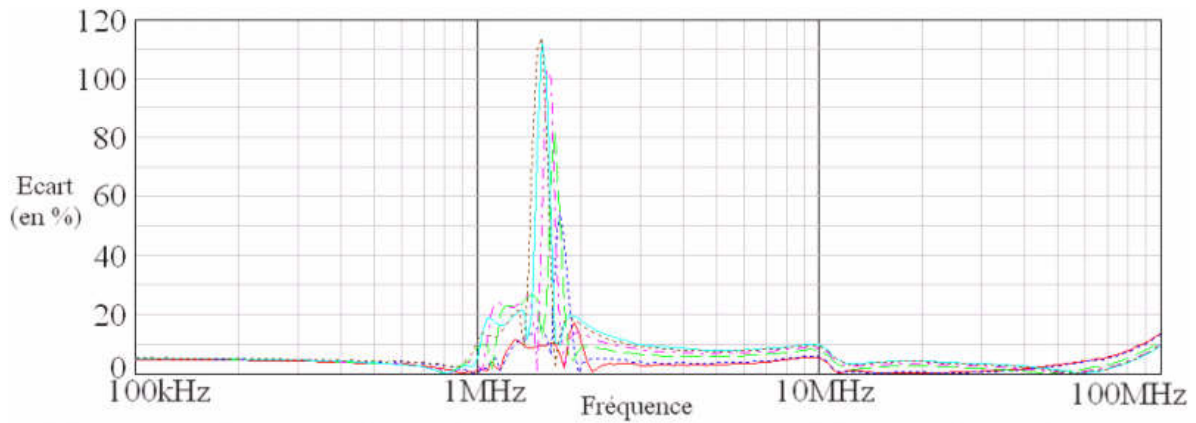


Figure III.12 : Ecart en % entre les résultats de mesures et ceux obtenus en simulations Inca3D
(légende identique à celle de la figure III.11)

Dans le premier chapitre, nous avons montré qu'il était préférable d'analyser le comportement d'un filtre CEM en considérant la fonction de transfert du dispositif au lieu de son impédance d'entrée. Or le montage actuellement étudié de deux condensateurs parallèles s'apparente à un filtre, à la différence près que l'inductance série est très faible (de l'ordre du nH). Si l'on reprend l'étude effectuée dans le chapitre I partie 7.2.3, nous pourrions démontrer que dans le cas où cette valeur d'inductance devient très faible, une mesure d'impédance reste envisageable, bien que restant moins bien adaptée.

Les figures III.11 et III.12 exposent les résultats obtenus. Tout d'abord, nous remarquerons que les tendances sont bien conservées. De plus, les écarts constatés entre les résultats expérimentaux et ceux découlant des simulations Inca3D sont relativement limités. Nous pouvons en effet observer des différences dépassant rarement la dizaine de pourcent (5% en moyenne). Les seuls écarts importants, pouvant excéder 50% voir 100%, sont liés aux fréquences de résonances. Dans le cas où les impédances, et plus généralement les signaux électriques subissent de fortes variations, un écart aussi petit soit-il sur les valeurs des imperfections des composants peut provoquer un "glissement" fréquentielle. Ce qui signifie en d'autres termes que ces fréquences spécifiques peuvent mal être estimées et donc légèrement décalées.

Pour ces valeurs particulières de fréquences, les écarts entre mesures et calculs numériques sont en conséquence directement liés au caractère moyen des modèles PEEC utilisés. Les composants réels ne sont en effet pas strictement identiques, contrairement aux modélisations de "C_{X1}" et "C_{X2}".

III.3.2.2. Avantages & inconvénients de ce modèle Inca3D

L'inconvénient majeur de cette représentation est sans conteste la répartition erronée du courant dans le composant ; ce problème est directement lié au type de conducteur employé pour former l'électrode équivalente (1D). L'autre problème de ce modèle est la création d'un espace vide où aucun courant "physique" ne circule. Ceci est dû à l'ajustement de la longueur de l'électrode via le paramètre "k", l'espacement entre les pattes de connexion étant figé. Mais malgré une modélisation électromagnétique physiquement critiquable, nous avons pu constater que cette solution de modélisation mène à des phénomènes de couplages magnétiques relativement bien retranscrits.

Cela nous permet donc d'envisager l'utilisation de ce modèle de condensateur au sein d'un processus d'optimisation nécessitant des calculs numériques rapides. En effet, l'atout principal de cette modélisation Inca3D est le nombre fortement réduit de mailles.

III.3.3. Seconde modélisation PEEC proposée pour un condensateur de type polypropylène

Etant donné que le précédent modèle PEEC ne permettait pas de retranscrire parfaitement le rayonnement électromagnétique de ce type de condensateur (en raison de la nature même de l'électrode construite) ; nous avons cherché à établir une nouvelle solution de modélisation Inca3D. Dès lors, nous avons choisi de simplifier la géométrie réelle de deux films enroulés, en la remplaçant désormais par deux peignes imbriqués l'un dans l'autre (Fig III.13 & III.14).

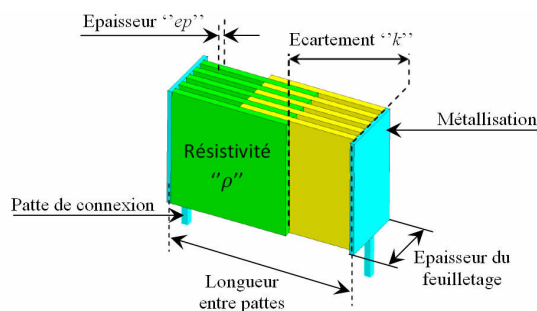


Figure III.13 : Nouvelle modélisation proposée pour un condensateur de type polypropylène

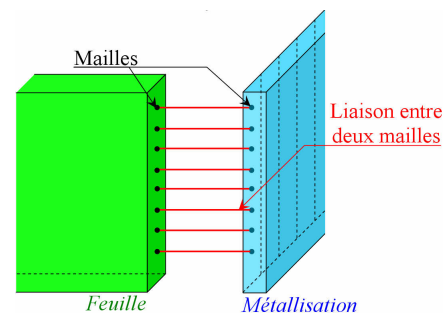


Figure III.14 : Principe d'une connexion par proximité d'une feuille à une métallisation

Les éléments constituant chaque peigne sont alors appelés des feuilles. Lesquelles sont toutes définies de manière identique, et sont modélisées par des conducteurs bidirectionnels (I.5.3). Leur nombre dépend de la précision souhaitée, mais aussi de la taille mémoire nécessaire pour réussir à résoudre le modèle PEEC. En effet, trop en considérer entraînerait un maillage relativement lourd nécessitant la réservation d'un espace mémoire également important. Mais

en admettant que la résolution du problème soit possible, les temps de calcul peuvent s'avérer longs, et donc préjudiciables dans le cas où le modèle de condensateur est destiné à être utilisé au sein d'un processus d'optimisation. Après avoir réalisé différents tests, nous avons trouvé que limiter le nombre de feuilles par peigne à cinq, menait à un bon compromis entre la finesse du modèle Inca3D et la lourdeur de son maillage.

Etant donné que les feuilles sont désormais définies à l'aide de conducteurs 2D, il est tout à fait possible de les connecter de part et d'autre aux métallisations à l'aide de connexions dites "par proximité". Cela signifie en d'autres termes que la liaison d'une feuille et d'une métallisation est réalisée en connectant leurs mailles respectives de proche en proche, comme présenté dans la figure III.14. Ce type de connexion permet alors d'obtenir une exacte répartition du courant au sein du feuilletage équivalent (Fig III.15).

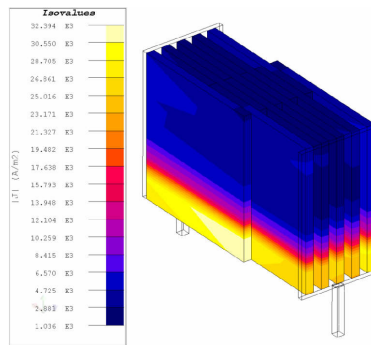


Figure III.15 : Répartition du courant à 10MHz au sein du feuilletage équivalent

Les paramètres permettant ensuite d'ajuster le comportement électromagnétique de ce nouveau modèle PEEC de condensateur sont alors : l'épaisseur des feuilles "ep", leur résistivité "ρ", et pour finir l'écartement "k" (Fig III.13).

III.3.3.1. Ajustement des paramètres ("ep", "k" & "ρ") et finesse du modèle

Le fait de faire varier le terme d'homogénéisation "ρ" ainsi que les paramètres d'ajustement "k" et "ep", permet d'affiner les valeurs des imperfections (i.e. l'ESL & l'ESR) du modèle de façon à avoir celles souhaitées (Tab III.2). Les graphiques présentés figures III.16 à III.19 illustrent les évolutions de l'ESL et de l'ESR d'un modèle de condensateur "C_X" en fonction de ces divers termes d'ajustement. Les constats découlant de ces différents résultats resteront cependant valables pour n'importe quel condensateur de technologie polypropylène. Car en effet, la géométrie du modèle Inca3D de ce type de condensateur reste inchangée, qu'il soit "C_X" ou "C_Y". Seules les dimensions peuvent éventuellement différer selon la valeur de la capacité de chacun. Pour chaque étude de variation, et donc pour chaque figure, nous avons

également tracé un plan de couleur noir correspondant aux valeurs d'ESR et d'ESL que nous souhaitons obtenir. Les intersections de ce plan avec chaque courbe représentent alors les solutions possibles pour les paramètres d'homogénéisation nous permettant d'obtenir les imperfections désirées. Une telle représentation permet également d'analyser la sensibilité du modèle Inca3D construit, vis-à-vis de ces paramètres.

Nos travaux ont alors commencés par l'analyse et l'observation de l'influence de l'écartement "k" et de la résistivité électrique "ρ". L'épaisseur de chaque feuille a quant à elle été définie pour cette étude à 0,85mm ; correspondant à 1/10 de l'épaisseur totale de la structure interne du type de condensateur "C_x" choisi, car 10 feuilles ont été modélisées. Le choix de cette valeur est liée au fait qu'une diminution de l'épaisseur de chaque feuille entrainerait l'apparition d'espaces vides (de l'air) à l'intérieur même du modèle PEEC de composant ; ce qui n'est pas souhaitable. Il est donc fortement conseillé de fixer ce paramètre de sorte à avoir une épaisseur maximale pour chaque feuille, et donc un minimum d'air à l'intérieur du modèle. L'épaisseur d'une feuille est donc définie, par défaut, par la relation (Eq.64) :

$$(Eq.64) \quad ep = \frac{\text{Epaisseur_totale_du_condensateur}}{\text{Nombre_de_feuilles_total_des_deux_peignes}}$$

Les résultats présentés figures III.16 à III.19 montrent alors l'évolution de l'ESR et de l'ESL du modèle PEEC de condensateur en fonction des paramètres "k" et "ρ". Nous pouvons donc remarquer dans un premier temps que le fait d'écarter les feuilles des métallisations engendre de fortes variations sur la valeur de l'inductance totale du modèle (donc de son ESL). Néanmoins pour un écartement donné, les variations observées sur cette même valeur d'inductance vis-à-vis de "ρ" restent inférieures à 8% tant que la valeur de la résistivité ne dépasse pas 10⁻³Ω.m, et moins de 1% pour toutes valeurs inférieures à 10⁻⁴Ω.m.

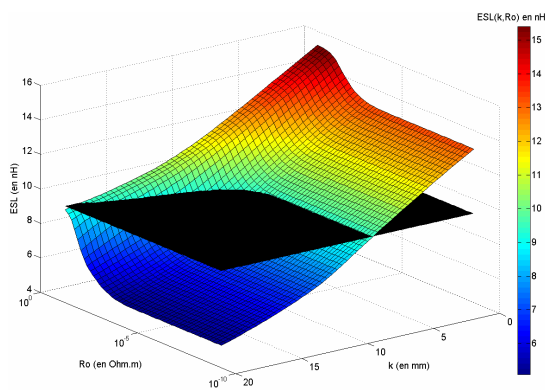


Figure III.16 : ESL(k, ρ), Ep=0,85mm, en 3D

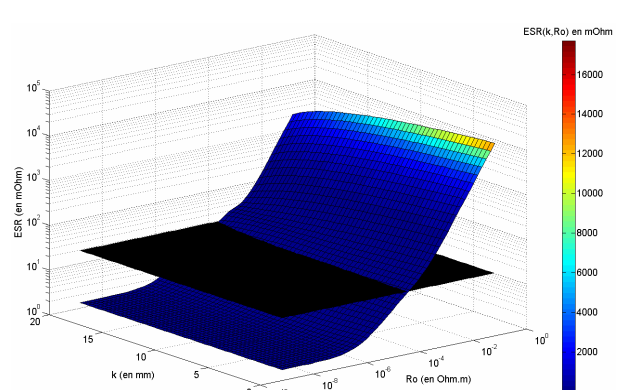


Figure III.17 : ESR(k, ρ), Ep=0,85mm, en 3D

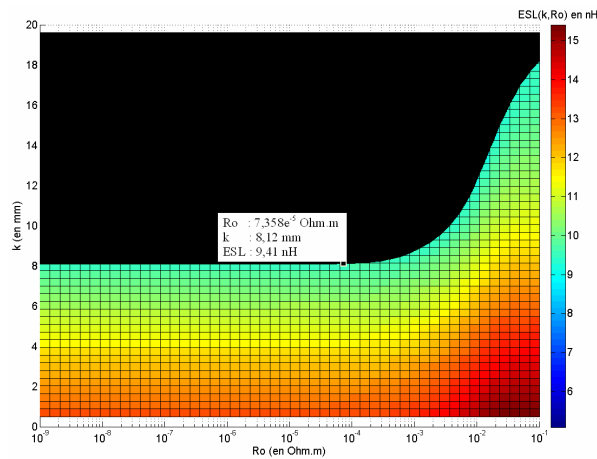


Figure III.18 : $ESL(k, \rho)$, $Ep=0,85mm$, en 2D

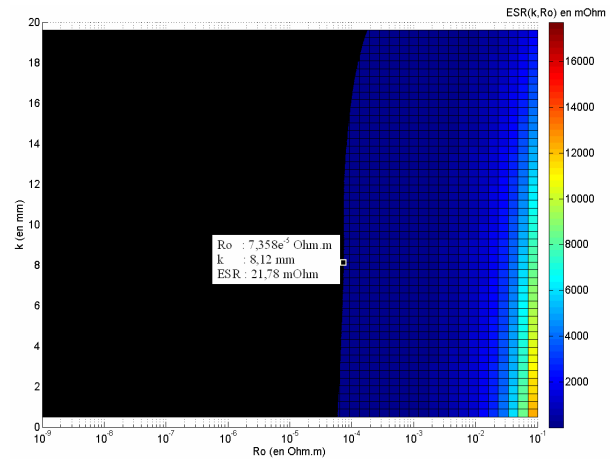


Figure III.19 : $ESR(k, \rho)$, $Ep=0,85mm$, en 2D

Or, la figure III.19 nous montre que l'ordre de grandeur de la résistivité permettant d'obtenir la valeur d'ESR souhaitée, est de quelques $10^{-5}\Omega.m$. En conséquence de cela, nous pouvons d'ores et déjà affirmer que l'influence de ce paramètre "ρ" sur l'ESL du modèle Inca3D de condensateur est fortement limitée voir négligeable. Autrement dit, ce paramètre sera uniquement dédié à l'ajustement de la résistance totale du modèle, donc de son ESR équivalent.

III.3.3.2. Validation du comportement EM de ce nouveau modèle PEEC

A l'aide de ces différents résultats, nous avons pu en déduire des jeux de valeurs pour "k", "ep" et "ρ". Il nous a alors été possible de définir des modèles PEEC de condensateurs aussi bien "C_X" que "C_Y", ayant les mêmes comportements impédants que les composants discrets réels. Les dimensions des modèles Inca3D sont bien évidemment les mêmes que celles des structures internes de chaque catégorie de condensateur. Les différents paramétrages retenus sont alors présentés dans le tableau ci-dessous III.4.

	<i>ep</i> (en mm)	<i>k</i> (en mm)	<i>ρ</i> (en $\mu\Omega.m$)	<i>ESL</i> (en nH)	<i>ESR</i> (en mΩ)	<i>C</i> (en nF)
<i>C_X</i>	0,85	8,125	73	9,4	21,6	641
<i>C_Y</i>	0,145	1,2	75	4,3	115	4,2

Tableau III.4 : Caractéristiques des nouveaux modèles PEEC des condensateurs "C_X" et "C_Y"

Les impédances calculées pour chaque modélisation Inca3D (Fig III.20 & III.21) montrent alors clairement que le comportement impédant de chaque composant est relativement bien retranscrit.

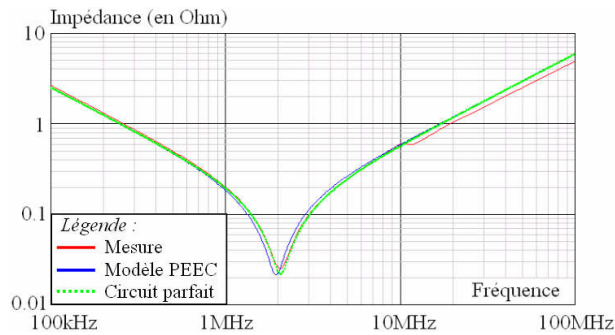


Figure III.20 : Comportement impédant de cette nouvelle modélisation de condensateur “ C_X ”

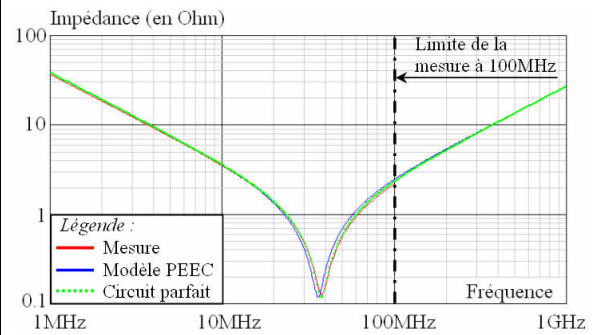


Figure III.21 : Comportement impédant de cette nouvelle modélisation de condensateur “ C_Y ”

Mais le plus important est de vérifier le rayonnement EM de ce modèle. C’est pourquoi nous avons repris l’exemple précédent de deux condensateurs parallèlement connectés et positionnés (Fig III.10 & III.22). Nous avons alors calculé, comme effectué auparavant dans le sous chapitre III.3.2.1, les pourcentages d’écarts entre les résultats de simulations et les mesures expérimentales, et ce pour chacune des positions possibles du condensateur “ C_{X2} ”.

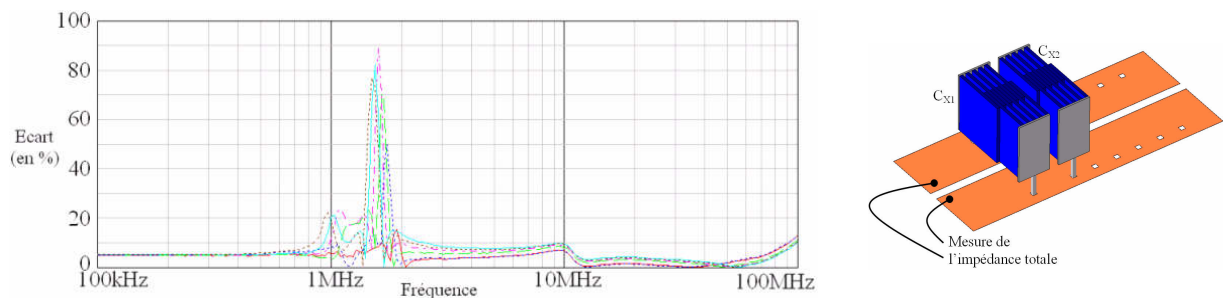


Figure III.22 : Vérification du rayonnement EM de ce nouveau modèle Inca3D & écarts calculés en % entre mesures expérimentales et calculs numériques (légende identique à celle de la figure III.11)

Il est donc clair, compte tenu de la figure III.22, que les constats découlant de l’étude du précédent modèle de condensateur (III.3.2.1) sont également valables pour cette nouvelle solution de modélisation. Nous pouvons en effet remarquer de nouveau que les différences restent inférieures à 10% (5 à 7% en moyenne) hormis pour les fréquences de résonances. Les écarts importants constatés pour ces fréquences particulières sont plus ou moins marqués selon la finesse de définition de chaque modèle. Mais si nous comparons les figures III.12 & III.22, nous pouvons nettement voir que les deux types de modélisations restent relativement proches d’un point de vue comportement électromagnétique.

III.3.3.3. Avantages & inconvénients de ce modèle Inca3D

Le principal atout de ce modèle de condensateur est sa structure interne. Le fait de ne plus avoir de connexions équipotentielles au niveau des métallisations, permet d'obtenir une répartition du courant à l'intérieur même du composant (feuilletage équivalent) relativement bien retranscrite. L'atout majeur de cette modélisation peut également s'avérer être son principal inconvénient. En effet, une telle définition entraîne un maillage relativement lourd, et donc des temps de simulations assez longs, ainsi que la nécessité d'allouer un espace mémoire important. Etant donné que notre objectif est la mise en place d'un processus d'optimisation nécessitant des phases de résolution rapides, l'emploi de ce nouveau modèle n'est pas très intéressant.

Compte tenu du fait que les deux modélisations proposées permettent d'estimer relativement bien le rayonnement électromagnétique d'un condensateur ; nous avons choisi, en vue des avantages et inconvénients de chacun, d'employer le modèle présentant un minimum de mailles (donc le 1^{er} proposé, III.3.2). Lequel est plus adapté à un processus d'optimisation.

III.4. Modèles Inca3D des inductances

Une fois avoir mis au point différents modèles PEEC de condensateur, nous avons du nous intéresser à la modélisation d'une inductance discrète. La topologie que nous avons considérée correspond à celle couramment utilisée dans l'industrie, c'est-à-dire une inductance bobinée sur un circuit magnétique de forme torique. Les caractéristiques des inductances que nous avons décidé de construire, sont disponibles dans le tableau III.1.

III.4.1. Définition du problème de modélisation

Le problème pour définir numériquement ce type de composant est que l'outil de modélisation choisi (Inca3D) ne permet pas de considérer des environnements non homogènes. Cela signifie en d'autres termes qu'il n'est pas possible de prendre en compte des matériaux magnétiques en l'état actuel du logiciel.

La difficulté première liée à l'absence du circuit magnétique dans la modélisation, est que le flux principal permettant d'obtenir une valeur importante de coefficient d'induction, n'est pas modélisé. Mais, cela peut facilement se corriger par association d'un élément inductif parfait, en série avec le modèle PEEC d'inductance où seuls les conducteurs (i.e. les bobinages) sont modélisés.

En ce qui concerne maintenant le flux de fuite de l'inductance (et donc son rayonnement EM), de précédents travaux [32] [37] [89] [90] ont pu montrer qu'il dépendait essentiellement de la position des conducteurs sur le noyau magnétique. Une bonne retranscription du flux de fuite impliquera par conséquent des couplages magnétiques, avec l'inductance, correctement estimés. De plus, il est également nécessaire de voir si la présence d'un circuit magnétique au voisinage d'autres composants discrets (couplés magnétiquement les uns aux autres), peut modifier les mutuelles inductions entre ces différents éléments. Car un matériau magnétique a par nature tendance à guider les lignes de champs, et donc à potentiellement impacter les couplages magnétiques.

Est-il alors possible de modéliser une inductance discrète sans considérer la présence du noyau magnétique sur lequel elle est bobinée ? Si oui, sous quelles conditions ? C'est justement à ces questions que nous tenterons de répondre tout au long du sous chapitre III.4.

III.4.2. Influence d'un matériau magnétique

Les circuits magnétiques sont essentiellement utilisés pour augmenter la valeur du coefficient d'auto induction des inductances. Or, rien ne prouve que ces derniers n'influent pas, même de manière modérée sur les rayonnements électromagnétiques parasites, et par conséquent sur les phénomènes de couplages magnétiques. Car, s'ils ne modifient pas les lignes de champs rayonnés, cela signifierait qu'il n'est pas forcément nécessaire de les modéliser. Différentes études ont donc été réalisées en ce sens, dans le but de savoir si leur prise en compte est essentielle ou pas. Et dans le cas où cela n'est pas nécessaire, qu'elles sont les conditions à respecter vis-à-vis de leurs placements ou/et de leurs orientations. L'impact d'un circuit magnétique dépend directement de sa géométrie, mais également de l'orientation des lignes de champs. Un flux principal, généré par le ou les bobinages, est directement guidé par le tore (exemple Fig III.23).

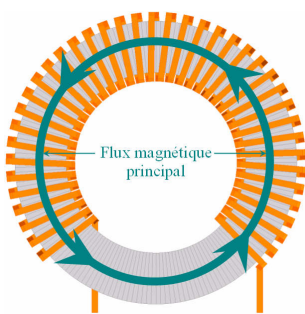


Figure III.23: Flux magnétique principal crée par le bobinage

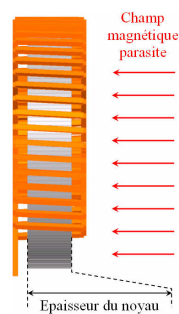


Figure III.24: Cas d'un champ magnétique axial

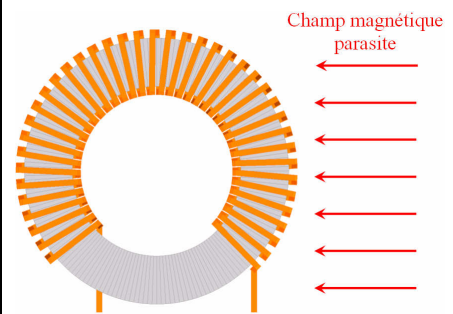


Figure III.25: Cas d'un champ magnétique radial

Dans le cas d'un filtre CEM, ou plus généralement de n'importe quel dispositif, tous les éléments conducteurs (autres qu'une inductance bobinée sur un circuit magnétique) sont également sources de champs magnétiques parasites rayonnés. Le degré d'influence d'un matériau magnétique sur ces flux de fuites n'est pas évident à identifier.

Dans le cas d'un flux axial comme présenté figure III.24, des perturbations seront à noter uniquement si le tore est suffisamment épais pour réussir à s'aimanter [38] [39] [40]. Car si l'on considère une faible valeur d'épaisseur, le champ démagnétisant sera alors très important. Ce qui aura pour conséquence de limiter l'impact du noyau, ou plutôt sa capacité à dévier les lignes de champs. Dit autrement, plus le tore est fin, moins il aura d'influence sur les composantes axiales de champs magnétiques. La figure III.25 montre ensuite qu'un tore magnétique aura plus tendance à guider les lignes de champs radiales. Ce qui signifie en d'autres termes qu'il peut potentiellement influencer de manière non négligeable le comportement du filtre.

En conclusion, l'impact d'un circuit magnétique sur le comportement EM d'un système dépend de sa position, mais également de celles des autres composants discrets du montage. L'orientation de chacun d'eux a également un rôle prépondérant, aussi bien sur l'importance des couplages magnétiques parasites que sur la capacité du matériau magnétique à modifier les valeurs des mutuelles inductions. Réussir à modéliser un filtre CEM dans son ensemble tout en négligeant la présence de circuit(s) magnétique(s), nécessite alors certaines astuces de positionnement.

Tout d'abord, il faut absolument disposer les inductances de MD et de MC de telle sorte qu'elles soient uniquement sujettes à des lignes de champs axiales. Ce qui implique qu'elles doivent en conséquence être placées de préférence sur les bords du circuit imprimé, et isolées du reste du montage. Mais faut-il encore que les noyaux utilisés soient suffisamment fins. Il est également conseillé de ne pas les positionner face à face sur le même axe, ou alors de fortement les espacer. Car le fait de les accoler l'une à l'autre aurait pour conséquence de favoriser le guidage des flux de fuites. Ceci reviendrait en effet à avoir un noyau magnétique équivalent, dont l'épaisseur serait égale au cumul de celle de chaque tore. Mais attention, toutes ces recommandations sont faites uniquement pour rendre une modélisation Inca3D possible. Elles ne mèneront pas nécessairement à une solution optimisée de filtre CEM.

Plusieurs analyses expérimentales ont donc été réalisées de manière à voir l'influence d'un circuit magnétique sur le comportement électromagnétique d'un dispositif. Pour ce faire, nous avons construit un montage test composé d'une inductance de mode différentiel et d'une spire

réceptrice. Les caractéristiques de l'inductance de MD sont identiques à celles décrites dans le tableau III.1 dans le cas où le tore est bien un matériau magnétique. L'étude a alors été effectuée en trois temps :

- Le premier consiste à voir l'influence du circuit magnétique sur la valeur de la mutuelle induction entre l'inductance de MD (tore magnétique) et la spire réceptrice, lesquelles sont alors accolées l'une à l'autre.
- La seconde analyse consiste à intercaler un noyau magnétique entre une inductance de MD bobinée sur un tore amagnétique (plexiglas) couplée à une spire réceptrice, lesquelles sont alors espacées d'environ 5cm (choix arbitraire). L'objectif est alors de voir si la présence du matériau magnétique modifie la valeur de la mutuelle induction.
- Pour la dernière étude, nous avons défini une inductance de MD bobinée sur un tore amagnétique, laquelle sera directement accolée (et donc magnétiquement couplée) à une spire réceptrice. Nous avons alors placé un tore magnétique à proximité, mais pas entre les deux éléments couplés, afin de voir son influence sur la mutuelle induction.

III.4.2.1. Impact d'un matériau magnétique sur la mutuelle induction entre une inductance de MD (tore magnétique) et une spire réceptrice

La première étude a consisté à analyser l'influence du noyau sur la valeur de la mutuelle induction parasite entre l'inductance bobinée (dont les deux bobinages sont connectés en série) et un élément de couplage de type spire réceptrice. Afin de maximiser la valeur du couplage, ces deux éléments seront accolés l'un à l'autre (Fig III.26).

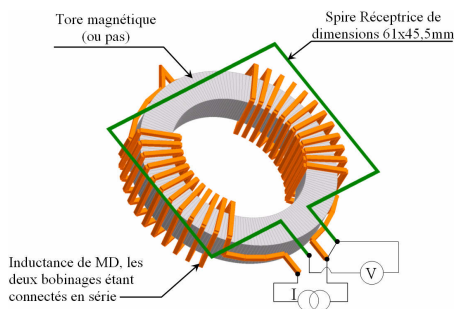


Figure III.26 : Principe de mesure

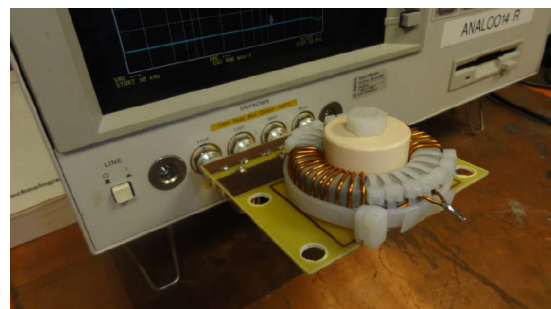


Figure III.27 : Mesure expérimentale (HP4294A)

Deux inductances toriques, identiques en dimensions et bobinées de la même manière, ont ensuite été utilisées. L'une d'elles est composée d'un circuit magnétique et l'autre non. La seconde est en effet construite à l'aide d'un tore en plexiglas (donc amagnétique) de façon à mesurer la mutuelle induction dans l'air. Dès lors, la comparaison des valeurs de couplage

mesurées avec et sans matériau magnétique nous permet d'observer l'influence du noyau. Les différentes mesures ont été réalisées à l'aide d'un pont de mesure d'impédance HP4294A (Fig III.28 & III.29).

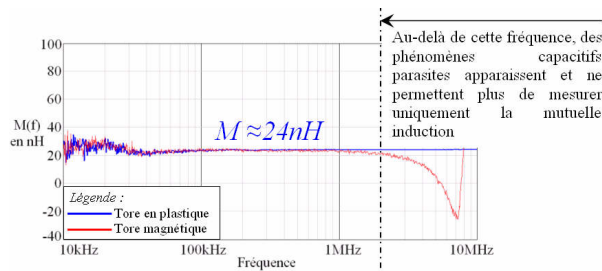


Figure III.28 : Mesures des mutuelles inductions avec et sans matériau magnétique

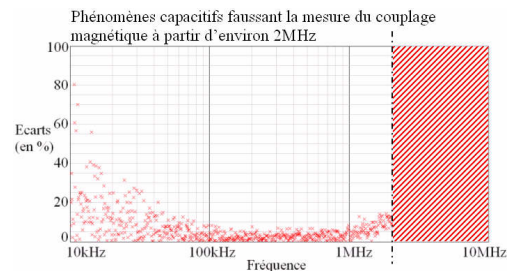


Figure III.29 : Ecart constatés (en %) entre les mesures avec et sans matériau magnétique

Force est de constater que les mutuelles inductances mesurées sont identiques sur une large gamme de fréquence. Au-delà d'environ 2MHz, les effets capacitifs parasites ne peuvent plus être négligés et empêchent donc toute comparaison.

III.4.2.2. Impact d'un matériau magnétique situé entre deux éléments couplés

La seconde étude consiste ensuite à analyser le couplage magnétique entre une inductance de MD bobinée sur un noyau en plexiglas et une spire réceptrice. Ces deux éléments sont alors espacés d'environ 5cm de telle sorte à venir intercaler un ou plusieurs circuits magnétiques (identiques) de manière à former un noyau équivalent plus ou moins épais (Fig III.30 & III.31). L'objectif de cette étude est alors de mesurer la valeur de la mutuelle induction entre l'inductance de MD et la spire réceptrice (lesquelles sont naturellement couplées magnétiquement dans l'air) de façon à voir si la présence d'un matériau magnétique impacte ou non sur la valeur du couplage. Pour des raisons pratiques, nous avons utilisé des tores magnétiques identiques en dimensions à celui autour duquel l'inductance de MD est bobinée.

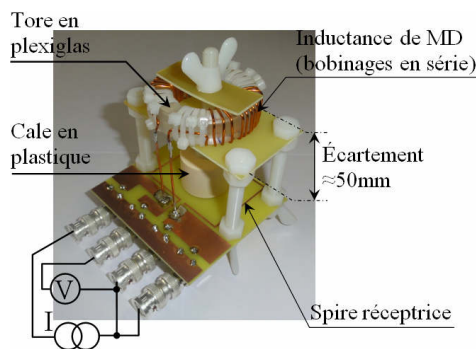


Figure III.30 : Mesure du couplage magnétique dans un environnement homogène

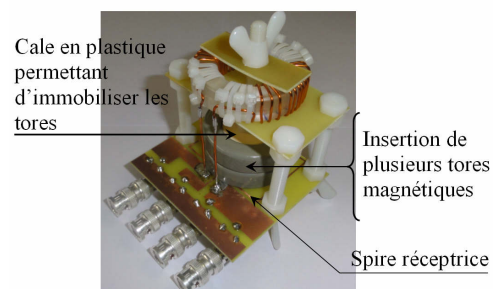


Figure III.31 : Insertion de tores magnétiques entre les deux éléments couplés

La première mesure a donc été réalisée en l'absence de circuits magnétiques. Puis nous en avons installé un, puis deux, puis enfin trois. Les mutuelles inductions mesurées sont présentées sur le graphiques III.32. La figure III.33 illustre quant à elle les écarts en pourcentage entre les couplages mesurés avec présence de noyaux magnétiques, et la mutuelle induction identifiée "à vide" (i.e. sans qu'aucun tore magnétique ne soit intercalé).

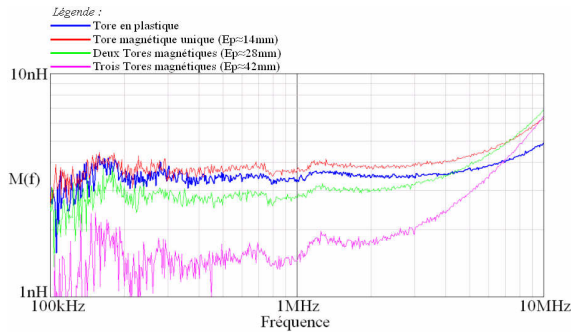


Figure III.32 : $M(f)$ pour un nombre différent de tores magnétiques intercalés

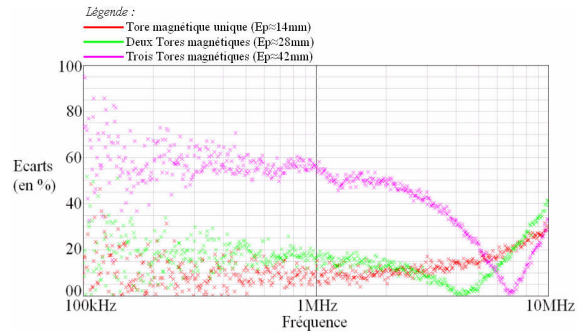


Figure III.33 : Ecart constatés entre les mesures avec tores magnétiques et sans

Ces résultats expérimentaux montrent alors très clairement que la présence d'un ou plusieurs circuits magnétiques situés entre deux (voir plus) éléments couplés magnétiquement, peut avoir une influence non négligeable, voir même assez forte. Ce constat vient donc conforter la remarque faite précédemment dans le sous chapitre III.4.2. Celle qui tend à affirmer qu'il est préférable, pour des raisons de validité de la modélisation Inca3D, d'isoler les inductances de MD et de MC d'un filtre CEM sur les bords du circuit imprimé (PCB). Car de cette manière, les déviations des lignes de champs leurs étant dues seront limitées en raison des faibles interactions avec les autres composants discrets du montage. Ce qui signifie par conséquent qu'elles ne modifieraient pas, ou du moins peu, l'ensemble des mutuelles inductions parasites.

III.4.2.3. Impact d'un matériau magnétique situé à proximité de deux éléments couplés, mais pas entre ces derniers

La prochaine étude réalisée, a consisté à voir si positionner un circuit magnétique au voisinage de deux éléments couplés magnétiquement dans l'air, modifie la valeur du couplage à proprement dit. Car en effet, la proximité d'un tel matériau peut potentiellement engendrer des déviations des lignes de champs magnétiques (et donc modifier les valeurs des mutuelles inductions), et ce même s'il n'est pas situé entre les éléments couplés.

Pour ce faire, nous avons repris l'exemple du montage utilisé dans le sous chapitre III.4.2.1. Ce dernier est composé d'une inductance de MD couplée magnétiquement à une spire réceptrice située juste en dessous ; les deux éléments étant accolés l'un à l'autre (Fig III.26 &

III.27). La différence par rapport à l'étude présentée dans le sous chapitre III.4.2.1, est alors que le tore constituant l'inductance bobinée a été choisi amagnétique, en plexiglas plus précisément.

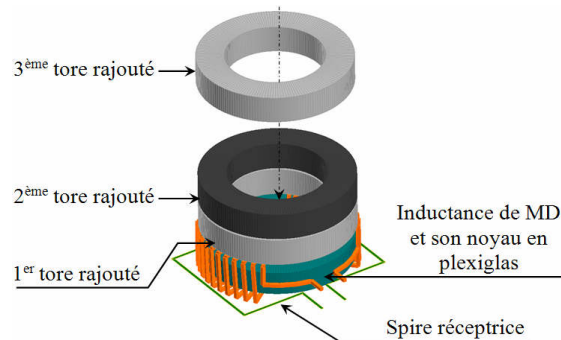


Figure III.34 : Empilement de tores sur l'inductance de MD

L'objectif est donc d'empiler des circuits magnétiques sur l'inductance de MD, et plus particulièrement des tores identiques en dimensions à celui autour duquel l'inductance est bobinée. Nous pouvons de cette façon voir si le fait d'accoler un nombre plus ou moins important de tores magnétiques (identiques), modifie (ou pas) la valeur de la mutuelle induction mesurée entre l'inductance et la spire réceptrice. La figure III.34 illustre le montage d'étude construit. Le fait d'accoler plusieurs tores impliquera nécessairement que les lignes de champs magnétiques parasites seront naturellement guidées, ce qui correspond à un cas relativement extrême.

La valeur de la mutuelle induction mesurée pour chaque configuration (c'est-à-dire chaque fois qu'un tore magnétique est placé sur l'inductance) est ensuite comparée à la valeur du couplage obtenue "à vide". C'est-à-dire lorsque aucun noyau magnétique n'est positionné à proximité. De cette manière, nous allons voir si la présence de tels matériaux à côté d'un ensemble couplé magnétiquement a une influence sur l'importance même du couplage. Nous avons alors pu constater à l'aide des résultats expérimentaux obtenus (présentés figures III.35 et III.36), que leur présence engendrait bel et bien des modifications sur la valeur de la mutuelle induction. Différences d'autant plus importantes que le nombre de tores empilés est grand, ou dit autrement que l'épaisseur du circuit magnétique équivalent augmente. Cependant, ces écarts peuvent fortement diminuer dès lors que les matériaux magnétiques sont éloignés des éléments couplés.

Ces résultats viennent donc conforter le fait qu'il est préférable de positionner les inductances de MD et de MC d'un filtre CEM en bords de PCB, mais également relativement éloignées des autres composants discrets afin de limiter leurs influences sur eux. Procéder ainsi nous

permettrait donc de négliger la présence des matériaux magnétiques lors de la phase de modélisation PEEC d'un filtre CEM.

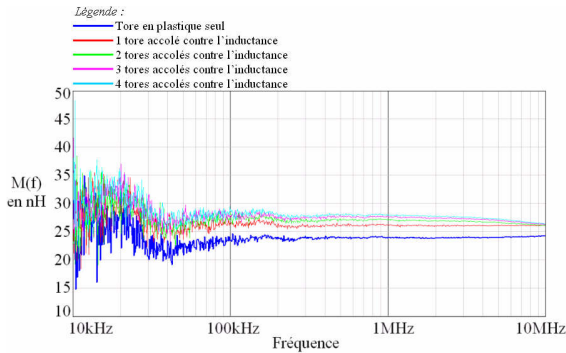


Figure III.35 : $M(f)$ pour un nombre différent de tores magnétiques accolés à l'inductance

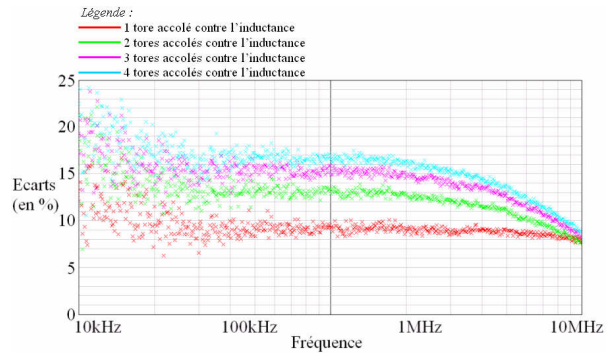


Figure III.36 : Écarts en % entre les mesures effectuées avec tores magnétiques et celle sans

Cette astuce de positionnement est cependant utilisée uniquement dans le but de garantir la validité de la modélisation Inca3D, et n'est en aucun cas un procédé permettant d'améliorer les performances du système.

III.4.3. Compléter le modèle Inca3D d'inductance

Hormis le fait que négliger les circuits magnétiques entraîne des différences plus ou moins notables d'un point de vue magnétique selon la disposition des composants discrets, d'autres phénomènes physiques ne pourront être retranscrits. Par exemple, des capacités parasites apparaissent aussi bien entre les spires d'une inductance (bobinée), qu'avec le noyau sur lequel les bobinages sont construits. Cependant, nos travaux se cantonnent à l'étude et à l'optimisation d'un filtre CEM d'un point de vue purement magnétique. Tous les effets électrostatiques parasites, quelles que soient leurs sources, ne seront donc pas considérés.

Nous avons cependant évoqué en début de chapitre qu'il est néanmoins possible de retranscrire relativement correctement le comportement électrostatique d'une inductance (de MD ou de MC) en rajoutant au modèle inductif, trois capacités parasites définies par des composants capacitifs parfaits (Fig III.2). La prise en compte de ces éléments n'est cependant pas envisageable au sein d'un processus d'optimisation, mais reste possible si l'on souhaite simplement calculer numériquement la fonction de transfert d'un filtre CEM donné.

La modélisation Inca3D d'une inductance discrète se limitera donc à la définition de ses bobinages (description fine ou simplifiée comme nous le verrons au paragraphe suivant) ; en série desquels il nous faudra connecter un élément inductif parfait de manière à avoir le

coefficient d'auto-induction réel. Car le fait de négliger le circuit magnétique ne permet évidemment pas d'avoir directement la valeur réelle d'inductance.

III.4.4. Simplification possible pour définir une inductance bobinée

Bien que la modélisation PEEC d'une inductance soit valable malgré le fait que le matériau magnétique ne soit pas représenté, un autre problème subsiste : Celui de la lourdeur du maillage dans le cas où un nombre important de spire est paramétré. La résolution du problème nécessiterait alors l'allocation d'un espace mémoire conséquent, mais entraînerait également des temps de calcul assez importants. L'utilisation d'un tel modèle n'est donc pas envisageable pour un processus d'optimisation.

Le rayonnement EM d'une inductance, et donc l'ampleur des couplages magnétiques parasites avec les autres éléments conducteurs du montage, dépend de la surface de boucle formée par le trajet du courant le long du circuit magnétique (dans notre cas du tore, Fig III.37). De précédents travaux ont alors pu montrer qu'il est possible, d'un point de vue rayonnement magnétique, d'assimiler le ou les bobinages à une spire équivalente délimitant justement cette surface de boucle [32] [89]. L'inconvénient à cela est que les effets de ces bobinages sur le flux de fuite ne pourront pas être retranscrits. Cependant, il s'agit là de phénomènes "secondaires", n'influençant pas nécessairement les valeurs de mutuelles inductions parasites.



Figure III.37 : Principale surface de boucle

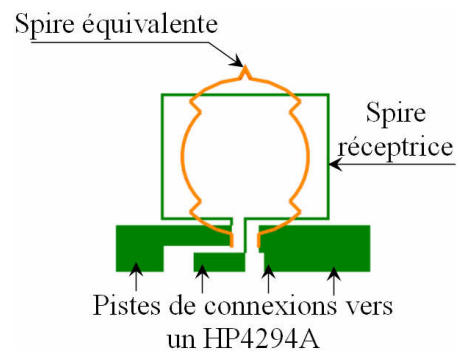


Figure III.38 : Modélisation simplifiée

Une modélisation PEEC du montage d'étude utilisé précédemment dans le sous chapitre III.4.2.1 (Fig III.27) a été réalisée ; les bobinages ont dans un premier temps été modélisés entièrement (Fig III.37). L'ensemble des pistes de connexions avec l'appareil de mesure a également été défini afin de considérer l'influence électromagnétique de toutes les parties conductrices du montage. Le modèle Inca3D créé nous a permis de vérifier que la valeur de la mutuelle induction calculée est bien proche de celle mesurée (en pratique) avec un tore magnétique (Fig III.28).

Ensuite, nous avons pu voir si le fait de ne définir qu'une simple spire équivalente permettait de retranscrire correctement la majeure partie du flux de fuite, et donc les couplages magnétiques parasites. Les figures III.37 et III.38 illustrent les modélisations réalisées. Les valeurs des mutuelles inductions calculées ou mesurées sont répertoriées dans le tableau III.5.

<i>Mesure expérimentale</i>	<i>Modèle Inca3D présentant l'ensemble des bobinages</i>	<i>Modèle PEEC simplifié par spire équivalente</i>
$\approx 24nH$	$\approx 25,3nH$	$\approx 22,5nH$
	$ \Delta_{Mesure} \approx 5,7 \%$	$ \Delta_{Mesure} \approx 6,6 \%$

Tableau III.5 : Valeurs des mutuelles inductions mesurées ou calculées

Théoriquement, la modélisation (Inca3D) complète des bobinages devrait tendre vers une valeur de couplage strictement identique à celle mesurée expérimentalement avec un tore en plexiglas. Cependant, nous observons une différence d'environ 5% ; liée à l'impossibilité de modéliser parfaitement la structure du dispositif étudié. De légères approximations sur la définition même des bobinages ou encore sur le positionnement de l'inductance vis-à-vis de la spire réceptrice, sont en effet inévitables. On notera aussi une erreur d'environ 10% entre une modélisation complète des bobinages et la représentation par spire équivalente. La cause de cet écart est la négligence des effets de chaque bobinage sur le flux de fuite.

Afin de démontrer que ce type de simplification par spire équivalente est bien valable dans n'importe quelle configuration, nous avons choisi de regrouper les deux bobinages de l'inductance présentée figure III.37, en un seul. Lequel est alors réparti sur un tiers du périmètre total du tore (Fig III.39). La taille de la surface de boucle est relativement proche de la précédente (Fig III.37), ce qui signifie que la valeur de la mutuelle induction entre l'inductance et la spire réceptrice est à priori retrouvée (i.e. du même ordre de grandeur).

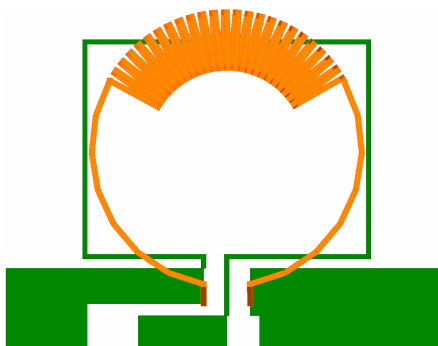


Figure III.39 : Bobinage unique entièrement modélisé, et réparti sur 1/3 du tore

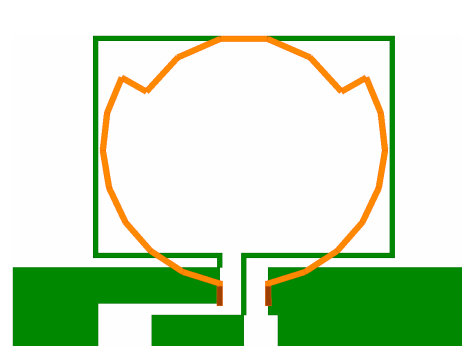


Figure III.40 : Spire équivalente du bobinage présenté figure III.39

Les résultats que nous avons obtenus en simulations mais aussi en mesure expérimentale, sont présentés dans le tableau III.6. On constate alors que la modélisation Inca3D a de nouveau permis de retrouver des valeurs de mutuelles inductions quasi-similaires (à quelque % près) à celle mesurée en pratique. C'est ainsi que nous avons pu démontrer que le fait de simplifier une inductance par une spire équivalente est bien valable quelle que soit la manière dont le ou les bobinages sont réalisés [33] [34].

<i>Mesure expérimentale</i>	<i>Modèle Inca3D présentant l'ensemble des bobinages</i>	<i>Modèle PEEC simplifié par spire équivalente</i>
$\approx 25nH$	$\approx 26,3nH$	$\approx 23,6nH$
	$ \Delta_{Mesure} \approx 5,2 \%$	$ \Delta_{Mesure} \approx 5,6 \%$

Tableau III.6 : Valeurs des mutuelles inductions mesurées ou calculées (1/3 du tore est bobiné)

L'emploi de ce type de simplification permet certes d'accélérer fortement les calculs PEEC, mais engendrera en conséquence certaines approximations concernant le champ électromagnétique rayonné par l'inductance. La définition de cette spire équivalente peut également être "allégée". Car nous avons pu constater que le fait de discrétiser chaque bobinage par 10 ou 20 points de maillage entraîne un écart inférieur à 1%. Ce qui nous permet donc de réduire davantage les temps de calcul.

III.4.5. Conclusions, avantages & inconvénients des modèles proposés

Deux modèles PEEC d'inductance (bobinée sur un noyau torique) ont donc été proposés dans ce sous chapitre. Le fait de ne pas pouvoir considérer d'environnement non homogène a été un problème majeur vis-à-vis de la modélisation Inca3D de ce type de composant en raison de la présence de matériaux magnétiques. Cependant, différentes astuces concernant le placement et l'orientation d'une inductance nous ont permis de négliger l'influence de son noyau dans certains cas. Mais quand bien même la prise en compte d'un matériau magnétique aurait été possible, il n'aurait pas été conseillé de le modéliser. Car n'oublions pas que notre objectif est d'utiliser ce modèle Inca3D d'inductance au sein d'un processus d'optimisation. Par conséquent, la modélisation d'un ou plusieurs circuits magnétiques impliquerait nécessairement un maillage plus important, ce qui aurait comme conséquence de ralentir l'analyse PEEC du dispositif.

Le premier modèle comprend l'ensemble des spires de chaque bobinage. Son utilisation n'est pas intéressante dans le cas d'un processus d'optimisation compte tenu du lourd maillage résultant d'une telle construction. Cela mènerait en effet à des temps de calcul beaucoup trop

importants. Néanmoins, son utilisation est fortement conseillée si l'objectif est uniquement de calculer la réponse d'un filtre.

Afin d'accélérer les phases de résolution, un second modèle Inca3D a été mis au point. Ce dernier s'appuie sur différents travaux [32] [89] consistant à simplifier une inductance par une spire équivalente correspondant au trajet du courant le long du circuit magnétique. Le principal avantage d'une telle simplification est alors un maillage fortement réduit, et par conséquent des phases de calculs PEEC accélérées. Ce type de modélisation est donc bien adapté à un processus d'optimisation. Mais l'inconvénient majeur est la négligence des effets de chaque bobinage sur le flux de fuite en raison de leur non représentation. Ceci mènera irrémédiablement à des différences plus ou moins marquées selon la disposition et/ou l'orientation de ou des inductances d'un montage.

III.5. Validation des différents modèles de composant

Une fois avoir établi des modèles Inca3D pour chaque composant discret constituant un filtre CEM, et après avoir vérifié individuellement le fonctionnement de chacun ; nous avons décidé de construire un filtre dans son ensemble. L'objectif a alors été de valider, dans un environnement complexe à topologie figée, les différentes modélisations réalisées.



Figure III.41 : Filtre CEM réel

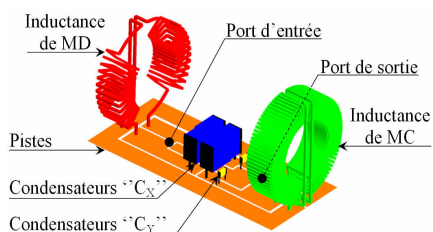


Figure III.42 : Modèle Inca3D d'un filtre CEM
lourd en termes de maillage

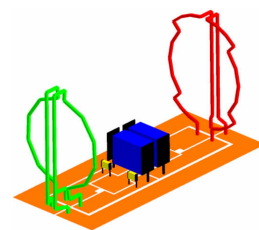


Figure III.43 : Modèle Inca3D simplifié d'un
filtre CEM

Afin de limiter l'influence des noyaux magnétiques, les inductances de MD et de MC ont été placées sur les bords du circuit imprimé comme illustré sur les figures III.41 et III.42.

III.5.1. Modèle Inca3D de filtre CEM lourd en termes de maillage

Commençons tout d'abord par valider la modélisation Inca3D effectuée avec les modèles de composants relativement fins, et donc lourds en termes de maillage. Les valeurs des paramètres d'homogénéisation pour chaque catégorie de condensateur, sont celles indiquées dans le tableau III.4. Afin de pouvoir vérifier la validité de la modélisation Inca3D d'un filtre CEM, nous avons comparé la fonction de transfert de mode différentiel (Eq.59) calculée numériquement, avec celle mesurée expérimentalement à l'aide d'un analyseur de réseau de type Rohde Schwarz ZVRE [85]. Les courbes obtenues sont présentées figure III.44.

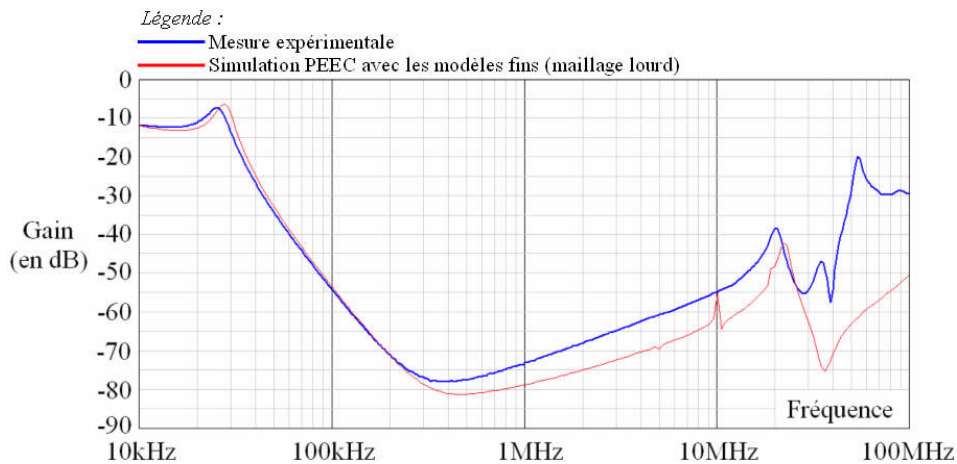


Figure III.44 : Comparatif entre la fonction de transfert de MD expérimentale, et celle obtenue en simulation Inca3D avec une modélisation fine des composants discrets

Les résultats nous permettent alors de constater un écart d'environ 5 à 7dB pour des fréquences allant de quelques centaines de kHz à presque 20Mhz. Cet écart est essentiellement lié aux modèles PEEC des condensateurs, et principalement des "C_X" en raison de leur valeur de capacité plus importante. Car pour cette gamme de fréquence, l'impédance de l'inductance de MD est assez importante forçant les parasites CEM conduits à se reboucler par les condensateurs "C_X", les impédances des "C_Y" étant encore trop fortes. De plus, il faut rappeler que les paramètres d'homogénéisation permettent d'obtenir des valeurs d'imperfections (i.e. d'ESL & d'ESR) dites "moyennes", calculées sur la base d'un échantillon de plusieurs composants. Or les ESR et ESL des condensateurs réellement utilisés ne sont pas forcément identiques à ces valeurs moyennes. De plus, la présence d'espaces vides à l'intérieur du modèle Inca3D de condensateur engendre forcément un rayonnement électromagnétique mal retranscrit.

C'est pourquoi nous avons voulu voir quels seraient les paramètres d'homogénéisation à paramétrer pour les condensateurs "C_X" si l'on voulait avoir une réponse de MD identique à

celle mesurée. Nous avons alors uniquement modifié l'écartement 'k' des feuilles vis-à-vis des métallisations car c'est principalement ce terme qui nous permet de modifier la valeur de l'ESL du modèle.

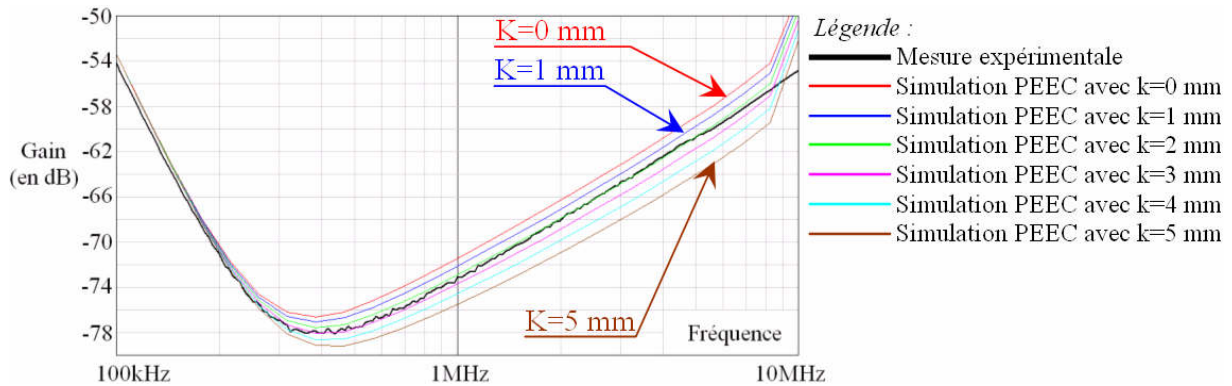


Figure III.45 : Fonctions de transfert de mode différentiel pour différentes valeurs de 'k' sur les condensateurs 'C_x', les 'C_y' étant inchangés (Tab III.4)

Nous pouvons alors remarquer avec les graphiques présentés figure III.45 et III.46 qu'effectivement, le fait de choisir un écartement d'environ 2,5mm permettrait d'avoir une réponse proche de celle mesurée. Un tel paramétrage implique par conséquent d'avoir une valeur d'ESL d'environ 12,2nH au lieu des 9,4nH initiales. La valeur de l'ESR subit quant à elle une légère variation de $\approx 3\%$, en passant de 21,6m Ω à 22,3m Ω .

En ce qui concerne les différences observées sur les graphiques III.44 et III.46 au-delà de 20MHz, elles sont essentiellement dues aux phénomènes électrostatiques non pris en compte.

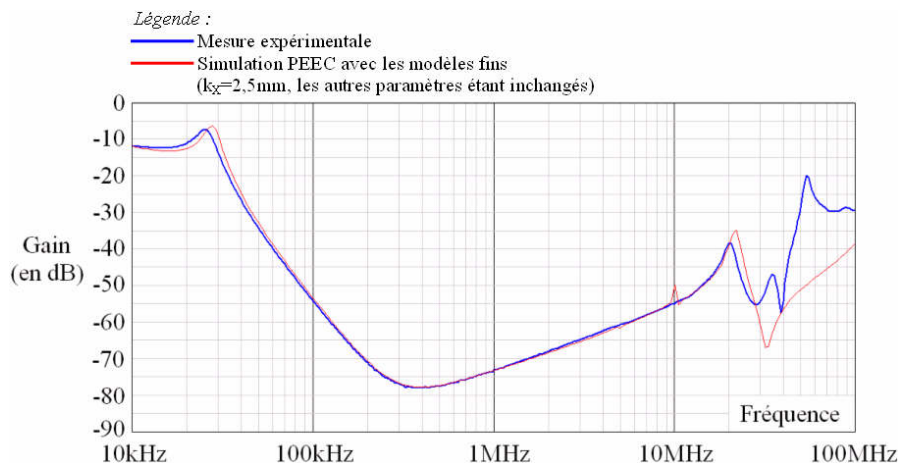


Figure III.46 : Comparatif entre la fonction de transfert de MD expérimentale, et celle obtenue en simulation Inca3D avec une modélisation fine des composants discrets ($k_x=2,5mm$)

Les divers résultats présentés juste avant (Fig III.44, III.45 & III.46) exposent clairement la validité des modèles Inca3D des composants discrets proposés. De plus, l'hypothèse affirmant

qu'il est possible de négliger l'influence des noyaux magnétiques dès lors que certaines règles de positionnement des inductances sont respectées, est clairement validée. Il faut néanmoins souligner que le fait de définir et exploiter un modèle PEEC "moyen" de condensateur n'est pas forcément la meilleure solution. Il est en effet bien plus préférable d'ajuster les paramètres d'homogénéisation directement au sein d'une modélisation complète du système, où tous les phénomènes électromagnétiques pourront être pris en compte.

➤ La phase de validation se poursuit en vérifiant que les modèles Inca3D simplifiés, aussi bien de condensateur que d'inductance, sont bien valables. Pour cela, nous avons modélisé le filtre CEM présenté figure III.43, puis nous avons calculé comme précédemment la fonction de transfert de MD de ce dernier. Les valeurs des paramètres d'homogénéisation sont alors celles décrites dans le tableau III.3.

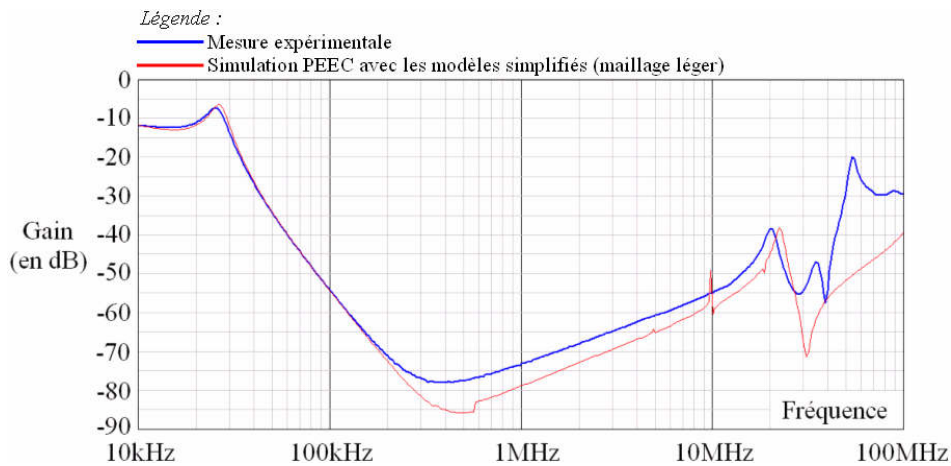


Figure III.47 : Comparatif entre la fonction de transfert de MD expérimentale, et celle obtenue en simulation Inca3D avec une modélisation simplifiée des composants discrets

Compte tenu du résultat présenté figure III.47, on constate que la réponse obtenue avec l'utilisation des modèles Inca3D simplifiés est relativement proche de celle présentée figure III.44. Par conséquent, on notera que le fait de modéliser un filtre CEM aussi bien avec les modèles de composants fins (et donc lourds en termes de maillage) qu'avec ceux simplifiés, mène à des comportements relativement voisins.

III.6. Conclusions

Les différentes études présentées dans ce chapitre III ont clairement pu montrer la possibilité d'exploiter la méthode PEEC, et plus précisément le logiciel Inca3D, pour simuler le fonctionnement d'un filtre CEM. Les diverses contraintes directement liées à l'outil de modélisation utilisé, telles que l'impossibilité de mailler un élément volumique massif ou

encore la non considération de matériaux magnétiques, ont en effet pu être contournées à l'aide de certaines astuces.

➤ La proposition d'assimiler la structure interne d'un condensateur polypropylène à un feuilletage compact composé de deux peignes imbriqués, a clairement été validée. Procédé ainsi permet alors de réaliser un "faux" maillage 3D. La définition d'un modèle Inca3D dit "moyen", dont les valeurs des imperfections correspondent à des moyennes calculées sur la base d'un échantillon plus ou moins nombreux de condensateurs réels, n'est pas forcément la meilleure des solutions. Il est en effet bien plus profitable d'ajuster les paramètres d'homogénéisation des modèles, directement au sein d'une modélisation complète du filtre CEM.

De plus, nous avons également pu montrer que la simplification du précédent feuilletage compact à un simple conducteur unidirectionnel, permet de retranscrire assez correctement le comportement électromagnétique du composant. Et ce malgré une répartition du courant physiquement fautive à l'intérieur même de ce modèle. Cependant, une telle simplification permet de réduire drastiquement la densité du maillage, et par conséquent les temps de calcul. Ceci fait donc de ce modèle une solution tout à fait acceptable, voir même parfaitement adaptée à un processus d'optimisation.

➤ Puis concernant la modélisation d'une inductance discrète, nous avons pu montrer que la considération du circuit magnétique sur lequel elle est bobinée, n'est essentielle que s'il a une influence importante sur les rayonnements électromagnétiques parasites. Car en effet, la valeur même du coefficient d'auto induction de l'inductance sera définie par un composant inductif parfait. Seul l'impact du matériau sur les champs parasites rayonnés pose un réel problème. Or, son influence dépend de la géométrie du noyau, mais aussi de son positionnement vis-à-vis de l'orientation des lignes de champs magnétiques. Nous avons donc pu exposer le fait que positionner les inductances de MD et de MC d'un filtre CEM à chaque extrémité du PCB permet de pouvoir négliger la présence des tores.

- Chapitre IV -

Processus d'optimisation automatique

Sommaire du chapitre IV

IV.1. Optimiser oui, mais en agissant sur quels éléments du montage ?	127
IV.2. Pourquoi ne pas exploiter le modèle Inca3D de filtre à l'aide d'un logiciel d'optimisation existant ?	128
IV.3. Introduction à l'univers de codage	128
IV.4. Processus d'optimisation.....	129
IV.4.1. Principe de fonctionnement	129
IV.4.2. Algorithme de routage automatique.	130
IV.4.2.1. Choix de la méthode de routage	130
IV.4.2.2. Théorie des graphes.....	131
IV.4.2.3. La théorie des graphes appliquée à notre problématique	132
IV.4.2.4. Exploration d'un graphe à l'aide d'algorithmes itératifs.....	133
IV.4.2.4.1. Algorithme de Dijkstra.....	133
IV.4.2.4.2. Algorithme A*	134
IV.4.2.4.3. Problèmes liés au tracé de plusieurs chemins	136
IV.4.2.5. Méthode retenue et choix de l'algorithme.....	138
IV.4.3. Algorithme d'optimisation	138
IV.4.3.1. Algorithmes d'optimisation déterministes	139
IV.4.3.2. Algorithmes stochastiques.....	140
IV.4.3.3. Algorithme génétique	140
IV.4.3.4. Choix du processus d'optimisation	141
IV.4.3.5. Optimisation d'un circuit de connexion (i.e. routage) à l'aide d'un algorithme génétique	142
IV.4.3.5.1. Critère de mutation	142

IV.4.3.5.2. Critère de croisement.....	143
IV.5. Couplage d'un graphe à une modélisation Inca3D de filtre CEM.....	144
IV.5.1. Notion de sommet de raccordement.....	144
IV.5.2. Respect de contraintes géométriques diverses.....	146
IV.5.2.1. Croisement de deux branches.....	146
IV.5.2.2. Largeur des pistes et distance technologique de gravure.....	147
IV.6. Utilité de coupler le modèle analytique d'un filtre CEM au processus d'optimisation développé.....	149
IV.7. Procédé de recherche d'une solution optimisée de routage.....	151
IV.8. Validation du processus d'optimisation.....	153
IV.8.1. Optimisations effectuées sur un seul mode de perturbation (MD).....	153
IV.8.2. Optimisation simultanée des deux modes.....	157
IV.9. Conclusions.....	160

IV.1.Optimiser oui, mais en agissant sur quels éléments du montage ?

Les effets électromagnétiques d'un filtre CEM font intervenir aussi bien les composants discrets utilisés, que le circuit de connexion. Par conséquent, l'optimisation du dispositif peut aussi bien être effectuée en agissant sur le positionnement et l'orientation des composants discrets, que sur le tracé des pistes également appelé routage. Il est aussi possible d'agir simultanément sur l'ensemble du montage, mais procéder de cette manière peut s'avérer relativement délicat. Les principales raisons à cela sont d'une part le nombre important de phénomènes parasites à considérer, puis d'autre part la complexité de mise en œuvre d'un tel processus.

Effectuer une optimisation sur le routage impose de connaître et de fixer les terminaux de chaque piste afin de ne modifier que le tracé de chacune d'elles. Or ces terminaux correspondent aux positions des pattes de connexion des composants discrets. Par conséquent, il serait assez difficile (bien qu'envisageable) d'optimiser correctement le routage si la position même de chaque composant, et donc des terminaux associés, est constamment modifiée. C'est la raison pour laquelle il nous a fallu faire un choix vis-à-vis des éléments à manipuler pour optimiser les performances d'un filtre CEM.

La méthode numérique utilisée pour analyser le comportement électromagnétique du dispositif a alors été le facteur déterminant. Car en effet, une modélisation PEEC de filtre n'est valable que si certaines conditions concernant le positionnement des inductances de MD et de MC sont respectées. En effet, il est possible de négliger la présence des matériaux magnétiques uniquement s'ils sont placés en bords de PCB, s'ils sont relativement éloignés les uns des autres, et s'ils sont isolés du reste du montage (chapitre III.4). Dit autrement, agir sur le positionnement des composants discrets pour optimiser le comportement EM d'un filtre s'avère difficilement réalisable à l'aide du logiciel Inca3D retenu. D'autres travaux ont déjà été effectués dans le but d'ajuster le positionnement des composants d'un point de vue CEM [25]-[28]. Mais ces derniers, au même titre que les différentes méthodes présentées dans le chapitre I, permettent d'apporter des améliorations au système de façon empirique. Cela signifie qu'aucune garantie ne serait apportée quant au critère optimal des opérations effectuées sur la géométrie du dispositif.

Nous avons donc fait le choix de fixer la position de chaque composant discret y compris les inductances de MD et de MC, pour ensuite nous focaliser sur l'optimisation du routage.

IV.2. Pourquoi ne pas exploiter le modèle Inca3D de filtre à l'aide d'un logiciel d'optimisation existant ?

L'amélioration des performances électromagnétiques d'un filtre CEM passe naturellement par l'utilisation d'un logiciel d'optimisation, lequel doit être capable de se coupler avec le logiciel Inca3D [69]. Différents outils développés au sein du laboratoire G2elab de Grenoble (tels que GOT [74] [75] ou encore Cades [71] [72] [73]), pourraient éventuellement être utilisés en raison : de leur capacité à pouvoir facilement communiquer avec Inca3D ; et de leur bibliothèques d'algorithmes d'optimisation intégrées. Cependant, nous avons fait le choix de ne pas les utiliser pour la simple raison que la formulation analytique d'éventuelle contrainte géométrique s'avère assez compliquée voir quasiment impossible. Car étant donné qu'il existe une multitude de solutions pour effectuer le routage d'un système, il faudrait constamment être capable de vérifier le circuit de connexion réalisé. Il est en effet impératif de garantir l'absence de courts-circuits, ou plus généralement le croisement indésirable de deux pistes (ou plus). Etant donné que la géométrie du routage évolue d'une solution d'optimisation à l'autre, il serait également nécessaire de définir ce type de contraintes de façon générique de manière à ce que n'importe quel circuit de connexion puisse être analysé. Mais procéder ainsi s'avère mission quasi-impossible.

Le développement complet d'un nouvel algorithme d'optimisation, directement exécutable par l'outil de modélisation Inca3D est donc indispensable. De cette manière, nous serons en mesure de contrôler parfaitement et à tout instant, la géométrie du modèle numérique de filtre tout au long du processus d'optimisation.

IV.3. Introduction à l'univers de codage

Le développement d'un tel code doit par conséquent être réalisé dans un langage supporté par l'outil de simulation numérique utilisé. Un des avantages du logiciel Inca3D est qu'il permet assez simplement l'exécution de programmes "extérieurs" de manière à automatiser certaines opérations. Cependant, ces derniers doivent impérativement être codés en Jython (voisin du langage Python), et doivent par conséquent respecter les différentes règles de programmation et de syntaxe associées [70]. Cela explique donc notre choix d'utiliser ce langage pour développer notre propre algorithme d'optimisation.

IV.4.Processus d'optimisation

Comme précisé précédemment dans le sous chapitre IV.1, l'optimisation d'un filtre CEM est réalisée en agissant uniquement sur le routage. Mais étant donné que les éléments à optimiser sont des pistes conductrices, il faut également être capable de pouvoir les tracer correctement. Il est donc nécessaire de développer un code aussi bien pour réaliser le circuit de connexion que pour l'optimiser. En complément de cela, il est également impératif de différencier l'algorithme d'optimisation de l'algorithme de routage. L'optimisation à proprement parler du filtre doit uniquement concerner l'amélioration du routage d'un point de vue CEM. Tandis que le programme de routage automatique doit quant à lui se cantonner à la définition et à la réalisation des pistes conductrices. La nécessité de séparer ces deux aspects du processus d'optimisation s'explique par l'impossibilité de connaître le rayonnement EM des pistes sans connaître le courant qui les traverse, c'est-à-dire avant même qu'elles n'aient été créées. Nous serions alors face à un problème bouclé ou il nous est impossible de définir de point de départ.

IV.4.1.Principe de fonctionnement

Comme précisé dans le sous chapitre IV.1, nous avons choisi d'optimiser le comportement électromagnétique d'un filtre CEM en perfectionnant son routage. Etant donné que le rayonnement EM du dispositif (et donc les phénomènes inductifs parasites) dépend directement de la géométrie du circuit de connexion, il sera naturellement nécessaire de créer puis de modifier le tracé des pistes conductrices lors de l'optimisation du routage. Procéder à de telles modifications implique également la nécessité de définir une ou plusieurs solutions de routage initiales, à partir desquelles nous tenterons de trouver le meilleur circuit de connexion possible d'un point de vue CEM. Ceci est vrai quel que soit l'algorithme d'optimisation employé. Dès lors, le principe de fonctionnement du processus d'optimisation peut se diviser en deux parties :

- La première étape consiste à générer des géométries de routage entièrement aléatoires, de manière à avoir un premier panel de solutions ; lesquelles sont regroupées au sein d'un même ensemble appelé "famille". C'est alors sur la base de ces solutions que l'algorithme d'optimisation va chercher à obtenir le meilleur circuit de connexion possible (i.e. améliorant au mieux les performances du dispositif).
- Le processus de recherche d'une solution optimisée de routage, repose sur la modification d'un circuit de connexion existant, et déjà testé. L'objectif est d'apporter régulièrement des transformations locales sur une piste conductrice choisie

aléatoirement, dans le but de converger (au final) vers une solution améliorée de routage, sinon optimale. Une nouvelle géométrie de routage se forme chaque fois qu'une piste est localement modifiée. La solution créée est naturellement proche de l'originale, c'est-à-dire celle à partir de laquelle elle a été générée.

Les principes de fonctionnement des algorithmes de routage et d'optimisation retenus, sont présentés tout au long des prochains sous chapitres (IV.4 à IV.6). Les deux algorithmes créés sont regroupés au sein d'un processus d'optimisation commun, lequel sera détaillé partie IV.7.

IV.4.2. Algorithme de routage automatique.

Le développement d'un algorithme de routage automatique s'avère relativement délicat en raison du fait qu'une multitude de solutions sont possibles pour tracer un chemin allant d'un point A à un point B. La complexité du problème augmente d'autant plus que le nombre de chemins à établir est important. Par le passé, un certain nombre de procédés ont été mis au point. Tous ont pour objectif premier de trouver simplement et le plus rapidement possible le plus court chemin reliant deux points éloignés. Mais dans notre cas, la route la plus courte n'est pas forcément la meilleure électro-magnétiquement parlant.

IV.4.2.1. Choix de la méthode de routage

Le principal inconvénient de la majorité des méthodes existantes, est qu'elles confondent les aspects de définition et d'optimisation du routage. De plus, elles se basent uniquement sur des critères géométriques pour établir une solution de routage. C'est le cas par exemple de l'algorithme de Lee [57] ou bien ceux dits par mappage topologique, également appelés algorithmes par reconnaissance de formes [58] [59].

Cependant, un procédé permet de s'affranchir de ce lien entre optimisation et construction des pistes conductrices : Il s'agit de la théorie des graphes. En effet, cette méthode permet de considérer n'importe quel aspect physique pour définir une solution de routage, ou plus simplement pour trouver un chemin entre deux points. Aucun aspect géométrique n'est pris en compte si cela n'est pas nécessaire. Cependant, l'objectif de ce type d'algorithme reste inchangé. Davantage de détails sur le fonctionnement de cette méthode sont présentés dans le sous chapitre suivant IV.4.2.2.

IV.4.2.2. Théorie des graphes

La théorie des graphes est une méthode relativement générique. Elle peut aussi bien s'appliquer à des problèmes simples tels que la recherche du plus court chemin entre deux ou plusieurs destinations, qu'à des problèmes plus délicats comme la mise en équation de systèmes physiques complexes d'électromagnétisme, de physicochimie, d'hydrodynamique, ou encore de magnétothermique (Théorie des graphes [60]-[65]). D'un point de vue général, un graphe est composé de sommets reliés entre eux par des arcs.

Les éléments constitutifs d'un graphe (aussi bien les sommets que les arcs) peuvent alors prendre différentes natures physiques. Dans le cas de problèmes complexes, ils peuvent correspondre à des grandeurs physiques réelles telles qu'une quantité ou une variation d'énergie, un potentiel chimique, une vitesse de déplacement, Mais dans le cas où sont traités des problèmes de tracé d'un ou plusieurs chemins (ce qui est notre cas), il est généralement choisi d'assimiler les sommets à des points spécifiques de l'espace. Cet espace fait alors référence à la zone (2D ou 3D) où les chemins peuvent être définis. Les arcs correspondent quant à eux aux différents parcours possibles pour relier un sommet à un autre. Ces derniers sont définis par des valeurs de poids également appelés coûts, lesquels peuvent alors prendre diverses significations telles que la distance entre deux sommets, l'intensité d'un champ magnétique \vec{H} , une valeur de masse, C'est justement grâce à ce paramètre de coût qu'il est possible de distinguer la définition d'un routage, de son optimisation.

Quel que soit l'algorithme utilisé pour définir le tracé d'un chemin, l'objectif reste toujours le même ; celui de trouver le plus court chemin. Mais concernant la théorie des graphes, il est préférable de parler de chemin à poids minimal ; lequel correspond au plus court uniquement si le poids d'un arc représente la distance entre les deux sommets qu'il relie. Mais étant donné que la signification des coûts peut très bien ne pas correspondre à un critère géométrique, il est plus juste de parler de meilleur chemin ou de chemin à poids minimal.

Dans l'exemple de graphe présenté figure IV.1, un poids est attribué aléatoirement à chaque arc. La faible taille du graphe permet aisément de trouver le meilleur parcours pour relier le sommet de départ "A" à celui d'arrivée "J" ; c'est-à-dire celui menant au plus faible coût. Mais dans le cas où les dimensions du graphe sont plus importantes, il peut s'avérer fortement plus compliqué d'identifier la meilleure solution pour relier deux sommets entre eux.

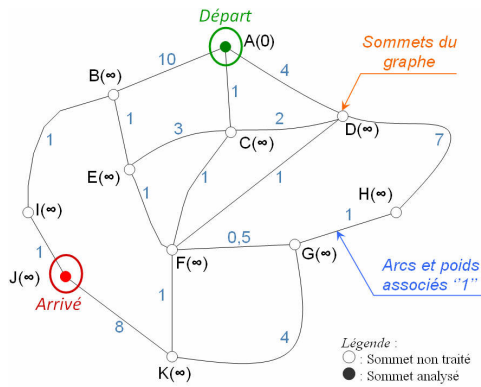


Figure IV.1 : Exemple de graphe (initialisé)

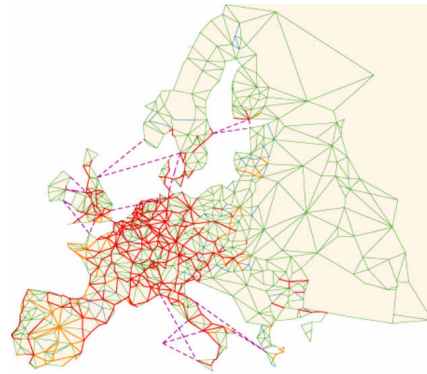


Figure IV.2 : Réseau autoroutier européen

Dans l'exemple de la figure IV.2, l'intégralité du réseau autoroutier européen a été modélisée par un graphe. Les sommets représentent alors les principales métropoles, et les arcs correspondent aux principaux axes autoroutiers traversant le territoire européen. Compte tenu des dimensions importantes du graphe, il est évident qu'il devient quasiment impossible de raisonner simplement pour obtenir le meilleur trajet pour relier deux destinations. Par conséquent, l'obtention de l'itinéraire optimal nécessite d'utiliser un algorithme automatique de recherche.

IV.4.2.3. La théorie des graphes appliquée à notre problématique

Quel que soit le problème de routage, il est généralement choisi de considérer le graphe comme étant la discrétisation de la surface de tracé, laquelle correspond à la zone de définition des différents chemins à construire. Les sommets représentent alors des positions géographiques, et les arcs correspondent aux chemins possibles pour aller d'un point à un autre. Etant donné que nos travaux consistent à réaliser le routage d'un système électrique, nous avons choisi de fixer la position des sommets. Ceux-ci seront répartis uniformément sur une grille de discrétisation, permettant ainsi un lien aisé avec la géométrie du routage (Fig IV.3 et IV.4).

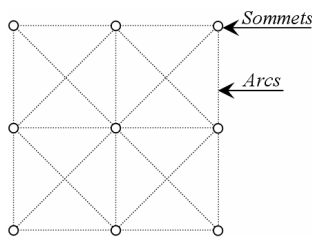
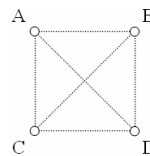


Figure IV.3: Graphe imposant la position des sommets



$$AB = CD = AC = DB = 1mm \quad ; \quad AD = CB = \sqrt{2}mm$$

Figure IV.4: Normalisation du graphe

Cela signifie dans un premier temps que seuls deux sommets directement voisins peuvent être reliés par un arc afin de contrôler et d'éviter la présence d'éventuels courts - circuits (Fig IV.3). Dans un second temps, nous avons également choisi de normaliser la distance euclidienne entre deux sommets d'une même ligne ou d'une même colonne à 1mm, quelles que soient les dimensions du système réel. La distance diagonale entre deux sommets est donc par défaut définie à $\sqrt{2}$ mm (Fig IV.4). Procéder ainsi nous permet alors de s'affranchir des dimensions réelles du système. Il est cependant possible de définir ensuite une grille correspondant à la représentation réelle du graphe, mais à l'échelle du dispositif étudié. On dit alors que la grille est le support ou bien l'image du graphe, mais à échelle réelle.

IV.4.2.4.Exploration d'un graphe à l'aide d'algorithmes itératifs

Le traitement d'un graphe défini par un très grand nombre de sommets et donc d'arcs, s'avère relativement délicat à effectuer. Un certain nombre d'algorithmes itératifs basés sur la théorie des graphes ont vu le jour depuis le milieu du XX^{ème} siècle afin de résoudre les problèmes liés à la recherche du plus court chemin [44] [66] [67] [68]. Mais tous fonctionnent sur le même principe, celui de rechercher du chemin à poids minimal (IV.4.2.2). Cependant, il s'avère que deux méthodes en particulier sont couramment utilisées. Il s'agit des algorithmes de *Dijkstra* [44] [91] [92] et A^* [44] [93].

IV.4.2.4.1.Algorithme de Dijkstra

L'algorithme de *Dijkstra* a été présenté en 1959 par l'informaticien néerlandais Edsger Dijkstra dans le but de résoudre numériquement les problèmes liés à la recherche du plus court chemin. L'une des particularités de cet algorithme est la possibilité de considérer des graphes connexes, c'est-à-dire non orienté. Cela signifie qu'il est aussi bien possible de relier deux sommets A et B dans un sens ($A \rightarrow B$) que dans l'autre ($B \rightarrow A$), ce qui est particulièrement intéressant pour tous problèmes de routage. Une autre spécificité de l'algorithme de *Dijkstra* est qu'il ne permet pas d'attribuer des valeurs négatives de poids aux arcs. Les phases de fonctionnement de l'algorithme de *Dijkstra* sont détaillées ci-dessous :

➤ La première étape consiste à initialiser le graphe, et plus particulièrement le poids de chaque arc. Tout sommet est également défini par un poids que l'on nommera 'poids fictif', lequel correspond au coût total du chemin menant jusqu'à lui. Chaque sommet doit aussi retenir le nom ou l'indice du précédent auquel il est relié. On parle alors de sommet ascendant ou parent. Etant donné qu'aucun chemin n'est initialement construit, tous les sommets se

voient affectés une valeur infinie de poids fictif, hormis le départ à qui une valeur nulle est attribuée.

➤ Une fois le graphe initialisé, le sommet de départ est placé dans une liste dite fermée. Cette liste répertorie tous les sommets dont le poids fictif minimal a pu être calculé.

➤ Ensuite, et pour chaque itération, on place tous les voisins de chaque sommet de la liste fermée, dans une seconde liste dite d'attente. Pour chaque sommet présent dans cette liste, on recherche le meilleur chemin permettant de l'atteindre (en partant du départ). Celui ayant la plus faible valeur de poids fictif est alors extrait de la liste d'attente pour être placé dans celle fermée. On procède ainsi de suite jusqu'à atteindre le sommet de fin, ou plus précisément jusqu'à ce qu'il soit placé dans la liste fermée.

➤ Une fois le sommet de fin atteint, l'identification du meilleur chemin est effectuée en remontant de sommet parent en sommet parent jusqu'au point de départ.

L'un des avantages majeurs de cette méthode est la garantie de trouver le chemin à poids minimal. L'autre avantage de l'algorithme de *Dijkstra*, est qu'il permet d'allouer un espace mémoire relativement limité comparé à d'autres algorithmes tels que celui de *Bellman* ou encore celui de *Ford*. Mais son principal inconvénient est la nécessité d'analyser l'ensemble des solutions possibles pour relier deux ou plusieurs sommets. De cela en découle par conséquent d'importants temps de calcul. L'utilisation de cette méthode au sein d'un processus d'optimisation n'est donc pas forcément idéale.

IV.4.2.4.2. Algorithme A*

L'algorithme A* (*A étoile* ou *A star*) a vu le jour vers la fin des années 1960 (1968) dans le but de traiter rapidement des graphes à grande dimensions. Son principe de fonctionnement est assez analogue à celui de la méthode de *Dijkstra*, à quelques différences près :

➤ L'analyse des sommets est effectuée de proche en proche. Ce qui signifie que l'algorithme A* évolue de sommet voisin en sommet voisin en retenant à chaque fois le meilleur, c'est-à-dire celui ayant la valeur de poids fictif minimale. Les différentes listes utilisées par la méthode de *Dijkstra* sont également employées par l'algorithme A*.

➤ L'utilisation d'une fonction dite heuristique.

Cet algorithme ne considère pas simplement le poids global du chemin déjà construit (c'est-à-dire par rapport au point de départ) pour calculer le poids fictif d'un sommet. Il évalue également le trajet restant à parcourir pour atteindre le sommet de destination. C'est la

fonction heuristique. Elle représente la distance euclidienne entre chaque sommet du graphe et le point d'arrivée. Le fait de la définir uniquement sur des critères purement géométriques nécessite que le graphe soit correctement structuré (sous chapitres IV.4.2.2, IV.4.2.3, Fig IV.3 & IV.4). Le poids fictif " F " d'un sommet est donc la somme de deux fonctions :

- La première, appelée " G ", correspond au poids total du chemin déjà construit depuis le départ jusqu'à ce sommet (pour l'algorithme de *Dijkstra* : $F = G$).
- La seconde, appelée " H ", représente la fonction heuristique.

La figure IV.5 présente les multiples étapes permettant de tracer le chemin en partant du sommet de départ jusqu'à celui de fin en suivant le principe de l'algorithme A^* .

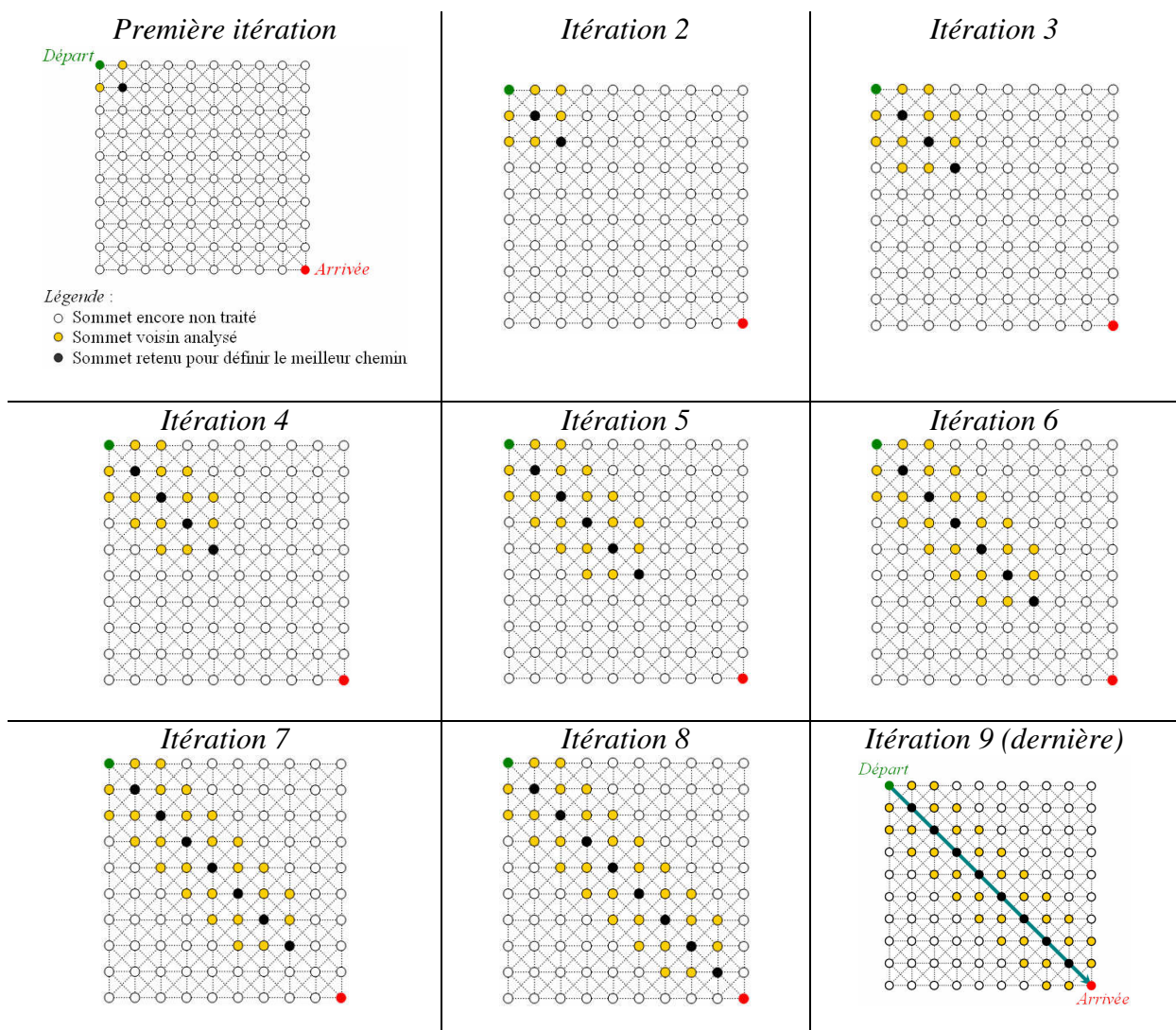


Figure IV.5 : Evolution du graphe lors du tracé d'un chemin

Le principal avantage de l'algorithme A^* vient du fait qu'il n'explore pas l'intégralité du graphe. Il utilise des informations concernant la position du sommet d'arrivée afin de guider

le chemin dans la bonne direction, ce qui lui permet d'évoluer simplement de proche en proche. Les temps de calcul sont par conséquent fortement réduits, tout comme l'espace mémoire nécessaire (par comparaison avec la méthode de *Dijkstra*). Cependant, il ne permet pas de garantir l'obtention de la solution optimale, c'est-à-dire le chemin ayant le poids minimal. L'algorithme A^* assure uniquement que le chemin trouvé est une des meilleures solutions possibles.

A titre d'exemple, cette méthode A^* est depuis très longtemps utilisée pour la réalisation de jeux vidéo (depuis 1980). Il s'agit en effet d'une application où des temps de calcul réduits sont privilégiés au détriment de l'exactitude des solutions trouvées.

IV.4.2.4.3. Problèmes liés au tracé de plusieurs chemins

Le fait de tracer un chemin pour joindre deux sommets est un problème relativement simple à traiter. Cependant, le résultat obtenu dépend de l'ordre dans lequel ces sommets ont été reliés. Il se peut en effet que définir un chemin en partant d'un sommet "A" pour aller vers un autre sommet "B", ne mène pas à la même solution que si l'on était parti de "B" pour aller vers "A". La complexité du problème augmente d'autant plus que le nombre de chemins à définir augmente ; car la solution de routage finale dépend également de l'ordre dans lequel ils sont tracés. Pour un nombre de sommets à relier " n ", il y aura " $n!$ " circuits de connexion possibles. Les figures IV.6 et IV.7 présentent deux exemples de routage, lesquels résultent du tracé de deux chemins distincts (i.e. sans croisement). La légende est similaire à celle de la figure IV.5.

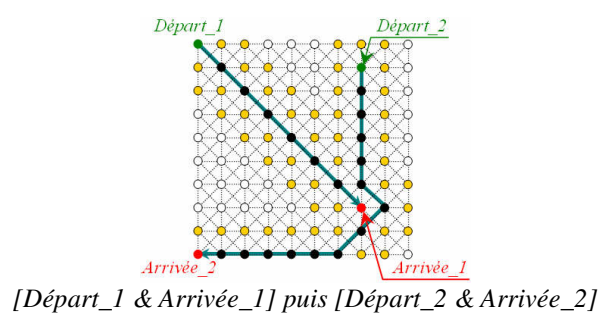


Figure IV.6: 1^{ère} solution possible

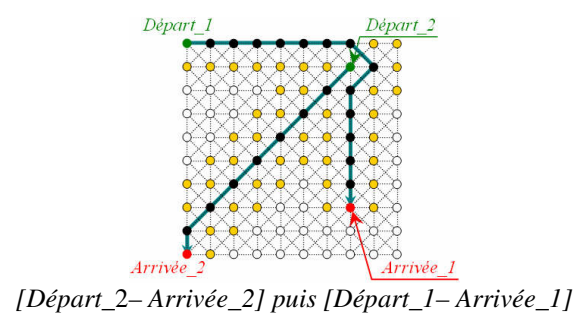


Figure IV.7: 2^{ème} solution possible

Cependant, il se peut très bien que deux solutions de routage soient identiques malgré des ordres de tracé différents.

Dans le cas où plus de deux sommets doivent être interconnectés, il est préférable de parler de branche et non plus de chemin. Le processus de création d'une branche est le suivant :

- L'algorithme A^* commence par établir un tout premier chemin entre deux sommets A et B. La branche est à ce stade uniquement composée de ce chemin.
- La connexion d'un troisième sommet C au chemin A-B est effectuée en considérant que chaque sommet de cette branche est un départ potentiel. Autrement dit, l'algorithme A^* va créer virtuellement une route entre chacun de ces possibles départs et la destination à atteindre, c'est-à-dire le sommet C. Le chemin retenu est alors celui ayant la plus faible valeur de poids. Un exemple est présenté figure IV.9, où les traits en pointillés oranges correspondent aux routes testées mais non retenues.

L'exemple détaillé précédemment figure IV.5 est réutilisé pour expliquer et illustrer la façon dont l'algorithme A^* procède. Pour ce faire, le sommet de départ doit joindre non plus une seule destination mais deux. L'objectif est donc de former une branche permettant d'interconnecter ces trois sommets. La seconde destination est appelée "Arrivée_2" (Fig IV.8). Quelques exemples de routages sont présentés figures IV.9 à IV.11, les ordres de tracé sont détaillés pour chacun des cas.

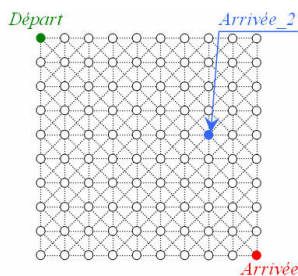
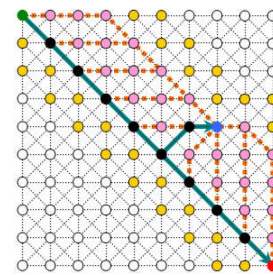
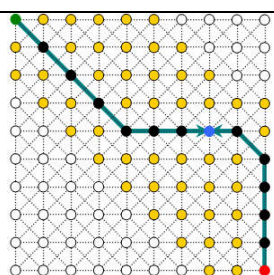


Figure IV.8: Graphe initialisé



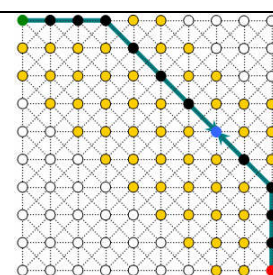
[Départ – Arrivée] puis [Départ – Arrivée_2]

Figure IV.9: 1^{ère} solution possible



[Départ – Arrivée_2] puis [Arrivée_2 – Arrivée]

Figure IV.10: 2^{ème} solution possible



[Arrivée_2 – Arrivée] puis [Départ – Arrivée_2]

Figure IV.11: 3^{ème} solution possible

Dès le moment où plusieurs chemins doivent être construits, ou bien que plusieurs sommets doivent être interconnectés ; l'algorithme de *Dijkstra* nécessiterait des analyses successives de la quasi-totalité du graphe. Ceci engendrerait par conséquent des temps de calcul assez importants. La méthode A^* permet justement de traiter des problèmes de grandes tailles, sous réserve que le graphe soit correctement défini et donc structuré. Les phases de recherche se

voient alors fortement accélérées, et l'espace mémoire nécessaire au parcours du graphe est drastiquement réduit.

IV.4.2.5.Méthode retenue et choix de l'algorithme

Tout d'abord, les deux algorithmes A^* et de *Dijkstra* sont tous deux basés sur la théorie des graphes, et fonctionnent sur le même principe qu'est l'obtention de chemins à coûts minimaux. Les valeurs de poids peuvent alors prendre différentes natures physiques. Cependant, il n'est pas possible de définir des valeurs de coûts basées sur des effets électromagnétiques dépendant des éléments devant justement être créés (début du sous chapitre IV.4). Ceci explique donc le fait qu'il n'est de toute façon pas possible de définir des valeurs de poids sur des critères CEM, si l'ensemble du montage d'étude (donc du filtre) n'est pas construit. La solution que nous avons trouvée consiste à attribuer aléatoirement le coût de chaque arc, de manière à générer autant de solutions différentes de routage que désiré. Ces dernières sont ensuite exploitées par le processus d'optimisation de façon à converger vers un circuit de connexion optimisé.

Il est à noter que l'utilisation de la théorie des graphes proposée ici sert à générer des routages différents, qui seront modifiés et optimisés par la suite. Il n'est donc pas nécessaire d'avoir des algorithmes particulièrement performants en terme de recherche de parcours optimal. De ce fait, l'algorithme A^* , plus rapide que celui de *Dijkstra*, est bien indiqué.

IV.4.3.Algorithme d'optimisation

Comme précisé précédemment dans les sous chapitres IV.4.1 et IV.4.2.5, le processus d'optimisation commence par générer aléatoirement un certain nombre de solutions de routage ; lesquelles sont alors regroupées au sein d'une même famille. On parle alors de solutions parentes. Mais bien que chacune de ces "premières" solutions soit générée par attribution aléatoire du coût pour chaque arc, il n'est pas conseillé d'agir directement sur ces valeurs de poids pour modifier une solution de routage (parente) dans le but de créer une nouvelle solution appelée fille. En effet, la modification d'une valeur de poids ne garantira pas que la solution fille soit différente de celle dont elle est issue, dans le cas où le nombre d'arcs est trop important. Il est évident que modifier le coût d'un arc non utilisé ne modifiera pas la structure même du routage. Et même si l'arc modifié définit un chemin quelconque, rien ne garantit que la nouvelle valeur de poids permette d'obtenir une solution fille différente de la parente sachant que la valeur de coût attribuée est définie aléatoirement. C'est pourquoi

nous avons fait le choix d'agir directement (i.e. effectuer des modifications) sur les chemins proprement dits, et non sur la nature même du graphe (poids des arcs).

La création d'une solution fille consiste dans un premier temps à choisir aléatoirement, pour une solution de routage parente, un sommet constitutif d'une piste conductrice. Ce sommet est ensuite remplacé par un de ses plus proches voisins (sur le graphe) de sorte que la solution parente soit localement modifiée (IV.4.3.5.1). La solution fille est ainsi créée, et est similaire à la parente à l'exception d'un endroit : là où le sommet sélectionné a été remplacé par un de ses voisins directs. Donc au fur et à mesure de la création des solutions de routage filles, la géométrie du circuit de connexion se transforme progressivement jusqu'à converger vers une structure conductrice optimisée.

L'objectif du processus d'optimisation est alors de trouver le routage permettant d'obtenir les meilleures performances électromagnétiques pour un filtre CEM. D'un point de vue générale, et ce quel que soit le mode de perturbation concerné (MD ou MC), on cherchera à minimiser la fonction objectif dans une bande fréquentielle donnée. L'objectif est en effet de réduire les perturbations EM conduites côté réseau, en améliorant au mieux le fonctionnement de l'organe de filtrage.

Plusieurs procédés d'optimisation sont alors possibles pour obtenir un circuit de connexion optimisé. Les algorithmes d'optimisation se divisent en deux catégories : Les méthodes déterministes d'une part, et les méthodes non déterministes ou stochastiques d'autre part [44] [95] [96].

IV.4.3.1. Algorithmes d'optimisation déterministes

De manière générale, les algorithmes déterministes sont basés sur l'analyse de gradients. Ils regardent plus précisément comment évolue la fonction objectif dès lors que différents paramètres sont modifiés, et ce dans le but de guider la recherche vers la solution optimale. Ce type de méthode a l'avantage de toujours mener à la même solution finale si le paramétrage initial reste inchangé. De plus, un nombre relativement restreint d'évaluations de la fonction objectif est nécessaire, du moins sous réserve que le nombre de paramètres reste limité.

Cependant, une étude à base de gradients peut pousser l'algorithme à converger vers un minimum local au lieu de se guider vers l'optimum global. Ce type de procédé nécessite également une formulation analytique de la fonction objectif, sans quoi les calculs de gradients ne pourraient être effectués de manière suffisamment précise. De plus, leur mise en

œuvre s'avère relativement compliquée dès lors que des critères géométriques multiples, difficiles à exprimer analytiquement, doivent être pris en compte.

IV.4.3.2. Algorithmes stochastiques

Les algorithmes non déterministes, également appelés stochastiques, fonctionnent sur le principe de la création aléatoire (ou probabiliste) de solutions. Contrairement aux méthodes déterministes, ils ne nécessitent pas des calculs de gradients de la fonction objectif, ni même la définition plus ou moins fine d'un point de départ. Cependant, les méthodes stochastiques engendrent un nombre important d'évaluations de la fonction objectif.

L'algorithme de Monte-Carlo [94] est la méthode stochastique la plus simple. Ce procédé génère aléatoirement des solutions en conservant la meilleure au fur et à mesure des générations. Il continue ainsi jusqu'à ce qu'un critère d'arrêt soit satisfait. L'avantage de ce procédé est sa mise en œuvre relativement simple. Mais son principal inconvénient est qu'il ne garantit pas la qualité de la solution finale.

Il y a ensuite les méthodes stochastiques dites évolutionnistes. Ce type d'algorithmes se base sur la théorie de l'évolution introduite par Darwin [99] vers le milieu du XIX^{ème} siècle. Ils fonctionnent toujours à l'aide de procédés aléatoires, mais permettent, contrairement à la méthode de Monte-Carlo, de conserver un certain nombre de solutions à partir desquelles d'autres solutions nouvelles pourront être créées. Le procédé évolutionniste le plus répandu est l'algorithme génétique [44] [97] [98] développé dans les années 1960.

IV.4.3.3. Algorithme génétique

Les algorithmes génétiques fonctionnent sur le principe de la sélection naturelle. Les solutions d'un problème d'optimisation sont traitées comme des individus définis par un certain nombre de gènes ; lesquels correspondent alors aux différents paramètres d'entrées du problème. Dans un premier temps, et comme l'ensemble des méthodes stochastiques, il y a une première phase de création purement aléatoire de solutions. Ces dernières sont regroupées au sein d'un même ensemble appelé famille. Elles correspondent alors à la première génération de solutions possibles.

Une famille est ensuite traitée en suivant différents critères "évolutifs" :

- Dans un premier temps il y a la sélection. C'est-à-dire que l'algorithme va choisir un nombre limité de solutions d'une même famille, lesquelles satisfont au mieux la fonction objectif.

- Ensuite il y a la mutation d'une solution. On parle de mutation dès lors que l'on utilise une solution existante et déjà analysée (parente), à partir de laquelle nous allons créer une nouvelle solution en modifiant simplement un (ou plusieurs) paramètre(s) d'entrée. Le ou les gènes modifiés sont quant à eux choisis aléatoirement. La solution créée est alors appelée "solution fille".
- Un troisième procédé consiste à croiser deux solutions existantes dites parentes, de manière à créer une ou plusieurs solutions nouvelles (donc filles). Pour ce faire, l'algorithme va permuter un certain nombre de gènes d'une solution parente à l'autre de façon à former une solution fille. Il va alors s'assurer que la solution créée n'a pas encore été testée afin d'éviter l'analyse récursive d'une même solution de routage.

Cependant, ce type d'algorithmes peut également tomber dans un minimum local dans le cas où seules des solutions relativement proches les unes des autres seraient traitées. Ces dernières résulteraient alors de mutations et croisements successifs ayant menés à une famille constituée de solutions quasi-similaires. Pour éviter cela, l'algorithme va continuer à produire aléatoirement un nombre donné de nouvelles solutions, et ce à intervalle régulier de génération. De cette manière, il pourra continuer à explorer l'espace des solutions possibles.

Le principal avantage de cet algorithme est qu'il permet de trouver le minimum global d'un problème, sous réserve qu'un nombre suffisamment important de solutions est testé. Ceci pouvant par conséquent mener à des phases de résolution relativement longues.

IV.4.3.4. Choix du processus d'optimisation

Bien que la formulation de la fonction objectif soit possible quel que soit le mode de perturbations CEM considéré (modèle analytique présenté chapitre II.2), il n'est pas si simple voir quasiment impossible d'exprimer analytiquement les diverses contraintes géométriques. C'est pourquoi nous avons fait le choix d'utiliser les algorithmes génétiques. De plus, la production de solutions aléatoires se prête parfaitement à la représentation d'un circuit de connexion à l'aide d'un graphe (comme précisé dans le sous chapitre IV.4.2.5). En effet, l'attribution aléatoire du poids de chaque arc nous permettra aisément de générer autant de solutions aléatoires que nécessaire, pour peupler une première famille de solutions.

IV.4.3.5. Optimisation d'un circuit de connexion (i.e. routage) à l'aide d'un algorithme génétique

Comme nous l'avons précisé en début du sous chapitre IV.4.3, nous avons fait le choix de former des solutions de routage filles en agissant directement sur les chemins, au lieu d'effectuer des modifications sur des valeurs de poids d'arcs. Cela signifie par conséquent que les différents critères évolutifs des algorithmes génétiques ont dus être adaptés.

IV.4.3.5.1. Critère de mutation

Une action directe sur le routage nécessite de considérer les sommets comme étant des gènes, lesquels composent les chemins d'une solution de routage "parente". La création de nouvelles solutions (donc filles) à l'aide du critère de mutation, nécessite tout d'abord de sélectionner un chemin de manière à le modifier. Le choix est aléatoire. Un des sommets constituant ce chemin est ensuite choisi aléatoirement dans le but d'être remplacé par un de ses voisins. Le sommet à muter est appelé S_M , et le voisin S_V . Il est également nécessaire d'identifier les sommets précédent et suivant S_M dans l'ordre du chemin. Ces derniers sont respectivement appelés S_P et S_S . Ils sont utilisés pour s'assurer, après chaque mutation, de la continuité du chemin résultant. Il faut en effet vérifier pour chaque mutation, que le sommet S_V est bien voisin direct de S_S et de S_P ; car si ce n'est pas le cas, il faut impérativement exploiter des sommets intermédiaires S_I afin de garantir les liaisons entre S_P - S_V et S_S - S_V . Sans l'utilisation de tels sommets, le nouveau chemin créé à la suite d'une mutation pourrait comporter des coupures. Des exemples de mutations sont présentés figures IV.12 et IV.13. La signification des différents sommets concernés par le remplacement de S_M , est également détaillée afin de bien comprendre comment fonctionne le principe de mutation.

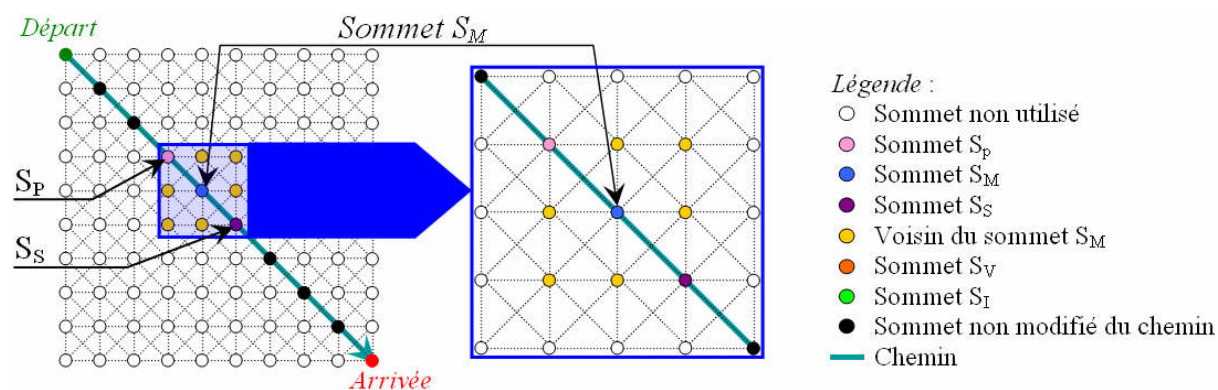


Figure IV.12: Solution initiale dite parente

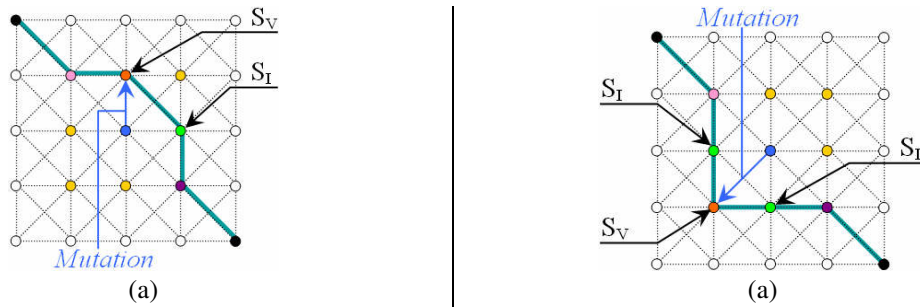


Figure IV.13: Exemples de mutations d'un chemin (légende identique à la figure IV.12)

IV.4.3.5.2. Critère de croisement

La création d'une solution de routage fille par croisement de deux solutions parentes est réalisée en choisissant aléatoirement plusieurs branches (IV.4.2.4.3) à permuter d'une solution à l'autre. Par définition, les différentes solutions de routage possibles doivent comporter le même nombre de branches. Il faut néanmoins s'assurer que les éléments à transposer connectent bien les mêmes terminaux dans les deux solutions à croiser (Fig IV.14.a, b & c).

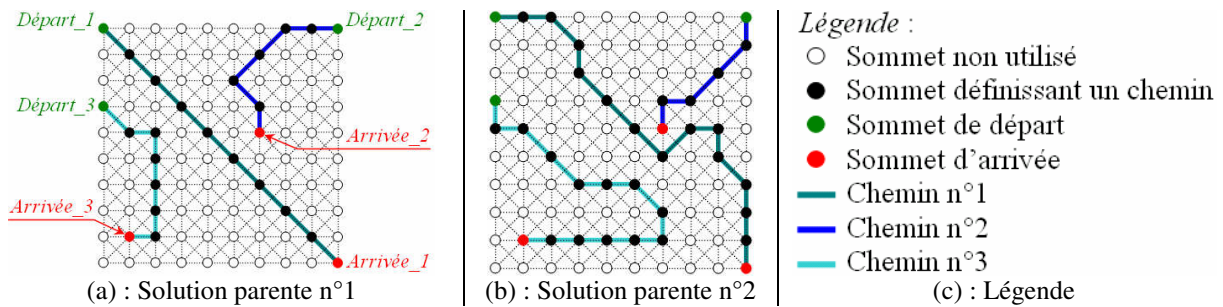


Figure IV.14 : Solutions parentes à croiser

Le nombre de branches à intervertir est choisi de façon aléatoire. Il est cependant interdit de sélectionner plus de la moitié du nombre total de branches (N). Car en permuter " $\frac{N}{2} + a$ " ou " $\frac{N}{2} - a$ " mènerait potentiellement au même résultat (où $a \in \mathcal{N}^+$ et $a < \frac{N}{2}$). L'exemple de la figure IV.15 explique cela en utilisant deux tableaux de 6 éléments chacun, où sont transposés dans un premier temps deux éléments seulement, puis quatre.

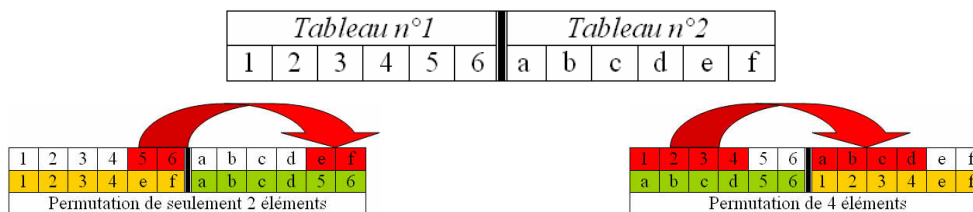


Figure IV.15 : Limitation du nombre d'éléments à permuter

Une fois les différentes branches interverties, on obtient naturellement deux nouvelles solutions filles. La figure IV.16 présente les routages obtenus par croisement du chemin n°1 des deux solutions parentes présentées précédemment (Fig IV.14)

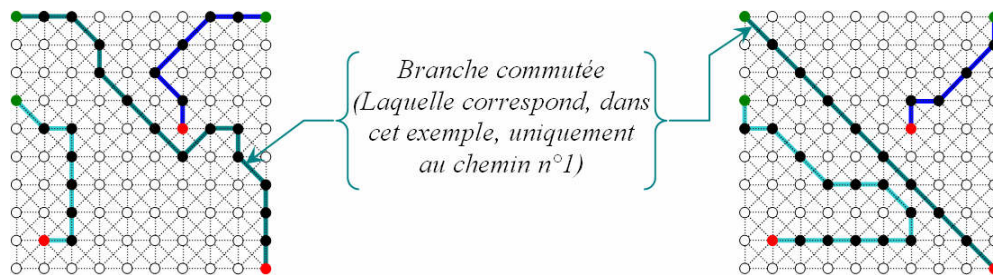


Figure IV.16 : Solutions filles obtenues par croisement (Légende identique à celle de la figure IV.14)

Dès lors qu'une solution fille est construite, il faut également s'assurer de sa validité. C'est-à-dire qu'il faut vérifier qu'aucun court-circuit ne résulte des permutations effectuées, et le cas échéant détruire la solution créée.

IV.5. Couplage d'un graphe à une modélisation Inca3D de filtre CEM

Comme nous l'avons précisé dans le sous chapitre IV.4.2.3, l'étude d'un problème de routage à l'aide de l'algorithme A^* nécessite l'utilisation d'un graphe, lequel est ensuite normalisé pour des raisons de généralité de l'outil graphe. Ensuite, il est nécessaire de définir une grille correspondant à l'image du graphe, mais à l'échelle du dispositif étudié. Laquelle est alors construite par l'outil de modélisation Inca3D, en complément des modèles PEEC des composants discrets. La grille discrétise donc la surface où peuvent être définies les différentes pistes conductrices (réelles), et est composée de points de discrétisation également appelés nœuds, représentant les sommets du graphe.

IV.5.1. Notion de sommet de raccordement

Les pistes conductrices sont par conséquent construites sur la grille de discrétisation, et ont pour rôle d'assurer les liaisons entre les différents composants discrets. Il est alors impératif qu'un terminal de composant (c'est-à-dire une patte de connexion) soit situé au plus proche d'un nœud afin d'assurer sa connexion avec une quelconque piste. Mais cela est uniquement possible si le pas de discrétisation de la grille est défini suffisamment petit. Le pas de discrétisation correspond à la distance entre deux nœuds voisins. Mais le fait d'augmenter la densité de la grille implique forcément l'alourdissement du maillage. De cela en découle naturellement des temps de calcul importants.

Afin que les terminaux des composants discrets puissent correctement se "raccrocher" à la grille tout en conservant un pas de discrétisation assez large, nous avons choisi d'insérer des sommets supplémentaires au graphe. Lesquels correspondent aux positions normalisées (IV.4.2.3) des différentes pattes de connexion de chaque composant. On parle alors de sommets de raccordement ou sommets raccords. Procéder ainsi nous permet donc d'assurer facilement la liaison entre les composants discrets et la grille, sans se soucier pour autant de la finesse de cette dernière.

Une fois ces sommets rajoutés au graphe, nous les relient par des nouveaux arcs aux autres sommets du graphe initial. Une attention particulière est portée à ce stade aux éventuels courts-circuits qui pourraient être amenés par ces arcs supplémentaires : tout croisement d'arcs est interdit ; et on supprime, dans le graphe initial, les arcs à l'origine de ces intersections (Fig IV.17).

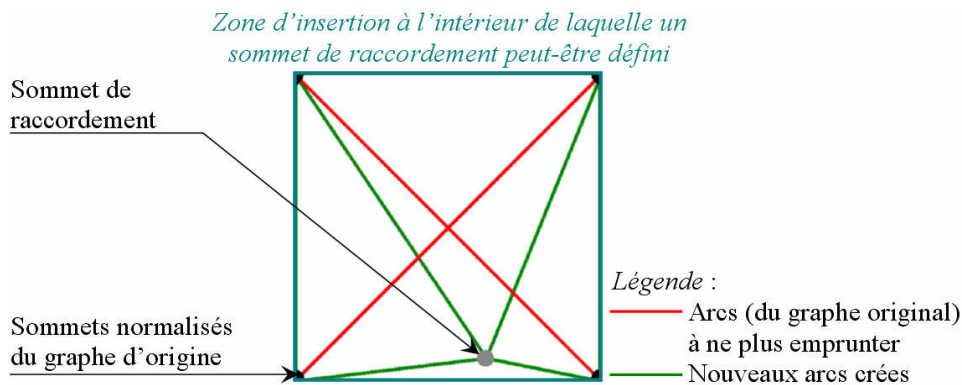


Figure IV.17 : Raccordement d'un nouveau sommet (raccord) au graphe

Il est également possible de définir un graphe, et donc une grille, à plusieurs niveaux. Ceci peut s'avérer très utile dans le cas où des systèmes multicouches (ou routage 3D) doivent être traités (Fig IV.18.a). Dès lors, deux sommets de deux couches différentes sont reliés par un arc si et seulement s'ils sont bien alignés selon l'axe de définition des couches. Ce type de liaison est communément appelé via.

Nous avons choisi d'interdire la liaison de deux sommets non alignés afin d'éviter l'apparition de via diagonaux difficilement réalisables. Les figures IV.18 (a & b) illustrent le raccordement d'une grille double couche avec les modèles PEEC des composants discrets d'un filtre CEM. Les figures IV.17 et IV.18.b montrent l'insertion de nœuds raccords au niveau de la grille, et donc de sommets de raccordement pour le graphe.

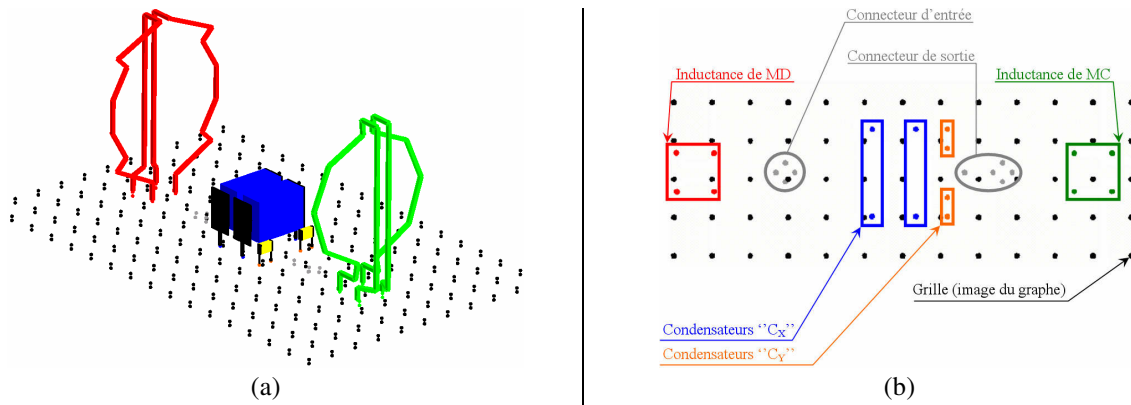


Figure IV.18: Liaison entre la grille (double couche) et les composants discrets d'un filtre CEM

IV.5.2. Respect de contraintes géométriques diverses

IV.5.2.1. Croisement de deux branches

Comme il a été précisé dans le sous chapitre IV.4.2.2, l'utilisation d'un graphe n'entraîne pas nécessairement la considération de contraintes géométriques. Cependant, le routage d'un circuit électrique requiert leur prise en compte afin d'éviter tout problème de connexion indésirable entre deux pistes normalement isolées. Utiliser l'algorithme A^* s'avère alors fort avantageux car le fait de lier le graphe à une grille géométrique régulière (i.e. normalisée), restreint naturellement ce type de problèmes à l'analyse des arcs diagonaux. Car se sont en effet les seuls qui peuvent potentiellement être croisés (Fig IV.3 et sous chapitre IV.5.1). Une méthode (ou fonction) générique a donc été développée dans le but d'éviter l'apparition de ce type de problèmes. Son principe de fonctionnement est le suivant :

L'algorithme A^* établit un chemin en évoluant de sommet voisin en sommet voisin. C'est-à-dire que pour chaque itération, il part d'un sommet appelé "parent" puis analyse la validité de ses voisins également appelés "sommets fils". Le sommet parent est le dernier ayant été inséré dans la liste fermée (IV.4.2.4.1 & IV.4.2.4.2). Une fois le sommet fils choisi, l'algorithme A^* va vérifier que l'arc permettant de le relier au sommet parent est bien viable. Cet arc est appelé " Δ_{PF} ". L'objectif de cette opération est de s'assurer que le fait d'employer cet arc ne mène pas au croisement d'un autre arc précédemment emprunté, et définissant un autre chemin. Car au niveau de la grille, cela signifierait que deux pistes conductrices se croiseraient. Pour ce faire, une zone d'analyse bornée par un ensemble de quatre sommets de la grille régulière (normalisée) est définie. C'est alors à l'intérieur de cette zone qu'il nous faut vérifier que l'arc " Δ_{PF} " n'en croise aucun autre. L'idée consiste donc à tracer une ligne virtuelle selon l'alignement de " Δ_{PF} " afin de voir si un arc déjà emprunté croise cette ligne (Fig IV.19).

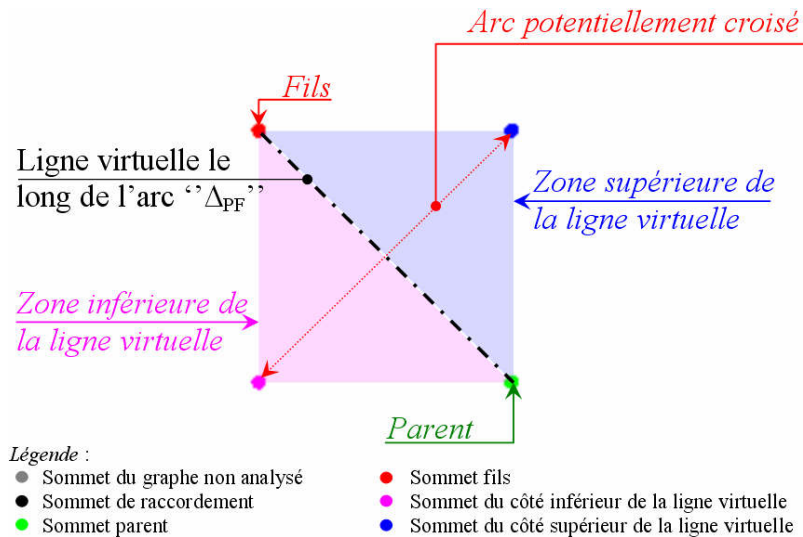


Figure IV.19 : Vérification de l'absence de croisement (de deux arcs)

Dès lors, il est simplement nécessaire de vérifier que dans la zone de recherche, il n'existe aucun arc "déjà emprunté" reliant deux sommets situés de part et d'autre de la ligne virtuelle créée. Et si c'est le cas, alors il faut impérativement interdire l'emploi de " Δ_{PF} ". A ce moment là, l'algorithme A^* interdira l'utilisation de ce sommet fils, et ré-analysera les autres voisins du sommet parent jusqu'à en trouver un valable.

IV.5.2.2. Largeur des pistes et distance technologique de gravure

D'autres contraintes géométriques doivent également être prises en compte par le processus d'optimisation du routage. Il s'agit de la largeur et de l'épaisseur des pistes conductrices. Ces paramètres peuvent dans un premier temps être directement pris en compte par le processus d'optimisation, lequel procédera à leur ajustement de manière à avoir le meilleur comportement électromagnétique possible. Dans ce cas, il faudra tout de même assurer une section conductrice suffisamment grande pour garantir la circulation d'un niveau de courant donné. La seconde manière de procéder consiste à figer directement la section des pistes.

Le fait de définir les dimensions des pistes comme étant des paramètres d'optimisation aurait plusieurs inconvénients. Le premier est une implémentation assez délicate de ces termes au sein de l'algorithme d'optimisation. Il faudrait alors être capable d'optimiser simultanément la section conductrice et la géométrie même du routage. Procéder ainsi tendrait à augmenter drastiquement le temps nécessaire à l'obtention d'une solution optimisée de routage. Par conséquent, nous avons choisi pour des raisons de simplicité de fixer la section des pistes (ces dernières étant définies de façon identique). De plus, procéder ainsi n'est pas aberrant en ce qui concerne le routage d'un circuit électrique. Il faut simplement s'assurer que la section

conductrice définie est suffisamment importante pour que les pistes puissent supporter le courant efficace maximal précédemment calculé (choisi à $I_{eff_MAX} = 5A$ dans le cadre de nos travaux). Cependant, le processus d'optimisation que nous avons développé ne permet pas de définir une largeur de piste plus grande que la valeur du pas de discrétisation de la grille ; ceci pour éviter tout simplement que deux pistes parallèles ne se touchent voir ne se chevauchent. Une distance technologique de gravure doit donc être respectée, et l'écartement doit être assez important pour garantir une isolation suffisante entre elles (Fig IV.20). Par conséquent, la définition de la grille (et donc du graphe) doit soigneusement être effectuée. De plus, ceci peut s'avérer fortement contraignant dans le cas où des pistes conductrices devant véhiculer de forts courants doivent être tracées sur un PCB de petite taille.

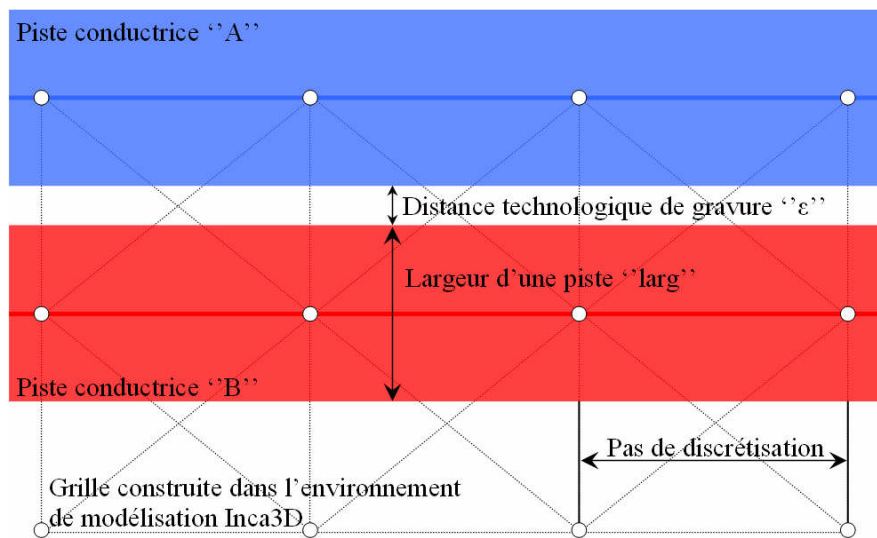


Figure IV.20 : Distance technologique de gravure à respecter

Un compromis est donc à trouver entre la finesse de définition de la grille et la largeur des pistes. Il ne faut pas avoir une section conductrice trop importante (l'épaisseur des pistes étant de quelques μm) pour éviter d'avoir une grille mal définie. Mais il ne faut pas non plus avoir un pas de discrétisation trop petit pour éviter d'avoir des pistes incapables de supporter le transit du courant " I_{eff_MAX} ".

De manière générale, il est habituel de définir la largeur d'une piste de façon à avoir une densité de courant inférieure ou égale à $5A/mm^2$, évitant ainsi que la piste ne chauffe trop [100]-[105]. Mais afin d'avoir une grille suffisamment fine pour effectuer correctement l'optimisation d'un filtre CEM, nous avons dû choisir une largeur de piste de 2mm avec une épaisseur de $105\mu m$. De telles dimensions entraînent donc une densité de courant d'environ $25A/mm^2$. De précédents travaux ont alors pu montrer que l'échauffement thermique d'un tel conducteur (2mm x $105\mu m$) reste limité [100]. De plus, nous avons vérifié que les pertes par

effet joule liées au routage restaient bien inférieures à celles dissipées par les composants discrets eux-mêmes.

IV.6.Utilité de coupler le modèle analytique d'un filtre CEM au processus d'optimisation développé

L'analyse électromagnétique d'un filtre CEM à l'aide du solveur PEEC d'Inca3D nécessite d'effectuer autant de résolutions que d'échantillons de calcul définis sur la bande fréquentielle considérée par le processus d'optimisation. Trop augmenter le nombre de points de calcul aurait donc tendance à ralentir la phase d'analyse du système. A titre d'exemple, calculer la réponse du filtre présenté figure IV.21 en considérant 201 échantillons en fréquence dure environ douze heures. Cela signifie donc que le fait de tester un millier de routages différents nécessiterait d'attendre plus d'un an pour obtenir une solution optimisée ; ce qui n'est bien sûr pas envisageable.

Dès lors, l'utilisation du modèle analytique de filtre CEM présenté dans le chapitre II permettrait d'accélérer fortement les phases d'analyse du système car il s'agit là d'un code purement mathématique. Cependant, il reste nécessaire d'effectuer une analyse PEEC du modèle Inca3D pour chaque échantillon fréquentiel, dans le but d'obtenir les matrices impédances permettant l'analyse comportementale du filtre à l'aide du modèle algébrique.

Cela nous a poussé à regarder s'il était possible d'utiliser une seule matrice impédance (appelée " $[M_U]$ ") pour effectuer le calcul intégral de la fonction de transfert, c'est-à-dire sur toute la bande de fréquence considérée. Pour ce faire, nous avons calculé de deux manières différentes, et à l'aide du modèle analytique de filtre (chapitre II), la réponse de MD (Eq.59) du dispositif présenté sur la figure IV.21. La plage fréquentielle considérée pour le calcul de la fonction de transfert va de 1Hz à 5MHz :

- Les calculs ont dans un premier temps été réalisés en considérant autant de matrices impédances que d'échantillons en fréquence. Il s'agit d'un procédé rigoureux et entraînant une phase de résolution très lente. C'est rigoureusement l'équivalent d'une résolution effectuée directement avec le solveur PEEC d'Inca3D.
- La seconde méthode consiste à effectuer les calculs de la fonction de transfert uniquement à l'aide d'une seule matrice impédance. Dès lors, il est tout aussi possible d'obtenir ce type de matrice en réalisant une analyse basse fréquence (BF) du modèle PEEC de filtre, que haute fréquence (HF). Nous avons alors cherché à voir quelle serait

la meilleure solution. Pour ce faire, des calculs ont été réalisés en exploitant une matrice $[M_U]$ calculée tout d'abord à 1kHz, puis ensuite à 1MHz.

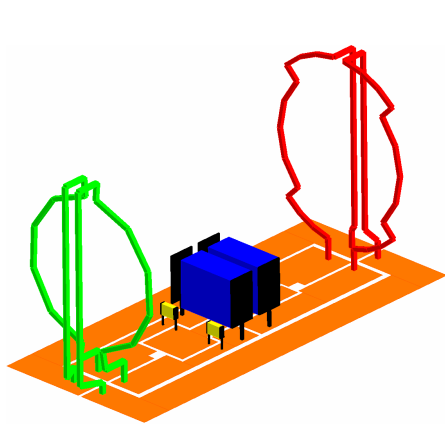


Figure IV.21: Exemple de filtre CEM

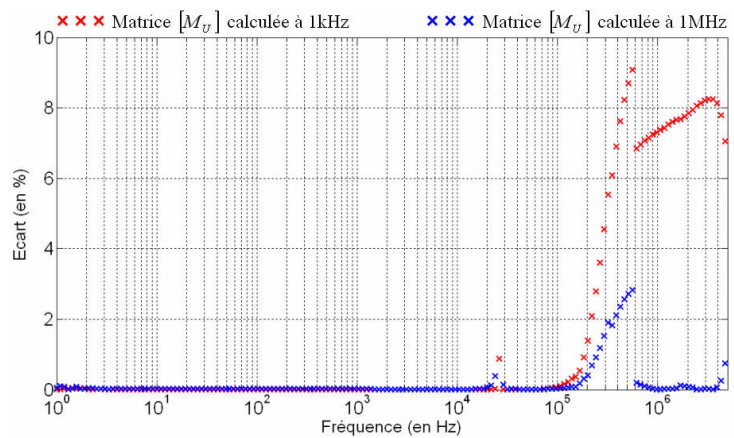


Figure IV.22: Ecarts en % entre les réponses de MD

La figure IV.22 présente les écarts en % des résultats obtenus selon les deux méthodes décrites précédemment. Il peut dans un premier temps être souligné que le fait d'utiliser une unique matrice impédance n'entraîne pas de différences notables tant que les effets de peau et de proximité n'influent pas trop les phénomènes électromagnétiques parasites. De plus, force est de constater qu'il est relativement préférable d'utiliser une matrice impédance $[M_U]$ calculée en HF. Néanmoins, l'obtention d'une telle matrice entraîne des temps de calcul assez importants en raison du lourd maillage nécessaire pour prendre en compte les effets de peau et de proximité. Concernant l'utilisation d'une matrice impédance définie en basse fréquence, cela entraîne des différences $<1\%$ jusqu'à la centaine de kHz, puis restent inférieures à 10% entre 100kHz et 5MHz. Mais l'avantage majeur d'exploiter ce type de matrice est une phase de résolution PEEC fortement accélérée en raison d'une diminution importante du maillage. A titre de comparaison, une analyse PEEC du modèle précédent de filtre (Fig IV.21) effectuée à 1kHz dure quelques secondes contre 6,5min à 1MHz.

En conclusion, nous avons choisi d'exploiter la modélisation algébrique d'un filtre CEM pour effectuer les calculs de la fonction de transfert, au détriment d'une utilisation exclusive du solveur PEEC. Cependant, l'utilisation du modèle analytique est bénéfique uniquement dans le cas où une seule matrice impédance est utilisée. Il a donc été choisi de définir cette matrice en basse fréquence (BF), permettant ainsi d'accélérer davantage l'analyse d'un filtre.

IV.7. Procédé de recherche d'une solution optimisée de routage

Les principales fonctions du procédé de recherche d'une solution optimisée de routage ont été décrites dans les sous chapitres précédents (IV.4, IV.5 et IV.6). Cette partie est désormais consacrée à l'explication du fonctionnement global du processus d'optimisation. En premier lieu il est nécessaire de définir et de fixer le positionnement des composants discrets pour ensuite modéliser numériquement l'ensemble de ces éléments. Puis, le graphe doit être construit informatiquement parlant, pour à son tour être modélisé sous Inca3D par une grille permettant de discrétiser la surface où peuvent être définies les différentes pistes conductrices. L'ajout de sommets de raccordement est ensuite effectué si nécessaire. C'est alors à ce moment là que le processus d'optimisation commence concrètement.

La première étape consiste à générer aléatoirement un certain nombre de solutions parentes (*nbParents*) pour former la toute première génération (ou famille) de solutions de routage. Elles sont alors testées les unes après les autres afin de retenir uniquement un nombre limité de solutions (*nbRetenues*), lesquelles correspondent aux meilleures d'un point de vue CEM. A partir de ces dernières sont créées autant de solutions filles que souhaité "*nbFilles*"; une nouvelle génération de solutions est alors formée. Ces solutions filles sont à leur tour analysées dans le but de retenir de nouveau les "*nbRetenues*" meilleures. L'algorithme procède alors ainsi de suite jusqu'à : soit satisfaire une valeur de fonction objectif donnée, soit jusqu'à avoir terminé de tester autant de générations de solutions de routage que désiré (*nbGen*). Toutes les "*GenInject*" générations, nous imposons également au processus d'optimisation de créer et donc d'analyser "*nbNew*" nouvelles solutions parentes ; lesquelles sont de nouveau générées de façon aléatoire. Cela nous permet alors d'explorer un espace de solutions plus vaste, évitant ainsi de se faire piéger par un minimum local. Effectuer cette opération de manière trop récurrente peut cependant ralentir la convergence de l'algorithme étant donné que beaucoup de solutions aléatoires seront traitées. Tout est donc histoire de compromis entre les temps de calcul et l'optimalité de la solution vers laquelle le processus converge. Les différentes variables précédentes (*nbParents*, *nbRetenues*, *nbFilles*, *nbGen*, *GenInject* et enfin *nbNew*) sont toutes définies dans \mathcal{N}^+ . Elles correspondent aux divers paramètres à renseigner pour que l'algorithme génétique puisse correctement évoluer. Les principales phases de fonctionnement du procédé d'optimisation peuvent alors se représenter à l'aide du diagramme de la figure IV.23.

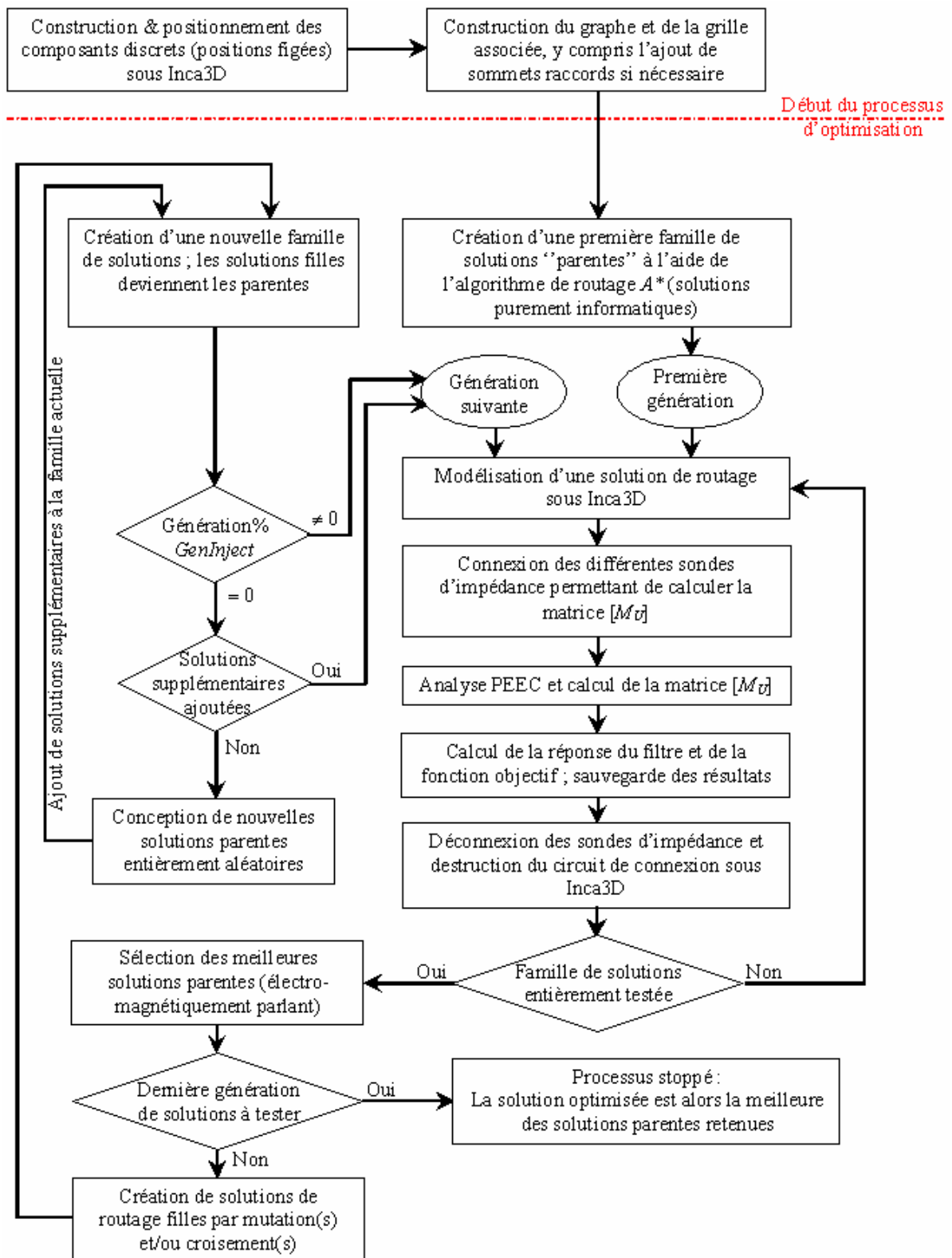


Figure IV.23 : Principe de fonctionnement général du procédé d'optimisation du routage

Ces différents termes doivent soigneusement être choisis afin d'éviter que la recherche d'une solution optimisée ne dure trop longtemps. Il n'est en effet pas envisageable industriellement parlant, d'attendre des semaines voir des mois pour obtenir un résultat.

Le nombre total de solutions testées peut être calculé par la relation suivante (Eq.65) :

$$(Eq.65) \quad nbSolutionsTestées = (nbFilles.(nbGen - 1)) + nbParents + \left(nbNew. \frac{nbGen}{GenInject} \right)$$

Différentes procédures de test ont alors été effectuées dans le but de connaître le temps total nécessaire au traitement d'une seule solution de routage, pour ensuite déterminer la durée complète du processus d'optimisation. C'est en conséquence de cela qu'il est possible de définir judicieusement les précédents paramètres. La topologie de filtre considérée est la même que celle présentée figure IV.18. Le circuit de connexion a été défini sur un PCB double couche de façon à augmenter "la liberté de mouvement" de l'algorithme génétique. C'est-à-dire que ce dernier aura naturellement plus de facilité à définir une solution de routage que s'il devait travailler uniquement sur une seule couche.

Ces différents tests ont alors pu montrer que la manipulation d'un modèle Inca3D de filtre s'avère relativement lente comparée à l'analyse physique du dispositif. La raison à cela est un nombre d'éléments conducteurs pris en compte (et donc maillés) assez important ; et ce malgré le fait que les modèles PEEC des composants discrets aient été simplifiés au mieux. A titre d'exemple, le traitement complet d'une solution de routage dure en moyenne 1min et demie. Moins de 6% de cette durée sont liés à l'analyse PEEC du modèle (à 1kHz) ainsi qu'au calcul de la fonction de transfert du filtre. Le reste du temps est uniquement dédié à la manipulation du modèle Inca3D ; comme par exemple à la construction du circuit de connexion, sa suppression, ou encore la connexion de sondes d'impédance diverses. Ce problème est par conséquent inhérent à l'outil de modélisation Inca3D, impliquant par conséquent qu'il ne sera pas possible d'analyser trop de solutions de routage.

IV.8. Validation du processus d'optimisation

IV.8.1. Optimisations effectuées sur un seul mode de perturbation (MD)

Différentes études ont ensuite été réalisées afin de vérifier le bon fonctionnement du processus d'optimisation. Nous avons alors cherché à optimiser un filtre CEM uniquement vis-à-vis de sa capacité à filtrer les perturbations de mode différentiel. L'objectif est alors la minimisation de la fonction de transfert de MD dans une plage de fréquence donnée ; laquelle a été définie entre 200kHz et 5MHz. Les phénomènes parasites sont en effet trop faibles en dessous de la centaine de kHz pour être exploités. Au-delà de 5MHz, le modèle analytique utilisé n'est plus valable car il ne prend pas en compte les effets électrostatiques parasites.

Le modèle analytique de filtre CEM a en effet été couplé avec la modélisation Inca3D de manière à accélérer l'analyse physique du système ; et la matrice $[M_U]$ a été calculée à 1kHz. Les caractéristiques du modèle CEM de convertisseur Boost (Fig II.3 & II.4) utilisé par le modèle analytique, sont présentées dans le tableau II.2.

La fonction objectif se calcul à l'aide de l'équation suivante (Eq.66) :

$$(Eq.66) \quad Fobj(dB) = \frac{1}{nbEchantillons} \sqrt{\sum_{i=1}^{nbEchantillons} |FT_IMD_i|^2}$$

Où "nbEchantillons" correspond au nombre de points d'échantillonnage compris dans la plage fréquentielle considérée ; et "FT_IMD" représente le calcul de la fonction de transfert de MD ((Eq.59), sous chapitre II.3.1.2). Il a également été choisi de rechercher aussi bien la solution de routage permettant d'améliorer au mieux les performances du filtre, que celle correspondant au pire circuit de connexion possible d'un point de vue CEM. Le paramétrage de l'algorithme génétique a été effectué de la façon suivante :

$nbParents = 50$	$nbRetenues = 5$	$nbFilles = 50$
$GenInject = 10$	$nbNew = 50$	$nbGen = 50$

Tableau IV.1 : Paramétrage de l'optimiseur

La durée moyenne de traitement d'une solution de routage est d'environ 1min et demie. Le temps total d'une optimisation est donc estimé à presque 3 jours (Fig IV.24). Un tel paramétrage implique cependant que seulement 2750 solutions ont été testées, ce qui est relativement peu étant donné qu'un algorithme génétique est utilisé. Pour être certain d'atteindre l'optimum global, il aurait été plus sûr d'analyser plusieurs dizaines de milliers voir quelques centaines de milliers de solutions différentes.

La figure IV.25 présente l'évolution du processus en représentant la valeur de la fonction objectif "Fobj" de la meilleure solution de routage pour chaque génération ; et ceci aussi bien pour une phase d'optimisation classique que pour la recherche d'une solution de routage volontairement dégradée. Nous pouvons alors voir que l'algorithme converge relativement rapidement vers des solutions de routage données, solutions qu'il va ensuite affiner. Dans ce cas, il semblerait que le nombre d'itérations soit suffisant. Certes, rien ne prouve que s'il avait pu tester d'autres solutions, il n'aurait pas pu trouver d'améliorations bien meilleures. Cependant, les degrés de liberté pour obtenir des routages très différents ne sont pas immenses, et il est peu probable que des solutions radicalement différentes n'aient pas été

testées. Ceci a été confirmé à la suite d'autres phases d'optimisation où davantage de générations ont été testées. Par exemple, près de 12000 solutions ont été générées puis analysées en un peu plus de deux semaines. Il s'est avéré au final que le routage optimisé avait un comportement quasi identique à celui obtenu auparavant avec seulement 2750 solutions de testées (Fig IV.25).

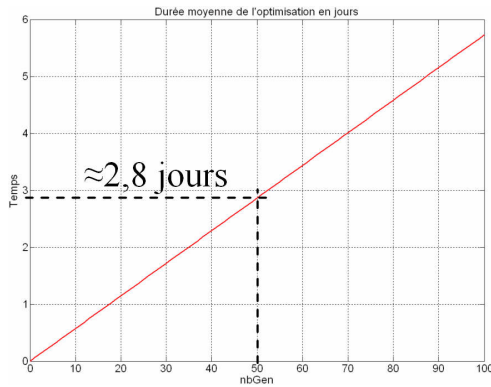


Figure IV.24: Durée moyenne de l'optimisation (paramétrage du tableau IV.1)

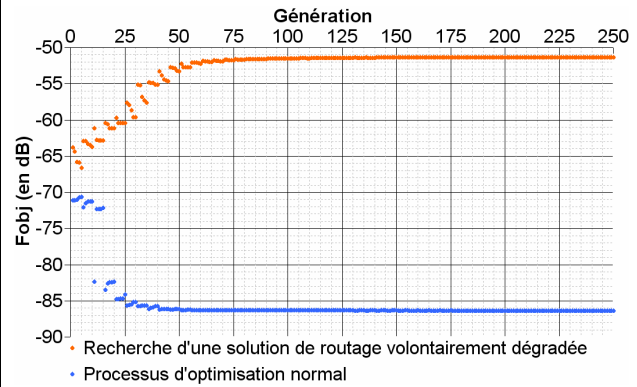


Figure IV.25 : Evolution de la fonction objectif au fur à mesure des générations testées

Les solutions de routage que nous avons obtenues sont présentées ci-dessous figures IV.26 et IV.27. Les pistes orange sont situées sur la première couche du PCB, alors que les pistes vertes sont quant à elles définies sur la seconde couche.

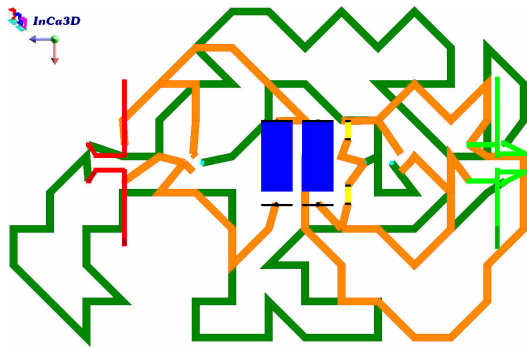


Figure IV.26 : Solution optimisée de routage

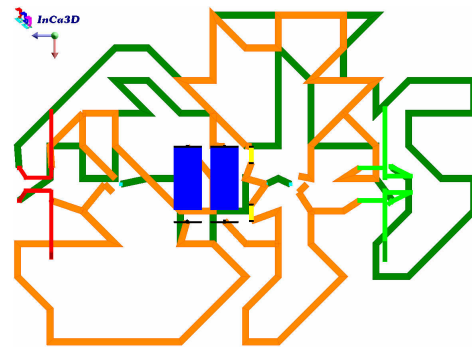


Figure IV.27 : Solution dégradée de routage

La géométrie des pistes conductrices est à première vue assez atypique, et il n'est pas du tout naturel pour un être humain d'effectuer ce genre de circuit de connexion.

La fonction de transfert de mode différentiel de chacune des solutions obtenues a été calculée ensuite à l'aide du modèle analytique de filtre CEM. Les résultats sont présentés sur la figure IV.29, puis comparés aux optimums théoriques trouvés (chapitre II, Fig II.17 & II.19), ainsi qu'au comportement du filtre (en MD) à topologie classique des figures III.43 et IV.28.

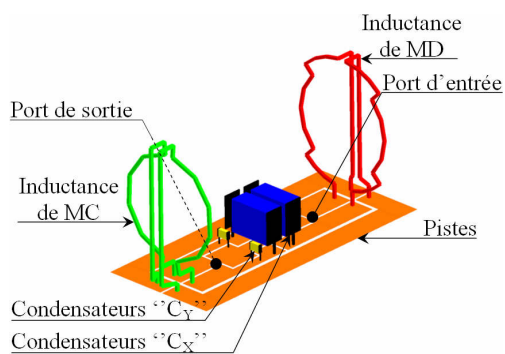


Figure IV.28 : Topologie du filtre classique utilisé à titre de comparaison

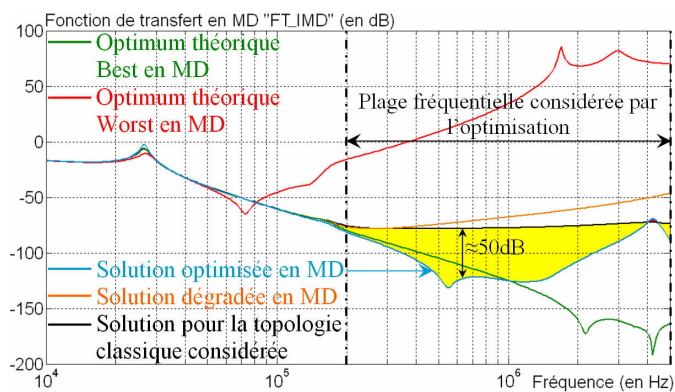


Figure IV.29: Fonctions de transfert de MD des solutions de routage obtenues

Concernant la solution optimisée de routage, nous pouvons clairement constater que le filtre est relativement bien amélioré en comparaison avec celui de la figure IV.28. Le processus d'optimisation a donc réussi à perfectionner la géométrie du circuit de connexion de manière à obtenir des réductions de gain pouvant atteindre jusqu'à -50dB entre $\approx 550\text{kHz}$ et $\approx 1,4\text{MHz}$. Une très légère dégradation ($\approx +3\text{dB}$) est cependant constatée à $\approx 4,2\text{MHz}$; mais le filtre est globalement bien amélioré. Nous pouvons ensuite noter que la solution PEEC optimisée est légèrement meilleure que l'optimum théorique Best entre 200kHz et 1MHz au lieu d'être normalement à l'intérieur de l'espace des solutions théoriquement possibles. Cela peut s'expliquer par le fait que l'optimiseur permettant l'obtention de cet optimum mathématique, a convergé vers un comportement fortement amélioré principalement en haute fréquence, mais n'a pu obtenir une meilleure réponse en dessous de 1MHz . Il lui était préférable vis-à-vis de la fonction de transfert de MD, et donc de la fonction objectif, de procéder ainsi. Alors que l'optimisation PEEC n'a pu quant à elle, mieux améliorer la partie haute fréquence sans doute pour des raisons de restrictions géométriques ; et s'est donc concentrée sur les composantes basses fréquences.

En ce qui concerne désormais la solution dégradée de routage, le processus PEEC d'optimisation a eu dans ce cas tendance à détériorer la réponse du filtre en haute fréquence sans trop apporter de modifications notables pour des fréquences inférieures à 400kHz environ. Cette solution est cependant fortement éloignée de l'optimum théorique Worst qui a première vue est soit géométriquement inatteignable (bien que physiquement réaliste), soit impossible à atteindre en réalisant d'aussi courtes phases d'optimisation.

Les fonctions de transfert de mode commun des solutions optimisées en MD ont ensuite été tracées de manière à voir si les améliorations observées sur le MD sont également visibles sur l'autre mode (donc MC).

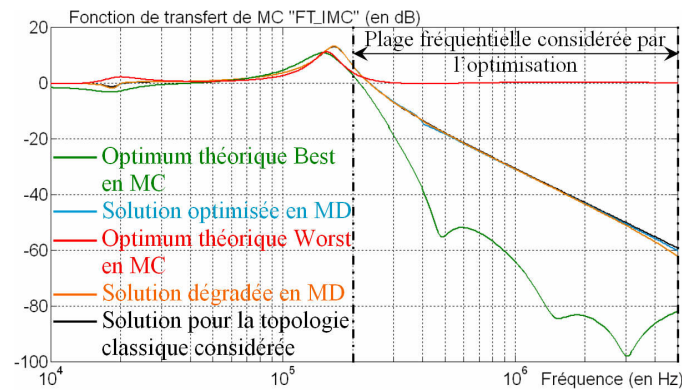


Figure IV.30 : Fonctions de transfert de MC des solutions "optimisées" en MD

La figure IV.30 montre que les deux solutions optimisées en MD ont des comportements en MC relativement proches de celui du filtre à topologie classique (Fig IV.28). Cependant, différentes études ont pu montrer qu'il ne s'agissait là que d'un cas particulier. Il est en effet impossible de prédire si le fait d'optimiser un des deux modes de perturbation CEM va entraîner des améliorations aussi sur l'autre mode, ou pas.

IV.8.2.Optimisation simultanée des deux modes

D'autres optimisations ont ensuite été entreprises dans le but d'améliorer les performances d'un filtre vis-à-vis des deux modes de perturbation (MD & MC), et ce de façon simultanée. Car industriellement parlant, l'objectif est d'optimiser le filtre vis-à-vis des critères exprimés par la norme DO160 (I.2.3), c'est-à-dire sur les courants de ligne et non les modes Différentiel et Commun. Pour ce faire, nous avons utilisé l'expression (Eq.68) dans le but de minimiser les courants " I_{e1} " et " I_{e2} " traversant les deux résistances du RSIL (II.1.1 & Fig II.6). Le résultat " $I_{_Network}$ " est exprimé en dB μ A. La fonction objectif peut s'écrire sous la forme suivante (Eq.67) :

$$(Eq.67) \quad F_{obj}(dB\mu A) = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^{nbEchantillons} |I_{_Network}_i|^2}}{nbEchantillons}$$

Avec :

$$(Eq.68) \quad I_{_Network}_i = 20 \cdot \log \left(\frac{|I_{e1}_i| + |I_{e2}_i|}{1\mu A} \right)$$

Comme effectué précédemment (IV.8.1), nous avons cherché à obtenir un filtre optimisé, ainsi qu'un autre volontairement détérioré. Ce dernier nous a permis d'observer les dégradations qu'il est possible d'avoir si aucun soin n'est apporté à la définition du circuit de connexion. Le paramétrage de l'algorithme génétique a été conservé, et est donc identique à celui décrit dans le tableau IV.1.

Les résultats découlant des calculs de " $I_Network$ " (Eq.68) pour chaque solution de routage, et sur une bande fréquentielle allant de 100kHz à 5MHz, sont présentés figure IV.31. Les géométries des circuits de connexion optimisés ne sont pas affichées, car elles sont aussi atypiques que celles présentées figures IV.26 et IV.27. Dans un premier temps, il est clairement montré que mal définir le routage d'un filtre CEM peut gravement nuire au bon fonctionnement du dispositif. Les dégradations observées se concentrent principalement au-delà du MHz, et atteignent environ +10dB à 2,5MHz et jusqu'à presque +30dB à 5MHz (en comparaison avec le filtre à topologie standard).

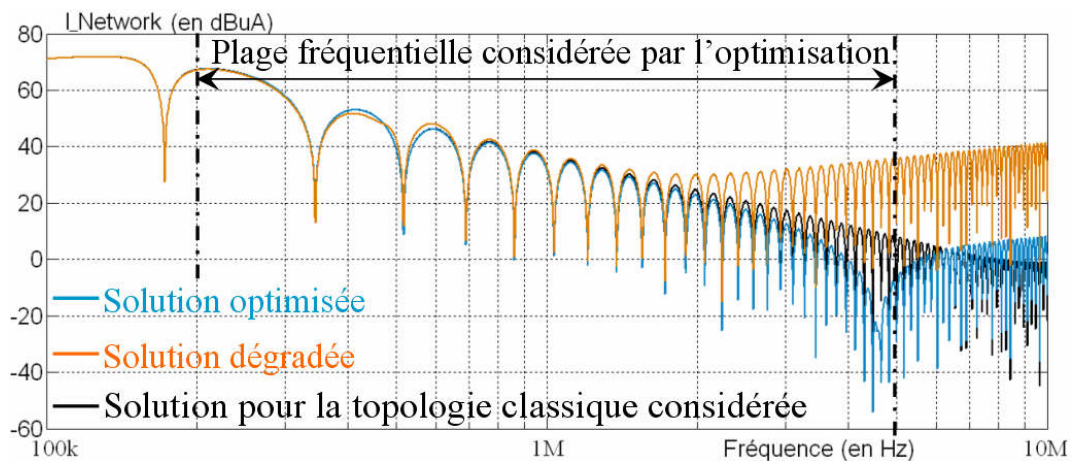


Figure IV.31 : Calcul des courants côté réseau à l'aide du modèle analytique de filtre CEM

Puis concernant la solution de routage optimisée, nous pouvons remarquer que le processus d'optimisation s'est dans ce cas, focalisé sur le perfectionnement du filtre pour des fréquences supérieures au MHz. L'amélioration apportée au dispositif atteint jusqu'à -35dB μ A à \approx 4,5MHz. Cependant, il s'avère que l'algorithme génétique a cherché à ajuster le circuit de connexion de manière à "faire glisser" une fréquence de résonance à l'intérieur de la bande de fréquence considérée par l'optimiseur.

Nous avons ensuite procédé à des analyses séparées des deux modes de perturbation dans le but de comprendre l'évolution du processus d'optimisation.

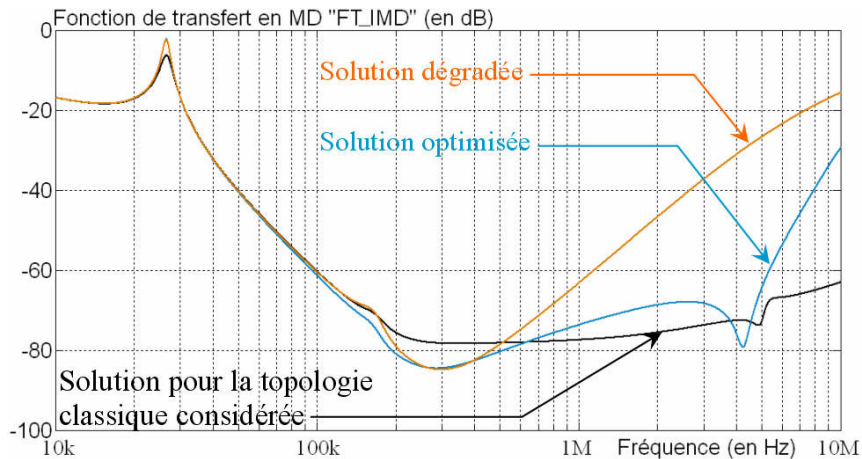


Figure IV.32 : Fonctions de transfert de MD

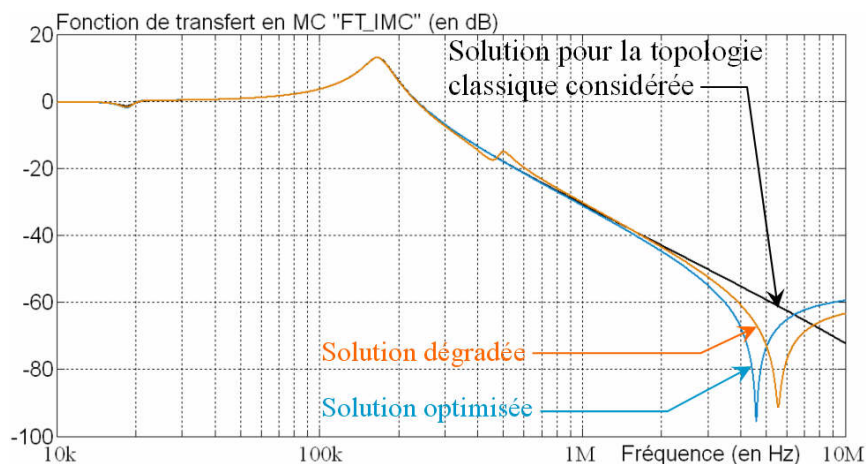


Figure IV.33 : Fonctions de transfert de MC

Les figures IV.32 et IV.33 présentent les fonctions de transfert de MD et de MC. Il peut alors être noté que pour optimiser le routage d'un filtre CEM, le processus a plutôt eu tendance à améliorer le comportement en MC du filtre en dégradant un minimum l'autre mode, c'est-à-dire le MD. La résonance que l'optimiseur a cherché à "faire glisser" dans la plage fréquentielle où l'optimisation a été réalisée, peut en effet être visualisée sur la réponse de MC (Fig IV.33). Puis concernant la solution de routage volontairement dégradée, l'algorithme a procédé de la manière inverse, c'est-à-dire qu'il a cherché à détériorer fortement le MD sans trop apporter de dégradation sur le MC.

Le fait de chercher à optimiser les deux modes de façon simultanée interdit implicitement à l'algorithme d'exploiter un mode au détriment de l'autre, mais interdit également l'utilisation des couplages de modes. Car le fait de favoriser un mode implique nécessairement d'aller à l'encontre de la fonction objectif qui est la minimisation des courants traversant les deux résistances 50Ω représentant le comportement haute fréquence d'un RSIL. En effet,

l'exploitation du MC pour améliorer les performances du filtre en MD nécessiterait l'amplification volontaire des courants " I_{e1} " et " I_{e2} " (rappelons que le courant de MC s'exprime par la relation $I_{mc} = I_{e1} + I_{e2}$) ; ce qui est bien évidemment contraire à la fonction objectif.

C'est par conséquent la principale raison expliquant pourquoi nous ne constatons pas d'améliorations aussi grandes que lorsque seul un des deux modes est optimisé (Fig IV.29).

IV.9.Conclusions

Les différents points abordés dans ce chapitre IV ont permis d'expliquer le fonctionnement général du processus d'optimisation développé au cours de cette thèse. L'emploi de la théorie des graphes nous a tout d'abord permis de complètement dissocier les aspects routage & optimisation. Une telle séparation a été nécessaire car le fait de considérer des aspects électromagnétiques au sein d'un algorithme de routage mène à un problème bouclé où la définition d'un point de départ est impossible. Le fait de se baser sur la théorie des graphes pour définir le problème d'étude, nous a poussé à choisir l'algorithme A^* afin d'effectuer le tracé du circuit de connexion. La raison de ce choix est la rapidité de cette méthode à établir une solution de routage, comparée aux autres algorithmes existants tels que celui de *Dijkstra*. L'optimisation du routage est ensuite nécessairement effectuée à l'aide d'un algorithme stochastique car l'emploi de méthodes déterministes n'est pas envisageable. Nous avons alors choisi d'utiliser l'algorithme génétique. Ce dernier a pour objectif d'optimiser le circuit de connexion en agissant directement sur les différentes pistes conductrices au lieu de travailler sur le graphe.

L'utilisation d'un graphe au sein même d'une modélisation Inca3D nécessite de pouvoir l'associer aux modèles PEEC des composants discrets. Pour ce faire, le graphe a été représenté par une grille discrétisant la surface de tracé des pistes conductrices. Cependant, joindre les modèles Inca3D de composants à la grille nécessite l'insertion de nœuds de raccordement ; ce qui signifie le rajout de nouveaux sommets (raccords) au graphe.

Ensuite, il a pu être montré qu'il était possible d'exploiter le modèle analytique développé dans le chapitre II afin d'accélérer fortement l'analyse "physique" d'un modèle Inca3D de filtre. Dans ce cas, une seule matrice impédance est exploitée, laquelle est obtenue à partir d'une résolution PEEC effectuée à fréquence fixe, et de préférence basse fréquence en raison d'un maillage réduit.

Différentes phases de validation ont ensuite été réalisées dans le but de vérifier le fonctionnement du processus d'optimisation développé. Le paramétrage de l'algorithme génétique a été fait de telle sorte que l'obtention d'une solution de routage optimisée ne soit pas trop longue. Les résultats ont alors clairement démontrés le bon fonctionnement du procédé d'optimisation. Il a alors pu être constaté que les améliorations attendues pouvaient être assez importantes, surtout dans les cas où seul un des deux modes de perturbation CEM est optimisé. Dans le cas où ils doivent simultanément être traités, alors il s'est avéré que l'algorithme d'optimisation avait plus de mal à converger vers une solution de routage améliorée. Cela peut s'expliquer par le fait que chercher à optimiser les deux modes simultanément interdit implicitement d'exploiter un mode au détriment de l'autre, mais interdit également l'utilisation des couplages de modes potentiellement bénéfiques.

Cependant, la gestion d'un modèle PEEC de filtre s'avère relativement lente sous Inca3D dès le moment où le nombre d'éléments conducteurs devient trop important. Ce phénomène pénalise grandement le processus d'optimisation puisque plus de 94% du temps nécessaire à l'analyse d'une solution de routage est dédié à la manipulation du modèle Inca3D de filtre.

- Chapitre V -

*Vérifications
expérimentales*

Sommaire du chapitre V

V.1. Optimisation en Mode Différentiel pur	167
V.1.1. Conditions de mesure à l'aide d'un analyseur de réseau	168
V.1.2. Résultats expérimentaux	169
V.2. Excitation simultanée des deux modes de perturbations EM	172
V.3. Influence des câbles d'entrée/sortie du filtre	175
V.4. Influence d'une enveloppe métallique	178
V.5. Conclusions	180

Maintenant que différents résultats de simulations ont été obtenus, il est nécessaire de vérifier la véracité de ces derniers par des mesures expérimentales. Etant donné que deux séries d'optimisation ont été effectuées, nous avons du procéder en deux temps. Tout d'abord, nous avons vérifié les résultats découlant du processus d'optimisation lorsqu'un seul mode de perturbation est optimisé, puis lorsque les deux modes sont simultanément pris en compte.

V.1.Optimisation en Mode Différentiel pur

A titre de rappel, l'optimisation d'un filtre CEM est effectuée en considérant le dispositif dans des conditions réalistes d'utilisation. Ce qui signifie qu'en sortie du filtre est connecté un convertisseur d'électronique de puissance, et plus précisément un hacheur Boost. Puis en entrée est installé un modèle simplifié haute fréquence de RSIL, c'est-à-dire deux résistances de 50Ω (Fig II.6). Le fait de procéder à l'optimisation d'un filtre au sein d'un tel environnement permet de prendre en compte simultanément l'influence des deux modes de perturbations, y compris les couplages de modes.

Néanmoins, vérifier le comportement d'un filtre dans un mode donné ne nécessite pas forcément de reproduire expérimentalement le montage considéré en simulation (RSIL+filtre CEM+convertisseur). Il est tout aussi bien possible, et d'ailleurs communément choisi, d'utiliser un appareil de mesure dans le but d'analyser directement et simplement la fonction de transfert du dispositif. Cependant, cela implique que seul le mode en question sera étudié ; l'autre mode ainsi que les couplages de modes ne seront en effet pas excités.

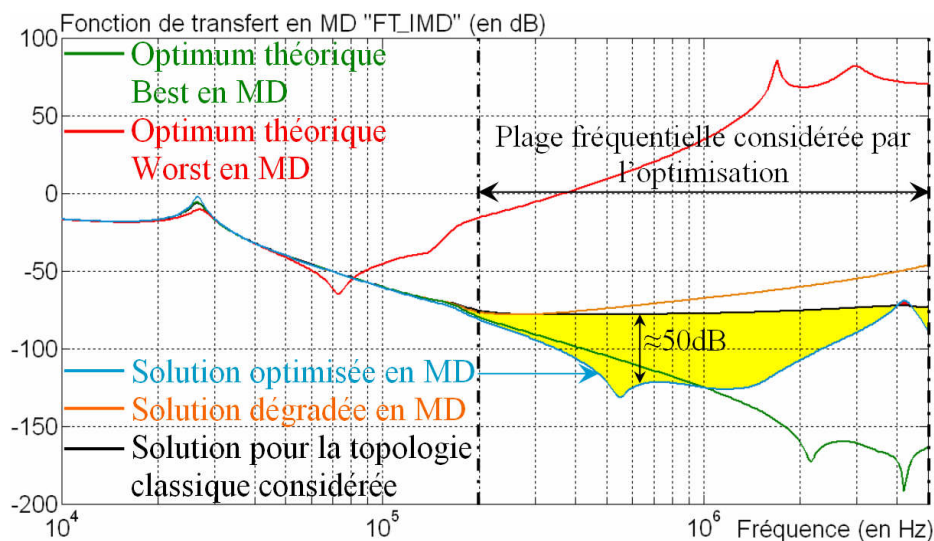


Figure V.1 : Fonctions de transfert de MD (solutions "optimisées" en mode différentiel pur)

Nous avons alors décidé de vérifier les résultats des optimisations réalisées en MD (Fig V.1 & IV.8.1), à l'aide d'un analyseur de réseau de référence Rohde Schwarz ZVRE [85]. Le principe de fonctionnement de ce type d'appareil est détaillé dans le chapitre I.7.2.2.

V.1.1. Conditions de mesure à l'aide d'un analyseur de réseau

L'utilisation d'un analyseur de réseau nécessite cependant de porter une attention particulière aux conditions de mesures, et plus précisément aux masses communes entre les ports d'entrée et sortie. Dans le cas d'une analyse en MC, cela ne pose pas de problème particulier étant donné que les masses des deux ports sont, pour ce type d'étude, naturellement reliées à la terre (donc communes, Fig V.2).

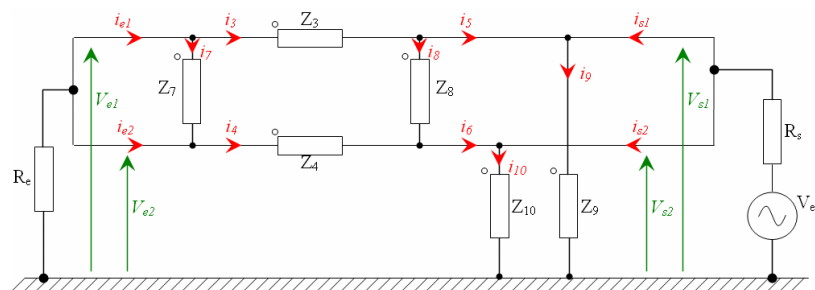


Figure V.2 : Conditions de mesure en MC

Mais mesurer la réponse de MD d'un filtre CEM peut s'avérer plus complexe, car l'interconnexion des masses de chaque port (entrée/sortie) court-circuite littéralement l'impédance Z_4 du schéma équivalent de filtre CEM (Fig II.5 & V.3). La solution a donc été l'utilisation de systèmes appelés baluns [106], dont le rôle est de dissymétriser le montage en séparant les masses des deux ports. Un balun n'est autre qu'un transformateur dont le secondaire est composé d'un point milieu, lequel est justement relié à la masse. La bande passante du dispositif à employer doit être choisie en fonction des mesures souhaitées ; qui dans notre cas doivent être effectuées entre 10kHz et 10MHz. Le schéma électrique équivalent représentant les conditions de mesure en MD, est alors celui de la figure V.4.

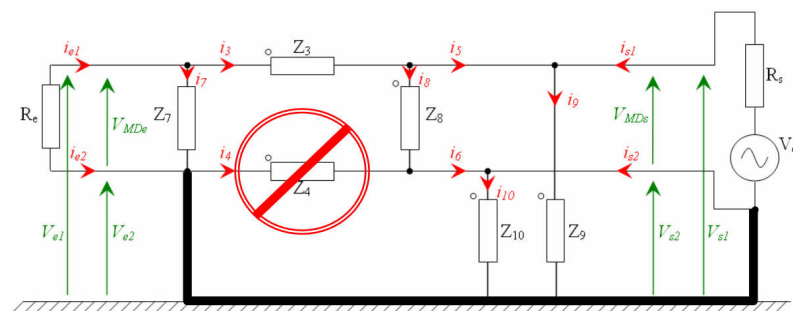


Figure V.3 : Problème d'une mesure directe de la fonction de transfert de MD

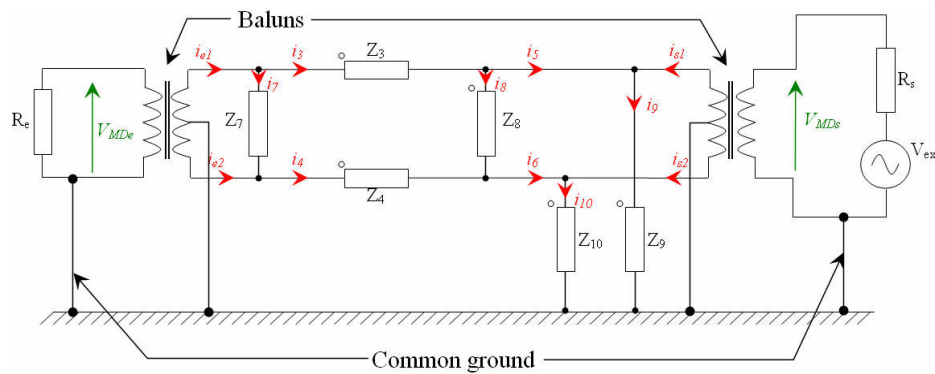


Figure V.4 : Conditions de mesure en MD

La documentation technique du balun choisi est disponible en annexe (Annexe VII).

V.1.2. Résultats expérimentaux

Le routage du filtre optimisé mais également de celui volontairement dégradé (Fig IV.26 & IV.27), a alors été réellement construit. De plus, la topologie classique de filtre CEM présentée figures III.41 et IV.28 a aussi été fabriquée dans le but de pouvoir comparer les résultats d'optimisation à une solution standard d'un point de vue réalisation, c'est-à-dire avec des pistes droites et larges.

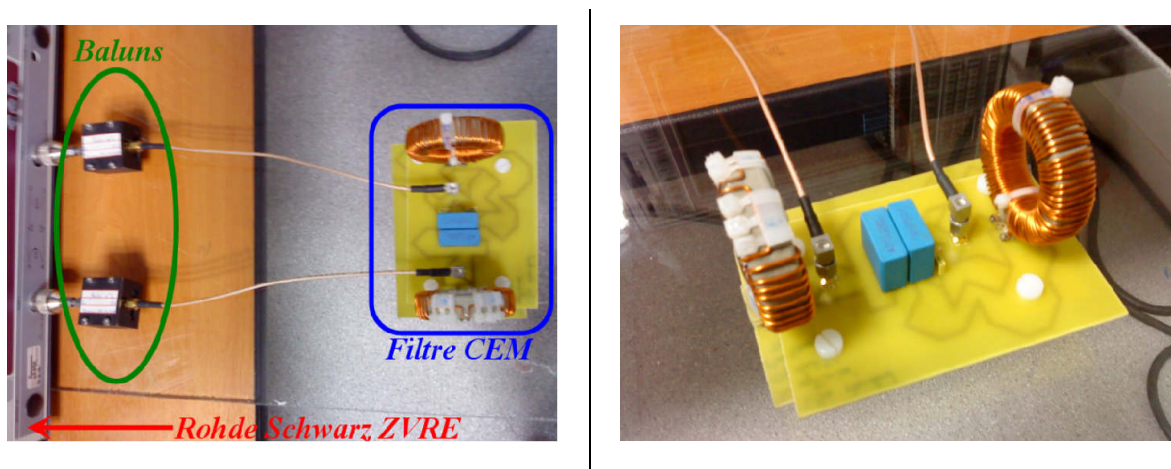


Figure V.5 : Mesure expérimentale effectuée sur un analyseur de réseau (Rohde Schwarz ZVRE)

Il est évident que la vérification pratique des optimums théoriques de la figure V.1 est impossible ; car il s'agit là de solutions purement mathématiques. Il est probable qu'elles soient géométriquement impossibles à obtenir.

Les résultats expérimentaux sont alors présentés figure V.6 (illustrations figure V.5) :

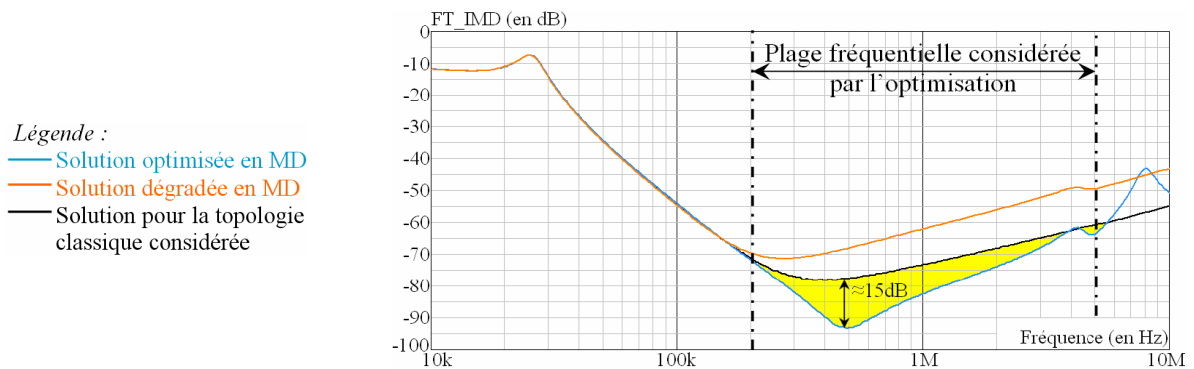


Figure V.6 : Mesures des fonctions de transfert de MD pour les routages optimisés

Bien que les tendances soient correctes, nous pouvons constater que les gains obtenus ($\approx 15\text{dB}$ max) sont bien plus faibles que prévu ($\approx 50\text{dB}$ max, Fig IV.29). Cela s'explique par le fait que l'optimisation du filtre a été réalisée dans un environnement où tous les modes de perturbations sont sollicités. Alors que les mesures expérimentales ont été effectuées quant à elles selon une configuration où seul le mode différentiel est excité. Par conséquent, les différences constatées peuvent potentiellement venir du fait que le mode non optimisé (i.e. le MC) ainsi que les couplages de modes ont un impact non négligeable sur le comportement du filtre en MD. Nous irons même plus loin en disant qu'ils peuvent être exploités, c'est-à-dire être amplifiés si cela permet d'avoir des atténuations accentuées en MD.

Pour vérifier cette affirmation, nous avons placé les modèles Inca3D des filtres optimisés, dans les mêmes conditions d'analyse que les mesures expérimentales effectuées. L'objectif est alors de vérifier que les écarts observés entre les résultats de simulations (Fig V.1) et ceux obtenus en pratique (Fig V.6), ne sont pas dus à la modélisation proprement dite du filtre CEM (simplification des modèles de composants, non prise en compte du matériau magnétique, ...) ; mais sont bien liés aux conditions d'analyse.

Dans ce cas, nous avons dû directement employer le solveur Inca3D pour effectuer les calculs de fonction de transfert ; car le modèle analytique utilisé par le processus d'optimisation (chapitre II) a été développé pour des conditions réelles d'utilisation (i.e. RSIL+filtre CEM+convertisseur). Dès lors, nous avons choisi d'incorporer pour chaque modèle de filtre, des capacités parasites parfaites (au nombre de trois) représentant le comportement capacitif des inductances de MD et de MC (III.2.1).

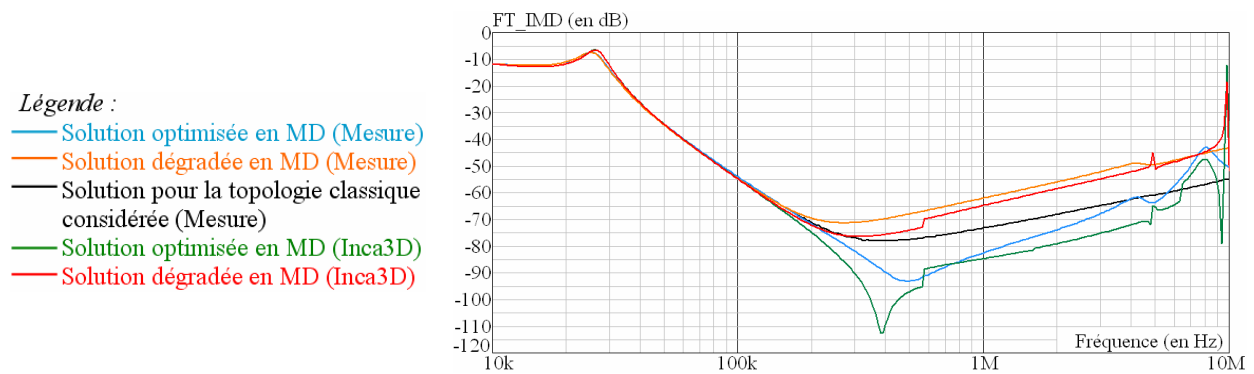


Figure V.7 : Fonctions de transfert de MD pour les routages optimisés (mesures & analyses Inca3D)

La figure V.7 montre que les résultats obtenus en simulations Inca3D sont bien similaires aux mesures expérimentales, malgré quelques différences liées à la finesse de la modélisation. Dit autrement, les tendances sont bien retrouvées. Par conséquent, nous avons pu montrer que le fait de placer le modèle Inca3D de filtre CEM dans les mêmes conditions d'étude que les relevés expérimentaux, permettait bien d'obtenir des résultats de simulations relativement semblables à ceux mesurés (en pratique). Les différences constatées entre les résultats expérimentaux de la figure V.7 et ceux obtenus en simulations Inca3D lorsque le filtre est excité simultanément par les deux modes (modèle analytique utilisé, Fig V.1), sont donc bien liées aux conditions d'analyse.

Les écarts observés sur la figure V.7 entre les fonctions de transfert mesurées expérimentalement et celles calculées sous Inca3D, sont par contre directement liées à la finesse de la modélisation du filtre. Elles sont plus précisément dues aux diverses simplifications effectuées sur les modèles des composants discrets, aussi bien les condensateurs que les inductances toriques. Nous avons également voulu vérifier cela en employant le modèle Inca3D de condensateur du chapitre III.3.3 (permettant d'avoir un comportement EM mieux retranscrit) à la place du modèle simplifié (III.3.2) utilisé par le processus d'optimisation. L'intégralité des bobinages de chaque inductance discrète (MD & MC) a aussi été modélisée dans le but de considérer l'influence de tous les éléments conducteurs de ce type de composants. Les fonctions de transfert de MD des différentes solutions de routage ont ensuite été re-calculées (sous Inca3D, Fig V.8).

Les résultats obtenus nous permettent clairement de voir que les écarts entre les mesures expérimentales et les calculs PEEC de la figure V.7, sont bien liés à la manière de modéliser le filtre. Le graphique de la figure V.8 montre qu'il est tout à fait possible de retranscrire quasi-parfaitement le comportement d'un système, et ce même s'il comporte des matériaux

magnétiques. Les différentes hypothèses de modélisation avancées dans les sous chapitres III.3 et III.4 sont donc bien fondées.

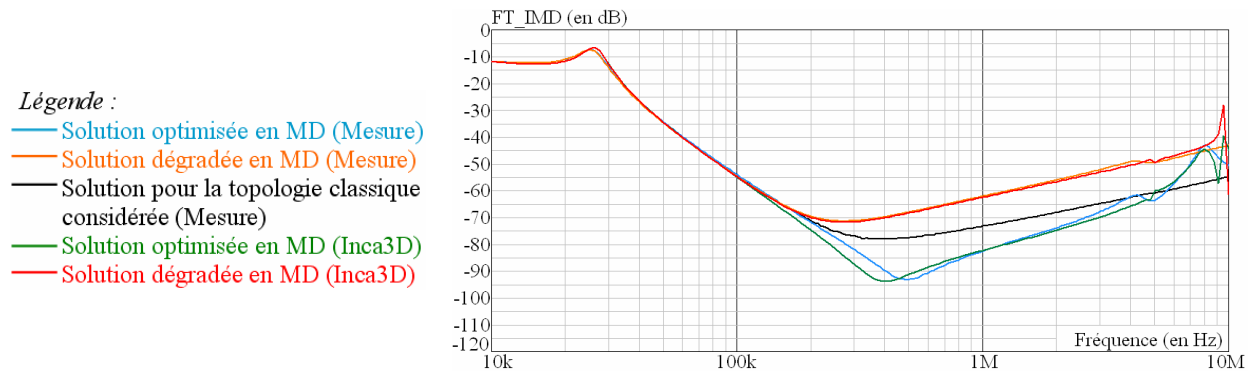


Figure V.8 : Fonctions de transfert de MD calculées avec les modèles Inca3D lourds en maillage

De plus, le fait d’incorporer des capacités parasites aux modèles Inca3D des inductances de MD et de MC, nous permet de retrouver les résonances haute fréquence constatées en mesures, du moins jusqu’à la dizaine de MHz. Mais cela implique nécessairement l’utilisation exclusive du solveur Inca3D. A titre de rappel, aucune capacité parasite n’est prise en compte par le modèle analytique utilisé en optimisation (chapitre II).

Par contre, il doit être précisé que l’emploi des modèles Inca3D lourdement maillés entraîne des temps de calcul assez importants. A titre d’exemple, 32 heures sont nécessaires pour calculer la fonction de transfert d’un montage de filtre lorsque seul le solveur Inca3D est utilisé, en ayant un échantillonnage fréquentiel de 201 points de calcul.

V.2.Excitation simultanée des deux modes de perturbations EM

Une fois avoir démontré la validité des solutions de routage obtenues après optimisation d’un seul mode de perturbation ; nous avons voulu vérifier les performances des solutions de filtre résultant d’optimisations simultanées des deux modes (IV.8.2). Nous avons donc effectué des études expérimentales en plaçant les différentes solutions de filtre dans des conditions réelles d’utilisation. C'est-à-dire en connectant un hacheur Boost en sortie du filtre, puis un RSIL en entrée (Fig II.6 & Fig V.9).

Le convertisseur utilisé en pratique peut être représenté d’un point de vue CEM par le schéma électrique équivalent de la figure II.3. Ces caractéristiques sont similaires à celles décrites dans le tableau II.2 (mais aussi Fig II.4). Les résultats expérimentaux de la figure V.12 présentent les mesures de la grandeur “ $I_{Network}$ ” (Eq 68) pour chaque solution de routage. Il peut alors être constaté qu’ils suivent relativement bien ceux obtenus en

simulations Inca3D (Fig V.11), lesquels avaient alors été calculés à l'aide du modèle analytique de filtre. Cependant, la fréquence "particulière" où des améliorations doivent être apportées au dispositif, est en simulation proche de 4,5MHz ; alors qu'en pratique, elle est plutôt située autour de 2,5MHz.

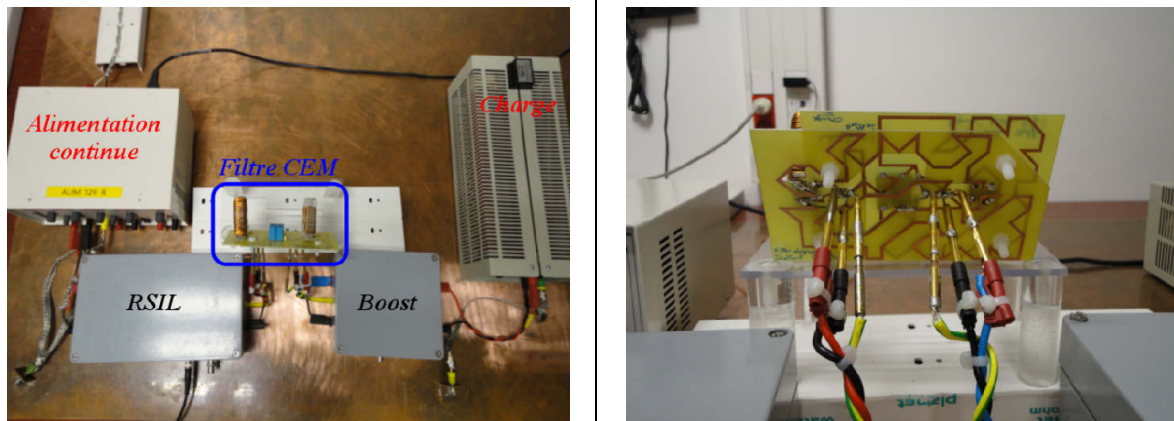


Figure V.9 : Mesure expérimentale effectuée dans des conditions réelles d'utilisation d'un filtre CEM

Nous avons alors voulu voir si les différents écarts observés entre les résultats expérimentaux et ceux découlant des modèles Inca3D étaient dus à la finesse de modélisation du filtre. Pour ce faire, nous avons employé les modèles Inca3D lourds en termes de maillage (aussi bien pour les condensateurs que les inductances discrètes) avec la solution optimisée de routage. Les résultats présentés figure V.10 montrent alors que les simplifications apportées aux modèles PEEC des composants discrets n'ont pas d'influence forte sur l'estimation des courants traversant les résistances 50Ω du RSIL.

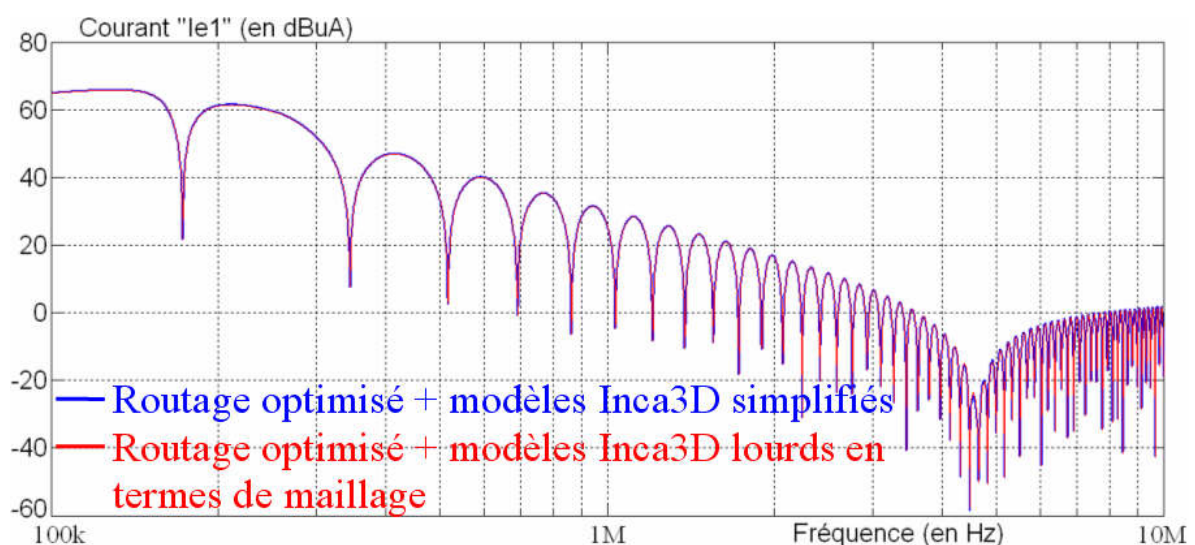


Figure V.10 : Différences liées à l'emploi des modèles Inca3D simplifiés

Autrement dit, les principales causes des écarts constatés entre les résultats obtenus en simulations Inca3D et ceux mesurés en pratique, sont les différentes approximations considérées lors de la modélisation du montage d'étude dans son ensemble ; c'est-à-dire :

- La définition du modèle CEM de convertisseur Boost ; y compris la forme d'onde (simplifiée) utilisée pour définir la source de tension équivalente $V_s(f)$.
- La simplification haute fréquence d'un RSIL par deux résistances 50Ω uniquement (composants discrets et routage du RSIL supposés parfaits).
- Le fait de ne pas prendre en compte l'influence des différents câbles de connexion ; ni même celle liée aux multiples connectiques.

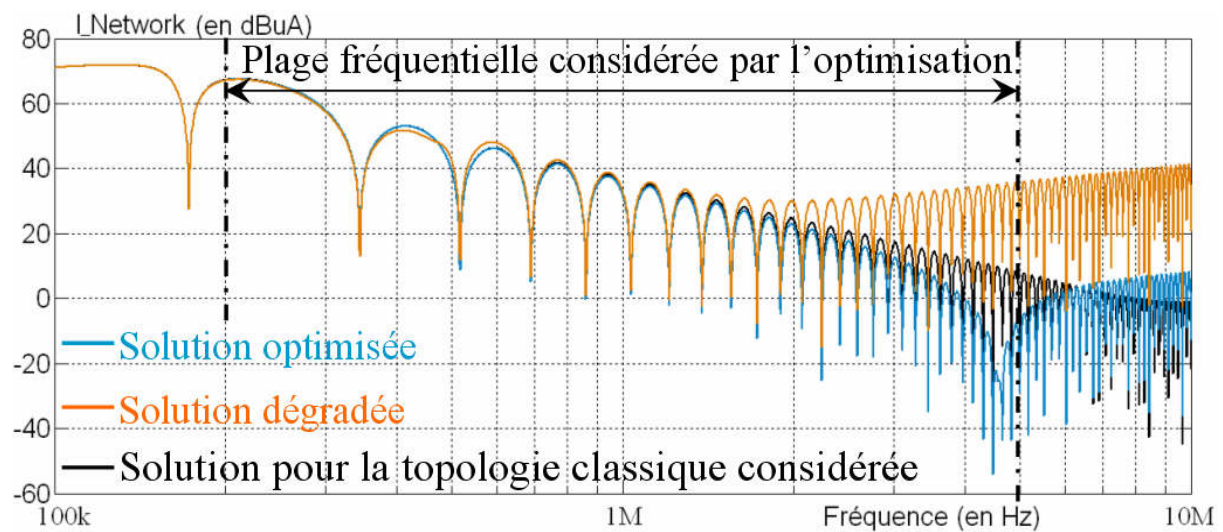


Figure V.11 : Rappel des résultats de simulations (calculés avec le modèle analytique de filtre)

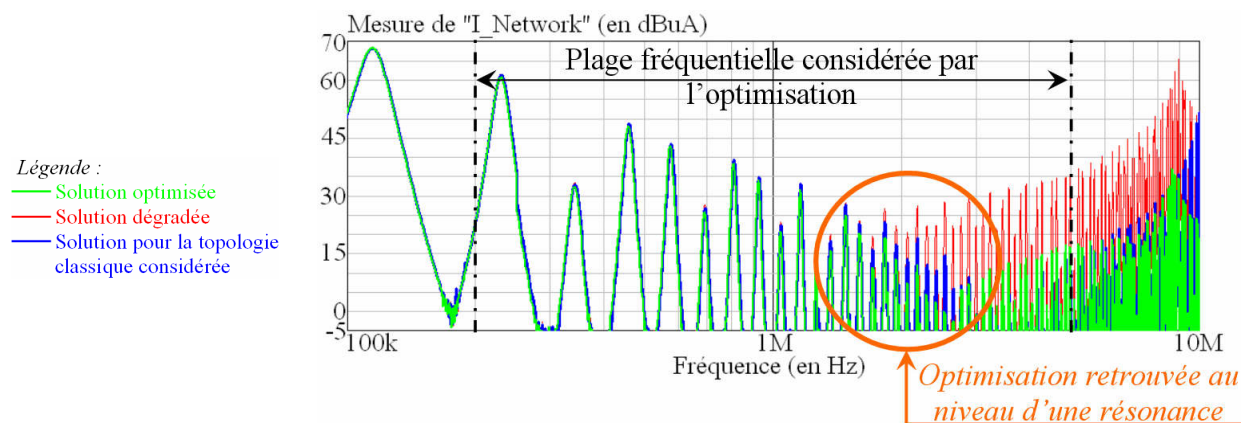


Figure V.12 : Calculs de "I_Network" effectués sur la base des courants I_{e1} (Fig V.13) et I_{e2} (Fig V.14) mesurés ; calculs réalisés à l'aide de l'équation (Eq 68)

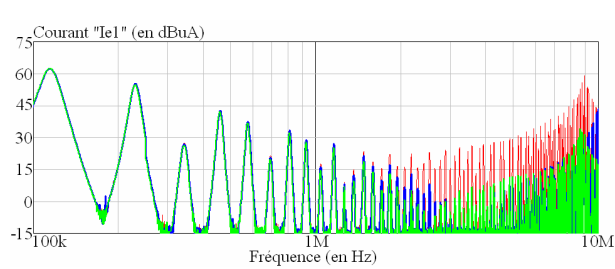


Figure V.13 : Mesures du courant traversant la résistance $Re1$ du RSIL

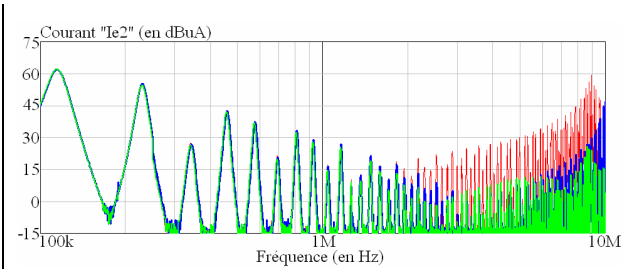


Figure V.14 : Mesures du courant traversant la résistance $Re2$ du RSIL

De plus, nous pouvons noter que le filtre optimisé a un comportement dégradé, comparé à un dispositif classique (Fig IV.28), entre 3MHz et 5MHz. Ce phénomène se constate en simulation entre 6MHz et 10MHz environ (Fig V.11). Cependant, aucune garantie vis-à-vis des résultats Inca3D ne peut être avancée pour cette gamme de fréquence, étant donné que les aspects électrostatiques du problème ne sont pas considérés par le modèle analytique utilisé en optimisation. On notera juste que pour ce niveau de fréquence, les tendances sont ‘globalement’ retrouvées.

V.3. Influence des câbles d'entrée/sortie du filtre

Dans cette partie nous allons montrer l'influence des câbles d'entrée/sortie sur la qualité des courants traversant les résistances 50Ω du RSIL ; et par conséquent l'impact qu'ils peuvent avoir sur la validité des résultats d'optimisation. Car si la qualité du filtrage dépend de la géométrie de ces amenés de courant ; alors cela signifierait que leur prise en compte est essentielle lors d'une phase d'optimisation du routage. Pour ce faire, nous avons choisi de connecter le filtre CEM, le RSIL et le convertisseur Boost, à l'aide d'un circuit de connexion facilement modélisable (Fig V.15), et relativement impédant. Cela a pour effet de rajouter des éléments inductifs parasites au montage.

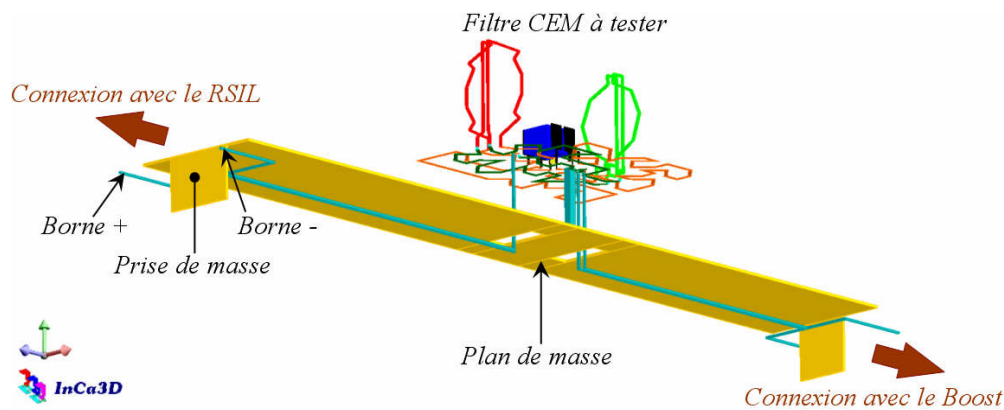


Figure V.15 : Utilisation d'un circuit de connexion à forte influence & facilement modélisable

Des essais ont été réalisés aussi bien expérimentalement parlant qu'en simulations Inca3D, sur les différentes solutions de filtre CEM. Les résultats expérimentaux présentés figure V.16 montrent clairement que l'influence de ce circuit de connexion est très importante, à telle point que le routage volontairement dégradé devient aussi bon que celui optimisé. Les courants "Ie1" mesurés pour les solutions optimisée et dégradée, sont en effet très proches au niveau de la zone fréquentielle où le filtre est sensé être amélioré. Le même constat peut être fait vis-à-vis des résultats de simulations Inca3D présentés figure V.17. Les tendances sont donc bien retrouvées ; enfin jusqu'à 5MHz environ. La validité des résultats de simulations n'est en effet pas garantie au-delà de cette fréquence en raison de la négligence des effets électrostatiques parasites.

Le circuit de connexion présenté figure V.15 a été retenu pour des raisons de facilité de modélisation. Cependant, ce type de géométrie ne correspond pas à une "réalité industrielle", car il est vrai qu'un filtre CEM n'est jamais connecté de cette manière.

Légende : — Solution optimisée, — Solution dégradée, — Solution à topologie classique

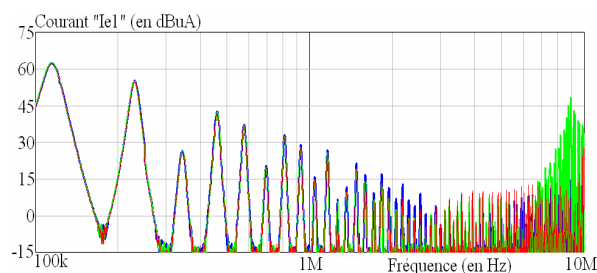


Figure V.16 : Mesures du courant traversant la résistance Re1 du RSIL

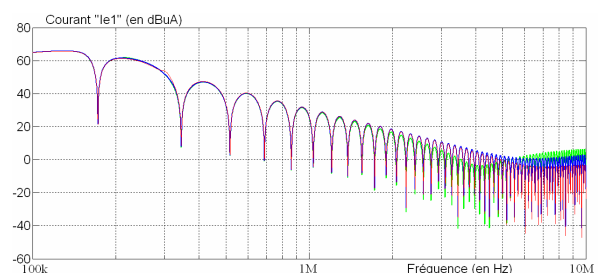


Figure V.17 : Calculs Inca3D du courant traversant la résistance Re1 du RSIL

Nous avons ensuite décidé de modéliser (sous Inca3D) différentes solutions possibles de chemins de câbles permettant de relier le filtre au RSIL et au hacheur Boost (Fig V.18.A & B). Seule la solution optimisée de routage a été utilisée pour effectuer ces essais. Il s'est alors avéré que la manière de positionner les conducteurs d'entrée/sortie avait une forte influence sur la qualité de filtrage.

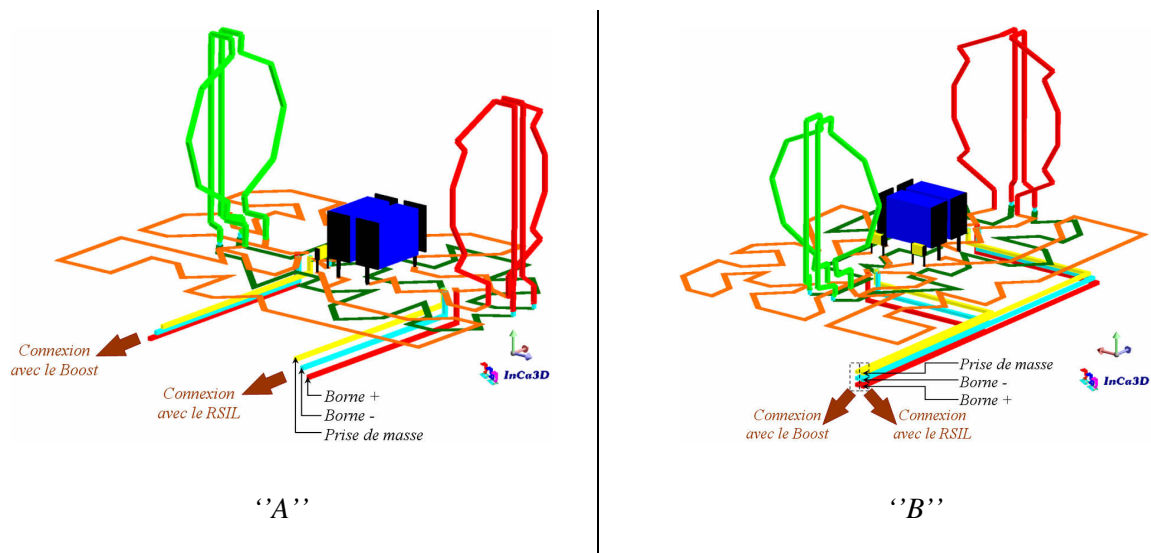


Figure V.18 : Chemins de câbles possibles

Les résultats de simulations obtenus (Fig V.19) montrent que le type de câblage proposé figure V.18.A, a très peu d'impact sur les performances du filtre CEM. Nous nous sommes alors appuyés sur cette topologie pour effectuer les différentes mesures expérimentales étant donné qu'elle nous permet d'analyser correctement le comportement du filtre proprement dit. C'est alors grâce à cela que nous avons pu comparer les résultats pratiques avec ceux découlant des simulations Inca3D.

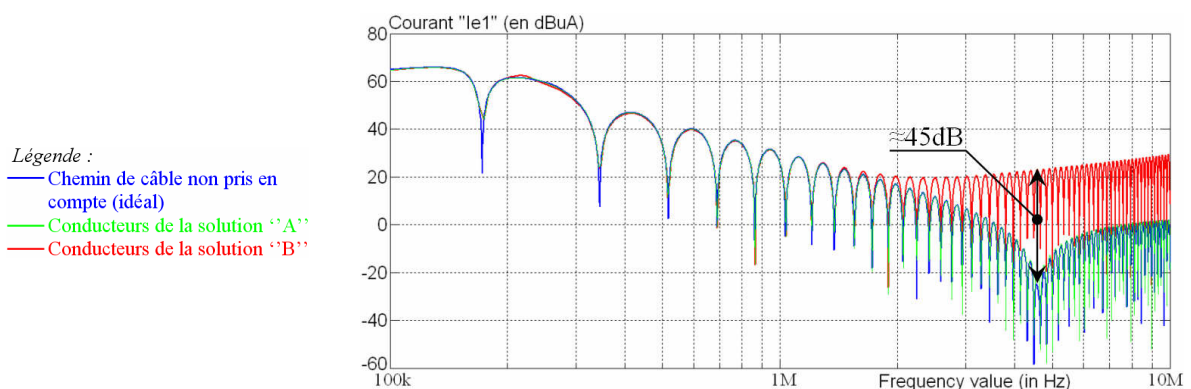


Figure V.19 : Impact des chemins de câbles sur les performances d'un filtre CEM

Ensuite, nous avons pu nous rendre compte que la seconde solution de chemins de câbles présenté figure V.18.B, avait quant à elle plutôt tendance à dégrader la qualité du filtrage. Ce qui montre bien que la structure des conducteurs connectés en entrée et en sortie du filtre, peut avoir un impact non négligeable sur les performances du dispositif. Ils doivent par conséquent être impérativement pris en compte par le processus d'optimisation, si on souhaite que la validité de la solution de routage obtenue soit garantie.

V.4. Influence d'une enveloppe métallique

Après avoir mis en évidence l'influence des câbles d'entrée/sortie sur les résultats d'optimisations ; nous nous sommes penchés sur l'impact d'une enveloppe métallique, ou plus simplement d'un plan de masse accolé au routage, sur les performances d'un filtre CEM. Car cela aurait plutôt comme conséquence de limiter naturellement les phénomènes électromagnétiques parasites que nous cherchons justement à exploiter. Il s'agit d'un "blindage magnétique".

Pour analyser cela, nous avons placé une plaque de cuivre (d'épaisseur $35\mu\text{m}$) à environ 1,5mm en dessous des filtres optimisé puis dégradé (Fig V.20 & V.21), afin de voir l'impact que cela a sur leur comportement respectif. Les analyses ont été réalisées aussi bien en pratique qu'en simulations Inca3D. Les résultats obtenus (présentés figures V.23 et V.24) montrent qu'un plan métallique accolé au routage peut aussi modifier la qualité du filtrage. Les différences constatées varient cependant selon la géométrie des pistes. Car il se peut en effet qu'un routage tende naturellement à annuler, ou du moins à fortement atténuer, les mutuelles inductions parasites. C'est par exemple le cas pour le filtre à topologie classique (Fig IV.28), car comme le montre la figure V.22 (simulations Inca3D), la présence ou pas d'une plaque métallique ne modifie pas les performances du dispositif (jusqu'à 5MHz).

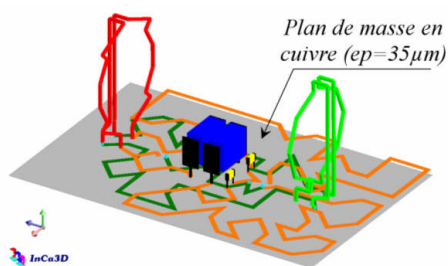


Figure V.20 : Routage optimisé+plan de masse

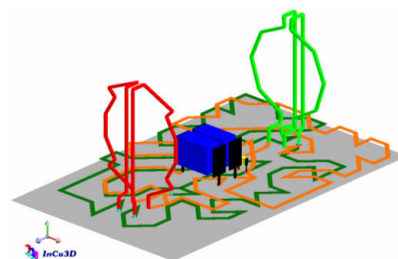


Figure V.21 : Routage dégradé+plan de masse

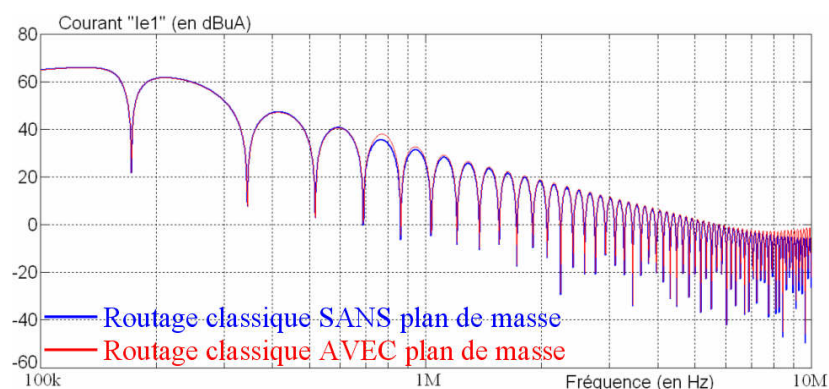


Figure V.22 : Influence d'un plan de masse pour un filtre à topologie classique (Fig IV.28)

Néanmoins, des différences sont relativement visibles pour la solution de filtre volontairement dégradée (Fig V.23). Il peut en effet être noté que la plaque de cuivre a amélioré les performances du dispositif d'environ 7,5dB entre 2MHz et 9MHz. Cela peut aussi bien s'observer sur les mesures expérimentales que sur les résultats de simulations, lesquels restent cependant valables jusqu'à 5MHz (aucune garantie au delà).

Légende :

- Routage classique (Fig IV.28) sans plan de masse
- Solution optimisée (ou dégradée) de routage SANS plan de masse
- Solution optimisée (ou dégradée) de routage AVEC plan de masse

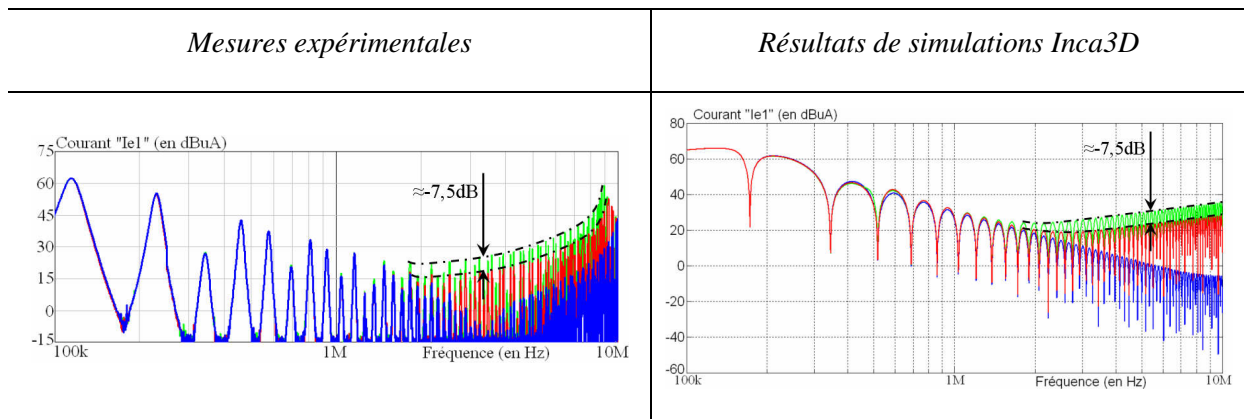


Figure V.23: Solution dégradée de routage, avec et sans plan de masse

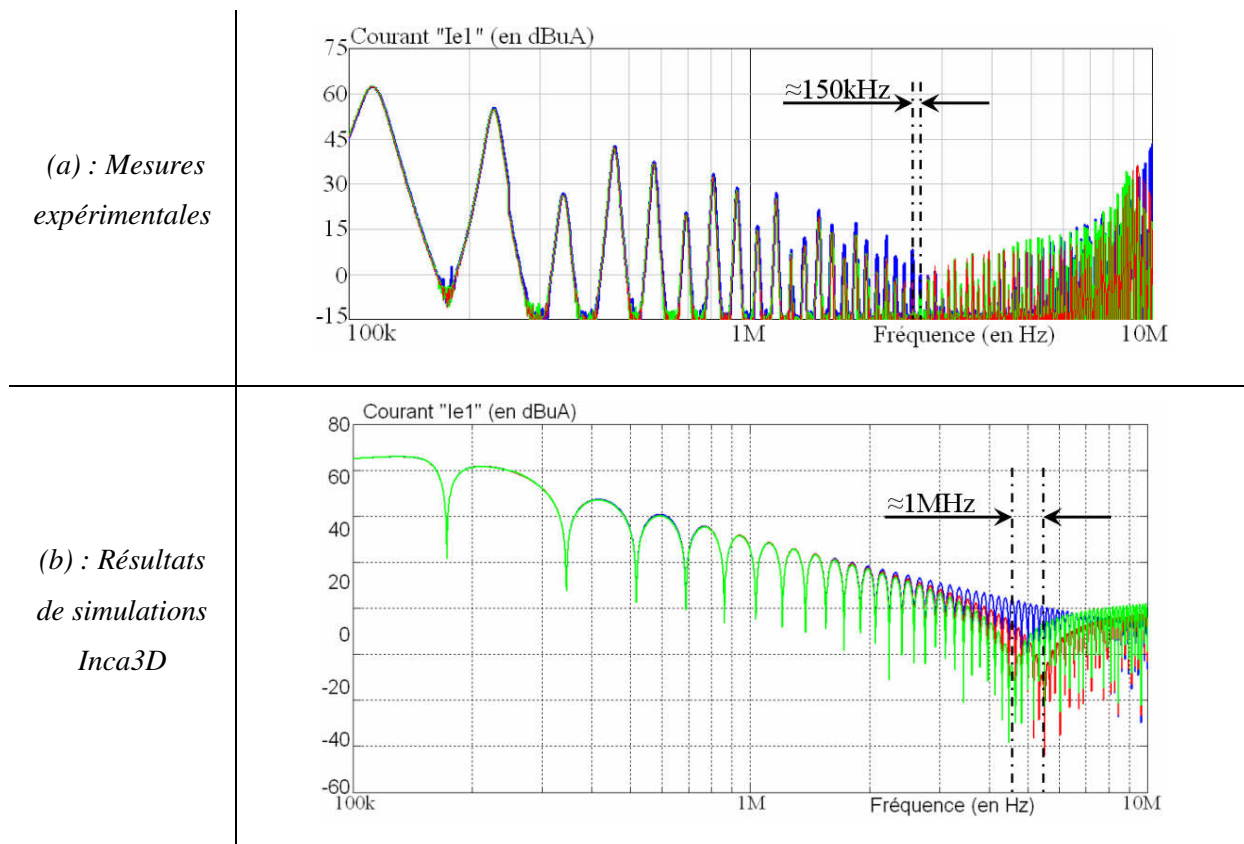


Figure V.24: Solution optimisée de routage, avec et sans plan de masse (légende Fig V.23)

En ce qui concerne la solution optimisée de filtre, nous pouvons voir (Fig V.24) à l'aide des simulations Inca3D que la présence du plan de cuivre décale légèrement ($\approx 1\text{MHz}$) la fréquence autour de laquelle le filtre a été optimisé. Le "glissement fréquentiel" observé en pratique est plutôt de l'ordre de la centaine de kHz. Cependant, il ne faut pas oublier que différentes simplifications ont été considérées en simulation dans le but d'accélérer l'analyse du système. Mais de manière générale, nous retrouvons bien sous Inca3D, les évolutions observées en pratique.

Les différents résultats obtenus nous permettent alors de constater que l'optimisation du routage a plutôt consisté à ajuster les différentes inductances parasites des pistes. Car l'atténuation des mutuelles inductions parasites à l'aide d'une plaque de cuivre, ne permet pas de retrouver la solution de filtre à topologie classique (i.e. celle dont les couplages magnétiques parasites sont naturellement limités).

En conséquence de ces différents résultats, nous pouvons affirmer qu'il est inutile d'optimiser le routage d'un filtre incluant un plan de masse car cela reviendrait à vouloir exploiter des phénomènes naturellement atténués. L'algorithme d'optimisation pourrait alors uniquement jouer sur les valeurs des inductances parasites liées aux pistes conductrices.

V.5.Conclusions

Les différentes études présentées dans ce chapitre V ont dans un premier temps pu exposer très nettement la validité d'une modélisation Inca3D de filtre CEM. Nous avons en effet pu remarquer que les résultats de simulations et ceux découlant de mesures expérimentales étaient bien similaires.

Dans un premier temps, il a pu être démontré que représenter les composants discrets d'un filtre CEM à l'aide de modèles PEEC simplifiés, ne permettait pas de retranscrire parfaitement les performances du dispositif. Certains écarts ont en effet pu être observés entre les résultats de simulations et ceux obtenus en pratique (Fig V.7). Cependant, nous avons pu constater que l'emploi des modèles Inca3D lourds en termes de maillage (aussi bien les condensateurs que les inductances discrètes) menait à une retranscription quasi-parfaite des phénomènes électromagnétiques parasites. La fonction de transfert du filtre calculé en simulation (quel que soit le mode de perturbations) était dans ce cas quasi-identique à celle mesurée expérimentalement (Fig V.8).

Il a aussi pu être observé que l'optimisation d'un filtre CEM doit impérativement être réalisée en considérant le dispositif dans des conditions réelles d'utilisation. Car l'algorithme d'optimisation peut en effet exploiter un mode de perturbation voir les couplages de modes pour améliorer les performances du filtre. Il est donc essentiel d'exciter le système à l'aide d'une source capable de générer des perturbations EM conduites aussi bien en MD qu'en MC. La modélisation d'un RSIL mais aussi du convertisseur d'électronique de puissance connecté en sortie du filtre, est donc nécessaire.

Les études effectuées sur l'optimisation des deux modes de perturbations ont pu montrer que les résultats expérimentaux et ceux découlant des simulations Inca3D étaient relativement similaires. Les tendances étaient bien conservées. Les écarts constatés sont donc principalement liés à la finesse de la modélisation du RSIL, du modèle CEM de hacheur Boost, mais également des câbles d'entrée/sortie.

Représenter le comportement haute fréquence d'un RSIL uniquement par deux résistances 50Ω , revient à considérer tous les éléments conducteurs (i.e. pistes et composants discrets) constituant le RSIL comme parfaits. Or nous avons pu nous rendre compte tout au long de cette thèse que les imperfections des composants discrets peuvent fortement influencer le comportement d'un système. De plus, la modélisation du hacheur Boost a nécessité un certain nombre d'approximations. La forme d'onde de la tension aux bornes de l'interrupteur commandé du convertisseur, a par exemple été simplifiée par un trapèze. Mais la réalité est tout autre car de fortes oscillations sont observables au niveau des fronts de commutations.

Les conducteurs permettant de connecter le filtre CEM aux dispositifs d'entrée/sortie n'ont pas non plus été pris en compte lors des différentes optimisations réalisées. Or, nous avons également pu montrer que la géométrie des divers chemins de câbles peut avoir une influence assez forte sur la qualité du filtrage. En conclusion, il est essentiel de considérer ces éléments lors d'une phase d'optimisation afin de prendre en compte leurs effets électromagnétiques sur les performances du filtre CEM. Ils doivent donc impérativement être modélisés (sous Inca3D) en complément du filtre proprement dit.

Un autre point à soulever est l'impact que peut avoir un plan de masse (ou une enveloppe métallique) sur la qualité d'un routage optimisé. En effet, nous avons pu voir que placer une plaque conductrice directement sous le routage revenait à atténuer les phénomènes que nous tentons justement d'exploiter. Mais nous avons également pu constater que l'optimisation d'un routage passait essentiellement par l'ajustement des inductances parasites des pistes.

- Conclusions
Générales
&
perspectives -

La multiplication des systèmes d'électronique de puissance dans nos sociétés accentue les problèmes de compatibilité électromagnétique, qu'il s'agisse de la pollution d'un réseau électrique (terrestre ou à bord d'un aéronef) ou bien en termes de champs parasites rayonnés. Cette thèse s'est principalement focalisée sur les perturbations conduites, et plus précisément sur le dispositif de filtrage utilisé. Les performances d'un filtre CEM peuvent fortement se dégrader en haute fréquence en raison des effets EM parasites intrinsèques au dispositif, mais également à cause des imperfections de chaque composant discret utilisé.

Les travaux réalisés au cours de cette thèse sont alors inspirés de précédentes méthodes mises en œuvre pour améliorer les performances HF d'un filtre CEM. Cependant, il ne s'agit que de procédés empiriques étant donné qu'il est assez compliqué de contrôler voir même d'identifier l'intégralité des phénomènes électromagnétiques parasites apparaissant au sein du dispositif. Notre objectif a alors été d'exploiter un modèle numérique de filtre CEM de manière à pouvoir les calculer, et voir s'ils peuvent potentiellement être utilisés à bon escient.

Nous avons fait le choix de nous cantonner aux effets magnétiques uniquement, dans la mesure où ces phénomènes apparaissent dès les fréquences relativement basses. Pour cela, nous avons utilisé un logiciel de modélisation appelé Inca3D, basé sur la méthode PEEC (Partial Equivalent Element Circuit). Habituellement, cet outil est utilisé dans le but d'analyser le comportement électromagnétique d'un système par rapport au circuit de connexion défini. Par conséquent, seules des pistes ou câbles conducteurs sont généralement modélisé(e)s. Mais dans notre cas, il nous a fallu définir également des modèles PEEC pour chaque composant discret constituant un filtre CEM. Etant donné que le modèle Inca3D de filtre construit a pour vocation d'être au final utilisé au sein d'un processus d'optimisation, nous avons dû faire attention à ne pas avoir des modèles trop lourds en termes de maillage, et cela quitte à avoir un rayonnement électromagnétique dégradé (III.3.2).

Le rayonnement EM d'un composant discret dépend directement de sa structure conductrice. Dès lors, la définition d'un modèle PEEC peut s'avérer être une tâche assez ardue, car reproduire en modélisation l'exacte géométrie "interne" du composant n'est peut être pas envisageable car beaucoup trop complexe. De plus, la construction d'un modèle de composant peut être assez délicate en raison aussi de différents problèmes de modélisation inhérents au logiciel Inca3D. Il n'est par exemple pas possible, en l'état actuel du logiciel, de

prendre en compte un matériau magnétique. Nous avons alors dus établir certaines astuces de construction de manière à contourner ces difficultés.

Nous avons pu montrer (en complément de précédents travaux [32] [37] [89] [90]) que le rayonnement d'une inductance torique dépend essentiellement de la manière dont les bobinages sont réalisés, et répartis sur le circuit magnétique. Il a alors été démontré que sous certaines conditions, le matériau magnétique n'avait presque pas d'influence sur le flux de fuite, et donc sur les phénomènes de couplages magnétiques parasites. Ceci nous a donc permis de ne pas les représenter dans la modélisation Inca3D d'un filtre CEM. Et même si la prise en compte d'un matériau magnétique avait été possible, cela n'aurait pas été conseillée car trop contraignant dans le cas d'un processus d'optimisation (maillage du dispositif nécessairement alourdi).

De plus, nous avons également développé un modèle analytique magnétique complet d'un filtre CEM. Ce qui signifie que l'ensemble des phénomènes magnétiques parasites est pris en compte. Dans un premier temps, ce code nous a été très utile pour montrer qu'il peu parfois s'avérer préférable de favoriser certains éléments parasites (magnétiques) au lieu de tenter systématiquement de les réduire comme c'est habituellement le cas dans l'industrie. De plus, nous avons pu exploiter cette modélisation purement mathématique de filtre au sein d'un logiciel d'optimisation "classique" (Cades [71] [72] [73]) de manière à définir un espace de solutions physiquement possibles. Ce dernier est alors borné par ce que l'on nomme des optimums théoriques. Toute solution comprise dans cet espace (y compris les optimums) est physiquement possible ; mais pas nécessairement réalisable en raison de contraintes géométriques multiples.

Mais l'intérêt majeur du modèle analytique développé est la rapidité d'analyse d'une solution de filtre. Car couplé à une modélisation Inca3D de filtre CEM, nous avons pu voir qu'il était possible d'effectuer une seule analyse du montage (à une fréquence donnée) pour calculer l'intégralité de la fonction de transfert du dispositif. Ce qui, dans le cas d'un processus d'optimisation, représente des gains de temps considérables.

Concernant l'optimisation proprement dite d'un filtre CEM, nous avons opté pour l'optimisation du routage et non la position des composants. Il a donc ensuite été nécessaire de dissocier les aspects optimisation et routage, étant donné qu'il n'est pas possible de connaître le rayonnement EM des pistes avant même qu'elles n'aient été créées. Pour ce faire, nous avons choisi d'utiliser la théorie des graphes. Le graphe a alors été défini de manière à

former une grille de discrétisation, permettant ainsi un lien relativement aisé avec la géométrie du routage. Le tracé d'une ou plusieurs pistes conductrices est alors réalisé à l'aide de l'algorithme A*, reposant sur la recherche d'un chemin à poids minimal. L'optimisation du routage est quant à elle effectuée à l'aide d'un algorithme génétique, lequel manipule directement les pistes conductrices et non le graphe. Les critères d'évolutions ont par conséquent dû être adaptés. Le couplage entre la modélisation Inca3D de filtre et le graphe a également nécessité l'insertion de sommets de raccordement, et par conséquent d'arcs.

Différentes procédures d'optimisation ont alors été entreprises. Nous avons dans un premier temps pu constater la validité des différentes hypothèses de construction des modèles Inca3D des composants discrets. En effet, les résultats expérimentaux étaient relativement similaires à ceux obtenus en simulations Inca3D. Ensuite, il s'est avéré que l'optimisation d'un mode de perturbation (Mode Différentiel "MD" ou Mode Commun "MC") était possible, les gains attendus étant potentiellement assez importants.

Cependant, l'optimisation simultanée des deux modes de perturbations EM s'avère moins avantageuse. En effet, l'algorithme ne peut plus exploiter un des modes (y compris les couplages de modes) pour améliorer l'autre. Nous avons pu observer cela en effectuant l'optimisation d'un filtre CEM uniquement en MD. Dès lors que le dispositif était excité par tous les modes de perturbations (MD et MC), alors le gain en MD avoisinait -50dB. Alors que lorsqu'il était excité uniquement en MD, le gain observé était plus proche de -15dB.

De plus, il s'est avéré que l'impact des câbles connectés en entrée et en sortie d'un filtre CEM n'était pas forcément négligeable sur le comportement électromagnétique du dispositif. Nous avons en effet pu voir qu'un filtre dont le routage a été optimisé, pouvait être fortement dégradé (+45dB, Fig V.19) si les chemins de câbles d'entrée/sortie étaient mal positionnés. La présence d'un plan de masse peut également avoir une influence importante sur les performances du filtre, étant donné que cela tend naturellement à atténuer voir à annuler les effets magnétiques parasites que l'on cherche justement à exploiter par optimisation du routage.

Par conséquent, les chemins de câbles connectés au filtre ainsi qu'un éventuel plan de masse (voir une enveloppe métallique) doivent impérativement être pris en compte sans quoi la qualité du routage obtenu n'est pas garantie.

Mais compte tenu des différents résultats obtenus aussi bien en simulations qu'en mesures expérimentales, nous avons clairement pu voir que la modélisation Inca3D d'un filtre CEM était bien valable malgré les différentes hypothèses de construction considérées.

Le processus d'optimisation réalisé au cours de cette thèse n'est cependant pas une œuvre achevée. Il reste encore beaucoup de chemin à parcourir avant que ces travaux puissent être exploités industriellement.

Les différents points présentés ci-dessous représentent autant de sujets d'étude à entreprendre :

- L'optimisation de la position de chaque composant discret. Outre la mise en œuvre informatique, il serait nécessaire de trouver un moyen de prendre en compte la présence d'un circuit magnétique. En effet celui-ci est susceptible d'impacter les couplages magnétiques entre autres composants.
- L'optimisation de la largeur des pistes, en faisant attention à ce qu'elles puissent supporter le courant max calculé, mais également à ce que les pertes par effet joule restent limitées.
- L'optimisation des chemins de câbles connectés en entrée et en sortie d'un filtre CEM.
- L'optimisation de la structure d'un plan de masse. Car il est tout à fait envisageable de définir un tel plan, lequel sera alors creusé intelligemment de manière à avoir le meilleur comportement électromagnétique possible.
- L'optimisation d'un ensemble convertisseur+filtre. En effet, il pourrait être avantageux de tirer partie de certains couplages magnétiques entre le convertisseur lui-même et des éléments du filtre.

- Références
Bibliographiques -

- [1] Michel Mardiguian, Alain Azoulay, "Mesures en compatibilité électromagnétique", Récupéré sur <http://www.techniques-ingenieur.fr/>, Juin 2009
- [2] Guy-Gérard Champiot, "Présentation générale de la compatibilité électromagnétique", Récupéré sur <http://www.techniques-ingenieur.fr/>, Juin 2009
- [3] Alain Charoy, "Parasites et perturbations des électroniques Tome 3: blindages, filtres, câbles blindés", Edition Dunod, Août 1992
- [4] Michel Mardiguian, "Manuel pratique de Compatibilité ElectroMagnétique", Edition Hermès-Lavoisier, Juillet 2003
- [5] R. Paul Clayton, "Partial Inductance", Mercer University (USA), IEEE 2010
- [6] A.Besri, H. a.-P., "Capacitive Behavior of HF Power Transformers: Global Approach to Draw Robust Equivalent Circuits and Experimental characterization", Instrumentation and Measurement Technology Conference, July 2009
- [7] J. L. Kotny, X. M., "Coupling Inductor Models for EMI Filters", IEEE Industrial Electronics, November 2009
- [8] J.-P. Kéradec, "Les circuits équivalents des transformateurs HF a N enroulements et leur identification expérimentale", Récupéré sur <http://www.techniques-ingenieur.fr/>, Février 2009
- [9] X. Margueron, "Elaboration sans prototypage du circuit équivalent de transformateurs de type planar", thèse de doctorat, Juin 2007, Grenoble, France
- [10] RTCA DO-160E, December 2004
- [11] Guy-Gérard Champiot, "Compatibilité électromagnétique – Normalisation, réglementation et mesure", Récupéré sur <http://www.techniques-ingenieur.fr/>, Mai 2000
- [12] Wang, S., "Characterization and Cancellation of High-Frequency Parasitics for EMI Filters and Noise Separators in Power Electronics Applications", Thèse de doctorat, Blacksburg, United States, May 2005
- [13] Brandon J. Pierquet, S. M., "A Fabrication Method for Integrated Filter Elements with Inductance Cancellation", IEEE Transactions on Power Electronics, VOL. 24, NO. 3, MARCH 2009

- [14] Brandon J. Pierquet, S. M., "Inductance Compensation of Multiple Capacitors With Application to Common and Differential Mode Filters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, VOL. 21, NO. 6, November 2006
- [15] Henglin Chen, Z. Q., "Modeling of Parasitic Inductive Couplings in a Pi-Shaped Common Mode EMI Filter", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, VOL. 50, NO. 1, February 2008
- [16] Perreault, T. C., "Filters and Components with Inductance Cancellation", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2002
- [17] Shuo Wang, F. C., "Controlling the Parasitic Parameters to Improve EMI Filter Performance", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004
- [18] Shuo Wang, F. C., "Effects of Parasitic Parameters on EMI Filter Performance", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2003
- [19] Shuo Wang, F. C., "EMI Research Nuggets", *Center for Power Electronics Systems CPES*, April 2008
- [20] Shuo Wang, M. I., "Cancellation of Capacitor Parasitic Parameters for Noise Reduction Application", *IEEE Transactions on Power Electronics*, VOL. 21, NO. 4, July 2006
- [21] Shuo Wang, S. M., "Developing Parasitic Cancellation Technologies to Improve EMI Filter Performance for Switching Mode Power Supplies", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, VOL. 47, NO. 4, November 2005
- [22] Shuo Wang, S. M., "Effects of Parasitic Parameters on EMI Filter Performance", *IEEE Transactions on Power Electronics*, VOL. 19, NO. 3, May 2004
- [23] Shuo Wang, S. M., "Improvement of EMI Filter Performance with Parasitic Coupling Cancellation", *IEEE Transactions on Power Electronics*, VOL. 20, NO. 5, September 2005
- [24] Shuo Wang, R. C., "Improved Passive Filter Configurations for High-Frequency Conducted EMI in Power Electronics", *EPE*, 2005
- [25] A. Lissner, E. H., "Predicting the influence of placement of passive components on EMI behaviour"

- [26] E. Hoene, A. L., "Prediction of EMI behaviour in terms of passive component placement", *EMC*, 49-52, 2007
- [27] Henglin Chen, M. I., "Modeling and Characterization of Parasitic Inductive Coupling Effects on Differential Mode EMI Performance of a Boost Converter", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, VOL. 53, NO. 4, November 2011
- [28] Ivana F. K, T. F., "PEEC-based Virtual Design of EMI Input Filters", *IEEE*, 2011
- [29] Shuo Wang, S. M., "Investigation of the Transformation Between Differential-Mode and Common-Mode Noises in an EMI Filter Due to Unbalance", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, VOL. 52, NO. 3, August 2010
- [30] Shuo Wang, M. I., "Inductor Winding Capacitance Cancellation Using Mutual Capacitance Concept for Noise Reduction Application", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, VOL. 48, NO. 2, May 2006
- [31] Shuo Wang, M. I., "Design of Inductor Winding Capacitance Cancellation for EMI Suppression", *IEEE Transactions on Power Electronics*, VOL. 21, NO. 6, November 2006
- [32] Patrick Fouassier, "Modélisation électrique des composants magnétiques haute fréquence: prise en compte de la température et caractérisation des ferrites", *Thèse de doctorat, Grenoble, France, Octobre 1998*
- [33] T. De Oliveira, J.-L. Schanen, J.-M. Guichon, "PEEC-Models for EMC filter layout optimization", *IEEE CIPS*, March 2010
- [34] T. De Oliveira, J.-L. Schanen, J.-M. Guichon, "Automatic layout optimization of an EMC filter", *IEEE ECCE*, November 2010
- [35] Junping He, W. C., "Identification and improvement of stray coupling effect in an L-C-L common mode EMI filter", *IPEMC*, 2006
- [36] R. Lebourgeois, "Ferrites doux pour l'électronique", Récupéré sur <http://www.techniques-ingenieur.fr/>, Octobre 2005
- [37] E. Hoene, A. L., "Simulating Electromagnetic Interactions in High Power Density Converters", *IEEE*, 2005

- [38] A. Aharoni, "Magnetostatic energy of a ferromagnetic cylinder", *American Institute of Physics*, February 1983
- [39] D.A. Goode, G. R., "The demagnetizing energies of a uniformly magnetized cylinder with an elliptic cross-section", *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 373-385, April 2003
- [40] Du-Xing Chen, J. A., "Demagnetizing factors for cylinders", *IEEE Transactions on Magnetics*, July 1991
- [41] F. Costa, G. R., "CEM en électronique de puissance", Récupéré sur <http://www.techniques-ingenieur.fr/>, Août 1999
- [42] M. Moreau, "Modélisation haute fréquence des convertisseurs d'énergie, Application à l'étude des émissions conduites vers le réseau", *Thèse de doctorat*, Lille, France, décembre 2009
- [43] A. Videt, "Variateur de vitesse à impact électromagnétique réduit : onduleur multiniveaux et nouvelles stratégies de modulation", *Thèse de doctorat*, Lille, France, décembre 2008
- [44] A. L. Goleanu, "Optimisation des réseaux quasi-équipotentiels dans un environnement aéronautique composite", *Thèse de doctorat*, Grenoble, France, Mars 2012
- [45] P. Spiteri, "Introduction à la méthode des éléments finis". Récupéré sur <http://www.techniques-ingenieur.fr/>, Juillet 2002
- [46] T. Le Duc, "Développement de méthodes intégrales de volume en électromagnétisme basse fréquence. Prise en compte des matériaux magnétiques et des régions minces conductrices dans la méthode PEEC", *Thèse de doctorat*, Grenoble, France, Septembre 2011
- [47] V. Ardon, "Méthodes numériques et outils logiciels pour la prise en compte des effets capacitifs dans la modélisation CEM de dispositifs d'électronique de puissance", *Thèse de doctorat*, Grenoble, France, Juin 2010
- [48] Abdelali Allal, M. D., "Calcul des éléments parasites par la méthode PEEC", *CNCEM*, Novembre 2009

- [49] E.Vialardi, R. O., "La méthode PEEC appliquée à l'analyse CEM des équipements aéronautiques", *Colloque International de Compatibilité Electromagnétique*, 187-192, Mars 2002
- [50] James Roudet, E. C.-M.-L., "Application de la méthode PEEC au câblage d'un onduleur triphasé", Récupéré sur <http://www.techniques-ingenieur.fr/>, Août 2004
- [51] Thanh-Son Tran, G. M., "Comparison of FEM-PEEC Coupled Method and Finite-Element Method", *IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS*, VOL. 46, NO. 4, April 2010
- [52] Shuo Wang, F. C., "Using Scattering Parameters to Characterize EMI Filters", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 297-303, 2004
- [53] Shuo Wang, S. M., "Characterization and Parasitic Extraction of EMI Filters Using Scattering Parameters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, VOL. 20, NO. 2, March 2005
- [54] Shuo Wang, W. G., "Extraction of Parasitic Parameters of EMI Filters Using Scattering Parameters", *IEEE Transactions on IAS*, 2672-2678, 2004
- [55] The MathWorks, I., "Convert S-parameters of 2-port network to voltage or power-wave transfer function", Récupéré sur <http://www.mathworks.fr/help/toolbox/rf/s2tf.html>
- [56] Netzer, M. Z., "Coherent (Amplitude and phase) Measurements for EMC", *Electromagnetic Compatibility from a Unified Region to a Unified World*, November 1992
- [57] F. Rubin, "The Lee Path Connection Algorithm", *IEEE Transactions on Computers*, VOL. c-23, No. 9, September 1974
- [58] Jason Hingston, P. L., "Routage automatique topologique, Mappage d'un espace changeant", Janvier 2002
- [59] Fisher, R. S., "A multi-pass, multi-algorithm approach to PCB routing", *Design Automation Conference*, 82-91, 1978
- [60] Yvonne Lai, W. S., "A Graph-Theoretic Model of Routing Hierarchies", *IEEE, International Conference on Advanced Information Networking and Applications Workshops*, 1118-1123, 2009

- [61] Robert Cabane, "Théorie des graphes", Récupéré sur <http://www.techniques-ingenieur.fr/>, Janvier 2000
- [62] J.-F. Scheid, Cours "Graphes et Recherche Opérationnelle", Ecole Supérieure d'Informatique et Applications de Lorraine, Nancy, 2010-2011
- [63] Stéphane Pelle, "Géomatique : La théorie des graphes", cours de l'École Nationale des Sciences Géographiques, Institut Géographique National
- [64] M. Gondran, M. Minoux, "Graphes et algorithmes", 1979
- [65] S.-J. Russell, P. Norvig, "Artificial Intelligence. A Modern Approach", 1995
- [66] Sven Peyer, "Shortest Paths and Steiner Trees in VLSI Routing", Université Rheinische Friedrich-Wilhelms, Bonn, Allemagne, Octobre 2007
- [67] Yann Thoma, "Tissu Numérique Cellulaire à Routage et Configuration Dynamiques", Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2005
- [68] P.E. Hart, N.J. Nilsson, B. Raphael, "Correction to a Formal Basis for the Heuristic Determination of Minimum Cost Paths", 1972
- [69] InCa3D software, Cedrat, <http://www.cedrat.com>
- [70] Langage de programmation orientée objet PYTHON, <http://www.python.org>
- [71] B. Delinchant, D. Duret, L. Estrabaut, L. Gerbaud, H. Nguyen Huu, B. Du Peloux, H.L. Rakotoarison, F. Verdiere, F. Wurtz, "An optimizer using the software component paradigm for the optimization of engineering systems", *The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, Vol 26, 368-379, 2007
- [72] B. Delinchant, F. Wurtz, D. Magot, L. Gerbaud, "A component-based framework for the composition of simulation software modeling electrical systems", *Journal of Simulation, Society for Modeling and Simulation International*, Vol 80, 347-356, Jul 2004
- [73] "Cades", Récupéré sur http://www.g2elab.grenoble-inp.fr/recherche/cades-243956.kjsp?RH=G2ELAB_R-MAGE
- [74] "GOT", Récupéré sur http://www.g2elab.grenoble-inp.fr/recherche/le-logiciel-got--213637.kjsp?RH=G2ELAB_R-MAGE

- [75] J.-L. Coulomb, "Présentation de Got (Genuine Optimization Tool) et FGot", Récupéré sur http://forge-mage.g2elab.grenoble-inp.fr/project/got/upload/releases/got_01_presentation_fr.pdf, Mars 2012
- [76] Meng Jin and Ma Weiming, M. I., "Power Converter EMI Analysis Including IGBT Nonlinear Switching Transient Model", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, NO. 5, OCTOBER 2006
- [77] Piotr Musznicki, J.-L. S., "Accurate modeling of layout parasitic to forecast EMI emitted from a DC-DC converter", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 278-283, 2004
- [78] T. De Oliveira, J.-L. Schanen, J.-M. Guichon, "optimal stray magnetic couplings for EMC filters", *IEEE ECCE*, September 2011
- [79] T. De Oliveira, J.-L. Schanen, J.-M. Guichon, "Influence and benefits of stray magnetic couplings in EMC filtering", *IEEE EPE*, Août 2011
- [80] T. De Oliveira, J.-L. Schanen, J.-M. Guichon, "Modèle PEEC pour l'optimisation de filtre CEM par routage astucieux des pistes", *Conférence Electronique de Puissance du Futur (EPF)*, Juin-Juillet 2010
- [81] T. De Oliveira, J.-L. Schanen, J.-M. Guichon, "Optimized layout for an EMC filter : Analysis and Validations", *EMC Europe*, September 2012
- [82] T. De Oliveira, S. Mandray, J.-M. Guichon, J.-L. Schanen, A. Perregaux, "Reduction of conducted EMC using busbar stray elements", *Applied Power Electronics Conference (APEC)*, 2009
- [83] Agilent Technologies, "The fundamentals of Signal Analysis", *Application Note* 243, 2009
- [84] J.-P. Muller, "Analyse Spectrale", Récupéré sur <http://www.louis-armand-mulhouse.eu/btsse/acrobat-cours/spectre.pdf>, Juillet 2002
- [85] Rodhe Schwarz, "Vector Network Analyzer ZVR / ZVRE / ZVRL", *Operating Manual Volume 2*, April 2007
- [86] <http://www.cedrat.com>
- [87] <http://www.g2elab.grenoble-inp.fr/>

- [88] P.L. Dowell, "Effect of eddy currents in transformer windings", *Proceedings IEE*, Vol 133, No 8, August 1966
- [89] L. Dalessandro, W. G. H. Odendaal, J. W. Kolar, "HF characterization and nonlinear modelling of a gapped toroidal magnetic structure", *IEEE Transactions on power electronics*, Vol 21, No 5, September 2006
- [90] P. Wallmeier, P. Ide, J. Kunze, B. Margaritis, "Effects in magnetic components for switched mode applications in the MHz range", *IEEE APEC*, Vol 2, September 2004
- [91] Wang Shu-Xi, Zhao Xing-Qiu, "The improved Dijkstra's shortest path algorithm", *International Conference on Natural Computation*, July 2011
- [92] Z. Fuhao, L. Jiping, "An algorithm of shortest path based on Dijkstra for huge data", *International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery*, August 2009
- [93] Xiang Liu, Daoxiong Gong, "A comparative Study of a A* algorithms for search and rescue in perfect maze", *IEEE*, 2011
- [94] B. Arouna, "Adaptative Monte Carlo method, a variance reduction technique", *Monte Carlo Methods Application*, 1-24, 2004
- [95] M. Benaïm, "Dynamics of stochastic approximation algorithms", *Séminaire de probabilités*, 1999
- [96] V. Berry, "Algorithmes stochastiques", *Séminaire de probabilités*, 1999
- [97] J. F. Frenzel, "Genetic algorithms", *IEEE*, October 1993
- [98] Haym Hirsh, "Genetic programming", *IEEE Intelligent Systems*, May-June 2000
- [99] Martin Godon, "La théorie de l'évolution", *Collège du Vieux Montréal*, 2003
- [100] IPC Association connecting electronics industries, "Conductor current-carrying capacity and conductor thermal management", *IPC-2221A*, 104-107, May 2003
- [101] Yi Wang, S.W.H de Haan, J.A Ferreira, "Thermal desing guideline of PDB traces under DC and AC current", 1240-1246, *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) 2009*

- [102] L.Coppola, D. Cottet, F. Wildner, "Investigation on current density limits in Printed Circuit Board (PCB)", 205-210, Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) 2008
- [103] T. Lequeu, "Etude de la capacité en courant des pistes en cuivre", Projet IUT, January 2005, <http://www.thierry-lequeu.fr/data/Piste-CU.pdf>
- [104] D.Muller (Sté IFTEC), "Conception des circuits imprimés", page 12, <http://sebastien.bernard.free.fr/cours-tp-td-exo/Conception-des-circuits-imprimes.pdf>
- [105] J.-B. Michel, "Thermique", Ecole d'ingénieur de Genève, 2004, http://emerimenard.energie.free.fr/documents/cours_de_thermique_05_JBM.pdf
- [106] Mini-Circuits Application note, "How RF Transformers work and How they are measured", <http://www.minicircuits.com/app/AN20-001.pdf>

- Dossier Annexe -

Sommaire du dossier Annexe

Annexe I.	Annulation de l'ESL d'un condensateur	205
Annexe II.	Conversion d'un montage électrique ($\pi \leftrightarrow T$)	207
1.	Sans terme de couplage	207
2.	Avec Terme de couplage.....	208
Annexe III.	Mise en équation d'un filtre CEM.....	211
1.	Première étape de simplification du montage d'étude, et identification des différents termes impédants.....	213
2.	Calcul des variables d'entrée en fonction des grandeurs physiques de sortie.....	220
2.1.	Calcul des courants $I7$ et $I8$	221
2.2.	Détermination de la matrice Me	222
2.3.	Détermination de la matrice Ms	224
2.4.	Identification de la matrice Mat	226
2.5.	Développement de l'équation " $L-I.(I-Y.X)-I.Y.B$ "	228
Annexe IV.	Changement de base pour un filtre à ' N ' phases (où $N \in \mathcal{N}^+$)	232
Annexe V.	Circuits équivalent d'un transformateur.....	236
Annexe VI.	Caractéristiques du tore utilisé (High Flux)	238
Annexe VII.	Documentation technique du Balun choisi.....	241

Annexe I. Annulation de l'ESL d'un condensateur

Il est possible d'utiliser l'influence magnétique des pistes pour annuler l'ESL d'un condensateur. Pour démontrer cela, il faut mettre en équation le montage (a) de la figure.a, afin de le simplifier en celui présenté même figure mais (b).

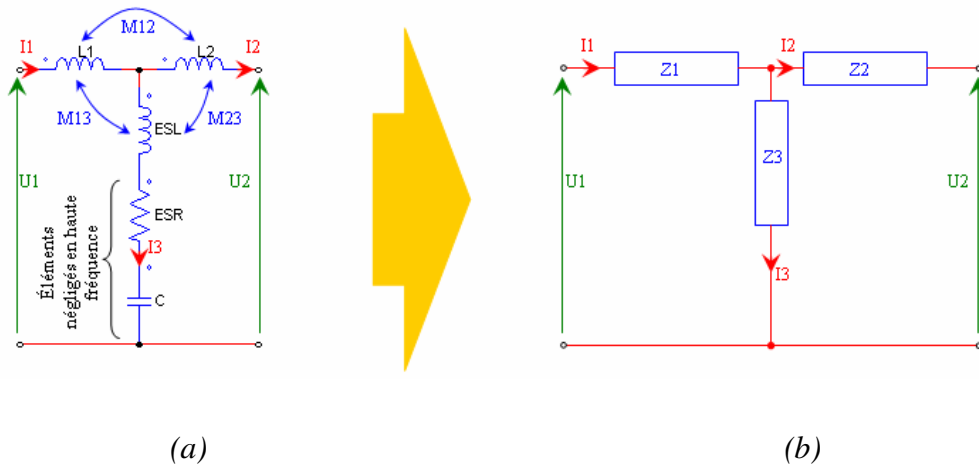


Figure.a : Simplification du montage

➤ Nous pouvons alors commencer par déterminer l'expression de la tension $U1$ en fonction des différents paramètres impédants du montage (a) :

$$U1 = j.L1.\omega.I1 + j.M12.\omega.I2 + j.M13.\omega.I3 + j.ESL.\omega.I3 + j.M13.\omega.I1 + j.M23.\omega.I2 + Z_{ESR_C}(\omega).I3$$

$$= j.(L1 + M13).\omega.I1 + j.(M12 + M23).\omega.I2 + j.(ESL + M13).\omega.I3 + Z_{ESR_C}(\omega).I3$$

$$\text{Avec : } Z_{ESR_C}(\omega) = \left(ESR - j.\frac{1}{C.\omega} \right)$$

Etant donné que $I1 = I2 + I3$, nous pouvons continuer en écrivant :

$$(An.1) \quad U1 = j.(L1 + ESL + 2.M13).\omega.I1 - j.(ESL + M13 - M12 - M23).\omega.I2 + Z_{ESR_C}(\omega).I3$$

Poursuivons ensuite avec l'expression de $U2$:

$$U2 = j.ESL.\omega.I3 + j.M13.\omega.I1 + j.M23.\omega.I2 - j.L2.\omega.I2 - j.M12.\omega.I1 - j.M23.\omega.I3 + Z_{ESR_C}(\omega).I3$$

$$= j.(M13 - M12).\omega.I1 + j.(M23 - L2).\omega.I2 + j.(ESL - M23).\omega.I3 + Z_{ESR_C}(\omega).I3$$

Etant donné que $I1 = I2 + I3$, nous pouvons continuer en écrivant :

$$(An.2) \quad U_2 = j.(ESL + M_{13} - M_{12} - M_{23}).\omega.I_1 - j.(L_2 + ESL - 2.M_{23}).\omega.I_2 + Z_{ESR_C}(\omega).I_3$$

➤ Une fois que les équations de U_1 et de U_2 ont été obtenues pour le montage (a), il nous faut procéder à l'identification de ces mêmes équations mais pour le montage (b).

$$U_1 = Z_1.I_1 + Z_3.I_3$$

$$= Z_1.I_1 + Z_3.(I_1 - I_2)$$

$$(An.3) \quad U_1 = (Z_1 + Z_3).I_1 - Z_3.I_2$$

$$U_2 = -Z_2.I_2 + Z_3.I_3$$

$$= -Z_2.I_2 + Z_3.(I_1 - I_2)$$

$$(An.4) \quad U_2 = Z_3.I_1 - (Z_2 + Z_3).I_2$$

Nous pouvons donc remarquer en effectuant la comparaison entre les équations (An.1) et (An.3), puis entre les (An.2) et (An.4) ; que les différents termes impédants du montage présenté figure.a.b peuvent s'exprimer par :

$$(An.5) \quad Z_1 = j.(L_1 + M_{12} + M_{13} + M_{23}).\omega$$

$$(An.6) \quad Z_2 = j.(L_2 + M_{12} - M_{13} - M_{23}).\omega$$

$$(An.7) \quad Z_3 = ESR + j.\left((ESL + M_{13} - M_{12} - M_{23}).\omega - \left(\frac{1}{C.\omega} \right) \right)$$

Annexe II. Conversion d'un montage électrique ($\pi \leftrightarrow T$)

1. Sans terme de couplage

Lors de la résolution d'un schéma électrique, il peut s'avérer plus intéressant de convertir un montage en π en un montage en T pour des raisons pratiques, ou bien procéder de manière inverse ($T \rightarrow \pi$). Une telle opération peut en effet simplifier les calculs de façon drastique.

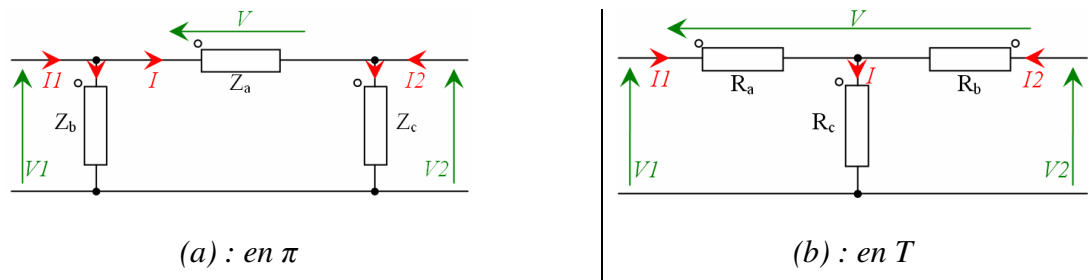


Figure.b : Montages électriques

Pour ce faire, nous avons mis en équation les deux circuits électriques précédents (Fig.b.a & .b.b) afin d'identifier les paramètres impédants d'un schéma en fonction de ceux de l'autre.

$$V1 = Z_a.I + Z_c.(I2 + I)$$

$$= (Z_a + Z_c).I + Z_c.I2 \quad \& \quad I = I1 - \frac{V1}{Z_b}$$

$$V1 \left(1 + \frac{(Z_a + Z_c)}{Z_b} \right) = (Z_a + Z_c).I1 + Z_c.I2$$

$$(An.8) \quad V1 = \left(\frac{Z_b.(Z_a + Z_c)}{Z_a + Z_b + Z_c} \right).I1 + \left(\frac{Z_b.Z_c}{Z_a + Z_b + Z_c} \right).I2$$

$$(An.9) \quad V1 = (R_a + R_c).I1 + R_c.I2$$

$$V2 = -Z_a.I + Z_b.(I1 - I)$$

$$= -(Z_a + Z_b).I + Z_b.I1 \quad \& \quad I = I2 - \frac{V2}{Z_c}$$

$$V2 \left(1 + \frac{(Z_a + Z_b)}{Z_c} \right) = Z_b.I1 + (Z_a + Z_b).I2$$

$$(An.10) \quad V2 = \left(\frac{Z_b.Z_c}{Z_a + Z_b + Z_c} \right).I1 + \left(\frac{Z_c.(Z_a + Z_b)}{Z_a + Z_b + Z_c} \right).I2$$

$$(An.11) \quad V2 = (R_b + R_c).I2 + R_c.I1$$

Les relations suivantes ((An.12) à (An.17)) peuvent ensuite être obtenues en comparant les équations (An.8) - (An.9) et (An.10) - (An.11) :

(An.12) $Ra = \frac{Za.Zb}{Za+Zb+Zc}$	(An.13) $Rb = \frac{Za.Zc}{Za+Zb+Zc}$	(An.14) $Rc = \frac{Zb.Zc}{Za+Zb+Zc}$
(An.15) $Za = Ra.Rb \left(\frac{1}{Ra} + \frac{1}{Rc} + \frac{1}{Rc} \right)$		(An.16) $Zb = Ra.Rc \left(\frac{1}{Ra} + \frac{1}{Rc} + \frac{1}{Rc} \right)$
(An.17) $Zc = Rb.Rc \left(\frac{1}{Ra} + \frac{1}{Rc} + \frac{1}{Rc} \right)$		

2. Avec terme de couplage

La méthode présentée juste avant Annexe II.1 est cependant valable uniquement dans le cas où aucun terme de couplage n'est pris en compte. Si désormais nous voulons considérer une mutuelle induction $X = j.M.\omega$ entre les termes inductifs des impédances Zb et Zc du montage en π , alors les relations de passage d'un schéma électrique à l'autre changent incontestablement.

➤ Nous commençons par effectuer la mise en équations du montage en π . La première étape consiste à exprimer la tension $V1$ en fonction des différents termes impédants du montage de la figure.b.a.

$$\begin{aligned}
 V1 &= Zb.(I1 - I) + X.(I + I2) \\
 &= Zb.I1 + X.I2 - I(Zb - X)
 \end{aligned}
 \quad \left| \quad
 \begin{aligned}
 V1 &= Za.I + Zc.(I + I2) + X.(I1 - I) \\
 &= (Za + Zc - X).I + Zc.I2 + X.I1
 \end{aligned}
 \right.$$

$$(An.18) \quad I = \frac{V1 - Zb.I1 - X.I2}{X - Zb}$$

En utilisant l'équation de I (An.18), on obtient :

$$V1 = \frac{(Za + Zc - X)(V1 - Zb.I1 - X.I2)}{X - Zb} + Zc.I2 + X.I1$$

$$V1 \left(1 - \left(\frac{Za + Zc - X}{X - Zb} \right) \right) = \left(\frac{Zb.(Za + Zc - X)}{Zb - X} + X \right) .I1 + \left(\frac{X.(Za + Zc - X)}{Zb - X} + Zc \right) .I2$$

$$V1 \left(\frac{2.X - (Za + Zb + Zc)}{-(Zb - X)} \right) = \left(\frac{Zb.(Za + Zc - X) + X.(Zb - X)}{Zb - X} \right) .I1 + \left(\frac{X.(Za + Zc - X) + Zc.(Zb - X)}{Zb - X} \right) .I2$$

$$V1 = \left(\frac{Zb(Za + Zc - X) + X(Zb - X)}{(Za + Zb + Zc) - 2.X} \right) . I1 + \left(\frac{X(Za + Zc - X) + Zc(Zb - X)}{(Za + Zb + Zc) - 2.X} \right) . I2$$

$$(An.19) \quad V1 = \left(\frac{Za.Zb}{(Za + Zb + Zc) - 2.X} \right) . I1 + \left(\frac{Zb.Zc - X^2}{(Za + Zb + Zc) - 2.X} \right) . (I1 + I2) + \left(\frac{Za.X}{(Za + Zb + Zc) - 2.X} \right) . I2$$

On poursuit ensuite par l'expression de la tension V2 .

$$\begin{array}{l} V2 = Zc.(I + I2) + X.(I1 - I) \\ = Zc.I2 + X.I1 + I(Zc - X) \end{array} \quad \left| \begin{array}{l} V2 = -Za.I + Zb.(I1 - I) + X.(I + I2) \\ = -(Za + Zb - X).I + Zb.I1 + X.I2 \end{array} \right.$$

$$(An.20) \quad I = \frac{V2 - Zc.I2 - X.I1}{Zc - X}$$

En utilisant l'équation de I (An.20), on obtient :

$$V2 = \frac{-(Za + Zb - X)(V2 - Zc.I2 - X.I1)}{Zc - X} + Zb.I1 + X.I2$$

$$V2 \left(1 + \left(\frac{Za + Zb - X}{Zc - X} \right) \right) = \left(\frac{Zc.(Za + Zb - X)}{Zc - X} + X \right) . I2 + \left(\frac{X.(Za + Zb - X)}{Zc - X} + Zb \right) . I1$$

$$V2 \left(\frac{(Za + Zb + Zc) - 2.X}{Zc - X} \right) = \left(\frac{Zc.(Za + Zb - X) + X.(Zc - X)}{Zc - X} \right) . I2 + \left(\frac{X.(Za + Zb - X) + Zb.(Zc - X)}{Zc - X} \right) . I1$$

$$V2 = \left(\frac{Zc.(Za + Zb - X) + X.(Zc - X)}{(Za + Zb + Zc) - 2.X} \right) . I2 + \left(\frac{X.(Za + Zb - X) + Zb.(Zc - X)}{(Za + Zb + Zc) - 2.X} \right) . I1$$

$$(An.21) \quad V2 = \left(\frac{Za.X}{(Za + Zb + Zc) - 2.X} \right) . I1 + \left(\frac{Zb.Zc - X^2}{(Za + Zb + Zc) - 2.X} \right) . (I1 + I2) + \left(\frac{Za.Zc}{(Za + Zb + Zc) - 2.X} \right) . I2$$

➤ Maintenant que les expressions permettant le calcul des tensions V1 et V2 ((An.19) & (An.21)) ont été identifiées pour un montage en π , tentons de trouver la correspondance avec un montage en T. En utilisant le schéma présenté figure.b.b, nous pouvons simplement écrire :

$$(An.22) \quad V1 = Ra.I1 + Rc.(I1 + I2) + X'.I2$$

$$(An.23) \quad V2 = Rb.I2 + Rc.(I1 + I2) + X'.I1$$

Où X' est le terme de couplage exprimé pour un montage en T. Nous remarquerons que la mutuelle induction est dans ce cas définie entre les termes Ra et Rb .

En comparant les équations (An.19) - (An.22) ainsi que (An.21) - (An.23), nous pouvons finalement en déduire les différentes relations permettant de passer d'un montage en π en considérant une mutuelle induction entre Zb et Zc , à un montage en T.

$$(An.24) \quad Ra = \frac{Za.Zb}{(Za + Zb + Zc) - 2.X}$$

$$(An.25) \quad Rb = \frac{Za.Zc}{(Za + Zb + Zc) - 2.X}$$

$$(An.26) \quad Rc = \frac{Zb.Zc - X^2}{(Za + Zb + Zc) - 2.X}$$

$$(An.27) \quad X' = \frac{Za.X}{(Za + Zb + Zc) - 2.X}$$

Annexe III. Mise en équation d'un filtre CEM

Le schéma électrique d'un filtre CEM est représenté ci-dessous (Fig.c). Les différents termes "RL" modélisent l'ensemble des éléments conducteurs du dispositif. A titre de rappel, les capacités parasites n'ont pas été prises en compte en raison de la difficulté de considérer de tels éléments lors de la mise en équation du système. Chaque partie conductrice est alors représentée par un circuit R-L série. Les inductances RL3 et RL4 regroupent à elles seules les selfs de MD et de MC, ainsi que les pistes permettant de les connecter au reste du montage. Une schématisation détaillée de filtre est présentée dans le chapitre I figure I.5.

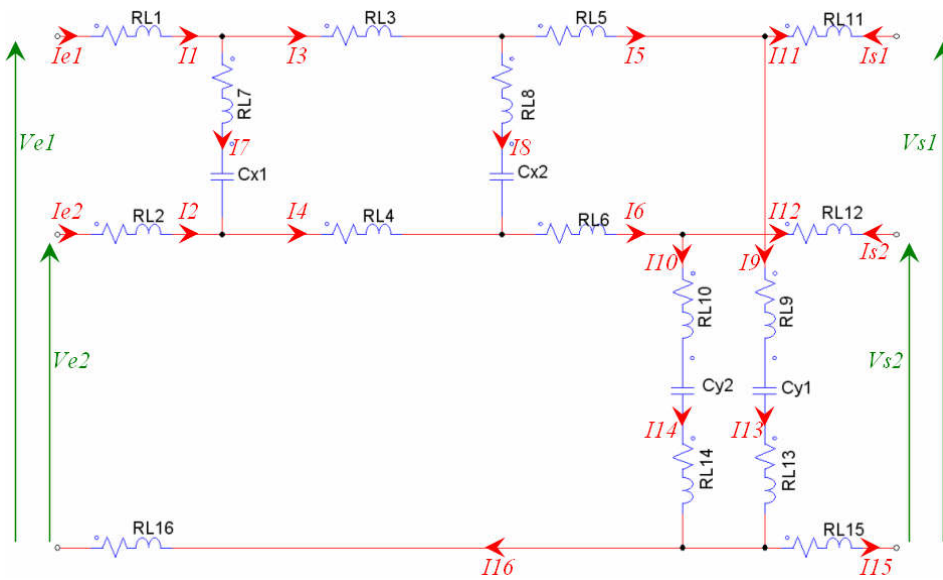


Figure.c : Schéma électrique équivalent d'un filtre CEM

Les paramètres RL3 et RL4 sont alors décrits par les expressions suivantes (An.28) à (An.31). Pour l'ensemble des mutuelles inductions, nous considérerons que $M_{jk} = M_{kj}$ pour $j, k \in \mathcal{N}^+$ et avec $1 \leq j, k \leq 16$.

$$(An.28) \quad \begin{aligned} RL3 = & R3a + R3b + R3c + R_{MDB} + \\ & R_{MCB} + j.\omega.(L3a + L3b + L3c + \\ & 2.(M3a3b + M3a3c + M3b3c) + \\ & L_{MDB} + L_{MCB} + 2.M_{MDBMCB}) \end{aligned}$$

$$(An.29) \quad Mk3 = Mk3a + Mk3b + Mk3c$$

Avec $k \neq 3$ et $1 \leq k \leq 16$

$$(An.30) \quad \begin{aligned} RL4 = & R4a + R4b + R4c + R_{MDA} + \\ & R_{MCA} + j.\omega.(L4a + L4b + L4c + \\ & 2.(M4a4b + M4a4c + M4b4c) + \\ & L_{MDA} + L_{MCA} + 2.M_{MDAMCA}) \end{aligned}$$

$$(An.31) \quad Mk4 = Mk4a + Mk4b + Mk4c$$

Avec $k \neq 4$ et $1 \leq k \leq 16$

Les différentes lois de courant régissant le comportement du dispositif sont ensuite répertoriées ci-dessous.

$$(An.32) \quad Ie1 = I1$$

$$(An.34) \quad Is1 = -I11$$

$$(An.36) \quad I1 = I3 + I7$$

$$(An.38) \quad I5 = I3 - I8$$

$$(An.40) \quad I9 = I13$$

$$(An.42) \quad I11 = I5 - I9 = I3 - I8 - I9$$

$$(An.44) \quad I15 = -(I11 + I12) = I9 + I10 - I3 - I4$$

$$(An.33) \quad Ie2 = I2$$

$$(An.35) \quad Is2 = -I12$$

$$(An.37) \quad I2 = I4 - I7$$

$$(An.39) \quad I6 = I4 + I8$$

$$(An.41) \quad I10 = I14$$

$$(An.43) \quad I12 = I6 - I10 = I4 + I8 - I10$$

$$(An.45) \quad I16 = I1 + I2 = I3 + I4$$

Désormais, la loi des mailles peut être appliquée à différentes boucles de tension ; lesquelles sont exprimées à l'aide des équations suivantes :

$$(An.46) \quad \begin{aligned} Ve1 = j\omega.(L1.I1 + \sum_{q=2}^{16} Mq1.Iq + L3.I3 + \sum_{q=1}^2 M3q.Iq + \sum_{q=4}^{16} M3q.Iq + L5.I5 + \sum_{q=1}^4 M5q.Iq + \\ \sum_{q=6}^{16} M5q.Iq + L11.I11 + \sum_{q=1}^{10} Mq11.Iq + \sum_{q=12}^{16} Mq11.Iq - L15.I15 - \sum_{q=1}^{14} M15q.Iq - \\ M1516.I16 + L16.I16 + \sum_{q=1}^{15} M16q.Iq) + (R1.I1 + R3.I3 + R5.I5 + R11.I11 - R15.I15 + \\ R16.I16) + Vs1 \end{aligned}$$

$$(An.47) \quad \begin{aligned} Ve2 = j\omega.(L2.I2 + M21.I1 + \sum_{q=3}^{16} M2q.Iq + L4.I4 + \sum_{q=1}^3 M4q.Iq + \sum_{q=5}^{16} M4q.Iq + L6.I6 + \\ \sum_{q=1}^5 M6q.Iq + \sum_{q=7}^{16} M6q.Iq + L12.I12 + \sum_{q=1}^{11} M12q.Iq + \sum_{q=13}^{16} M12q.Iq - L15.I15 - \sum_{q=1}^{14} M15q.Iq - \\ - M1516.I16 + L16.I16 + \sum_{q=1}^{15} M16q.Iq) + (R2.I2 + R4.I4 + R6.I6 + R12.I12 - R15.I15 + \\ R16.I16) + Vs2 \end{aligned}$$

$$(An.48) \quad \begin{aligned} V_{s1} = j\omega.(L12.I12 + \sum_{q=1}^{11} M12q.Iq + \sum_{q=13}^{16} M12q.Iq + L6.I6 + \sum_{q=1}^5 M6q.Iq + \sum_{q=7}^{16} M6q.Iq + \\ L8.I8 + \sum_{q=1}^7 M8q.Iq + \sum_{q=9}^{16} M8q.Iq - L5.I5 - \sum_{q=1}^4 M5q.Iq - \sum_{q=6}^{16} M5q.Iq - L11.I11 - \\ \sum_{q=1}^{10} Mq11.Iq - \sum_{q=12}^{16} Mq11.Iq) + (R12.I12 + R6.I6 + R8.I8 - R5.I5 - R11.I11) + V_{s2} \end{aligned}$$

$$(An.49) \quad \begin{aligned} V_{e1} = j\omega.(L1.I1 + \sum_{q=2}^{16} Mq1.Iq + L7.I7 + \sum_{q=1}^6 M7q.Iq + \sum_{q=8}^{16} M7q.Iq - L2.I2 - M21.I1 \\ - \sum_{q=3}^{16} M2q.Iq) + (R1.I1 + R7.I7 - R2.I2) + V_{e2} \end{aligned}$$

$$(An.50) \quad \begin{aligned} V_{s1} = j\omega.(L15.I15 + \sum_{q=1}^{14} M15q.Iq + M1516.I16 + L13.I13 + \sum_{q=1}^{12} M13q.Iq + \sum_{q=14}^{16} M13q.Iq \\ + L9.I9 + \sum_{q=1}^8 M9q.Iq + \sum_{q=10}^{16} M9q.Iq - L11.I11 - \sum_{q=1}^{10} Mq11.Iq - \sum_{q=12}^{16} Mq11.Iq) + (R15.I15 + \\ R13.I13 + R9.I9 - R11.I11) \end{aligned}$$

$$(An.51) \quad \begin{aligned} V_{s2} = j\omega.(L15.I15 + \sum_{q=1}^{14} M15q.Iq + M1516.I16 + L14.I14 + \sum_{q=1}^{13} M14q.Iq + \sum_{q=15}^{16} M14q.Iq \\ + L10.I10 + \sum_{q=1}^9 M10q.Iq + \sum_{q=11}^{16} M10q.Iq - L12.I12 - \sum_{q=1}^{11} M12q.Iq - \sum_{q=13}^{16} M12q.Iq) + \\ (R15.I15 + R14.I14 + R10.I10 - R12.I12) \end{aligned}$$

1.Première étape de simplification du montage d'étude, et identification des différents termes impédants

L'exploitation directe des relations (An.46) à (An.51) s'avère cependant beaucoup trop complexe en raison du nombre important de paramètres impédants à prendre en considération. Nous avons donc choisi de raisonner sur un montage simplifié de filtre CEM (Fig.d).

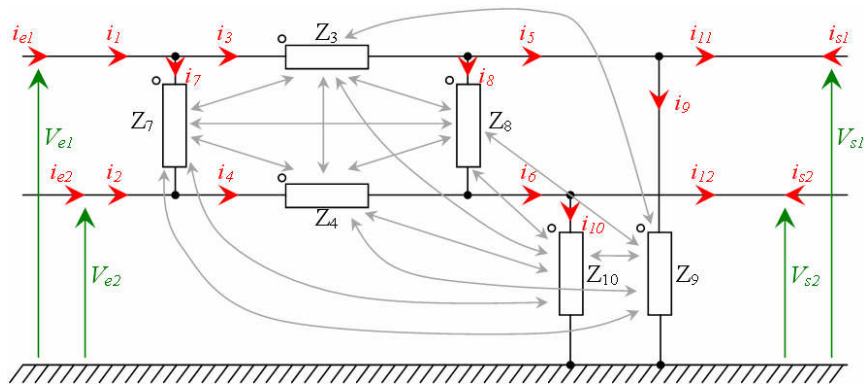


Figure.d : Schématisation simplifiée d'un filtre CEM

La définition du montage se limite donc à 6 termes impédants magnétiquement couplés les uns aux autres. Le plus difficile est alors d'exprimer analytiquement chacun de ces termes "Zij" (y compris ceux de couplages) en fonction des différents paramètres résistifs et inductifs du schéma présenté figure.c. Pour ce faire, nous avons appliqué la loi des mailles pour les différentes boucles de tension de cette représentation simplifiée de filtre CEM (Fig.d).

$$(An.52) \quad Ve1 = Z3.I3 + Z34.I4 + Z37.I7 + Z38.I8 + Z39.I9 + Z310.I10 + Vs1$$

$$(An.53) \quad Ve2 = Z4.I4 + Z43.I3 + Z47.I7 + Z48.I8 + Z49.I9 + Z410.I10 + Vs2$$

$$(An.54) \quad Vs1 = Z8.I8 + Z83.I3 + Z84.I4 + Z87.I7 + Z89.I9 + Z810.I10 + Vs2$$

$$(An.55) \quad Ve1 = Z7.I7 + Z73.I3 + Z74.I4 + Z78.I8 + Z79.I9 + Z710.I10 + Ve2$$

$$(An.56) \quad Vs1 = Z9.I9 + Z93.I3 + Z94.I4 + Z97.I7 + Z98.I8 + Z910.I10$$

$$(An.57) \quad Vs2 = Z10.I10 + Z103.I3 + Z104.I4 + Z107.I7 + Z108.I8 + Z109.I9$$

Il est alors possible d'obtenir les expressions des différents termes "Z" par identification entre les équations :

(An.46) et (An.52)	(An.48) et (An.54)	(An.50) et (An.56)
(An.47) et (An.53)	(An.49) et (An.55)	(An.51) et (An.57)

Mais avant cela, il est essentiel de détailler davantage les relations (An.46) à (An.51).

➤ Commençons par développer l'équation (An.46) en utilisant les différentes relations de courant ((An.32) à (An.45)) de manière à exprimer $Ve1$ uniquement en fonction de $I3, I4, I7, I8, I9, I10$ et $Vs1$. Car de cette manière, les différents termes "Zij" de l'équation (An.52) pourront directement et simplement être identifiés.

$$\begin{aligned}
 Ve1 = & \textcircled{I3} (j.\omega.(L1 + L3 + L5 + L11 + L15 + L16 + 2.(M13 + M15 + M111 - M151 + M161 + M35 + \\
 & M311 - M315 + M316 + M511 - M515 + M516 - M1511 + M1611 - M1516)) + (R1 + R3 + R5 + \\
 & R11 + R15 + R16)) + \\
 & \textcircled{I4} (j.\omega.(M12 + M14 + M16 + M121 - M151 + M161 + M32 + M34 + M36 + M312 - M315 + \\
 & M316 + M52 + M54 + M56 + M512 - M515 + M516 + M211 + M411 + M611 + M1211 - \\
 & M1511 + M1611 - M152 - M154 - M156 - M1512 + L15 - M1516 + M162 + M164 + M166 + \\
 & M1612 - M1615 + L16) + (R15 + R16)) + \\
 & \textcircled{I7} (j.\omega.(L1 - M12 + M17 + M31 - M32 + M37 + M51 - M52 + M57 + M111 - M211 + M711 \\
 & - M151 + M152 - M157 + M161 - M162 + M167) + R1) + \\
 & \textcircled{I10} (j.\omega.(M101 - M121 + M141 + M151 + M310 - M312 + M314 + M315 + M510 - M512 + \\
 & M514 + M515 + M1011 - M1211 + M1411 + M1511 - M1510 + M1512 - M1514 - L15 + M1610 \\
 & - M1612 + M1614 + M1615) - R15) + \\
 & \textcircled{I9} (j.\omega.(M19 - M111 + M151 + M39 - M311 + M315 + M59 - M511 + M515 + M911 - L11 + \\
 & M1511 - M159 + M1511 - L15 + M169 - M1611 + M1615 + M131 + M313 + M513 + M1311 - \\
 & M1513 + M1613) - (R11 + R15)) + \\
 & \textcircled{I8} (j.\omega.(-M15 + M16 + M18 - M111 + M121 - M35 + M36 + M38 - M311 + M312 - L5 + \\
 & M56 + M58 - M511 + M512 - M511 + M611 + M811 - L11 + M1211 + M155 - M156 - M158 \\
 & + M1511 - M1512 - M165 + M166 + M168 - M1611 + M1612) - (R5 + R11))] + \textcircled{Vs1}
 \end{aligned}$$

De ce développement nous pouvons en déduire les expressions suivantes :

$$\begin{aligned}
 Z3 = & j.\omega.(L1 + L3 + L5 + L11 + L15 + L16 + 2.(M13 + M15 + M111 - M151 + M161 + \\
 (An.58) & M35 + M311 - M315 + M316 + M511 - M515 + M516 - M1511 + M1611 - \\
 & M1516)) + (R1 + R3 + R5 + R11 + R15 + R16)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Z34 = & j.\omega.(M12 + M14 + M16 + M121 - M151 + M161 + M32 + M34 + M36 + \\
 (An.59) & M312 - M315 + M316 + M52 + M54 + M56 + M512 - M515 + M516 + M211 + \\
 & M411 + M611 + M1211 - M1511 + M1611 - M152 - M154 - M156 - M1512 + \\
 & L15 - 2.M1516 + M162 + M164 + M166 + M1612 + L16) + (R15 + R16)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Z37 = & j.\omega.(L1 - M12 + M17 + M31 - M32 + M37 + M51 - M52 + M57 + M111 - \\
 (An.60) & M211 + M711 - M151 + M152 - M157 + M161 - M162 + M167) + R1
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Z38 = & j.\omega.(-M15 + M16 + M18 - M111 + M121 - M35 + M36 + M38 - M311 + \\
 (An.61) & M312 - L5 + M56 + M58 - 2.M511 + M512 + M611 + M811 - L11 + M1211 + \\
 & M155 - M156 - M158 + M1511 - M1512 - M165 + M166 + M168 - M1611 + \\
 & M1612) - (R5 + R11)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Z39 = & j.\omega.(M19 - M111 + M151 + M39 - M311 + M315 + M59 - M511 + M515 + \\
 (An.62) & M911 - L11 + M1511 - M159 + M1511 - L15 + M169 - M1611 + M1615 + M131 + \\
 & M313 + M513 + M1311 - M1513 + M1613) - (R11 + R15)
 \end{aligned}$$

$$(An.63) \quad Z310 = j\omega.(M101 - M121 + M141 + M151 + M310 - M312 + M314 + M315 + M510 - M512 + M514 + M515 + M1011 - M1211 + M1411 + M1511 - M1510 + M1512 - M1514 - L15 + M1610 - M1612 + M1614 + M1615) - R15$$

➤ Maintenant que les termes $Z3, Z34, Z37, Z38, Z39$ et $Z310$ ont été identifiés, nous pouvons continuer en développant l'équation (An.47) de façon à obtenir les expressions des paramètres $Z4, Z43, Z47, Z48, Z49$ et $Z410$.

$$Ve2 = I3(j\omega.(M21 + M23 + M25 + M211 - M215 + M216 + M41 + M43 + M45 + M411 - M415 + M416 + M61 + M63 + M65 + M611 - M615 + M616 + M121 + M123 + M125 + M1211 - M1215 + M1216 - M151 - M153 - M155 - M1511 + L15 - M1516 + M161 + M163 + M165 + M1611 - M1615 + L16)) + (R15 + R16)) +$$

$$I4(j\omega.(L2 + L4 + L6 + L12 + L15 + L16 + 2.(M24 + M26 + M212 - M215 + M216 + M46 + M412 - M415 + M416 + M612 - M615 + M616 - M1215 + M1216 - M1516)) + (R2 + R4 + R6 + R12 + R15 + R16)) +$$

$$I7(j\omega.(-L2 + M21 + M27 + M41 - M42 + M47 + M61 - M62 + M67 + M121 - M122 + M127 - M151 + M152 - M157 + M161 - M162 + M167) - R2) +$$

$$I8(j\omega.(-M25 + M26 + M28 - M211 + M212 - M45 + M46 + M48 - M411 + M412 - M65 + L6 + M68 - M611 + M612 - M125 + M126 + M128 - M1211 + L12 + M155 - M156 - M158 + M1511 - M1512 - M165 + M166 + M168 - M1611 + M1612) + (R6 + R12)) +$$

$$I9(j\omega.(M29 - M211 + M213 + M215 + M49 - M411 + M413 + M415 + M69 - M611 + M613 + M615 + M129 - M1211 + M1213 + M1215 - M159 + M1511 - M1513 - L15 + M169 - M1611 + M1613 + M1615) - R15) +$$

$$I10(j\omega.(M210 - M212 + M214 + M215 + M410 - M412 + M414 + M415 + M610 - M612 + M614 + M615 + M1210 - L12 + M1214 + M1215 - M1510 + M1512 - M1514 - L15 + M1610 - M1612 + M1614 + M1615) - (R12 + R15)) + Vs2$$

Puis de ce développement mathématique peuvent être déduites les expressions suivantes, par identification terme à terme de l'équation (An.53) :

$$(An.64) \quad Z4 = j\omega.(L2 + L4 + L6 + L12 + L15 + L16 + 2.(M24 + M26 + M212 - M215 + M216 + M46 + M412 - M415 + M416 + M612 - M615 + M616 - M1215 + M1216 - M1516)) + (R2 + R4 + R6 + R12 + R15 + R16)$$

Nous pouvons alors noter que l'expression de $Z43$ est bien identique à celle de $Z34$ trouvée précédemment (An.59).

$$(An.65) \quad Z47 = j\omega.(-L2 + M21 + M27 + M41 - M42 + M47 + M61 - M62 + M67 + M121 - M122 + M127 - M151 + M152 - M157 + M161 - M162 + M167) - R2$$

$$(An.66) \quad Z_{48} = j\omega.(-M_{25} + M_{26} + M_{28} - M_{211} + M_{212} - M_{45} + M_{46} + M_{48} - M_{411} + M_{412} - M_{65} + L_6 + M_{68} - M_{611} + M_{612} - M_{125} + M_{126} + M_{128} - M_{1211} + L_{12} + M_{155} - M_{156} - M_{158} + M_{1511} - M_{1512} - M_{165} + M_{166} + M_{168} - M_{1611} + M_{1612}) + (R_6 + R_{12})$$

$$(An.67) \quad Z_{49} = j\omega.(M_{29} - M_{211} + M_{213} + M_{215} + M_{49} - M_{411} + M_{413} + M_{415} + M_{69} - M_{611} + M_{613} + M_{615} + M_{129} - M_{1211} + M_{1213} + M_{1215} - M_{159} + M_{1511} - M_{1513} - L_{15} + M_{169} - M_{1611} + M_{1613} + M_{1615}) - R_{15}$$

$$(An.68) \quad Z_{410} = j\omega.(M_{210} - M_{212} + M_{214} + M_{215} + M_{410} - M_{412} + M_{414} + M_{415} + M_{610} - M_{612} + M_{614} + M_{615} + M_{1210} - L_{12} + M_{1214} + M_{1215} - M_{1510} + M_{1512} - M_{1514} - L_{15} + M_{1610} - M_{1612} + M_{1614} + M_{1615}) - (R_{12} + R_{15})$$

➤ Continuons ensuite par développer l'équation (An.48) afin d'en déduire les relations des différents paramètres $Z_8, Z_{83}, Z_{84}, Z_{87}, Z_{89}$ et Z_{810} .

$$\begin{aligned} V_{s1} = & \textcircled{I3} (j\omega.(M_{121} + M_{123} + M_{125} + M_{1211} - M_{1215} + M_{1216} + M_{61} + M_{63} + M_{65} + M_{611} - M_{615} + M_{616} + M_{81} + M_{83} + M_{85} + M_{811} - M_{815} + M_{816} - M_{51} - M_{53} - L_5 - M_{511} + M_{515} - M_{516} - M_{111} - M_{311} - M_{511} - L_{11} + M_{1511} - M_{1611}) - (R_5 + R_{11})) + \\ & \textcircled{I4} (j\omega.(M_{122} + M_{124} + M_{126} + L_{12} - M_{1215} + M_{1216} + M_{62} + M_{64} + L_6 + M_{612} - M_{615} + M_{616} + M_{82} + M_{84} + M_{86} + M_{812} - M_{815} + M_{816} - M_{52} - M_{54} - M_{56} - M_{512} + M_{515} - M_{516} - M_{211} - M_{411} - M_{611} - M_{1211} + M_{1511} - M_{1611})) + (R_6 + R_{12})) + \\ & \textcircled{I7} (j\omega.(M_{121} - M_{122} + M_{127} + M_{61} - M_{62} + M_{67} + M_{81} - M_{82} + M_{87} - M_{51} + M_{52} - M_{57} - M_{111} + M_{211} - M_{711})) + \\ & \textcircled{I8} (j\omega.(-M_{125} + M_{126} + M_{128} - M_{1211} + L_{12} - M_{65} + L_6 + M_{68} - M_{611} + M_{612} - M_{85} + M_{86} + L_8 - M_{811} + M_{812} + L_5 - M_{56} - M_{58} + M_{511} - M_{512} + M_{511} - M_{611} - M_{811} + L_{11} - M_{1211}) + (R_5 + R_6 + R_8 + R_{11} + R_{12})) + \\ & \textcircled{I9} (j\omega.(M_{129} - M_{1211} + M_{1213} + M_{1215} + M_{69} - M_{611} + M_{613} + M_{615} + M_{89} - M_{811} + M_{813} + M_{815} - M_{59} + M_{511} - M_{513} - M_{515} - M_{911} + L_{11} - M_{1311} - M_{1511}) + R_{11}) + \\ & \textcircled{I10} (j\omega.(M_{1210} - L_{12} + M_{1214} + M_{1215} + M_{610} - M_{612} + M_{614} + M_{615} + M_{810} - M_{812} + M_{814} + M_{815} - M_{510} + M_{512} - M_{514} - M_{515} - M_{1011} + M_{1211} - M_{1411} - M_{1511}) - R_{12}) + \textcircled{Vs2} \end{aligned}$$

En comparant ce développement algébrique avec l'équation (An.54), nous pouvons en déduire les expressions suivantes :

$$(An.69) \quad Z_8 = j\omega.(L_5 + L_6 + L_8 + L_{11} + L_{12} + 2.(M_{126} + M_{128} - M_{125} - M_{1211} - M_{65} + M_{68} - M_{611} - M_{85} - M_{811} + M_{511})) + (R_5 + R_6 + R_8 + R_{11} + R_{12})$$

Nous pouvons alors remarquer que Z_{83} est bien similaire à Z_{38} trouvée précédemment (An.61) ; mais également que $Z_{84} = Z_{48}$ (An.66).

$$(An.70) \quad Z87 = j\omega.(M121 - M122 + M127 + M61 - M62 + M67 + M81 - M82 + M87 - M51 + M52 - M57 - M111 + M211 - M711)$$

$$(An.71) \quad Z89 = j\omega.(M129 - M1211 + M1213 + M1215 + M69 - M611 + M613 + M615 + M89 - M811 + M813 + M815 - M59 + M511 - M513 - M515 - M911 + L11 - M1311 - M1511) + R11$$

$$(An.72) \quad Z810 = j\omega.(M1210 - L12 + M1214 + M1215 + M610 - M612 + M614 + M615 + M810 - M812 + M814 + M815 - M510 + M512 - M514 - M515 - M1011 + M1211 - M1411 - M1511) - R12$$

➤ Poursuivons ensuite par détailler l'équation (An.49) en l'exprimant en fonction de $I3, I4, I7, I8, I9, I10$ et $Ve2$.

$$\begin{aligned} Ve1 = & I3(j\omega.(L1 + M13 + M15 + M111 - M151 + M161 + M71 + M73 + M75 + M711 - \\ & M715 + M716 - M21 - M23 - M25 - M211 + M215 - M216) + R1) + \\ & I4(j\omega.(M12 + M14 + M16 + M121 - M151 + M161 + M72 + M74 + M76 + M712 - M715 + \\ & M716 - L2 - M24 - M26 - M212 + M215 - M216)) - R2) + \\ & I7(j\omega.(L1 + L2 + L7 - M12 + M17 + M71 - M72 - M21 - M27) + (R1 + R2 + R7)) + \\ & I8(j\omega.(-M15 + M16 + M18 - M111 + M121 - M75 + M76 + M78 - M711 + M712 + M25 - \\ & M26 - M28 + M211 - M212)) + \\ & I9(j\omega.(M19 - M111 + M131 + M151 + M79 - M711 + M713 + M715 - M29 + M211 - \\ & M213 - M215)) + \\ & I10(j\omega.(M101 - M121 + M141 + M151 + M710 - M712 + M714 + M715 - M210 + M212 - \\ & M214 - M215))] + Ve2 \end{aligned}$$

L'objectif est alors d'identifier les différents termes de l'équation (An.55), c'est-à-dire $Z7, Z73, Z74, Z78, Z79$ et $Z710$; tout en sachant que $Z73 = Z37$, $Z74 = Z47$ et que $Z78 = Z87$. Lesquels ont en effet déjà été identifiés auparavant, et sont respectivement présentés par les équations (An.60), (An.65) et (An.70).

$$(An.73) \quad Z7 = j\omega.(L1 + L2 + L7 + 2.(M17 - M12 - M72)) + (R1 + R2 + R7)$$

$$(An.74) \quad Z79 = j\omega.(M19 - M111 + M131 + M151 + M79 - M711 + M713 + M715 - M29 + M211 - M213 - M215)$$

$$(An.75) \quad Z710 = j\omega.(M101 - M121 + M141 + M151 + M710 - M712 + M714 + M715 - M210 + M212 - M214 - M215)$$

➤ Il nous faut désormais identifier les expressions des termes impédants Z_9, Z_{910} et Z_{10} . Pour ce faire, il est nécessaire de continuer en développant l'équation (An.50) de façon à exprimer la tension V_{s1} (Fig.c) en fonction de I_3, I_4, I_7, I_8, I_9 et enfin I_{10} .

$$\begin{aligned}
 V_{s1} = & \textcircled{I3} \cdot j\omega \cdot (-L_{15} + M_{151} + M_{153} + M_{155} + M_{1511} + M_{1516} + M_{131} + M_{133} + M_{135} + \\
 & M_{1311} - M_{1315} + M_{1316} + M_{91} + M_{93} + M_{95} + M_{911} - M_{915} + M_{916} - L_{11} - M_{111} - \\
 & M_{311} - M_{511} + M_{1511} - M_{1611}) - (R_{11} + R_{15}) + \\
 & \textcircled{I4} \cdot j\omega \cdot (M_{152} + M_{154} + M_{156} + M_{1512} - L_{15} + M_{1516} + M_{132} + M_{134} + M_{136} + M_{1312} - \\
 & M_{1315} + M_{1316} + M_{92} + M_{94} + M_{96} + M_{912} - M_{915} + M_{916} - M_{211} - M_{411} - M_{611} - \\
 & M_{1211} + M_{1511} - M_{1611}) - R_{15} + \\
 & \textcircled{I7} \cdot j\omega \cdot (M_{151} - M_{152} + M_{157} + M_{131} - M_{132} + M_{137} + M_{91} - M_{92} + M_{97} - M_{111} + \\
 & M_{211} - M_{711}) + \\
 & \textcircled{I8} \cdot j\omega \cdot (-M_{155} + M_{156} + M_{158} - M_{1511} + M_{1512} - M_{135} + M_{136} + M_{138} - M_{1311} + \\
 & M_{1312} - M_{95} + M_{96} + M_{98} - M_{911} + M_{912} + M_{511} - M_{611} - M_{811} + L_{11} - \\
 & M_{1211}) + R_{11} + \\
 & \textcircled{I9} \cdot j\omega \cdot (M_{159} - M_{1511} + M_{1513} + L_{15} + L_{13} + M_{139} - M_{1311} + M_{1315} + L_9 - M_{911} + \\
 & M_{913} + M_{915} - M_{911} + L_{11} - M_{1311} - M_{1511}) + (R_9 + R_{11} + R_{13} + R_{15}) + \\
 & \textcircled{I10} \cdot j\omega \cdot (M_{1510} - M_{1512} + M_{1514} + L_{15} + M_{1310} - M_{1312} + M_{1314} + M_{1315} + M_{910} - \\
 & M_{912} + M_{914} + M_{915} - M_{1011} + M_{1211} - M_{1411} - M_{1511}) + R_{15}
 \end{aligned}$$

Les différents termes impédants de l'équation (An.56) peuvent maintenant être déduits du précédent développement mathématique. A titre de rappel, l'équation (An.56) s'écrit : $V_{s1} = Z_9 \cdot I_9 + Z_{93} \cdot I_3 + Z_{94} \cdot I_4 + Z_{97} \cdot I_7 + Z_{98} \cdot I_8 + Z_{910} \cdot I_{10}$. Les expressions des paramètres Z_9 et Z_{910} sont alors les suivantes :

$$\text{(An.76)} \quad Z_9 = j\omega \cdot (L_9 + L_{11} + L_{13} + L_{15} + 2 \cdot (M_{159} - M_{1511} + M_{1513} + M_{139} - M_{1311} - M_{911})) + (R_9 + R_{11} + R_{13} + R_{15})$$

$$\text{(An.77)} \quad Z_{910} = j\omega \cdot (M_{1510} - M_{1512} + M_{1514} + L_{15} + M_{1310} - M_{1312} + M_{1314} + M_{1315} + M_{910} - M_{912} + M_{914} + M_{915} - M_{1011} + M_{1211} - M_{1411} - M_{1511}) + R_{15}$$

Nous noterons également que $Z_{93} = Z_{39}$, $Z_{94} = Z_{49}$, $Z_{97} = Z_{79}$ et enfin que $Z_{98} = Z_{89}$.

➤ Puis pour finir, il ne nous reste plus qu'à déterminer l'expression du terme Z_{10} (Fig.d). Le détail de l'équation (An.51) est alors nécessaire.

$$\begin{aligned}
 Vs2 = & \textcircled{I3} (j\omega.(M151 + M153 + M155 + M1511 - L15 + M1516 + M141 + M143 + M145 + \\
 & M1411 - M1415 + M1416 + M101 + M103 + M105 + M1011 - M1015 + M1016 - M121 - \\
 & M123 - M125 - M1211 + M1215 - M1216) - R15) + \\
 & \textcircled{I4} (j\omega.(M152 + M154 + M156 + M1512 - L15 + M1516 + M142 + M144 + M146 + M1412 - \\
 & M1415 + M1416 + M102 + M104 + M106 + M1012 - M1015 + M1016 - M122 - M124 - \\
 & M126 - L12 + M1215 - M1216)) - (R12 + R15)) + \\
 & \textcircled{I7} (j\omega.(M151 - M152 + M157 + M141 - M142 + M147 + M101 - M102 + M107 - M121 + \\
 & M122 - M127)) + \\
 & \textcircled{I8} (j\omega.(-M155 + M156 + M158 - M1511 + M1512 - M145 + M146 + M148 - M1411 + \\
 & M1412 - M105 + M106 + M108 - M1011 + M1012 + M125 - M126 - M128 + M1211 - \\
 & L12) - R12) + \\
 & \textcircled{I9} (j\omega.(L15 + M159 - M1511 + M1513 + M149 - M1411 + M1413 + M1415 + M109 - \\
 & M1011 + M1013 + M1015 - M129 + M1211 - M1213 - M1215) + R15) + \\
 & \textcircled{I10} (j\omega.(L10 + L12 + L14 + L15 + M1510 - M1512 + M1514 + M1410 - M1412 + M1415 - \\
 & M1012 + M1014 + M1015 - M1210 - M1214 - M1215) + (R10 + R12 + R14 + R15))]
 \end{aligned}$$

Ce développement mathématique nous permet alors de remarquer que $Z103 = Z310$, $Z104 = Z410$, $Z107 = Z710$, $Z108 = Z810$ et enfin que $Z109 = Z910$. Ensuite, l'expression du paramètre impédant $Z10$ s'écrit de la manière suivante :

$$\text{(An.78)} \quad Z10 = j\omega.(L10 + L12 + L14 + L15 + 2.(M1510 - M1512 + M1514 + M1410 - M1412 - M1012)) + (R10 + R12 + R14 + R15)$$

2. Calcul des variables d'entrée en fonction des grandeurs physiques de sortie

Maintenant que les différents termes impédants du montage simplifié de filtre CEM (Fig.d) ont pu être identifiés, nous pouvons plus facilement chercher à exprimer les grandeurs physiques d'entrée (courants/tensions) en fonction de celles de sortie. Il nous faut alors rechercher l'expression de la matrice Mat régie par la relation suivante :

$$\text{(An.79)} \quad \begin{pmatrix} Ve1 \\ Ve2 \\ Ie1 \\ Ie2 \end{pmatrix} = Mat. \begin{pmatrix} Vs1 \\ Vs2 \\ Is1 \\ Is2 \end{pmatrix}$$

Afin de simplifier au mieux les calculs mathématiques, il a été choisi de diviser le problème en deux parties. Le procédé consiste à définir une matrice Mat comme étant le produit de deux sous matrices : $Mat = Me.Ms$.

Le terme matriciel Me permet alors d'exprimer les variables d'entrée en fonction de variables intermédiaires correspondant aux courants traversant les différentes impédances du montage simplifié (Fig.d et (An.80)). Tandis que la matrice Ms permet quant à elle d'exprimer ces mêmes courants en fonction des variables de sortie (An.81).

Pour des raisons de facilités algébriques, il est cependant préférable d'avoir le même nombre de variables intermédiaires (donc de courants), que de grandeurs physiques considérées en entrée ou en sortie de filtre, c'est-à-dire 4. Nous avons alors fait le choix d'exprimer les tensions et courants pour chaque port du filtre, en fonction des courants $I3, I4, I9$ et $I10$.

$$(An.80) \quad \begin{pmatrix} Ve1 \\ Ve2 \\ Ie1 \\ Ie2 \end{pmatrix} = Me \cdot \begin{pmatrix} I3 \\ I4 \\ I9 \\ I10 \end{pmatrix} \quad \left| \quad (An.81) \quad \begin{pmatrix} I3 \\ I4 \\ I9 \\ I10 \end{pmatrix} = Ms \cdot \begin{pmatrix} Vs1 \\ Vs2 \\ Is1 \\ Is2 \end{pmatrix}$$

2.1. Calcul des courants $I7$ et $I8$

Les différentes équations de tension présentées précédemment ((An.52) à (An.57)) sont toutes également définies par les courants $I7$ et $I8$. Il a donc été nécessaire de trouver des relations permettant d'exprimer ces courants en fonction de $I3, I4, I9$ et $I10$.

Pour cela, commençons par reprendre l'équation (An.55) pour écrire :

$$(An.82) \quad Ve1 - Ve2 = Z7.I7 + Z73.I3 + Z74.I4 + Z78.I8 + Z79.I9 + Z710.I10$$

L'utilisation des relations (An.52) et (An.53) au sein de la précédente équation (An.82) nous permet alors d'écrire :

$$I3.(Z3 - Z43) + I4.(Z34 - Z4) + I7.(Z37 - Z47) + I8.(Z38 - Z48) + I9.(Z39 - Z49) + I10.(Z310 - Z410) + Vs1 - Vs2 = Z7.I7 + Z73.I3 + Z74.I4 + Z78.I8 + Z79.I9 + Z710.I10$$

Puis l'insertion de l'expression de $Vs1$ définie par la relation (An.54) permet ensuite de faire disparaître les tensions de sortie de l'équation. On obtient alors :

$$I7.(Z7 + Z47 - Z37 - Z87) = I3.(Z3 + Z38 - Z34 - Z37) + I4.(Z34 + Z48 - Z4 - Z47) + I8.(Z38 + Z8 - Z48 - Z87) + I9.(Z39 + Z89 - Z49 - Z97) + I10.(Z310 + Z810 - Z410 - Z107)$$

Pour des raisons de lisibilité, nous simplifions l'écriture de cette équation par :

$$(An.83) \quad I7.\gamma7 = I3.\gamma3 + I4.\gamma4 + I8.\gamma8 + I9.\gamma9 + I10.\gamma10$$

Les équations (An.56) et (An.57) exprimant les tensions de sortie, peuvent ensuite être incorporées dans la relation (An.54) pour écrire :

$$I8.(Z8 + Z810 - Z89) = I3.(Z39 - Z310 - Z38) + I4.(Z49 - Z410 - Z48) + I7.(Z79 - Z710 - Z78) + I9.(Z9 - Z910 - Z98) + I10.(Z910 - Z10 - Z108)$$

De la même manière que précédemment, nous simplifions l'écriture de cette équation par :

$$(An.84) \quad I8.\psi8 = I3.\psi3 + I4.\psi4 + I7.\psi7 + I9.\psi9 + I10.\psi10$$

Les équations (An.83) et (An.84) peuvent désormais être manipulées de manière à obtenir des expressions pour les courants $I7$ et $I8$ en fonction de $I3, I4, I9$ et $I10$. On obtient alors :

$$I7 = I3.\left(\frac{\psi8.\gamma3 + \gamma8.\psi3}{\psi8.\gamma7 - \gamma8.\psi7}\right) + I4.\left(\frac{\psi8.\gamma4 + \gamma8.\psi4}{\psi8.\gamma7 - \gamma8.\psi7}\right) + I9.\left(\frac{\psi8.\gamma9 + \gamma8.\psi9}{\psi8.\gamma7 - \gamma8.\psi7}\right) + I10.\left(\frac{\psi8.\gamma10 + \gamma8.\psi10}{\psi8.\gamma7 - \gamma8.\psi7}\right)$$

Ainsi que :

$$I8 = I3.\frac{1}{\psi8}.\left(\psi3 + \psi7.\left(\frac{\psi8.\gamma3 + \gamma8.\psi3}{\psi8.\gamma7 - \gamma8.\psi7}\right)\right) + I4.\frac{1}{\psi8}.\left(\psi4 + \psi7.\left(\frac{\psi8.\gamma4 + \gamma8.\psi4}{\psi8.\gamma7 - \gamma8.\psi7}\right)\right) + I9.\frac{1}{\psi8}.\left(\psi9 + \psi7.\left(\frac{\psi8.\gamma9 + \gamma8.\psi9}{\psi8.\gamma7 - \gamma8.\psi7}\right)\right) + I10.\frac{1}{\psi8}.\left(\psi10 + \psi7.\left(\frac{\psi8.\gamma10 + \gamma8.\psi10}{\psi8.\gamma7 - \gamma8.\psi7}\right)\right)$$

Ces relations sont ensuite simplifiées pour des raisons de lisibilité, mais également pour éviter de manipuler des équations trop longues. Elles sont donc écrites de la manière suivante :

$$(An.85) \quad I7 = I3.\alpha3 + I4.\alpha4 + I9.\alpha9 + I10.\alpha10$$

$$(An.86) \quad I8 = I3.\beta3 + I4.\beta4 + I9.\beta9 + I10.\beta10$$

2.2. Détermination de la matrice Me

La détermination de la matrice Me nécessite d'exprimer les tensions $Ve1$ et $Ve2$ ainsi que les courants $Ie1$ et $Ie2$ en fonction de $I3, I4, I9$ et $I10$. Pour ce faire, nous pouvons commencer par reprendre l'équation (An.56) afin de l'insérer dans la relation (An.52). On peut donc écrire :

$$Ve1 = (Z3 + Z39).I3 + (Z34 + Z49).I4 + (Z37 + Z79).I7 + (Z38 + Z89).I8 + (Z39 + Z9).I9 + (Z310 + Z109).I10$$

Laquelle est alors simplifiée par :

$$(An.87) \quad Ve1 = a3.I3 + a4.I4 + a7.I7 + a8.I8 + a9.I9 + a10.I10$$

Dès lors, les relations des courants $I7$ (An.85) et $I8$ (An.86) sont utilisées dans l'équation précédente (An.87) afin d'écrire :

$$Ve1 = (a3 + a7.\alpha3 + a8.\beta3).I3 + (a4 + a7.\alpha4 + a8.\beta4).I4 + (a9 + a7.\alpha9 + a8.\beta9).I9 + (a10 + a7.\alpha10 + a8.\beta10).I10$$

Se simplifiant ensuite par :

$$(An.88) \quad Ve1 = A3.I3 + A4.I4 + A9.I9 + A10.I10$$

Exprimer la tension $Ve2$ en fonction de ces mêmes courants $I3, I4, I9$ et $I10$, commence par l'introduction de l'expression de $Vs2$ (An.57) dans l'équation (An.53) pour écrire :

$$Ve2 = (Z43 + Z310).I3 + (Z4 + Z410).I4 + (Z47 + Z710).I7 + (Z48 + Z810).I8 + (Z49 + Z910).I9 + (Z410 + Z10).I10$$

Ce qui peut ensuite se simplifier par :

$$(An.89) \quad Ve2 = b3.I3 + b4.I4 + b7.I7 + b8.I8 + b9.I9 + b10.I10$$

Comme pour l'expression de la tension $Ve1$, nous injectons désormais les relations des courants $I7$ (An.85) et $I8$ (An.86) dans l'équation précédente de $Ve2$ (An.89) :

$$Ve2 = (b3 + b7.\alpha3 + b8.\beta3).I3 + (b4 + b7.\alpha4 + b8.\beta4).I4 + (b9 + b7.\alpha9 + b8.\beta9).I9 + (b10 + b7.\alpha10 + b8.\beta10).I10$$

Nous simplifions ensuite cette expression par :

$$(An.90) \quad Ve2 = B3.I3 + B4.I4 + B9.I9 + B10.I10$$

Maintenant que les tensions $Ve1$ et $Ve2$ ont été traitées, il nous reste à exprimer les courants en entrée du filtre en fonction des variables $I3, I4, I9$ et $I10$. Pour ce faire, il est nécessaire de reprendre les relations de courant (An.32) et (An.36) précisant que $Ie1 = I1 = I3 + I7$, ainsi que les équations (An.33) et (An.37) indiquant que $Ie2 = I2 = I4 - I7$. En utilisant l'expression du courant $I7$ (An.85), il nous est dès lors possible d'écrire :

$$(An.91) \quad Ie1 = I3.(1 + \alpha3) + I4.\alpha4 + I9.\alpha9 + I10.\alpha10$$

Ainsi que :

$$(An.92) \quad Ie2 = -I3.\alpha3 + I4.(1 - \alpha4) - I9.\alpha9 - I10.\alpha10$$

La matrice Me est désormais entièrement définie par les relations (An.88), (An.90), (An.91) et (An.92).

Nous pouvons par conséquent développer l'équation (An.80) en écrivant :

$$(An.93) \quad \begin{pmatrix} Ve1 \\ Ve2 \\ Ie1 \\ Ie2 \end{pmatrix} = Me. \begin{pmatrix} I3 \\ I4 \\ I9 \\ I10 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A3 & A4 & A9 & A10 \\ B3 & B4 & B9 & B10 \\ (1+\alpha3) & \alpha4 & \alpha9 & \alpha10 \\ -\alpha3 & (1-\alpha4) & -\alpha9 & -\alpha10 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I3 \\ I4 \\ I9 \\ I10 \end{pmatrix}$$

2.3. Détermination de la matrice Ms

La prochaine étape consiste à identifier les différents termes de la matrice Ms régissant l'équation (An.81). Il est alors nécessaire d'exprimer les différents courants $I3, I4, I9$ et $I10$ en fonction des variables de sortie d'un filtre CEM, c'est-à-dire $Vs1, Vs2, Is1$ et enfin $Is2$. Pour ce faire, commençons par développer les expressions de $Vs1$ (An.56) et de $Vs2$ (An.57) à l'aide des relations (An.85) et (An.86) des courants $I7$ et $I8$. On obtient alors :

$$Vs1 = I3.(Z39 + Z79.\alpha3 + Z89.\beta3) + I4.(Z49 + Z79.\alpha4 + Z89.\beta4) + I9.(Z9 + Z79.\alpha9 + Z89.\beta9) + I10.(Z109 + Z79.\alpha10 + Z89.\beta10)$$

Et :

$$Vs2 = I3.(Z310 + Z710.\alpha3 + Z810.\beta3) + I4.(Z410 + Z710.\alpha4 + Z810.\beta4) + I9.(Z910 + Z710.\alpha9 + Z810.\beta9) + I10.(Z10 + Z710.\alpha10 + Z810.\beta10)$$

Ce qui peut ensuite s'écrire de manière réduite par :

$$(An.94) \quad Vs1 = I3.E3 + I4.E4 + I9.E9 + I10.E10$$

$$(An.95) \quad Vs2 = I3.D3 + I4.D4 + I9.D9 + I10.D10$$

Il est désormais nécessaire de trouver des relations permettant d'exprimer les courants $I3, I4, I9$ et $I10$ en fonction des différentes variables de sortie. Pour ce faire, reprenons les équations de courant (An.34), (An.38) et (An.42) pour définir l'expression (An.96) ; ainsi que les relations (An.35), (An.39) et (An.43) pour également écrire l'équation (An.97).

$$(An.96) \quad I3 = -Is1 + I9 + I8 \quad \left| \quad (An.97) \quad I4 = -Is2 + I10 - I8$$

Nous pouvons alors remarquer qu'il est possible d'exprimer le courant $I8$ en fonction de $Is1, Is2, I9$ et enfin $I10$. L'insertion des équations (An.96) et (An.97) dans l'expression (An.86) de $I8$ nous permet en effet d'écrire la relation suivante :

$$(An.98) \quad I8 = \left(\frac{\beta3 + \beta9}{1 + \beta4 - \beta3} \right) I9 + \left(\frac{\beta4 + \beta10}{1 + \beta4 - \beta3} \right) I10 - \left(\frac{\beta3}{1 + \beta4 - \beta3} \right) Is1 - \left(\frac{\beta4}{1 + \beta4 - \beta3} \right) Is2$$

Puis le fait d'utiliser les précédentes équations (An.96), (An.97) et (An.98) dans les expressions (An.94) et (An.95) des tensions V_{s1} et V_{s2} , nous autorise ensuite à écrire :

$$V_{s1} = I9 \cdot \left((E3 + E9) + \frac{(E3 - E4)(\beta3 + \beta9)}{1 + \beta4 - \beta3} \right) + I10 \cdot \left((E4 + E10) + \frac{(E3 - E4)(\beta4 + \beta10)}{1 + \beta4 - \beta3} \right) - Is1 \cdot \left(E3 + \frac{\beta3 \cdot (E3 - E4)}{1 + \beta4 - \beta3} \right) - Is2 \cdot \left(E4 + \frac{\beta4 \cdot (E3 - E4)}{1 + \beta4 - \beta3} \right)$$

Mais aussi :

$$V_{s2} = I9 \cdot \left((D3 + D9) + \frac{(D3 - D4)(\beta3 + \beta9)}{1 + \beta4 - \beta3} \right) + I10 \cdot \left((D4 + D10) + \frac{(D3 - D4)(\beta4 + \beta10)}{1 + \beta4 - \beta3} \right) - Is1 \cdot \left(D3 + \frac{\beta3 \cdot (D3 - D4)}{1 + \beta4 - \beta3} \right) - Is2 \cdot \left(D4 + \frac{\beta4 \cdot (D3 - D4)}{1 + \beta4 - \beta3} \right)$$

De la même manière qu'effectuée tout au long de cette annexe, nous avons réduit ces relations afin de ne pas manipuler des expressions trop longues et potentiellement sources d'erreurs de calcul. On peut alors écrire :

$$(An.99) \quad V_{s1} = I9 \cdot e9 + I10 \cdot e10 + Is1 \cdot es1 + Is2 \cdot es2$$

$$(An.100) \quad V_{s2} = I9 \cdot d9 + I10 \cdot d10 + Is1 \cdot ds1 + Is2 \cdot ds2$$

La manipulation des deux précédentes équations (An.99) et (An.100) nous permet alors d'exprimer les courants $I9$ et $I10$ en fonction des différentes variables de sortie, c'est-à-dire $V_{s1}, V_{s2}, Is1$ et enfin $Is2$. Nous obtenons alors les expressions suivantes :

$$I9 = V_{s2} \cdot \left(\frac{e10}{d9 \cdot e10 - e9 \cdot d10} \right) + V_{s1} \cdot \left(\frac{-d10}{d9 \cdot e10 - e9 \cdot d10} \right) + Is1 \cdot \left(\frac{d10 \cdot es1 - ds1 \cdot e10}{d9 \cdot e10 - e9 \cdot d10} \right) + Is2 \cdot \left(\frac{d10 \cdot es2 - ds2 \cdot e10}{d9 \cdot e10 - e9 \cdot d10} \right)$$

Et :

$$I10 = V_{s2} \cdot \left(\frac{-e9}{d9 \cdot e10 - e9 \cdot d10} \right) + V_{s1} \cdot \left(\frac{d9}{d9 \cdot e10 - e9 \cdot d10} \right) + Is1 \cdot \left(\frac{e9 \cdot ds1 - es1 \cdot d9}{d9 \cdot e10 - e9 \cdot d10} \right) + Is2 \cdot \left(\frac{e9 \cdot ds2 - es2 \cdot d9}{d9 \cdot e10 - e9 \cdot d10} \right)$$

Lesquelles sont respectivement simplifiées par :

$$(An.101) \quad I9 = V_{s2} \cdot S4 + V_{s1} \cdot S3 + Is1 \cdot S9 + Is2 \cdot S10$$

$$(An.102) \quad I10 = V_{s2} \cdot P4 + V_{s1} \cdot P3 + Is1 \cdot P9 + Is2 \cdot P10$$

En reprenant maintenant les relations de courant (An.96) et (An.97), nous pouvons voir qu'il est possible d'exprimer $I3$ et $I4$ en fonction des différentes variables de sortie ; et ce à l'aide des équations (An.98), (An.101) et (An.102). Nous obtenons alors les expressions suivantes :

$$I3 = Vs2 \cdot \left(\frac{(1 + \beta4 + \beta9).e10 - (\beta4 + \beta10).e9}{(1 + \beta4 - \beta3).(d9.e10 - e9.d10)} \right) + Vs1 \cdot \left(\frac{(\beta4 + \beta10).d9 - (1 + \beta4 + \beta9).d10}{(1 + \beta4 - \beta3).(d9.e10 - e9.d10)} \right) +$$

$$Is1 \cdot \left(\frac{(1 + \beta4 + \beta9).(d10.es1 - ds1.e10) + (\beta4 + \beta10).(e9.ds1 - d9.es1) - (1 + \beta4).(d9.e10 - d10.e9)}{(1 + \beta4 - \beta3).(d9.e10 - e9.d10)} \right) +$$

$$Is2 \cdot \left(\frac{(1 + \beta4 + \beta9).(d10.es2 - ds2.e10) + (\beta4 + \beta10).(e9.ds2 - d9.es2) - \beta4.(d9.e10 - d10.e9)}{(1 + \beta4 - \beta3).(d9.e10 - e9.d10)} \right)$$

Puis :

$$I4 = Vs2 \cdot \left(\frac{-(1 - \beta3 - \beta10).e9 - (\beta3 + \beta9).e10}{(1 + \beta4 - \beta3).(d9.e10 - e9.d10)} \right) + Vs1 \cdot \left(\frac{(1 - \beta3 - \beta10).d9 + (\beta3 + \beta9).d10}{(1 + \beta4 - \beta3).(d9.e10 - e9.d10)} \right) +$$

$$Is1 \cdot \left(\frac{(1 - \beta3 - \beta10).(e9.ds1 - d9.es1) + (\beta3 + \beta9).(e10.ds1 - d10.es1) + \beta3.(d9.e10 - d10.e9)}{(1 + \beta4 - \beta3).(d9.e10 - e9.d10)} \right) +$$

$$Is2 \cdot \left(\frac{(1 - \beta3 - \beta10).(e9.ds2 - d9.es2) + (\beta3 + \beta9).(e10.ds2 - d10.es2) + (\beta3 - 1).(d9.e10 - d10.e9)}{(1 + \beta4 - \beta3).(d9.e10 - e9.d10)} \right)$$

Lesquelles sont alors réduites par :

$$(An.103) \quad I3 = Vs2.\eta4 + Vs1.\eta3 + Is1.\eta9 + Is2.\eta10$$

$$(An.104) \quad I4 = Vs2.\mu4 + Vs1.\mu3 + Is1.\mu9 + Is2.\mu10$$

La matrice Ms est désormais entièrement définie par les relations (An.101) à (An.104). Nous pouvons par conséquent développer l'équation (An.81) en écrivant :

$$(An.105) \quad \begin{pmatrix} I3 \\ I4 \\ I9 \\ I10 \end{pmatrix} = Ms \cdot \begin{pmatrix} Vs1 \\ Vs2 \\ Is1 \\ Is2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \eta3 & \eta4 & \eta9 & \eta10 \\ \mu3 & \mu4 & \mu9 & \mu10 \\ S3 & S4 & S9 & S10 \\ P3 & P4 & P9 & P10 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} Vs1 \\ Vs2 \\ Is1 \\ Is2 \end{pmatrix}$$

2.4. Identification de la matrice Mat

Maintenant que les termes matriciels Me et Ms ont été définis, il nous est possible de procéder à l'identification de la matrice Mat étant donné qu'il s'agit du produit $Mat = Me.Ms$.

$$Mat = \begin{pmatrix} A3 & A4 & A9 & A10 \\ B3 & B4 & B9 & B10 \\ (1+\alpha3) & \alpha4 & \alpha9 & \alpha10 \\ -\alpha3 & (1-\alpha4) & -\alpha9 & -\alpha10 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \eta3 & \eta4 & \eta9 & \eta10 \\ \mu3 & \mu4 & \mu9 & \mu10 \\ S3 & S4 & S9 & S10 \\ P3 & P4 & P9 & P10 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a & b & c & d \\ e & f & g & h \\ q & j & k & l \\ m & n & o & p \end{pmatrix}$$

Ce qui devient après développement :

$$\begin{array}{l|l} a = (A3.\eta3 + A4.\mu3 + A9.S3 + A10.P3) & b = (A3.\eta4 + A4.\mu4 + A9.S4 + A10.P4) \\ c = (A3.\eta9 + A4.\mu9 + A9.S9 + A10.P9) & d = (A3.\eta10 + A4.\mu10 + A9.S10 + A10.P10) \\ e = (B3.\eta3 + B4.\mu3 + B9.S3 + B10.P3) & f = (B3.\eta4 + B4.\mu4 + B9.S4 + B10.P4) \\ g = (B3.\eta9 + B4.\mu9 + B9.S9 + B10.P9) & h = (B3.\eta10 + B4.\mu10 + B9.S10 + B10.P10) \\ q = ((1+\alpha3).\eta3 + \alpha4.\mu3 + \alpha9.S3 + \alpha10.P3) & j = ((1+\alpha3).\eta4 + \alpha4.\mu4 + \alpha9.S4 + \alpha10.P4) \\ k = ((1+\alpha3).\eta9 + \alpha4.\mu9 + \alpha9.S9 + \alpha10.P9) & l = ((1+\alpha3).\eta10 + \alpha4.\mu10 + \alpha9.S10 + \alpha10.P10) \\ m = (-\alpha3.\eta3 + (1-\alpha4).\mu3 - \alpha9.S3 - \alpha10.P3) & n = (-\alpha3.\eta4 + (1-\alpha4).\mu4 - \alpha9.S4 - \alpha10.P4) \\ o = (-\alpha3.\eta9 + (1-\alpha4).\mu9 - \alpha9.S9 - \alpha10.P9) & p = (-\alpha3.\eta10 + (1-\alpha4).\mu10 - \alpha9.S10 - \alpha10.P10) \end{array}$$

Les différents termes de la matrice *Mat* sont définis dans la base standard ; c'est-à-dire en fonction des courants transitant par les ports d'entrée/sortie (*Ie1, Ie2, Is1* et *Is2*), mais également en fonction des tensions *Ve1, Ve2, Vs1* et *Vs2* aux bornes de ces mêmes ports (Fig.c & Fig.d).

Il est alors également possible d'exprimer cette matrice *Mat* dans la base Mode Différentiel / Mode Commun (An.106), en utilisant la matrice de passage *T* définie par la relation (An.107), son inverse T^{-1} étant exprimée par l'équation (An.108).

$$(An.106) \quad \begin{pmatrix} V_{md} \\ I_{md} \\ V_{mc} \\ I_{mc} \end{pmatrix}_e = T.Mat.T^{-1} \cdot \begin{pmatrix} V_{md} \\ I_{md} \\ V_{mc} \\ I_{mc} \end{pmatrix}_s = M \cdot \begin{pmatrix} V_{md} \\ I_{md} \\ V_{mc} \\ I_{mc} \end{pmatrix}_s$$

$$(An.107) \quad T = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/2 & -1/2 \\ 1/2 & 1/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad \left| \quad (An.108) \quad T^{-1} = \begin{pmatrix} 1/2 & 0 & 1 & 0 \\ -1/2 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1/2 \\ 0 & -1 & 0 & 1/2 \end{pmatrix}$$

Nous obtenons alors la matrice M en calculant :

$$M = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/2 & -1/2 \\ 1/2 & 1/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a & b & c & d \\ e & f & g & h \\ q & j & k & l \\ m & n & o & p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1/2 & 0 & 1 & 0 \\ -1/2 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1/2 \\ 0 & -1 & 0 & 1/2 \end{pmatrix}$$

Ce qui après développement devient :

$$M = \frac{1}{4} \begin{pmatrix} 2.(a-e+f-b) & 4.(c-g+h-d) & 4.(a-e+b-f) & 2.(c-g+d-h) \\ (q-m+n-j) & 2.(k-o+p-l) & 2.(q-m+j-n) & (k-o+l-p) \\ (a+e-b-f) & 2.(c+g-d-h) & 2.(a+e+b+f) & (c+g+d+h) \\ 2.(q+m-j-n) & 4.(k+o-l-p) & 4.(q+m+j+n) & 2.(k+o+l+p) \end{pmatrix}$$

Puis, peut ensuite se simplifier par :

$$(An.109) \quad T.Mat.T^{-1} = M = \begin{matrix} \text{MD} & \begin{pmatrix} a1 & a2 & a3 & a4 \\ b1 & b2 & b3 & b4 \end{pmatrix} & \text{Couplages de modes} \\ & \begin{pmatrix} c1 & c2 & c3 & c4 \\ d1 & d2 & d3 & d4 \end{pmatrix} & \text{MC} \end{matrix}$$

2.5. Développement de l'équation "L-1.(I-Y.X)-1.Y.B"

Une fois que le filtre CEM, le RSIL et le modèle CEM du convertisseur ont été mis en équation, nous avons obtenu la relation équivalente suivante :

$$(An.110) \quad N = L^{-1}.(I - Y.X)^{-1}.Y.B$$

Avec :

$$L^{-1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1/2 & 0 \\ -1 & 0 & 1/2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1/2 \\ 0 & -1 & 0 & 1/2 \end{pmatrix}, \quad I = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$X = \begin{pmatrix} X1 & 0 & X2 & 0 \\ 0 & X3 & 0 & X4 \\ X5 & 0 & X6 & 0 \\ 0 & X7 & 0 & X8 \end{pmatrix}, \quad B = \begin{pmatrix} 0 \\ t1 \\ 0 \\ t2 \end{pmatrix} \quad \& \quad Y = \begin{pmatrix} f1 & f2 & f3 & f4 \\ g1 & g2 & g3 & g4 \\ h1 & h2 & h3 & h4 \\ k1 & k2 & k3 & k4 \end{pmatrix}$$

Les expressions des différents termes de chaque matrice ont déjà été présentées dans le manuscrit de thèse à proprement dit (chapitre II.2.4). La résolution de cette équation N est telle, qu'il est de nouveau nécessaire d'utiliser un certain nombre de variables intermédiaires

pour éviter d'avoir des expressions trop longues, et donc trop complexes à traiter. Procéder ainsi nous permet alors de simplifier fortement la résolution algébrique de l'équation.

Tout d'abord, commençons par résoudre le terme $(I - Y.X)^{-1}$. Pour ce faire, nous allons considérer que $Q = I - Y.X$, ce qui après développement devient :

$$Q = \begin{pmatrix} (1 - (f1.X1 + f3.X5)) & -(f2.X3 + f4.X7) & -(f1.X2 + f3.X6) & -(f2.X4 + f4.X8) \\ -(g1.X1 + g3.X5) & (1 - (g2.X3 + g4.X7)) & -(g1.X2 + g3.X6) & -(g2.X4 + g4.X8) \\ -(h1.X1 + h3.X5) & -(h2.X3 + h4.X7) & (1 - (h1.X2 + h3.X6)) & -(h2.X4 + h4.X8) \\ -(k1.X1 + k3.X5) & -(k2.X3 + k4.X7) & -(k1.X2 + k3.X6) & (1 - (k2.X4 + k4.X8)) \end{pmatrix}$$

Expression que nous simplifions désormais par la relation (An.111) ; pour ensuite procéder au calcul de son inverse (An.112).

$$(An.111) \quad Q = \begin{pmatrix} Q1 & Q2 & Q3 & Q4 \\ Q5 & Q6 & Q7 & Q8 \\ Q9 & Q10 & Q11 & Q12 \\ Q13 & Q14 & Q15 & Q16 \end{pmatrix} \quad \left| \quad (An.112) \quad Q^{-1} = \begin{pmatrix} q1 & q2 & q3 & q4 \\ q5 & q6 & q7 & q8 \\ q9 & q10 & q11 & q12 \\ q13 & q14 & q15 & q16 \end{pmatrix} = q \right.$$

Le déterminant de la matrice Q^{-1} (An.112) est défini par la variable ΔQ , et les différents termes constituant cette même matrice peuvent être déterminés à l'aide de la relation (An.113).

$$\Delta Q = Q1 \cdot ((Q6 \cdot Q11 \cdot Q16 + Q7 \cdot Q12 \cdot Q14 + Q8 \cdot Q10 \cdot Q15) - (Q8 \cdot Q11 \cdot Q14 + Q6 \cdot Q12 \cdot Q15 + Q7 \cdot Q10 \cdot Q16)) - Q5 \cdot ((Q2 \cdot Q11 \cdot Q16 + Q3 \cdot Q12 \cdot Q14 + Q4 \cdot Q10 \cdot Q15) - (Q4 \cdot Q11 \cdot Q14 + Q2 \cdot Q12 \cdot Q15 + Q3 \cdot Q10 \cdot Q16)) + Q9 \cdot ((Q2 \cdot Q7 \cdot Q16 + Q3 \cdot Q8 \cdot Q14 + Q4 \cdot Q6 \cdot Q15) - (Q4 \cdot Q7 \cdot Q14 + Q8 \cdot Q15 \cdot Q2 + Q16 \cdot Q3 \cdot Q6)) - Q13 \cdot ((Q2 \cdot Q7 \cdot Q12 + Q3 \cdot Q8 \cdot Q10 + Q4 \cdot Q6 \cdot Q11) - (Q4 \cdot Q7 \cdot Q10 + Q2 \cdot Q8 \cdot Q11 + Q2 \cdot Q3 \cdot Q6))$$

$$(An.113) \quad q = \frac{Q^{*T}}{\Delta Q} = \begin{pmatrix} q1 & q2 & q3 & q4 \\ q5 & q6 & q7 & q8 \\ q9 & q10 & q11 & q12 \\ q13 & q14 & q15 & q16 \end{pmatrix}$$

Nous obtenons alors :

$$q1 = \frac{1}{\Delta Q} \cdot (Q6 \cdot Q11 \cdot Q16 + Q7 \cdot Q12 \cdot Q14 + Q8 \cdot Q10 \cdot Q15 - (Q8 \cdot Q11 \cdot Q14 + Q6 \cdot Q12 \cdot Q15 + Q7 \cdot Q10 \cdot Q16))$$

$$q2 = \frac{1}{\Delta Q} \cdot (Q2 \cdot Q12 \cdot Q15 + Q3 \cdot Q10 \cdot Q16 + Q4 \cdot Q11 \cdot Q14 - (Q2 \cdot Q11 \cdot Q16 + Q10 \cdot Q4 \cdot Q15 + Q3 \cdot Q12 \cdot Q14))$$

$$q3 = \frac{1}{\Delta Q} \cdot (Q2.Q7.Q16 + Q6.Q4.Q15 + Q3.Q8.Q14 - (Q2.Q8.Q15 + Q3.Q6.Q16 + Q4.Q7.Q14))$$

$$q4 = \frac{1}{\Delta Q} \cdot (Q2.Q8.Q11 + Q3.Q6.Q12 + Q4.Q7.Q10 - (Q2.Q7.Q12 + Q4.Q6.Q11 + Q3.Q8.Q10))$$

$$q5 = \frac{1}{\Delta Q} \cdot (Q5.Q12.Q15 + Q7.Q9.Q16 + Q8.Q11.Q13 - (Q5.Q11.Q16 + Q8.Q9.Q15 + Q7.Q12.Q13))$$

$$q6 = \frac{1}{\Delta Q} \cdot (Q1.Q11.Q16 + Q4.Q9.Q15 + Q3.Q12.Q13 - (Q1.Q12.Q15 + Q3.Q9.Q16 + Q4.Q11.Q13))$$

$$q7 = \frac{1}{\Delta Q} \cdot (Q1.Q8.Q15 + Q3.Q5.Q16 + Q4.Q7.Q13 - (Q1.Q7.Q16 + Q4.Q5.Q15 + Q3.Q8.Q13))$$

$$q8 = \frac{1}{\Delta Q} \cdot (Q1.Q7.Q12 + Q4.Q5.Q11 + Q3.Q8.Q9 - (Q1.Q8.Q11 + Q3.Q5.Q12 + Q4.Q7.Q9))$$

$$q9 = \frac{1}{\Delta Q} \cdot (Q5.Q10.Q16 + Q8.Q9.Q14 + Q6.Q12.Q13 - (Q5.Q12.Q14 + Q6.Q9.Q16 + Q8.Q10.Q13))$$

$$q10 = \frac{1}{\Delta Q} \cdot (Q1.Q12.Q14 + Q2.Q9.Q16 + Q4.Q10.Q13 - (Q1.Q10.Q16 + Q4.Q9.Q14 + Q2.Q12.Q13))$$

$$q11 = \frac{1}{\Delta Q} \cdot (Q1.Q6.Q16 + Q4.Q5.Q14 + Q2.Q8.Q13 - (Q1.Q8.Q14 + Q2.Q5.Q16 + Q4.Q6.Q13))$$

$$q12 = \frac{1}{\Delta Q} \cdot (Q1.Q8.Q10 + Q2.Q5.Q12 + Q4.Q6.Q9 - (Q1.Q6.Q12 + Q4.Q5.Q10 + Q2.Q8.Q9))$$

$$q13 = \frac{1}{\Delta Q} \cdot (Q5.Q11.Q14 + Q6.Q9.Q15 + Q7.Q10.Q13 - (Q5.Q10.Q15 + Q7.Q9.Q14 + Q6.Q11.Q13))$$

$$q14 = \frac{1}{\Delta Q} \cdot (Q1.Q10.Q15 + Q9.Q3.Q14 + Q2.Q11.Q13 - (Q1.Q11.Q14 + Q2.Q9.Q15 + Q3.Q10.Q13))$$

$$q15 = \frac{1}{\Delta Q} \cdot (Q1.Q7.Q14 + Q2.Q5.Q15 + Q3.Q6.Q13 - (Q1.Q6.Q15 + Q3.Q5.Q14 + Q2.Q7.Q13))$$

$$q16 = \frac{1}{\Delta Q} \cdot (Q1.Q6.Q11 + Q3.Q5.Q10 + Q2.Q7.Q9 - (Q1.Q7.Q10 + Q2.Q5.Q11 + Q3.Q6.Q9))$$

Maintenant que la matrice Q^{-1} c'est-à-dire $(I - Y.X)^{-1}$ a complètement été identifiée, nous pouvons poursuivre la résolution de N (An.110) en calculant le produit $Y.B$.

$$(An.114) \quad Y.B = \begin{pmatrix} f2.t1 + f4.t2 \\ g2.t1 + g4.t2 \\ h2.t1 + h4.t2 \\ k2.t1 + k4.t2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} w1 \\ w2 \\ w3 \\ w4 \end{pmatrix}$$

Dès lors, il nous est possible d'en déduire les expressions des différents paramètres de la matrice N (An.110) en résolvant :

$$N = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1/2 & 0 \\ -1 & 0 & 1/2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1/2 \\ 0 & -1 & 0 & 1/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} q1 & q2 & q3 & q4 \\ q5 & q6 & q7 & q8 \\ q9 & q10 & q11 & q12 \\ q13 & q14 & q15 & q16 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} w1 \\ w2 \\ w3 \\ w4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} N1 \\ N2 \\ N3 \\ N4 \end{pmatrix}$$

Ce qui après développement devient l'équation simplifiée (An.115) suivante :

$$(An.115) \quad \begin{pmatrix} N1 \\ N2 \\ N3 \\ N4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} w1 \cdot \left(q1 + \frac{q9}{2} \right) + w2 \cdot \left(q2 + \frac{q10}{2} \right) + w3 \cdot \left(q3 + \frac{q11}{2} \right) + w4 \cdot \left(q4 + \frac{q12}{2} \right) \\ w1 \cdot \left(-q1 + \frac{q9}{2} \right) + w2 \cdot \left(-q2 + \frac{q10}{2} \right) + w3 \cdot \left(-q3 + \frac{q11}{2} \right) + w4 \cdot \left(-q4 + \frac{q12}{2} \right) \\ w1 \cdot \left(q5 + \frac{q13}{2} \right) + w2 \cdot \left(q6 + \frac{q14}{2} \right) + w3 \cdot \left(q7 + \frac{q15}{2} \right) + w4 \cdot \left(q8 + \frac{q16}{2} \right) \\ w1 \cdot \left(-q5 + \frac{q13}{2} \right) + w2 \cdot \left(-q6 + \frac{q14}{2} \right) + w3 \cdot \left(-q7 + \frac{q15}{2} \right) + w4 \cdot \left(-q8 + \frac{q16}{2} \right) \end{pmatrix}$$

Une fois le développement analytique terminé, nous pouvons conclure sur le fait qu'un certain nombre de variables intermédiaires ont été nécessaires pour mener à bien la mise en équation du modèle équivalent (magnétiquement complet) de filtre CEM (Fig.c). Mais l'avantage majeur d'un tel code mathématique est sa rapidité de résolution comparé à l'utilisation exclusive d'une modélisation numérique (PEEC) de filtre.

Annexe IV. Changement de base pour un filtre à “N” phases (où $N \in \mathcal{N}^+$)

Un quadripôle est par nature caractérisé par le courant transitant chacun de ses ports (i.e. l’entrée et la sortie) ainsi que par les tensions aux bornes de ces derniers, les tensions étant référencées par rapport à la masse (Fig.e). On procède alors de la même manière pour un système triphasé (Fig.f), et dans un cas plus général pour définir un système multiphasé.

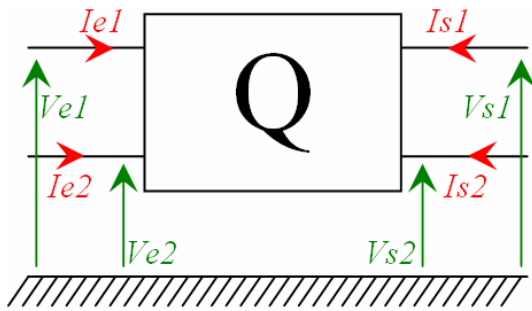


Figure.e: Définition standard d’un quadripôle

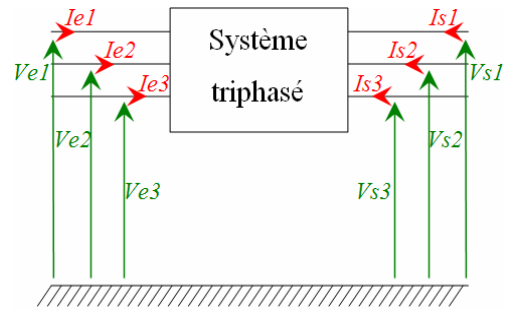


Figure.f: Définition standard d’un système triphasé

Mais dès lors qu’une étude CEM est réalisée sur un dispositif, il est bien plus commode de raisonner vis-à-vis des perturbations électromagnétiques de mode différentielle (MD) et/ou de mode commun (MC). Le problème est ainsi formulé dans la base MD/MC. Les différentes relations permettant de passer d’une base à l’autre sont présentées ci-dessous.

➤ Pour chaque port d’un quadripôle (entrée/sortie) peut être écrit :

$$(An.116) \quad Vmd = V_1 - V_2$$

$$(An.118) \quad Imd = \frac{I_1 - I_2}{2}$$

$$(An.117) \quad Imc = I_1 + I_2$$

$$(An.119) \quad Vmc = \frac{V_1 + V_2}{2}$$

Puis ensuite pour chaque port d’un système triphasé :

(An.120) $Vmd_{12} = V_1 - V_2$	(An.121) $Vmd_{23} = V_2 - V_3$	(An.122) $Vmd_{31} = V_3 - V_1$
(An.123) $Imd_{12} = \frac{I_1 - I_2}{2}$	(An.124) $Imd_{23} = \frac{I_2 - I_3}{2}$	(An.125) $Imd_{31} = \frac{I_3 - I_1}{2}$

$$(An.126) \quad V_{mc} = \frac{V_1 + V_2 + V_3}{3}$$

$$(An.127) \quad \text{Im } c = I_1 + I_2 + I_3$$

➤ Des matrices de changement de base peuvent dès lors être construites, dans un premier temps pour un quadripôle :

$$(An.128) \quad \begin{pmatrix} V_{md} \\ \text{Im}d \\ V_{mc} \\ \text{Im}c \end{pmatrix} = T \cdot \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ I_1 \\ I_2 \end{pmatrix}, \text{ avec } (An.129) \quad T = \begin{array}{c} \text{MD} \\ \left[\begin{array}{cc|cc} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/2 & -1/2 \\ \hline 1/2 & 1/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{array} \right] \text{MC} \end{array}$$

Couplages de modes

Ce qui pour un système triphasé devient :

$$(An.130) \quad \begin{pmatrix} V_{md_{12}} \\ V_{md_{23}} \\ \text{Im}d_{12} \\ \text{Im}d_{23} \\ V_{mc} \\ \text{Im}c \end{pmatrix} = T_3 \cdot \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{pmatrix}, \text{ avec } (An.131) \quad T_3 = \begin{array}{c} \text{MD} \\ \left[\begin{array}{ccc|ccc} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/2 & -1/2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/2 & -1/2 \\ \hline 1/3 & 1/3 & 1/3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{array} \right] \text{MC} \end{array}$$

Couplages de modes

Pour tout système multiphasé avec Q comme nombre de phases ($Q \in \mathcal{N}^+$), il est nécessaire de considérer uniquement $Q-1$ termes de mode différentiel, car le $Q^{\text{ième}}$ peut directement être déduit à partir des autres termes. Dans le cas d'un système triphasé par exemple, la tension $V_{md_{31}}$ peut en effet être calculée à l'aide de l'expression suivante :

$$V_{md_{31}} = -(V_{md_{12}} + V_{md_{23}})$$

C'est la raison pour laquelle nous avons pu établir des matrices de passage (T (An.129) ou bien T_3 (An.131)) carrées.

➤ Dans un cas plus général, c'est-à-dire pour Q phases, le passage d'une base à l'autre est effectué à l'aide des deux relations suivantes ((An.132) & (An.133)) :

$$(An.132) \begin{pmatrix} Vmd_{12} \\ \vdots \\ Vmd_{(Q-1)Q} \\ Imd_{12} \\ \vdots \\ Imd_{(Q-1)Q} \\ Vmc \\ Imc \end{pmatrix} = T_Q \begin{pmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_Q \\ I_1 \\ \vdots \\ I_Q \end{pmatrix} \quad \left| \quad \begin{pmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_Q \\ I_1 \\ \vdots \\ I_Q \end{pmatrix} = T_Q^{-1} \begin{pmatrix} Vmd_{12} \\ \vdots \\ Vmd_{(Q-1)Q} \\ Imd_{12} \\ \vdots \\ Imd_{(Q-1)Q} \\ Vmc \\ Imc \end{pmatrix} \right. (An.133)$$

Avec :

Couplages de modes

$$T_Q = \begin{matrix} \text{MD} & \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 1 & -1 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & & & & \vdots \\ \vdots & & & & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & & & & \vdots \\ \vdots & & & & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 1/2 & -1/2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 1/2 & -1/2 \end{pmatrix} \\ & \begin{pmatrix} 1/Q & \dots & \dots & \dots & 1/Q \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 1 & \dots & \dots & \dots & 1 \end{pmatrix} \text{MC} \end{matrix}$$

Et :

$$T_Q^{-1} = \begin{pmatrix} (Q-1)/Q & (Q-2)/Q & \dots & 1/Q & 0 & \dots & \dots & 0 & 1 & 0 \\ -1/Q & (Q-2)/Q & & \vdots & \vdots & & & \vdots & 1 & 0 \\ \vdots & & & \vdots & \vdots & & & \vdots & 1 & 0 \\ \vdots & & -(Q-2)/Q & 1/Q & \vdots & & & \vdots & 1 & 0 \\ -1/Q & \dots & -(Q-2)/Q & -(Q-1)/Q & 0 & \dots & \dots & 0 & 1 & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 & 2(Q-1)/Q & 2(Q-2)/Q & \dots & 2/Q & 0 & 1/Q \\ \vdots & & & \vdots & -2/Q & 2(Q-2)/Q & & \vdots & 0 & 1/Q \\ \vdots & & & \vdots & \vdots & & & \vdots & 0 & 1/Q \\ \vdots & & & \vdots & \vdots & & -2(Q-2)/Q & 2/Q & 0 & 1/Q \\ 0 & \dots & \dots & 0 & -2/Q & \dots & -2(Q-2)/Q & -2(Q-1)/Q & 0 & 1/Q \end{pmatrix}$$

➤ Voici ensuite quelques exemples de matrices de passage ; tout d'abord pour un quadripôle :

$$T = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/2 & -1/2 \\ 1/2 & 1/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad \left| \quad T^{-1} = \begin{pmatrix} 1/2 & 0 & 1 & 0 \\ -1/2 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1/2 \\ 0 & -1 & 0 & 1/2 \end{pmatrix}$$

Puis pour un système triphasé :

$$T_3 = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/2 & -1/2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/2 & -1/2 \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad \left| \quad T_3^{-1} = \begin{pmatrix} 2/3 & 1/3 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -1/3 & 1/3 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -1/3 & -2/3 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 4/3 & 2/3 & 0 & 1/3 \\ 0 & 0 & -2/3 & 2/3 & 0 & 1/3 \\ 0 & 0 & -2/3 & -4/3 & 0 & 1/3 \end{pmatrix}$$

Ou encore pour un système quinquaphasé :

$$T_5 = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/2 & -1/2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/2 & -1/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/2 & -1/2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/2 & -1/2 \\ 1/5 & 1/5 & 1/5 & 1/5 & 1/5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

$$T_5^{-1} = \begin{pmatrix} 4/5 & 3/5 & 2/5 & 1/5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -1/5 & 3/5 & 2/5 & 1/5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -1/5 & -2/5 & 2/5 & 1/5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -1/5 & -2/5 & -3/5 & 1/5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -1/5 & -2/5 & -3/5 & -4/5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 8/5 & 6/5 & 4/5 & 2/5 & 0 & 1/5 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -2/5 & 6/5 & 4/5 & 2/5 & 0 & 1/5 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -2/5 & -4/5 & 4/5 & 2/5 & 0 & 1/5 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -2/5 & -4/5 & -6/5 & 2/5 & 0 & 1/5 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -2/5 & -4/5 & -6/5 & -8/5 & 0 & 1/5 \end{pmatrix}$$

Annexe V. Circuits équivalents d'un transformateur

De manière générale, le fonctionnement d'un transformateur est représenté à l'aide du schéma électrique équivalent de la figure.g. Cependant, il peut s'avérer parfois plus commode d'utiliser une autre représentation du système dans le but de ne pas faire apparaître un élément de couplage idéal (Fig.h). Car à titre d'information, le logiciel de modélisation Inca3D utilisé dans le cadre de ces travaux de thèse, ne permet justement pas la considération d'un coupleur parfait.

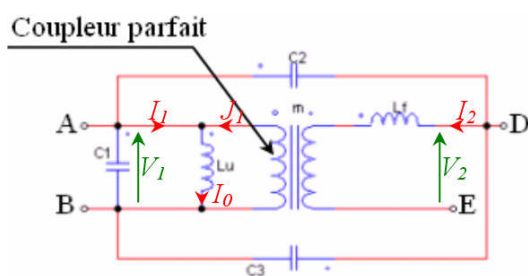


Figure.g: Schéma électrique équivalent d'un transformateur

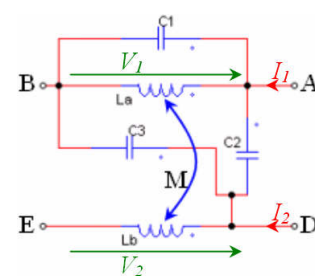


Figure.h: Schéma électrique équivalent de deux inductances couplées magnétiquement

Dans les deux cas (Fig.g & Fig.h), des capacités parasites équivalentes ont également été modélisées. Cependant, ces phénomènes n'impactent qu'en haute fréquence. L'identification des éléments magnétiques est donc généralement effectuée à une fréquence suffisamment basse pour ne pas faire intervenir les phénomènes électrostatiques parasites. Différentes relations permettant de passer d'une représentation à l'autre peuvent donc être obtenues en faisant abstraction des capacités parasites. Nous avons donc :

$$V_1 = j.Lu.\omega.I_0 = j.Lu.\omega.(I_1 + J_1)$$

Etant donné que $J_1 = m.I_2$, nous pouvons écrire :

$$(An.134) \quad V_1 = j.Lu.\omega.I_1 + j.Lu.m.\omega.I_2$$

Ensuite, nous avons $V_2 = j.Lf.\omega.I_2 + m.V_1$, mais en utilisant l'équation (An.134), nous pouvons en déduire :

$$(An.135) \quad V_2 = j.(Lf + m^2.Lu).\omega.I_2 + j.Lu.m.\omega.I_1$$

$$(An.136) \quad V_1 = j.La.\omega.I_1 + j.M.\omega.I_2$$

et :

$$(An.137) \quad V_2 = j.Lb.\omega.I_2 + j.M.\omega.I_1$$

En comparant maintenant les équations (An.134) et (An.136) ainsi que (An.135) et (An.137), nous pouvons identifier les différentes relations de passage d'une représentation à l'autre.

Nous avons donc :

$$(An.138) \quad La = Lu \quad \left| \quad (An.139) \quad Lb = Lf + m^2.Lu \quad \right| \quad (An.140) \quad M = m.Lu$$

Mais aussi :

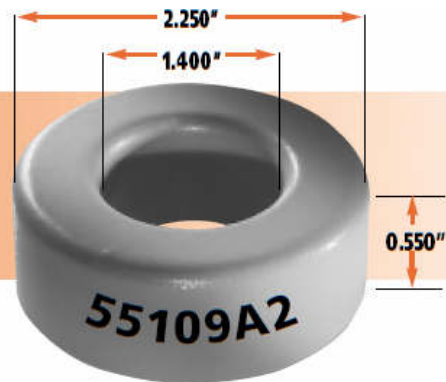
$$(An.141) \quad Lf = Lb - \frac{M^2}{La} \quad \left| \quad (An.142) \quad m = \frac{M}{La} \right.$$

Un coefficient de couplage k peut également être défini. Il est par définition calculé à l'aide de la relation suivante :

$$(An.143) \quad k = \frac{M}{\sqrt{La.Lb}}$$

Annexe VI. Caractéristiques du tore utilisé (High Flux)

57.2mm OD
35.6mm ID x 14.0mm HT



Core Dimensions (after finish)

O.D. (max.)	58.0 mm	2.285 in
I.D. (min)	34.7 mm	1.368 in
HT. (max.)	14.86 mm	0.585 in

Permeability (μ)	$A_L \pm 8\%$	Part Number		
		MPP	High Flux	Kool M μ
14	18	55112-A2	58112-A2	-
26	33	55111-A2	58111-A2	77111-A7
60	75	55110-A2	58110-A2	77110-A7
75	94	-	-	77214-A7
90	112	-	-	77213-A7
125	156	55109-A2	58109-A2	77109-A7
147	185	55108-A2	-	-
160	200	55107-A2	-	-
173	218	55103-A2	-	-
200	250	55106-A2	-	-
300	374	55104-A2	-	-

Physical Characteristics

Window Area	9.48 cm ²	1,871,000 c.mils
Cross Section	1.444 cm ²	0.224 in ²
Path Length	14.30 cm	5.63 in
Volume	20.65 cm ³	1.260 in ³
Weight- MPP	175 gm	0.387 lb
Weight- High Flux	165 gm	0.365 lb
Weight- Kool M μ	127 gm	0.280 lb
Area Product	13.69 cm ²	0.329 in ²

Winding Turn Length

WINDING FACTOR	LENGTH/TURN	
100% (Unity)	9.33 cm	0.306 ft
60%	7.76 cm	0.254 ft
40%	6.23 cm	0.204 ft
20%	5.56 cm	0.182 ft
0%	5.30 cm	0.174 ft

Wound Coil Dimensions

Max. O.D. (u.w.f.)	81.3 mm	3.20 in
Max. HT. (u.w.f.)	44.4 mm	1.748 in

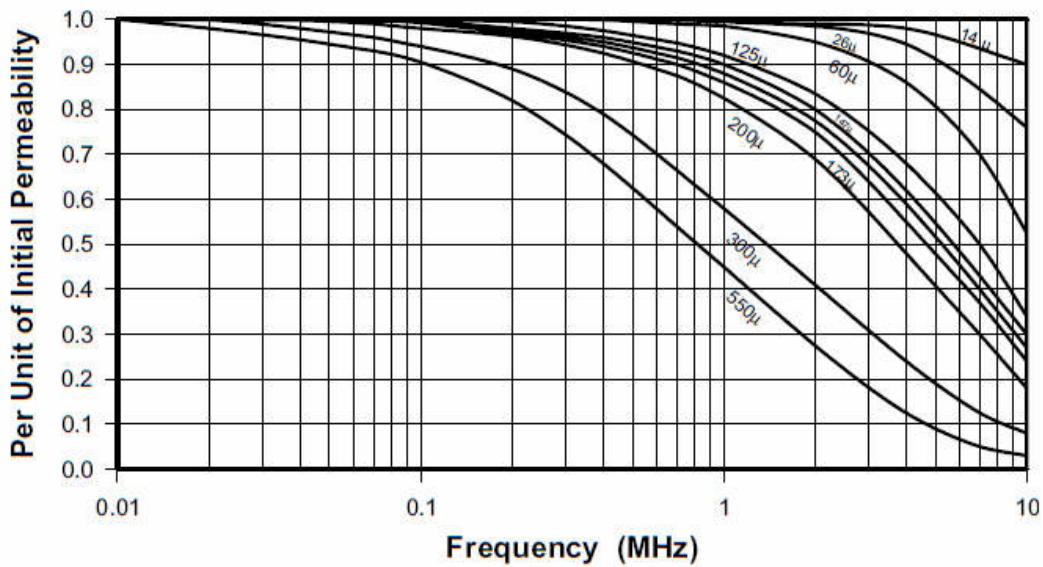
Surface Area

Unwound Core	76.8 cm ²	11.9 in ²
40% Winding Factor	130.7 cm ²	20.26 in ²

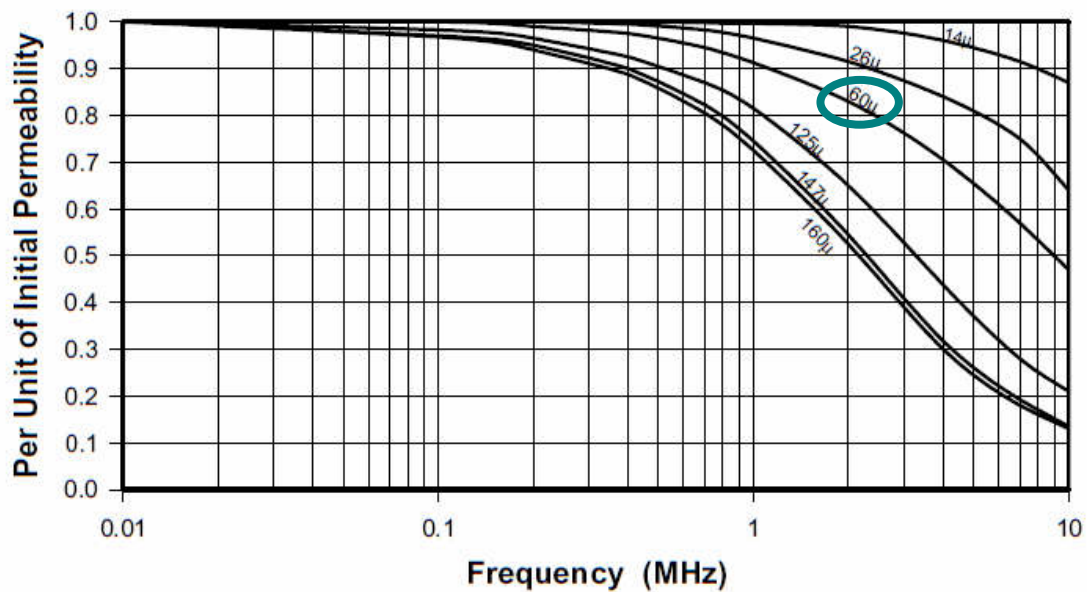
AWG Wire Size	Turns (u.w.f.)	Rdc (Ohms, Ω) (u.w.f.)	Single Layer Turns	Single Layer Rdc. (Ohms, Ω)
8	104	0.02	29	0.00318
9	130	0.0315	33	0.00453
10	163	0.0498	37	0.00644
11	204	0.0787	42	0.0092
12	256	0.1245	48	0.0133
13	320	0.1957	54	0.0188
14	400	0.308	60	0.0263
15	498	0.484	68	0.0376
16	624	0.767	76	0.0531
17	773	1.195	85	0.0746
18	965	1.886	96	0.107
19	1200	2.95	108	0.152
20	1497	4.64	120	0.211
21	1871	7.33	135	0.3
22	2310	11.45	152	0.428
23	2879	17.88	169	0.596
24	3565	28	189	0.845
25	4403	43.6	212	1.19
26	5504	69	237	1.69
27	6931	109	263	2.35

Core Data

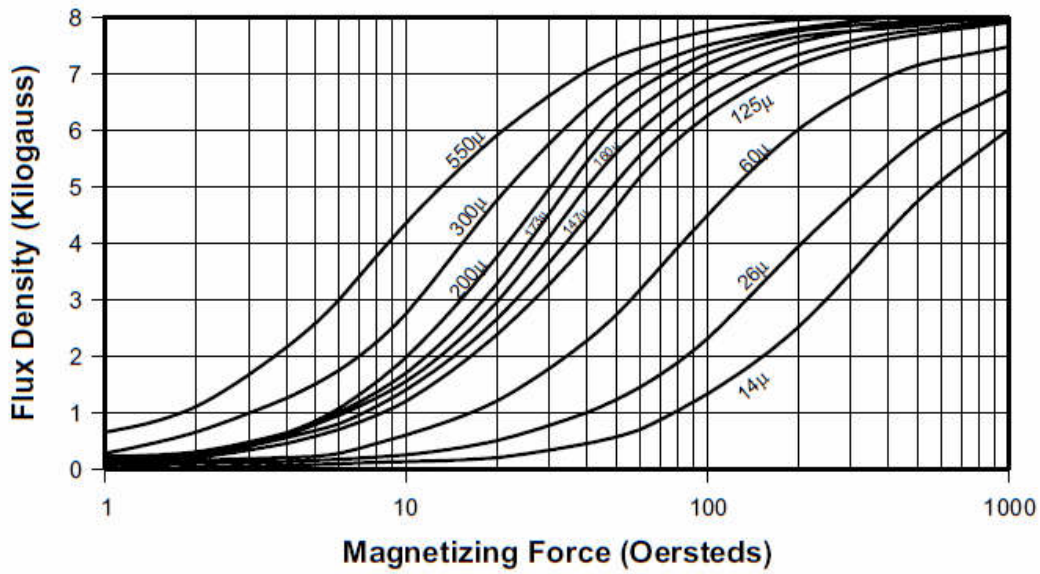
Permeability versus Frequency Curves, MPP



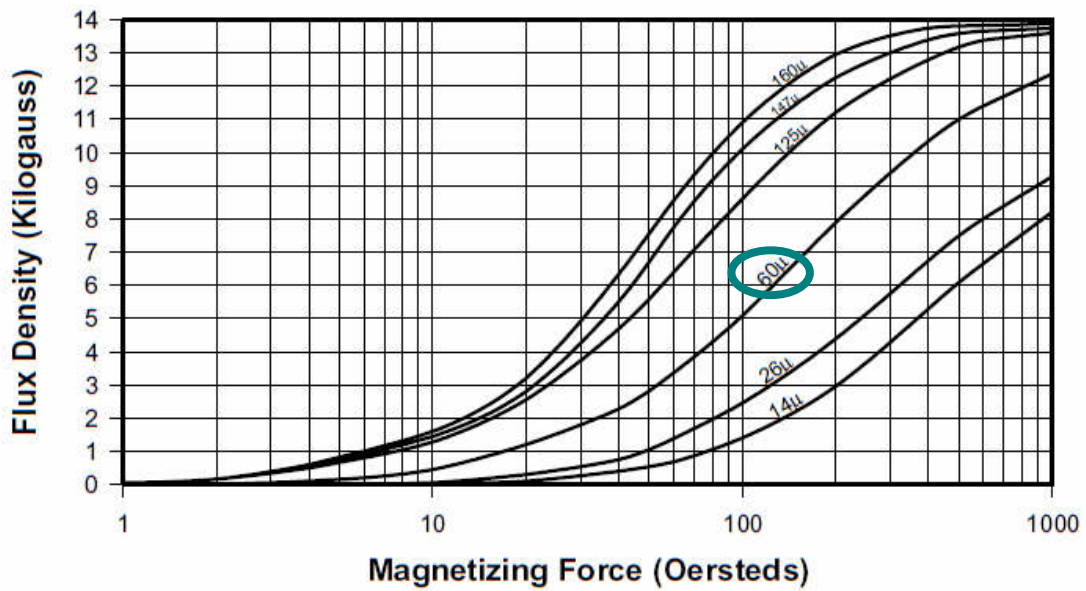
Permeability versus Frequency Curves, High Flux



Normal Magnetization Curves, MPP



Normal Magnetization Curves, High Flux



Annexe VII. Documentation technique du Balun choisi

Surface Mount RF Transformer

50Ω 0.015 to 300 MHz

T1-6T-KK81+
T1-6T-KK81



CASE STYLE: KK81
PRICE: \$6.95 ea. QTY (1-9)

+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)

The +Suffix Identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

Maximum Ratings

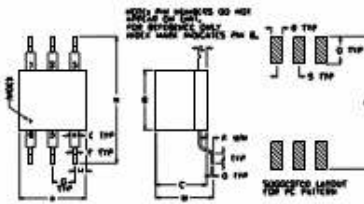
Operating Temperature	-20°C to 85°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
RF Power	0.25W
DC Current	30mA

Remanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

Pin Connections

PRIMARY DOT	4
PRIMARY	6
SECONDARY DOT	3
SECONDARY	1
SECONDARY CT	2
NOT USED	5

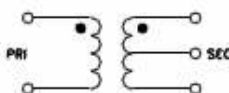
Outline Drawing



Outline Dimensions (Inch/mm)

A	B	C	D	E	F	G	H	J
.30	.27	.23	.010	.042	.020	.100	.05	.05
7.62	6.86	5.84	0.25	1.07	0.51	2.54	1.27	1.27
K	L	M	N	P	Q	R	S	Wt
.020	.036	.26	.375	.600	.125	.050	.100	grams
0.51	0.91	6.63	14.61	15.24	2.18	1.27	2.54	0.50

Config. A



Features

- wideband, 0.015 to 300 MHz
- excellent return loss
- also available with plug-in (X65) flat pack (W38) leads

Applications

- VHF/UHF receivers/transmitters
- impedance matching

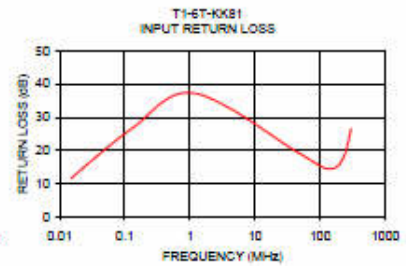
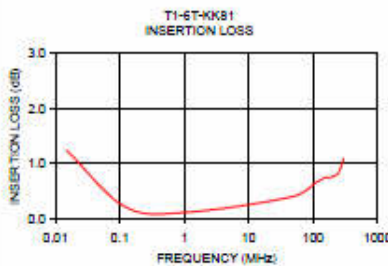
Transformer Electrical Specifications

Ω RATIO	FREQUENCY (MHz)	INSERTION LOSS*		
		3 dB MHz	2 dB MHz	1 dB MHz
1	0.015-300	0.015-300	0.021-150	0.03-50

*Insertion Loss is referenced to mid-band loss, 0.1 dB typ.

Typical Performance Data

FREQUENCY (MHz)	INSERTION LOSS (dB)	INPUT R. LOSS (dB)
0.02	1.24	11.77
0.13	0.21	26.45
1.15	0.12	37.26
47.47	0.40	19.27
111.09	0.66	14.02
147.83	0.74	14.64
175.75	0.75	15.08
209.75	0.77	16.64
250.25	0.84	20.06
300.00	1.09	26.64



For detailed performance specs & shopping online see web site

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4001 The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly at minicircuits.com

Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuits' applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuits' standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/MCISlots/terms.jsp.

REV. A
Minicircuits
T1-6T-KK81
IG/TD/CP
080017

Optimisation du routage d'un filtre CEM

La tendance de l'intégration en électronique de puissance accentue naturellement les effets électromagnétiques parasites. Tout système d'énergie électrique devient alors source de perturbations EM aussi bien conduites que rayonnées. Mais dans le cadre de ces travaux, nous nous sommes focalisés sur l'organe de filtrage des perturbations conduites : le filtre CEM.

En haute fréquence, il s'avère que ce type de système voit son comportement dégradé en raison des différents phénomènes parasites apparaissant au sein même du dispositif. Seuls les aspects magnétiques du problème ont néanmoins été traités (i.e. inductances partielles & couplages magnétiques parasites). Différentes méthodes ont été mises au point par le passé dans le but d'améliorer facilement la réponse du filtre. Cependant, il s'agit de procédés empiriques ne pouvant garantir l'optimalité de la solution de filtre construite.

Les travaux réalisés au cours de cette thèse ont donc consisté à développer une nouvelle méthode d'optimisation d'un filtre CEM, et plus précisément de son routage. L'objectif est alors d'exploiter les différents phénomènes magnétiques parasites intrinsèques au montage. Calculer ce type d'éléments a donc nécessité l'utilisation d'un outil de modélisation PEEC ; méthode numérique permettant des calculs rapides en raison d'un maillage relativement limité.

Layout optimization of an EMC filter

The actual trend to integrate the power electronic devices naturally increases the stray electromagnetic phenomena. Every electrical system becomes thus an EM disturbances source. But as part of this work, we especially focused on the filtering device of conducted disturbances : the EMC filter.

For high frequencies, degradations can be observed over the filter transfer function due to the different stray electromagnetic phenomena occurring within the device. But only the magnetic aspects have nevertheless been treated (i.e. partial inductances & stray magnetic couplings). Different methods have been worked out in the past in order to easily improve the filter response. However, these are empirical processes that could not guaranty the built filter solution optimality.

The works done throughout this PhD have consisted in developing a novel EMC filter optimization method, and more precisely of its routing. The aim has been to use the different stray magnetic phenomena. All of these elements can only be obtained by using a PEEC modeling tool. The PEEC method allows having fast numerical calculations thanks to a quite light meshing.

Mots clés

Electronique de puissance, Compatibilité électromagnétique (CEM), Partial Equivalent Element Circuit (PEEC), Modélisation PEEC d'un filtre CEM, Optimisation du routage