



HAL
open science

Modèles de composants passifs et couplage électromagnétique pour filtres HF de puissance : optimisation du placement

An Zhou

► **To cite this version:**

An Zhou. Modèles de composants passifs et couplage électromagnétique pour filtres HF de puissance : optimisation du placement. Energie électrique. Université Claude Bernard - Lyon I, 2013. Français. NNT : 2013LYO10032 . tel-01176346

HAL Id: tel-01176346

<https://theses.hal.science/tel-01176346>

Submitted on 15 Jul 2015

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.

N° d'ordre 32-2013

Année 2013

THESE DE L'UNIVERSITE DE LYON

Délivrée par

L'UNIVERSITE CLAUDE BERNARD LYON 1

ECOLE DOCTORALE

ELECTRONIQUE, ELECTROTECHNIQUE, AUTOMATIQUE DE LYON

DIPLOME DE DOCTORAT

(arrêté du 7 août 2006)

Spécialité : Génie Electrique

Soutenue publiquement le 18 Avril 2013

par

ZHOU An

**MODELES DE COMPOSANTS PASSIFS ET COUPLAGE ELECTROMAGNETIQUE
POUR FILTRES HF DE PUISSANCE – OPTIMISATION DU PLACEMENT**

Directeur de thèse : **M. Charles JOUBERT**

JURY :

M. François COSTA	Professeur Université Paris-Est	Président
M. Éric LABOURE	Professeur Université Paris-sud	Rapporteur
M. Jean-Luc SCHANEN	Professeur Grenoble INP	Rapporteur
M. François DE-DARAN	Expert CEM SAGEM	Examineur
M. Frédéric LAFON	Expert CEM VALEO	Examineur
M. Charles JOUBERT	Professeur Université LYON 1	Directeur de Thèse
M. Mohamed BENSETTI	Enseignant-chercheur SUPELEC	Co-encadrant
M. Moussa HOUMAM	Ingénieur HISPANO-SUIZA	Invité
M. Michel BELTRAMINI	Ingénieur AIRBUS	Invité
M. Gérard ROJAT	Professeur Université LYON 1	Invité

TITRE

Modèles de composants passifs et couplage électromagnétique pour filtres HF de puissance – Optimisation du placement

RESUME

Les filtres CEM sont largement utilisés dans les systèmes électroniques de puissance pour la suppression des interférences électromagnétiques. Ils sont en général composés d'une succession de condensateurs et de selfs. En haute fréquence, on est amené à compléter le modèle des composants par des éléments parasites.

Ce travail de thèse est consacré à l'étude de l'influence du couplage inter-composants sur la performance du filtre CEM. Une étude mathématique a été réalisée sur un filtre LC de type Γ . Cette dernière nous a permis de déduire qu'un meilleur comportement du filtre est obtenu quand le couplage magnétique inter-composants annule l'inductance parasite du condensateur ($ESL=M$). Pour atteindre cet objectif, une méthodologie permettant d'optimiser les emplacements des composants a été développée en se basant sur des modèles 3D simplifiés des composants du filtre. Dans ce travail de thèse, un condensateur film métallisé est présenté par un modèle 3D constitué d'un volume unique de conducteur. Les bobines avec ferrite sont modélisées en 3D en prenant en compte les propriétés physiques et géométriques. Ces modèles de condensateurs et de bobines ont été étudiés dans le cas de plusieurs configurations pour différents positionnements des composants. Les résultats obtenus ont montré leurs capacités de prédire à la fois les paramètres intrinsèques (Inductance parasite ESL pour le condensateur, Inductance L pour la bobine) et l'inductance mutuelle M inter-composants.

Finalement, la méthodologie d'optimisation a été validée expérimentalement sur un filtre CEM de type Γ (condensateur film et bobine bâtonnet avec ferrite) intégré dans un moteur d'essuie-glace.

DISCIPLINE

Génie Electrique

MOTS-CLEFS

Compatibilité Électromagnétique, Filtre CEM, Modélisation, Condensateur, Inductance, Couplage inter-composants, Optimisation des emplacements

LABORATOIRE AMPERE

UMR CNRS 5005

Bât. Oméga

Université Claude Bernard Lyon 1, 43 boulevard du 11 novembre
69622 Villeurbanne Cedex – France

TITLE

Modeling of passive components and electromagnetic coupling for HF filter - placement optimization

ABSTRACT

EMC filters are widely used in power electronic systems for electromagnetic interference suppression. They usually consist of a series of capacitors and inductors. At high frequencies, it is necessary to complete the model of component with parasitic elements.

This work is devoted to the study of the influence of inter-component coupling on the performance of the EMC filter. A mathematical study was performed on an LC filter in type Γ . The latter allowed us to deduce a better behavior of the filter can be obtained when the magnetic coupling inter-component cancels the parasitic inductance of the capacitor ($ESL = M$). To achieve this goal, a methodology to optimize the locations of components has been developed based on their 3D models simplified. In this thesis, a metalized film capacitor is presented by a 3D model constituting a single volume conductor. The inductor with ferrite is modeled by taking into account the physical and geometrical properties. These models of capacitors and inductors have been studied in several configurations for different positions of the components. The results have shown their ability to predict both the intrinsic parameters (parasitic inductance ESL for the capacitor, inductance L for the inductor) and mutual inductance M inter-components.

Finally, the optimization method was validated experimentally with an EMC filter type Γ (film capacitor and ferrite-rod inductor) built in a wiper motor.

DISCIPLINE

Electrical Engineering

KEYWORDS

Electromagnetic compatibility, EMC filter, Modeling, Capacitor, Inductor, Inter-component coupling, Placement optimization

LABORATOIRE AMPERE

UMR CNRS 5005

Bât. Oméga

Université Claude Bernard Lyon 1, 43 boulevard du 11 novembre
69622 Villeurbanne Cedex - France

REMERCIEMENTS

Je souhaite remercier en premier lieu mon directeur de thèse, M. Charles JOUBERT, Je lui suis reconnaissant pour le temps conséquent qu'il m'a accordé, ses qualités pédagogiques et scientifiques, sa franchise et sa sympathie.

J'adresse de chaleureux remerciements à mon co-encadrant de thèse, M. Mohamed BENSETTI, pour son attention de tout instant sur mes travaux, pour ses conseils avisés et son écoute qui ont été prépondérants pour la bonne réussite de cette thèse. Son énergie et sa confiance ont été des éléments moteurs pour moi. J'ai pris un grand plaisir à travailler avec lui.

Pour avoir accepté de rapporter ce travail, j'assure ma reconnaissance à M. Jean-luc SCHANEN et M. Eric LABOURE. Que soient remerciés les autres jurés M. François DE DARAN, M. Frédéric LAFON, M. Moussa HOUMAM, M. Michel BELTRAMINI, M. Gérard ROJAT et plus particulièrement M. François COSTA pour avoir assuré en plus le rôle de président de jury.

Enfin, les mots les plus simples étant le plus forts, j'adresse toute mon affection à ma famille. Malgré mon éloignement depuis de nombreuses années, leur confiance, leur tendresse, leur amour me portent et me guident tous les jours. Merci pour avoir fait de moi ce que je suis aujourd'hui.

TABLE DES MATIÈRES

TABLE DE MATIERES

REMERCIEMENTS.....	7
TABLE DE MATIERES	11
INTRODUCTION GENERALE.....	17
CHAPITRE I : GENERALITES SUR LES FILTRES CEM	23
I.1 Base de la CEM	23
I.1.1 Perturbations électromagnétiques	24
I.1.2 Mécanismes de couplage des perturbations électromagnétiques	25
I.1.3 CEM en électronique de puissance	26
I.2 Filtre CEM généralités.....	28
I.2.1 Introduction et Conception de Filtre CEM	28
I.2.2 Différents structures de filtres	29
I.2.3 Exemple d'un filtre CEM :	31
I.3 Imperfections des composants passifs.....	33
I.3.1 Condensateur.....	33
I.3.1.1 Technologie des condensateurs.....	33
I.3.1.2 Modèles électriques des condensateurs réels	34
I.3.2 Bobines	37
I.3.2.1 Technologie des bobines.....	37
I.3.2.2 Modèles électriques des bobines réels	38
I.3.3 Couplage entre les condensateurs et les bobines	39
I.3.3.1 Technique de couplage indirect	40
I.3.3.2 Technique de couplage direct	41
I.4 Conclusion et objectif de l'étude	42
CHAPITRE II : ÉTUDES SUR LE FILTRE CEM DE TYPE LC	47
II.1 Introduction	47

II.2	Comportement du filtre en fonction de la mutuelle	51
II.2.1	Effet de la Mutuelle sur la branche capacitive.....	51
II.2.1.1	Cas de couplage faible.....	51
II.2.1.2	Cas de couplage optimal	52
II.2.1.3	Cas de couplage fort.....	52
II.2.2	Effet de la mutuelle sur la branche inductive	53
II.2.2.1	Cas de couplage faible.....	54
II.2.2.2	Cas de couplage optimal	56
II.2.2.3	Cas de couplage fort.....	57
II.2.3	Validation expérimentale des modèles mathématiques	57
II.3	Méthodologie adoptée pour l'optimisation de la performance du filtre.....	59
II.3.1	Introduction	59
II.3.2	Influence de l'inductance (L) sur la performance du filtre.....	59
II.3.3	Influence de la capacité parasite (EPC) sur la performance du filtre.....	60
II.3.4	Influence des résistances sur la performance du filtre	61
II.3.4.1	Influence de ESR sur la performance du filtre.....	61
II.3.4.2	Influence de R_L sur la performance du filtre	64
II.3.5	Caractérisations des composants	65
II.3.5.1	Incertitude de la mesure avec un analyseur de réseau.....	66
II.3.5.2	Incertitude de la mesure avec un analyseur d'impédance	67
II.4	Conclusion	70
 CHAPITRE III : MODELISATION 3D ET OPTIMISATION DU FILTRE		73
III.1	Introduction	73
III.2	Procédure d'optimisation des placements des composants	73
III.3	Méthodes numériques	74
III.4	Modélisation 3D de la bobine.....	75
III.5	Modélisation 3D du condensateur.....	79
III.5.1	Structure interne du condensateur film métallisé	79
III.5.2	Rayonnement d'un condensateur	82
III.5.3	modèle 3D simplifié du condensateur.....	87
III.5.3.1	Modèle Multicouches.....	88

III.5.3.2	Modèle à volume unique	90
III.6	Modélisation 3D du couplage inter-composants.....	93
III.6.1	Introduction.....	93
III.6.2	Extraction de l'inductance mutuelle.....	93
III.6.2.1	Formule Analytique	93
III.6.2.2	Mesure directe de l'impédance de transfert et Curve-fitting	94
III.6.3	Modélisation 3D du couplage « boucle-boucle »	95
III.6.3.1	Dispositif de mesure.....	95
III.6.3.2	Simulation de circuit électrique équivalent	97
III.6.3.2.1	Extraction de M à partir de la formule analytique	98
III.6.3.2.2	Extraction de M à partir de la mesure (Curve-fitting).....	99
III.6.3.2.3	Extraction de M à partir de la mesure de Z21.....	100
III.6.3.3	Validation des méthodes pour l'extraction de l'inductance mutuelle M.....	101
III.6.3.4	Simulation 3D	101
III.6.3.5	Validation du modèle équivalent	103
III.6.4	Modélisation 3D du couplage « boucle-condensateur ».....	104
III.6.4.1	Dispositif de mesure.....	104
III.6.4.2	Simulation du circuit électrique équivalent	105
III.6.4.3	Simulation 3D	106
III.6.4.3.1	Modèle multicouches	107
III.6.4.3.2	Modèle 3D sous forme de volume équivalent.....	110
III.6.5	Modélisation 3D du couplage « boucle-bobine avec ferrite ».....	113
III.6.5.1	Dispositif de mesure.....	113
III.6.5.2	Simulation du circuit électrique équivalent	114
III.6.5.3	Simulation 3D	115
III.7	Modélisation 3D et optimisation d'un filtre LC	119
III.7.1.1	Outil d'optimisation du design d'un filtre	119
III.7.1.2	Modélisation 3D d'un filtre LC optimisé.....	121
III.7.1.2.1	Etude de la sensibilité des paramètres géométriques.....	121
III.7.1.2.2	Modélisation du filtre optimisé	124
III.8	Conclusion.....	128
CHAPITRE IV : APPLICATION.....		133
IV.1	Introduction	133

IV.2	Procédure d'optimisation d'un filtre LC	133
IV.2.1	Étude du cahier des charges	133
IV.2.2	Modélisation 3D des composants	134
IV.2.3	Modélisation et optimisation du filtre.....	134
IV.2.4	Filtre optimisé.....	135
IV.3	Cas pratique 1 : Filtre CEM d'un moteur à courant continu.	137
IV.3.1	Présentation du dispositif.....	137
IV.3.1.1	Filtre CEM	138
IV.3.1.2	Mesure normative « CISPR25 ».....	140
IV.3.2	Étude de la faisabilité de la méthode	141
IV.3.2.1	Caractérisation des composants du filtre.....	141
IV.3.2.2	Simulation du filtre LC	143
IV.3.3	Modélisation 3D du filtre et Optimisation	145
IV.3.3.1	Modèle 3D du condensateur.....	145
IV.3.3.2	Modèle 3D de la bobine	146
IV.3.3.3	Modélisation et optimisation du filtre	147
IV.3.3.4	Mesure normative du moteur avec filtre optimisé	149
IV.4	Cas pratique 2: Condensateur chimique avec une bobine bâtonnet	152
IV.4.1	Etude de la faisabilité de la méthode	153
IV.4.2	Modélisation 3D et Optimisation	156
IV.5	Conclusion	159
CONCLUSIONS GENERALES & PERSPECTIVES		163
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES		169
ANNEXE I.....		179

INTRODUCTION

GÉNÉRALE

INTRODUCTION GENERALE

Dans l'évolution actuelle de l'électronique, le développement des systèmes d'électronique de puissance prend une place très importante dans les domaines automobile et aéronautique pour le bon fonctionnement des moteurs mais également pour toutes les fonctions de confort et d'aide à la conduite. Corollairement, les dispositifs de conversion de puissance (hacheurs, onduleurs, alimentations à découpages...) se retrouvent fortement utilisés et augmentent ainsi le nombre de sources de perturbations large bande. En conséquence, le traitement des problèmes de compatibilité électromagnétique a un impact de plus en plus important sur le dimensionnement du produit.

Les travaux réalisés au cours de cette thèse se concentrent principalement sur un des dispositifs largement utilisé pour la réduction des perturbations conduites : les filtres CEM. Un filtre CEM est en général composé d'une succession de condensateurs et de bobines. Ces composants sont décrits au premier ordre par leurs grandeurs caractéristiques : la valeur de la capacité pour le condensateur, la valeur de l'inductance pour la bobine. Il est bien connu que cette simple description est insuffisante pour modéliser le même comportement du filtre surtout en haute fréquence à cause des limitations intrinsèques des composants. Par exemple, un condensateur possède une inductance parasite qui va limiter sa performance à une certaine bande de fréquence. Donc, pour couvrir toute la bande de fréquence, on est amené à ajouter des composants. Les conséquences sont que l'encombrement du filtre devient important et qu'il y a des risques de résonances entre les composants.

De plus, les contraintes liées au placement des composants deviennent plus sévères. Les composants constituant le filtre CEM peuvent être positionnés à quelques millimètres l'un à côté de l'autre dans les applications industrielles. En gardant les mêmes condensateurs et les mêmes bobines et en changeant seulement leurs positions respectives, le comportement du filtre peut être fortement modifié (amélioration ou dégradation). En effet, ce sont les éléments de couplage inter-composants qui impactent en premier lieu le fonctionnement du filtre, d'un point de vue fréquentiel. Ce phénomène attire l'intérêt des industriels pour évaluer les couplages qui apparaissent entre les composants, en particulier les mutuelles inductances. Si celles-ci sont correctement dimensionnées, il devient alors possible d'améliorer fortement la qualité d'un filtre.

Pour être capable d'utiliser ces phénomènes dans un cadre industriel, il faut être capable de compléter le modèle conduit des composants par un modèle de couplages potentiels avec l'environnement. Le premier objectif de ce travail est d'établir des modèles équivalents permettant de prédire le couplage en champ proche entre le condensateur et la bobine d'un filtre CEM. Ces modèles équivalents sont utilisés pour calculer le couplage entre les différents éléments du filtre en fonction de leur emplacement. La détermination de ces différents couplages nous aidera à mieux comprendre leurs effets sur le comportement du filtre surtout en haute fréquence. En général, les effets de ces couplages ne sont pas pris en considération lors de la phase de conception du filtre.

Dans cette thèse, nous allons montrer que ces couplages n'engendrent pas seulement un effet négatif sur la performance du filtre. Une méthode de couplage direct peut être appliquée pour améliorer la performance du filtre en utilisant ces couplages inter-composants pour compenser les inductances parasites des condensateurs. Pour atteindre cet objectif, les modèles équivalents vont être utilisées pour optimiser la position des différents composants du filtre afin d'améliorer sa performance.

Les activités de recherche et de développement du projet ont conduit à décomposer le manuscrit en quatre chapitres.

Le chapitre I résume l'étude bibliographique, qui contient un rappel des bases de la compatibilité électromagnétique et les modes de propagation des perturbations électromagnétiques. Nous présentons aussi les performances attendues des filtres CEM et leurs structures, ainsi que les problématiques et les limitations liées aux éléments parasites des composants.

Le chapitre II est consacré à la mise en équation du filtre CEM pour étudier l'effet du couplage inductif sur le comportement du filtre CEM. L'impact de chaque élément des composants vont aussi être mathématiquement analysés pour différentes configurations de couplages inter-composants.

Afin de prédire l'emplacement des composants, des recherches sur la modélisation 3D des composants vont être présentées dans le chapitre III. Les modèles développés sont validés pour différent cas d'étude. En se basant sur ces modèles, la réalisation d'un filtre LC optimisé dans notre laboratoire est présentée et validée.

Une procédure d'optimisation d'un filtre CEM de type LC a été présentée dans le chapitre IV. Cette dernière va permettre aux ingénieurs de concevoir leurs filtres en

suivant les étapes présentées. Deux applications issues du domaine de l'automobile ont été présentées dans ce chapitre.

- Chapitre I -
GÉNÉRALITÉ
SUR LES
FILTRES CEM

Chapitre I : GENERALITES SUR LES FILTRES CEM

I.1 BASE DE LA CEM

Nous commençons par donner la définition générale de la compatibilité électromagnétique (CEM) :

"La compatibilité électromagnétique, c'est l'aptitude d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système à fonctionner dans son environnement électromagnétique de façon satisfaisante et sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques de nature à créer des troubles graves dans le fonctionnement des appareils ou des systèmes situés dans cet environnement " [1].

Cette définition fait ressortir deux aspects qui regroupent un problème CEM, à savoir des notions d'immunité et d'émission. L'immunité correspond à l'aptitude d'un équipement à résister aux perturbations électromagnétiques de l'environnement. En même temps, un équipement peut aussi générer lui-même des perturbations électromagnétiques vers l'environnement, soit l'émission. Avec ces deux aspects, la Figure I-1 illustre la décomposition de la problématique CEM en trois étapes.

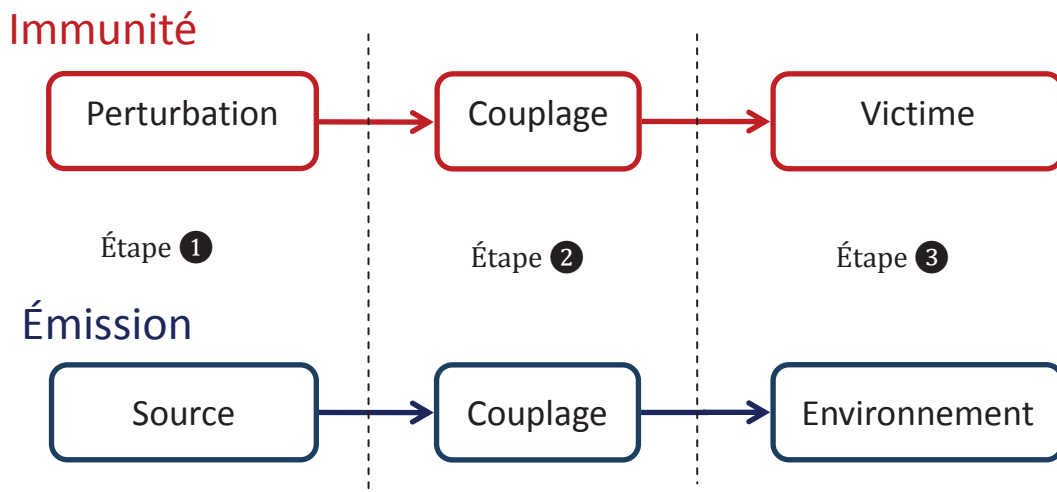


Figure I-1 Schématisation d'un problème CEM

Pour résoudre un problème de CEM, il est important de comprendre les phénomènes mis en jeu et d'en connaître les ordres de grandeur. Généralement, il est souhaitable d'augmenter l'immunité électromagnétique de l'élément perturbé et, à diminuer l'amplitude du champ électromagnétique délivré par le perturbateur. Lorsqu'on développe un système intégrant à la fois la source de perturbation et le circuit victime, il existe des possibilités d'amélioration du système en chaque étape [2]:

- **Source de perturbation** : Il est possible de réduire le niveau de la source de perturbation. Par exemple, on peut diminuer la fréquence de fonctionnement d'un PWM (Pulse-width Modulation) ou son amplitude. Ces techniques ne doivent pas altérer le bon fonctionnement du système.
- **Couplage** : Il est possible de réduire le couplage entre la source et la victime. Par exemple, on peut diminuer la distance entre eux dans le cas de couplage rayonné.
- **Victime** : Il est aussi possible de renforcer l'aptitude de l'immunité de la victime en intégrant par exemple des filtres ou des blindages permettant de protéger l'équipement.

Dans le cadre de cette thèse, on s'est particulièrement intéressé à augmenter l'immunité de la victime. Notre étude s'est portée sur l'amélioration des performances des filtres CEM. Pour aborder l'étude des filtres, il est nécessaire de définir les différents types de perturbations électromagnétiques.

1.1.1 PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES

Par le nom même qui lui est donnée, une perturbation électromagnétique est un signal parasite non désirable généré par une source de perturbation au niveau du récepteur du signal. Elle peut aussi avoir une variété de caractéristiques qui dépendent de la source et de la nature du mécanisme donnant lieu à la perturbation. Les différents types des perturbations peuvent être classés selon leurs origines :

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

I.1.2 MECANISMES DE COUPLAGE DES PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES

Il existe plusieurs types de couplage des perturbations électromagnétiques de la source vers le récepteur (Figure I-2). Les méthodes de réduction des perturbations à mettre en œuvre dépendent bien évidemment de ces types de couplage.

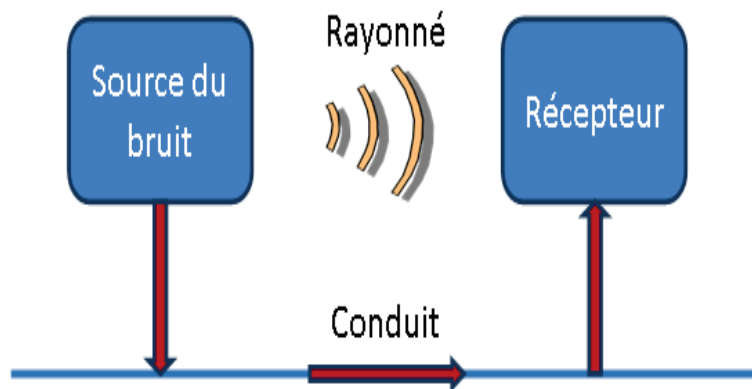


Figure I-2 Couplage par rayonnement et par conduction

- **Rayonnement** : Dans ce type de couplage, les courants et les tensions perturbateurs sont induits dans le circuit récepteur (victime) par les champs magnétiques et électriques variables issus du circuit perturbateur.
- **Conduit** : les perturbations conduites sont produites comme leur nom l'indique quand il y a un itinéraire de conduction le long duquel les signaux peuvent circuler. Par exemple, le long des câbles électriques d'alimentation ou d'interconnexion. Les perturbations conduites peuvent à leur tour être décomposées en deux modes :
 - *Mode commun* : Ce type de couplage se produit lorsque le signal parasite (courant ou tension) est d'amplitude identique et de même phase sur les deux conducteurs. A cause d'un potentiel parasite (ddp) entre les conducteurs et la masse, les courants de perturbations (i_c) de retour prennent le chemin pour passer par la masse. Le schéma de fonctionnement en mode commun est présenté dans la Figure I-3.

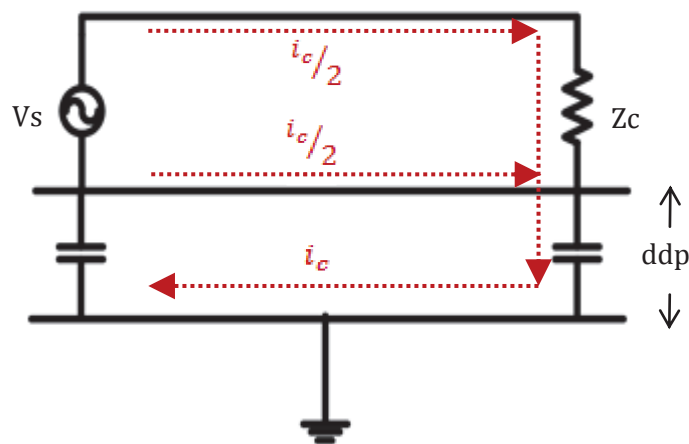


Figure I-3 Propagation par mode commun

- *Mode différentiel* : Cela se produit lorsque le bruit est en opposition de phase sur les deux conducteurs. Le courant (i_D) circulant dans les conducteurs va créer un potentiel parasite entre ces conducteurs. Le schéma de fonctionnement en mode différentiel est présenté dans la Figure I-4.

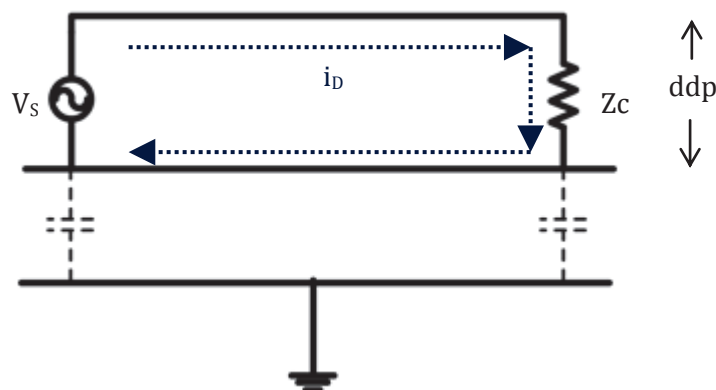


Figure I-4 Propagation par mode différentiel

Ces interférences électromagnétiques sont présentes dans tous les domaines de l'électronique. La solution de rajouter un filtre permet de s'assurer que ces perturbations restent à un niveau acceptable, et ne provoquent pas de dysfonctionnement du circuit victime. Les techniques de filtrage varient selon le type de couplage (mode différentiel, mode commun).

1.1.3 CEM EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

L'électronique de puissance devient de plus en plus présente dans les systèmes embarqués. Elle est largement utilisée dans les moyens de transports surtout automobile et aéronautique pour le bon fonctionnement des moteurs mais également pour toutes les fonctions de confort et d'aide à la conduite. Corollairement, les

dispositifs de conversion de puissance statiques (hacheurs, onduleurs, alimentations à découpages...) se retrouvent fortement utilisés et augmentent ainsi le nombre de sources de perturbations large bande.

Afin d'assurer le bon fonctionnement des équipements industriels, il faut satisfaire les contraintes CEM qui en résultent. En effet, les problèmes de compatibilité électromagnétique se sont de plus en plus intensifiés en électronique de puissance et cela à cause des éléments suivants :

- Augmentation des fréquences en électronique de puissance et semi-conducteurs à commutation de plus en plus rapide.
- Diminution des tensions d'alimentation des systèmes numériques.
- Intégration des systèmes.
- Présence simultanée de nombreux équipements communicants (radio, téléphone, liaisons de données sans fil) qui constituent autant de victimes potentielles.

En radio fréquence, les principales sources de perturbation sont notamment des microprocesseurs, les alimentations à découpage, les moteurs et les cordons d'alimentations électriques (qui se comportent en antenne).

L'exemple d'une chaîne typique de conversion d'énergie est présenté dans la Figure I-5. On peut constater que :

- Le convertisseur constitue une source de perturbations conduites et rayonnées
- Les câbles transmettent les perturbations conduites. Ils peuvent aussi transformer les perturbations conduites en perturbations rayonnées (et vice versa).
- Le moteur peut être victime de perturbations (fronts de tension entraînant vieillissement prématuré des isolants, voire claquage). Il peut aussi contribuer à transformer les perturbations conduites en perturbations rayonnées.
- Le filtre CEM a pour rôle de réduire les perturbations conduites. Mais certains de ses composants (condensateurs, bobines) peuvent avoir un couplage involontaire entre perturbations conduites et rayonnées. Le blindage limite ces effets vis-à-vis de l'environnement extérieur, mais les couplages internes, s'ils ne sont pas maîtrisés, peuvent limiter le bon fonctionnement du dispositif.



Figure I-5 Exemple d'une chaîne de conversion

De très nombreux travaux ont été consacrés aux moyens de modélisation et d'amélioration du comportement CEM dans une chaîne de conversion d'énergie. Des modèles théoriques sont développés afin de caractériser les sources des bruits équivalentes. Les chemins de distribution des bruits dominants sont étudiés et le spectre du bruit en conduit est estimé en conséquence [3] [4]. Une autre étude a été consacrée au développement de modèle pour la prédiction des courants de mode commun MC dans les associations convertisseurs machine en utilisant une approche quadripolaire [5]. La modélisation du convertisseur en terme de sources de perturbations de MC et de MD et des câbles pour générer des modèles à priori qui prennent en compte les impédances et les bruits de MC et MD a fait l'objet d'étude dans [6].

Sur la partie filtrage CEM, plusieurs travaux ont été réalisés sur le dimensionnement du filtre CEM et la détermination des composants le constituant [7] [8]. La modélisation et l'optimisation des pistes des connexions entre les composants passifs ont été traitées dans [9].

Les travaux présentés dans cette thèse constituent une complémentarité par rapport aux travaux cités précédemment. L'originalité consiste à utiliser le couplage direct inter-composants pour l'amélioration de la performance des filtres CEM tout en gardant les mêmes composants.

I.2 FILTRE CEM GENERALITES

I.2.1 INTRODUCTION ET CONCEPTION DE FILTRE CEM

Les filtres CEM sont des dispositifs électroniques essentiellement passifs qui sont utilisés pour réduire les perturbations électromagnétiques qui se trouvent sur une ligne de signal ou de puissance. Pour qu'un équipement électronique puisse passer les tests de qualification CEM (compatibilité électromagnétique), on utilise souvent un filtre CEM ou une série de filtres.

La conception d'un filtre CEM est un élément important permettant souvent à garantir le bon fonctionnement des équipements. Un filtre CEM doit être capable de fournir un niveau d'atténuation suffisant des signaux indésirables, tout en permettant la transmission des signaux utiles. Le niveau de l'atténuation des signaux, représenté par 'perte d'insertion', est un rapport entre la puissance (P_1) que recevrait la charge adaptée directement sur la source d'énergie et la puissance (P_2) qu'elle reçoit derrière le filtre. Elle est décrite en dB par l'équation suivante :

$$\text{Perte d'insertion(dB)} = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{P_1}{P_2}\right) \quad (\text{I-1})$$

Donc, afin de répondre aux exigences CEM pour les différentes fréquences fonctionnelles, la conception d'un filtre doit prendre en compte à la fois l'impédance de la source d'énergie (cf. Figure I-5) et l'impédance de charge (convertisseur dans le cas de la Figure I-5). Outre les pertes d'insertion aux différentes fréquences, les filtres CEM sont caractérisés par leurs tensions et courants nominaux.

Typiquement, pour un circuit à haute impédance, un condensateur connecté entre la ligne et la terre donne de meilleurs résultats, tandis que pour les circuits à faible impédance une bobine placée en série sur la ligne est préférable. Schématiquement, le composant de filtrage (condensateur ou bobine) est conçu pour avoir une réactance avec peu d'effet aux fréquences des signaux utiles, mais un effet beaucoup plus important aux fréquences plus élevées. Idéalement, le condensateur se comporte alors comme un court-circuit pour les courants perturbateurs, alors que la bobine agit à la manière d'un circuit ouvert. Pour améliorer les performances, ces filtres élémentaires peuvent être placés en cascade, ce qui conduit à des filtres CEM multi-composants. Cependant, pour obtenir la performance requise, ils doivent être dimensionnés correctement en respectant la règle d'association des impédances énoncée ci-dessus.

1.2.2 DIFFERENTS STRUCTURES DE FILTRES

Les filtres CEM utilisent le fait que les condensateurs peuvent être vus comme des courts-circuits en haute fréquence, et les bobines comme des circuits ouverts. Selon les différents types des perturbations (Mode commun ou Mode différentiel) à filtrer, elles sont classées en deux catégories : filtre mode commun (Figure I-6) et filtre mode différentiel (Figure I-7).

- **Filtre mode commun**

- *Bobines de mode commun (L_c)* : Elles comportent deux ou trois enroulements sur un noyau toroïdal. Ces inductances couplées créent une impédance équivalente très grande en mode commun.
- *Condensateurs de mode commun (C_y)* : Ces condensateurs, toujours par deux, ont pour but de filtrer les courants de mode commun en les dérivant vers la terre. Ils sont de valeurs égales, l'un entre phase et terre, l'autre entre neutre et terre. À haute fréquence, ils forment une impédance réduite entre la terre et le système.

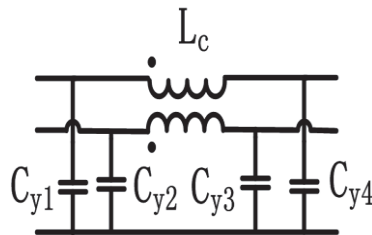


Figure I-6 Structure d'un filtre mode commun

- **Filtre mode différentiel**

- *Les bobines de mode différentiel (L_d)* : Au contraire des bobines de mode commun, elles créent une impédance équivalente plus forte en mode différentiel.
- *Les condensateurs de mode différentiel (C_x)* : Ils sont connectés entre phase et neutre. Ces condensateurs sont choisis pour créer une très grande impédance en basse fréquence et ne perturbe donc pas le signal utile. En revanche, son impédance en haute fréquence devient faible et réduit ainsi les courants différentiels.

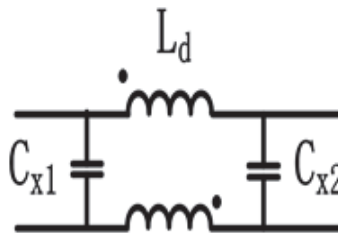


Figure I-7 Structure d'un filtre mode différentiel

Par ailleurs, on peut rajouter aussi dans ces schémas (Figure I-6 et Figure I-7) des résistances qui servent à décharger les condensateurs lorsque l'alimentation est coupée et qui permettent d'amortir les résonances consécutives à l'association de condensateurs et de bobines. Le boîtier est généralement métallique afin de limiter les couplages parasites par rayonnement avec l'extérieur.

Les principales structures de filtres CEM rencontrées sont présentées dans le Tableau I-1 [10]. Ces dernières suivent les règles générales de choix des composants en fonction des impédances énoncées au paragraphe I.1.2.1.

Tableau I-1 Structures typiques du filtre CEM

Impédance de la source	Structure typique	Filtre commun	Filtre différentiel	Impédance de la charge
<i>élevée</i>				<i>élevée</i>
<i>élevée</i>				<i>élevée</i>
<i>faible</i>				<i>faible</i>
<i>faible</i>				<i>faible</i>
<i>faible</i>				<i>élevée</i>
<i>élevée</i>				<i>faible</i>

1.2.3 EXEMPLE D'UN FILTRE CEM :

La figure 1.6 illustre un filtre CEM intégré dans une carte électronique [11]. Il est constitué de condensateurs de mode commun C_{y1} et C_{y2} , de condensateur de mode différentielle C_x et de bobine L .

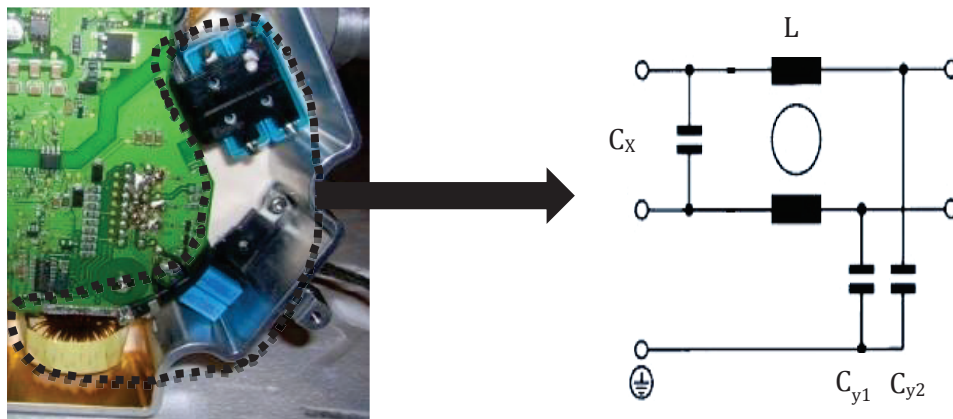


Figure I-8 Exemple d'un filtre CEM avec son schéma électrique.

Ce filtre de type passe-bas est utilisé pour réduire les perturbations en haute fréquence. Il permet de conserver uniquement les signaux utiles en basses fréquences et atténue les perturbations en hautes fréquences, c'est-à-dire les fréquences supérieures à sa fréquence de coupure. La Figure I-9 représente le comportement réel et idéal de ce filtre passe-bas en fonction de la fréquence.

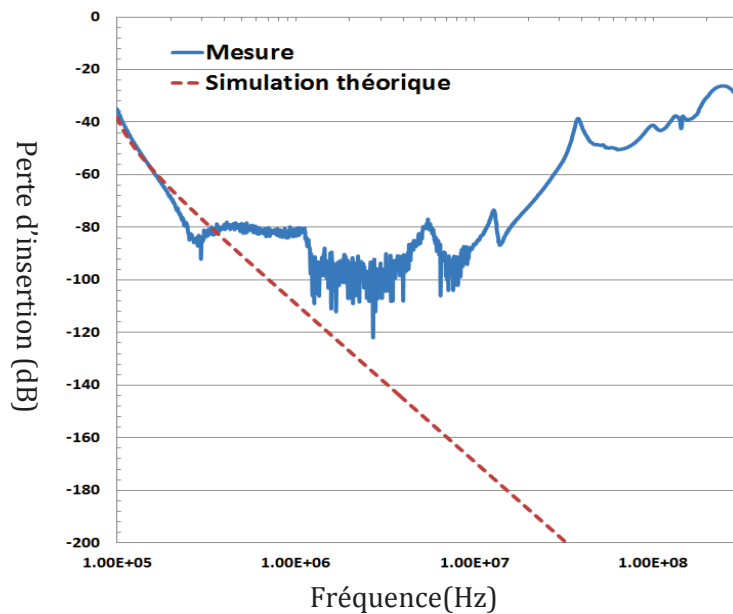


Figure I-9 Comporte d'un filtre CEM en théorie et en réalité

On remarque une différence de comportement entre la simulation et la mesure en haute fréquence. Les résonances en haute fréquence sont dues aux éléments parasites du filtre. Pour nous permettre de modéliser le comportement réel du filtre, il est important de représenter le schéma électrique du filtre avec ces éléments parasites.

Ces parasites ont une influence importante sur la performance du filtre CEM, on peut les classer en deux types. Le premier est lié aux paramètres parasites intrinsèques des condensateurs et des bobines. Ces types de paramètres sont plutôt faciles à déterminer et ils sont pris en compte lors de l'analyse des filtres. Un autre type de parasite est dû aux couplages inductifs et capacitifs entre les condensateurs et les bobines. Pour un bon fonctionnement du filtre, il est nécessaire de les prendre en compte et essayer de les réduire [12].

I.3 IMPERFECTIONS DES COMPOSANTS PASSIFS

I.3.1 CONDENSATEUR

I.3.1.1 Technologie des condensateurs

Le choix du type de condensateur à utiliser dépend de l'application visée. Il s'effectue non seulement en tenant compte de la valeur de la capacité désirée mais aussi du comportement du diélectrique et des électrodes en fonction de la température, de la fréquence, de l'amplitude du signal à traiter, de la tension de polarisation, du courant efficace, des contraintes climatiques, etc.. Les différents types des condensateurs dans le marché sont présentés dans la Figure I-10, Figure I-11 et Figure I-12. Ils sont classés en trois grandes familles technologiques [13]:

- Condensateurs céramiques (Figure I-10) ;

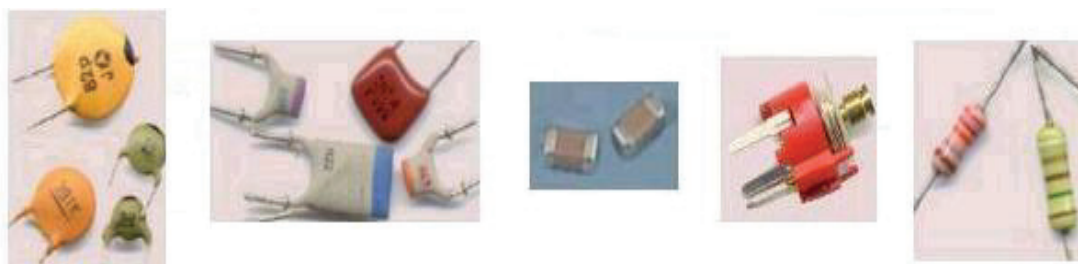


Figure I-10 condensateurs céramiques dans le marché

- Condensateurs électrochimiques (Figure I-11) ;



Figure I-11 condensateurs à électrochimiques dans le marché

- Condensateurs à diélectrique souple (film métallisé) (Figure I-12).



Figure I-12 condensateurs à diélectrique souple dans le marché

Dans l'application du filtre CEM en puissance, nous parlerons plus précisément du condensateur film métallisé. Son schéma d'illustration est présenté dans la Figure I-13. Ces condensateurs à diélectrique plastique (isolant) sont constitués d'un empilage de fines couches de plastique métallisé (les électrodes). Les métallisations successives du sandwich sont reliées alternativement par dépôt métallique sur deux des tranches du composant puis les broches sont posées.

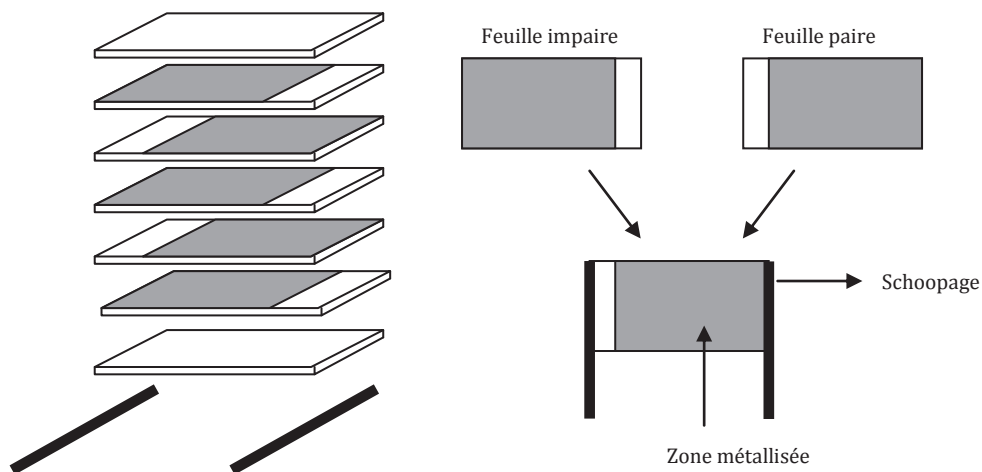


Figure I-13 Schéma d'illustration du condensateur film métallisé

I.3.1.2 Modèles électriques des condensateurs réels

Dans le monde électrique réel, un condensateur ne peut être seulement caractérisé par sa propre capacité. Il existe des pertes dues à l'isolant, aux armatures, aux schoopages (Figure I-13), aux connexions, etc., qui modifient le comportement du composant. A cela s'ajoutent les problèmes liés à la densité de courant traversant le condensateur. Ces problèmes sont décrits ci-dessous [14]:

- *Point de vue interne* : en haute fréquence, les schoopages et les métallisations sont le siège de répartition de courant non homogène à cause de l'effet de peau et/ou des courants induits, influant grandement sur les pertes dans le composant.
- *Point du vue externe* : Le courant traversant le condensateur génère un champ magnétique, qui est représentée par une inductance parasite en série (ESL). Elle dégrade la performance du condensateur et même celui du système associé. En même temps, ce courant peut être la source d'un champ électromagnétique qui risque de se coupler avec les composants proches. Dans le cadre de cette thèse, nous nous focalisons sur ces couplages de champ magnétique vers l'environnement du condensateur.

Ces phénomènes physiques nous ramènent à réaliser un modèle électrique plus 'complet' du condensateur en incluant l'ensemble des éléments parasites (Figure I-14). La capacité du condensateur (C) est en série avec une résistance parasite (ESR) et une inductance parasite (ESL). Son impédance est donnée par l'équation (I-2).

$$Z = ESR + j \cdot \omega \cdot ESL + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C} \quad (I-2)$$

Où $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$

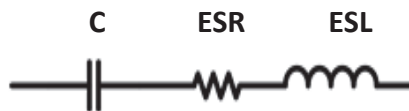


Figure I-14 Modèle électrique d'un condensateur

- **Résistance parasite ESR :**

La résistance série représente des pertes Joule dans les connexions et les électrodes. Elle dépend de la fréquence à cause de l'effet de peau et des pertes diélectriques.

- **Inductance parasite ESL :**

Dans la Figure I-14, nous distinguons deux zones de fonctionnement, la zone capacitive (C) et la zone inductive (ESL). Il y a un point particulier où l'impédance du condensateur est minimale (ESR), soit $[j \cdot \omega \cdot ESL - \frac{1}{j\omega C}] = 0$. Cette fréquence que l'on appelle couramment la première fréquence résonance du condensateur peut s'exprimer par :

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C \cdot ESL}} \quad (I-3)$$

La Figure I-15 illustre la mesure d'impédance d'un condensateur film métallisé (68 nF) en fonction de la fréquence. Cette mesure a été réalisée avec un analyseur d'impédance, elle montre clairement un comportement bien loin d'une simple capacité C. Nous constatons bien deux zones de comportement en fonction de la fréquence. Un comportement capacitif jusqu'à la première fréquence résonance correspondant à 4 MHz. Un second comportement inductif au-delà de la première fréquence de résonance. À partir de cette mesure d'impédance du condensateur et de la détermination de la fréquence de résonance, il est possible de déterminer les éléments parasites du condensateur [15].

Par contre, une résonance supplémentaire à f_1 peut être remarquée (Figure I-15). Cette résonance, qui est souvent négligée, est due aux courants induits dans les métallisations internes du condensateur. Ce phénomène peut influencer sur l'impédance du condensateur. La Figure I-15 illustrant la variation d'ESR en fonction de la fréquence met en évidence ce phénomène à la fréquence f_1 .

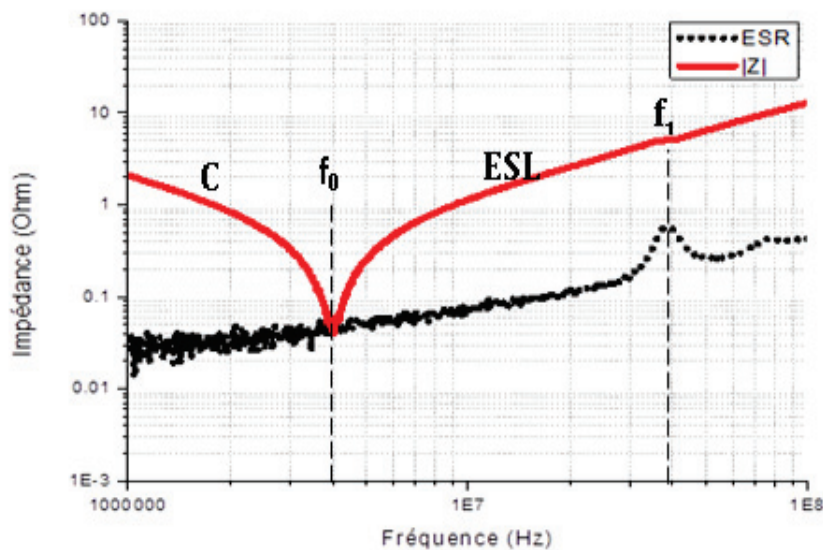


Figure I-15 Mesure de l'impédance d'un condensateur en fréquentielle

Évidemment, la technique de détermination expérimentale d'ESL n'est pas suffisante pour pouvoir tenir compte de cette résonance supplémentaire. Dans le cas où nous ne pouvons pas les négliger, il nous faut donc connaître parfaitement la répartition de la densité de courant à l'intérieur du condensateur afin de pouvoir éventuellement prévoir ces fréquences de résonance.

I.3.2 BOBINES

I.3.2.1 Technologie des bobines

La première fonction de la bobine que nous pouvons relever est la création de lignes de flux magnétique ou la création d'énergie magnétique lorsqu'elle est parcourue par un courant [16]. La Figure I-16 illustre la répartition du flux magnétique dans un solénoïde parcouru par un courant. On constate une concentration du champ magnétique (B) au centre du solénoïde. En inverse, les champs externes de la bobine sont faibles et divergents.

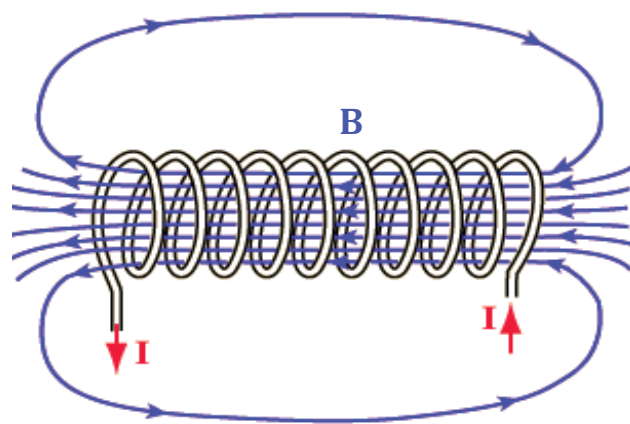


Figure I-16 Champ magnétique rayonné par une bobine

Il existe différents types de bobines et le choix d'une bobine dépend de l'application visée. Les Figure I-17 et Figure I-18 représentent deux types de bobines :

- **Bobines à air** : Selon l'utilisation, le fil de la bobine peut être enroulé sur un support vide (bobine à air) ou imprimé directement sur le PCB.

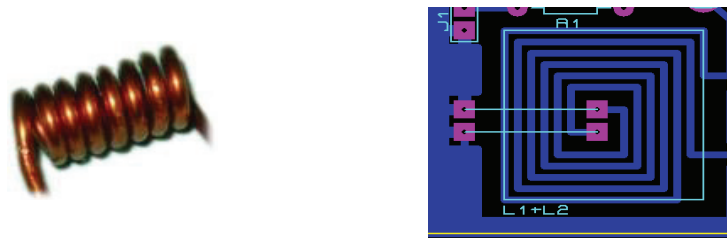


Figure I-17 Bobine bâtonnet et imprimée sans noyau magnétique

- **Bobines avec noyau magnétique** : Afin d'avoir une valeur de l'inductance (L) plus grande, on rajoute souvent un noyau magnétique au centre de la bobine. Le rôle de ce noyau, qui possède une grande

perméabilité, est de bien concentrer et canaliser les flux magnétiques au centre de la bobine.



Figure I-18 Bobine torique et bâtonnet avec ferrite

I.3.2.2 Modèles électriques des bobines réelles

La façon dont une bobine est réalisée détermine les valeurs des éléments parasites de son modèle électrique équivalent. Le procédé de l'enroulement de spires de fil sur une forme cylindrique introduit la résistance du fil (R_L), la résistance (R_p) représentant les pertes de matériaux magnétique, ainsi que la capacité parasite (EPC) entre les spires voisines. Toutefois, l'inductance du fil de fixation peut être négligée face à l'inductance intentionnelle (L) qui est beaucoup plus grande. De même, la capacité due au fil de fixation est souvent inférieure à la capacité parasite (EPC), afin que nous puissions les négliger [17]. Ainsi, un modèle réaliste pour une bobine comporte une résistance en parallèle (R_p) ou en série (R_L) avec une inductance (L), le tout en parallèle avec une capacité (EPC). Le circuit équivalent de la bobine est présenté dans la Figure I-19. L'impédance de ce modèle est présentée dans l'équation (I-4).

$$Z = R_L + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot EPC + 1/j \cdot \omega \cdot L} \quad (I-4)$$

À basse fréquence, la résistance domine et l'impédance est égale à R_L . Quand la fréquence augmente, l'inductance du modèle commence à dominer à partir de la fréquence $f_1 = R_L/L$, et l'impédance augmente à 20 dB / décade tandis que la phase est de 90 degrés.

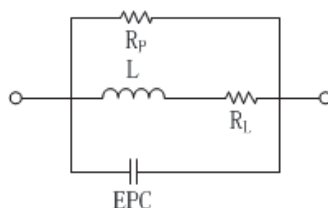


Figure I-19 Circuit équivalent de la bobine

Quand la fréquence augmente, l'impédance de la capacité parasite diminue jusqu'à ce que son amplitude soit égale à celle de l'impédance de l'inductance. Cela se produit à la fréquence de résonance propre de la bobine. Donc, il est important de se rappeler que l'augmentation de la valeur d'une bobine ne donnera pas nécessairement une impédance plus faible à des fréquences élevées, puisque la plus grande valeur de l'inductance servira à abaisser la fréquence de résonance propre, même si les longueurs du fil de fixation restent identiques.

La Figure I-20 représente la mesure de l'impédance d'une bobine 'bâtonnet' avec noyau ferrite (7.8 μH) en fonction de la fréquence en utilisant un analyseur de réseau. Le résultat montre clairement un comportement bien loin d'une simple inductance L. A partir de cette mesure d'impédance de la bobine et de la détermination de la fréquence de résonance (f_2), il est possible de calculer la valeur de l'inductance ainsi que les paramètres parasites [18]. La bonne concordance entre la mesure et la simulation montre la validité du modèle équivalent. On remarque bien deux zones de comportement en fonction de la fréquence. Un comportement inductif jusqu'à la fréquence résonance de 20 MHz et un comportement capacitif au-delà de cette fréquence de résonance.

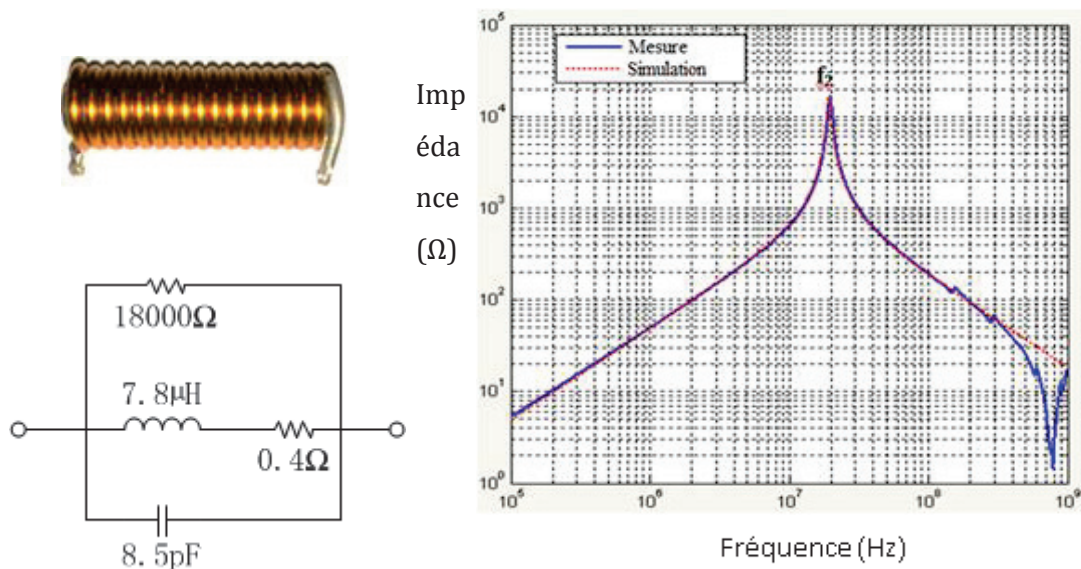


Figure I-20 Impédance d'une bobine 'bâtonnet' mesurée et son modèle équivalent

I.3.3 COUPLAGE ENTRE LES CONDENSATEURS ET LES BOBINES

Pour rappel, un filtre CEM est constitué en général de condensateurs et de bobines. Les comportements du condensateur et de la bobine sont considérablement limités par les

paramètres parasites intrinsèques des composants passifs présentés précédemment. Dans l'objectif de construire un filtre de plus en plus compact, les emplacements des condensateurs et des bobines peuvent aussi introduire des couplages inductif et capacitif entre eux [19]. Afin d'avoir un bon fonctionnement du filtre CEM, ces couplages doivent être aussi pris en compte [20] [21]. En général, nous cherchons raisonnablement à réduire ces couplages inter-composants pour avoir moins de perturbations [22] [23] [24]. La solution classique, pour réduire l'inductance parasite du condensateur, consiste à réduire la longueur des interconnexions et le couplage électromagnétique entre les boucles d'entrée et de sortie [25] [26]. Mais, il y a aussi des travaux qui ont utilisés les couplages inductifs (M) inter-composants pour améliorer les performances des filtres [27].

I.3.3.1 Technique de couplage indirect

Une méthode basée sur l'utilisation de l'inductance mutuelle pour annuler l'inductance parasite du condensateur a été étudiée [27]. Ceci est obtenu en ajoutant un modèle de transformateur dans le filtre. En changeant la direction du couplage des boucles d'entrée et de sortie et en ajustant les inductances de ces boucles. Lorsque les deux boucles sont inversement couplées et que M est égale à ESL , cette inductance parasite ESL peut être complètement annulée (Figure I-21).

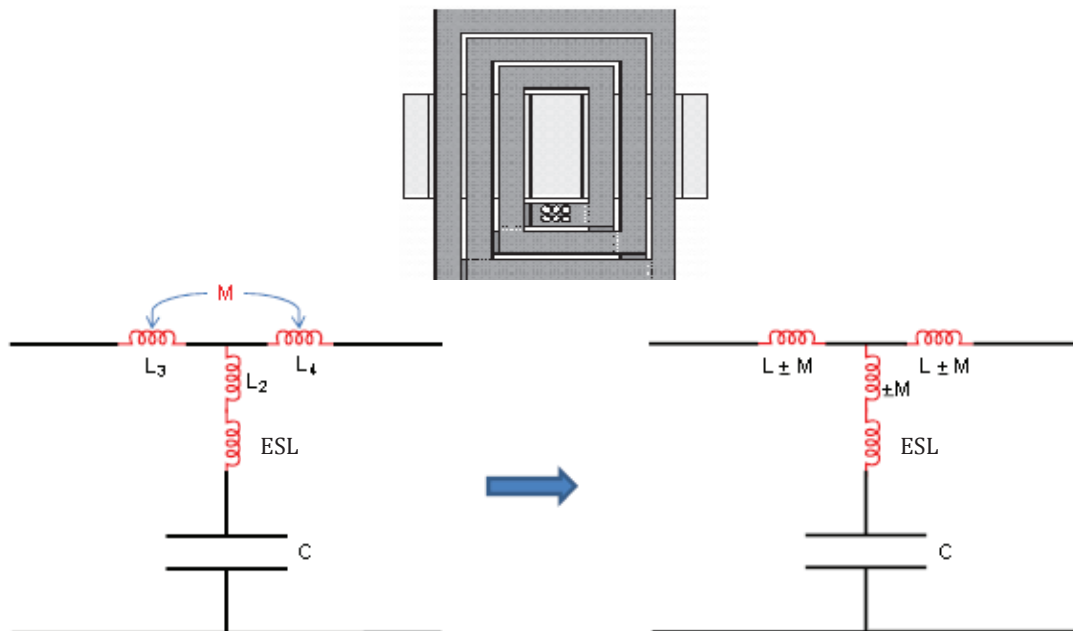


Figure I-21 Modèle d'un transformateur et son schéma électrique équivalent

I.3.3.2 Technique de couplage direct

L'inductance parasite du condensateur est introduite par les courants d'entrée et de sortie du condensateur qui ont créés une énergie magnétique. Au lieu d'ajouter un transformateur dans le circuit du filtre, une seconde méthode consiste à utiliser directement les champs magnétiques rayonnés par la bobine de filtre pour se coupler avec le condensateur.

Évidemment, selon les lignes des champs couplés avec le condensateur, nous pouvons augmenter ou diminuer la valeur de l'inductance parasite du condensateur. Dans l'objectif d'améliorer les performances des filtres, l'enroulement de la bobine doit être réalisé d'une manière correcte de telle façon à créer un champ magnétique opposé à celui du condensateur qui limite la bande de fréquence du filtre. Pour cette méthode, il est possible de transformer un condensateur standard en un filtre de large bande, et donc supprimer l'inductance parasite. Cet intérêt est important dans le cas d'applications à courant élevé qui nécessite l'utilisation de bobines de grandes valeurs pour éviter la saturation magnétique.

Pour illustrer la faisabilité de cette méthode de couplage direct, une maquette constituée d'un simple condensateur couplé avec quelques spires est présentée dans la Figure I-22.

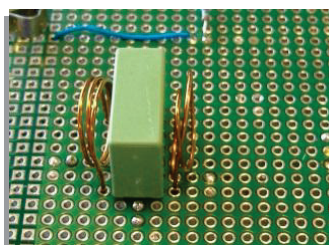


Figure I-22 Maquette constituée d'un simple condensateur couplé avec deux bobines à deux et trois spires chacune

La Figure I-23 représente les comportements fréquentiels du condensateur tout seul et d'un condensateur couplé avec deux bobines à deux et trois spires chacune. On peut constater que l'inductance parasite du condensateur réduit son efficacité dans une bande de fréquence proche du MHz. En appliquant la méthode d'atténuation de champ magnétique direct, le condensateur se transforme en un filtre à large bande qui est efficace à plus de 300 MHz. En plus, les ferrites ne sont pas utilisées dans le filtre, et donc il n'y pas le souci de 'saturation'.

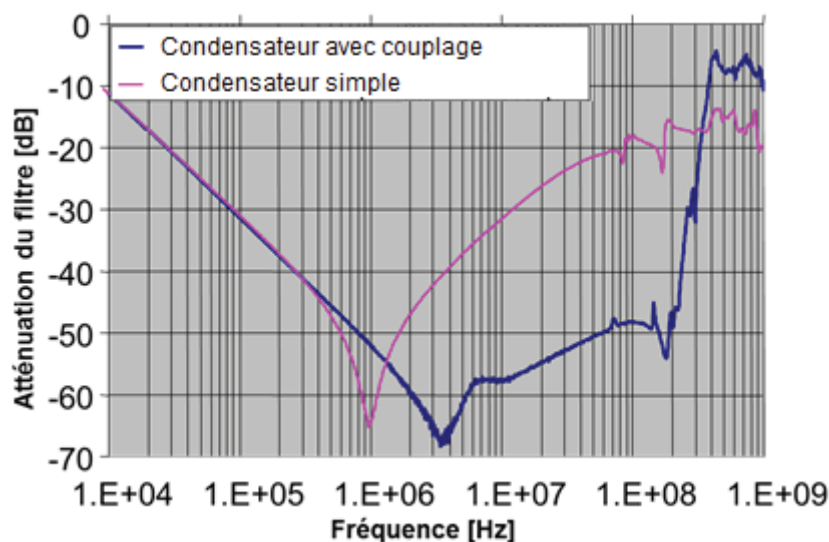


Figure I-23 Étude de l'atténuation d'un filtre avec la méthode de couplage direct

I.4 CONCLUSION ET OBJECTIF DE L'ETUDE

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principes des interférences électromagnétiques dans le domaine de l'électronique. Ces interférences se propagent par rayonnement et par conduction dans les produits électroniques. Dans les industries automobiles et aéronautiques, ces contraintes deviennent de plus en plus gênantes pour l'électronique sensible. Les filtres CEM intégrés directement ou indirectement dans les produits constituent en général un moyen plutôt facile pour réduire ces perturbations.

Ces filtres CEM sont construits avec les condensateurs et les bobines. Les paramètres parasites des composants limitent l'efficacité du filtre. Dans certains cas, nous sommes obligés de choisir les composants plus chers ou les composants qui possèdent des valeurs nominales plus grandes et souvent aussi des condensateurs géométriquement plus grands. Éventuellement, les contraintes d'emplacement du composant dans un produit ne nous permettent pas de choisir n'importe quel type et quelle valeur du composant.

Comme nous venons de le montrer, de nombreux éléments dégradent le fonctionnement d'un condensateur. Cependant il existe un élément clef, l'inductance parasite qui est liée à la densité de courant. Si nous sommes en mesure de connaître parfaitement sa répartition à l'intérieur du condensateur, nous devrions être en mesure de prévoir l'évolution de son impédance et donc de l'inductance parasite en fonction de la fréquence. Il serait alors aussi parfaitement possible de prévoir la valeur de ces fréquences de résonances.

En exploitant le couplage inductif inter-composants (condensateur et bobine), il est possible de compenser le champ magnétique rayonné par le condensateur, soit éliminer son inductance parasite. Cette méthode d'annulation de champ ou annulation de l'inductance parasite est considérée comme la méthodologie de base pour optimiser la performance du filtre dans les travaux de cette thèse. L'objectif principal est bien de chercher à améliorer la performance des filtres à travers l'implantation efficace des composants (couplage optimisé) tout en évitant les interactions négatives entre les éléments du filtre.

- Chapitre II -
ÉTUDES SUR
LE FILTRE CEM
DE TYPE LC

Chapitre II : ÉTUDES SUR LE FILTRE CEM DE TYPE LC

II.1 INTRODUCTION

Les filtres CEM sont largement utilisés dans les systèmes électroniques de puissance. Ils sont en général composés d'une succession de condensateurs et de bobines. Ces composants étant décrits au premier ordre par leurs grandeurs caractéristiques : la valeur de la capacité pour le condensateur, la valeur de l'inductance pour la bobine. Le schéma électrique d'un filtre type LC est présenté dans la Figure II-1.

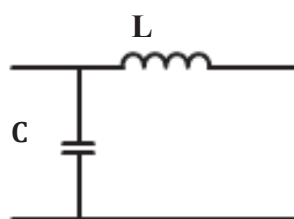


Figure II-1 schéma électrique d'un filtre LC de premier ordre

Sa conception 'passe-bas' se traduit par la restriction de la circulation des signaux en haute fréquence. Mais comme nous l'avons présenté dans le chapitre 1, l'impédance d'un condensateur devient complètement inductive à partir de sa première fréquence de résonance, à cause de son inductance parasite ESL (Figure II-2). Cette dernière limite la bande de fréquence d'utilisation du condensateur [18].

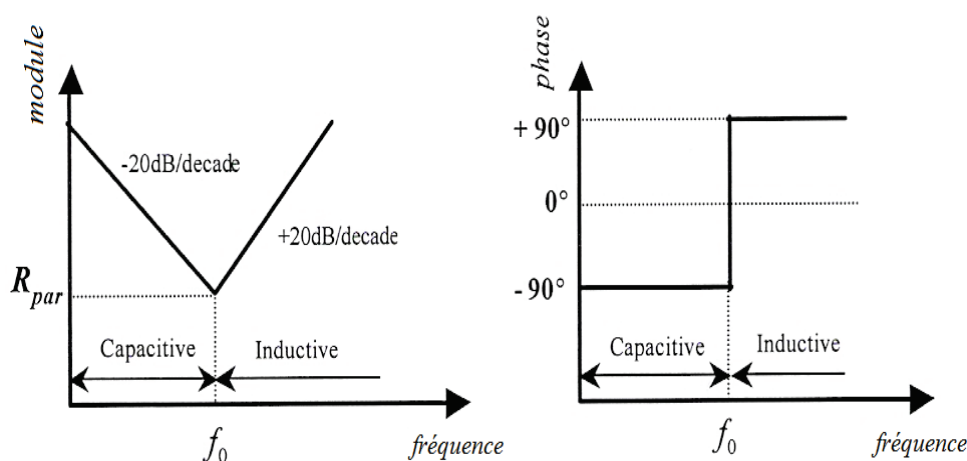


Figure II-2 Impédance d'un condensateur en HF

Afin d'être capable d'utiliser le filtre aux fréquences élevées ou dans une bande de fréquence plus large, on est obligé d'associer un ou plusieurs condensateurs avec des bobines dans le circuit.

La bobine possède elle aussi des éléments parasites qui influent sur son comportement en haute fréquence. En effet, les bobines ont un comportement capacitif à partir de la première fréquence de résonance. La Figure II-3 présente l'impédance d'une bobine en fonction de la fréquence.

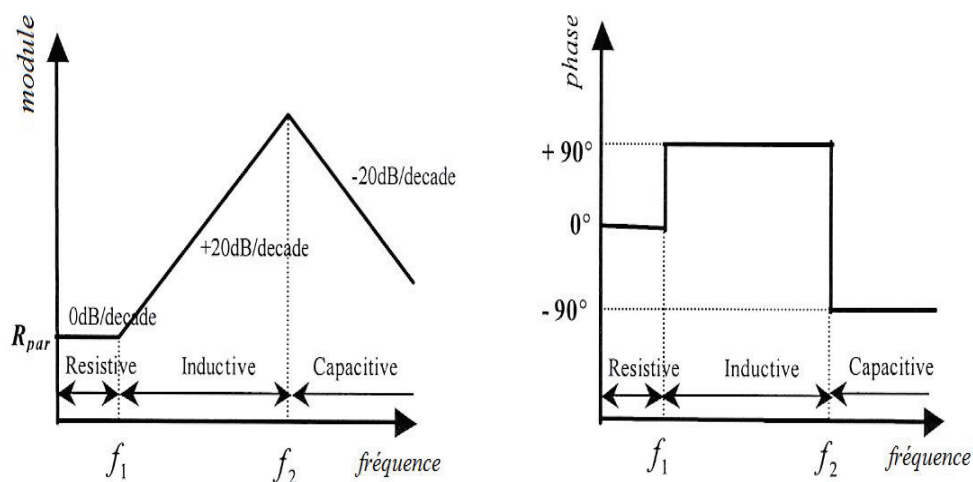


Figure II-3 Impédance d'une bobine en HF

L'imperfection des composants montre que la description simple des composants ne suffit pas à expliquer le comportement des filtres CEM en haute fréquence. On est amené à compléter le modèle par des éléments parasites : une inductance (ESL) et une résistance (ESR) en série pour le condensateur, une capacité (EPC) et une résistance parallèle (R_L) pour la bobine.

En plus de ces éléments parasites intrinsèques des composants, le couplage inductif inter-composants va aussi affecter considérablement les performances du filtre CEM en haute fréquence [28]. Ce couplage inductif est présenté par une inductance mutuelle (M) qui va apparaître entre le condensateur et la bobine. Sa valeur dépend de la position relative des composants, ainsi que du sens des courants dans les condensateurs et les bobines. Selon le sens du courant, on peut obtenir une mutuelle positive ou négative. Un schéma d'illustration des champs par rapport au sens du courant est présenté dans la Figure II-4.

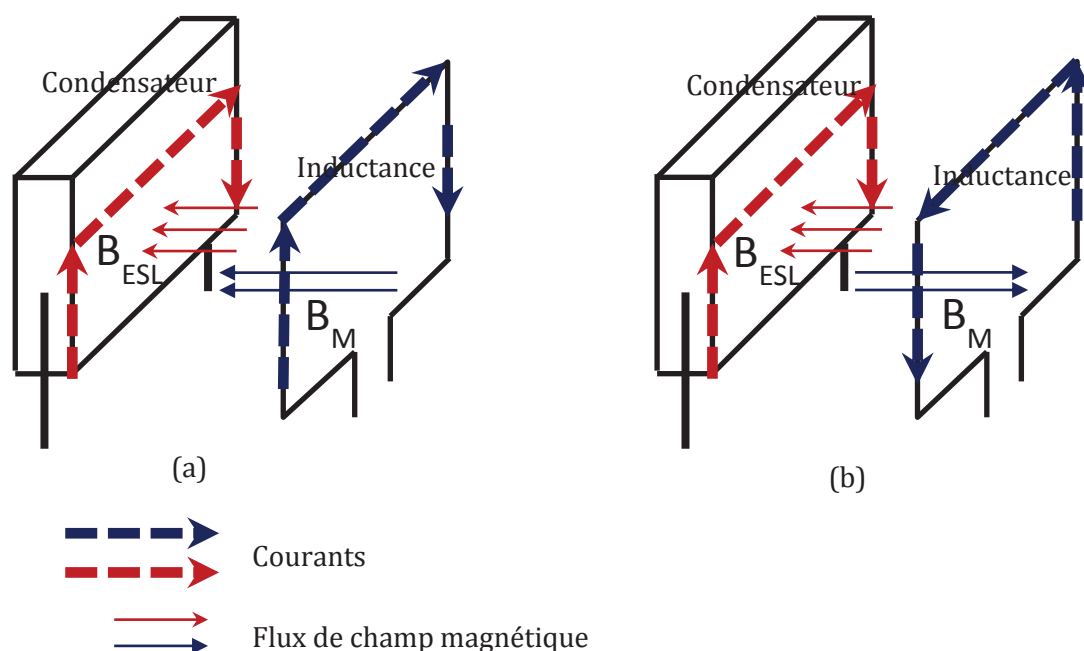


Figure II-4 Illustration du couplage inductif positif (a) et négatif (b) entre un condensateur et une bobine

Si le courant dans la bobine crée un champ magnétique dans le même sens que celui du condensateur, on dit que cette mutuelle est positive. Dans ce cas-là, le champ magnétique B_{ESL} sera renforcé par le champ magnétique B_M . Dans le cas contraire, B_{ESL} sera atténué si le courant de la bobine a un sens inverse à celui du condensateur. Dans cette configuration, on dit que la mutuelle inductance est négative. Si B_M est plus faible que B_{ESL} , le couplage est faible. Ensuite, si B_M a la même valeur que B_{ESL} , on dit que le couplage est optimal. Enfin, si B_M a une valeur plus grande que B_{ESL} , on est dans le cas du couplage fort.

Le schéma électrique 'complet' d'un filtre LC est présenté dans la Figure II-5. En gardant les mêmes composants (condensateurs et bobines) et en optimisant seulement leurs positions respectives, le comportement du filtre peut être fortement modifié. Ceci est montré par une simple simulation du circuit électrique, qui est présentée dans la Figure II-5(c), pour différentes valeurs de M .

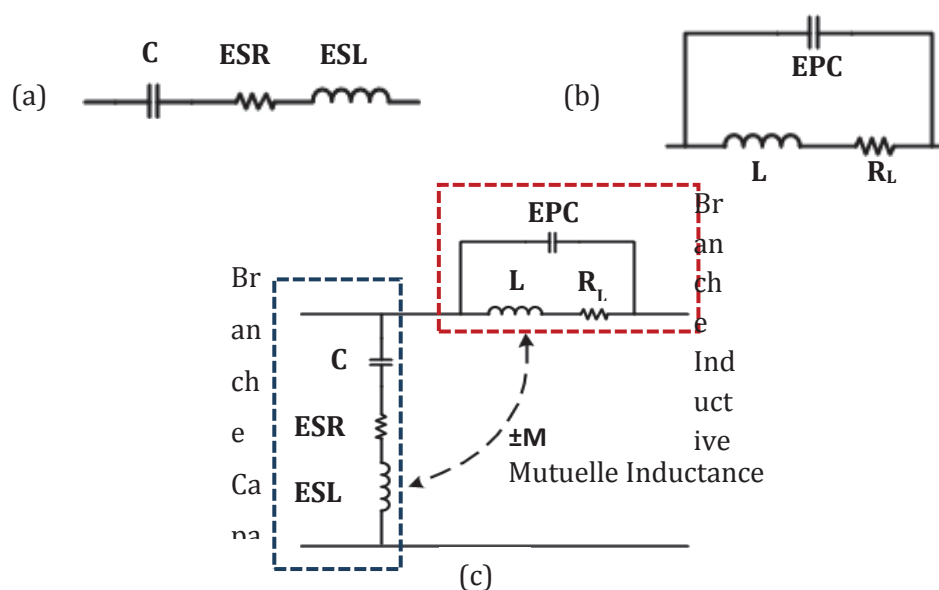


Figure II-5 Modèle électrique du condensateur (a), de la bobine (b) et du filtre LC (c)

Les résultats de simulations présentés dans la Figure II-6 montrent les influences de ces différents couplages inter-composants sur la performance du filtre. L'ensemble des résultats obtenus est comparé avec le cas sans couplage ($M=0$). Dans le cas d'un couplage positif (cas Figure II-4 a), on constate une dégradation de la performance du filtre. Lors d'un couplage négatif, il est possible de dégrader ou d'améliorer la performance du filtre et cela dépendra de la valeur de la mutuelle négative ($M > ESL$, $M = ESL$ ou $M < ESL$).

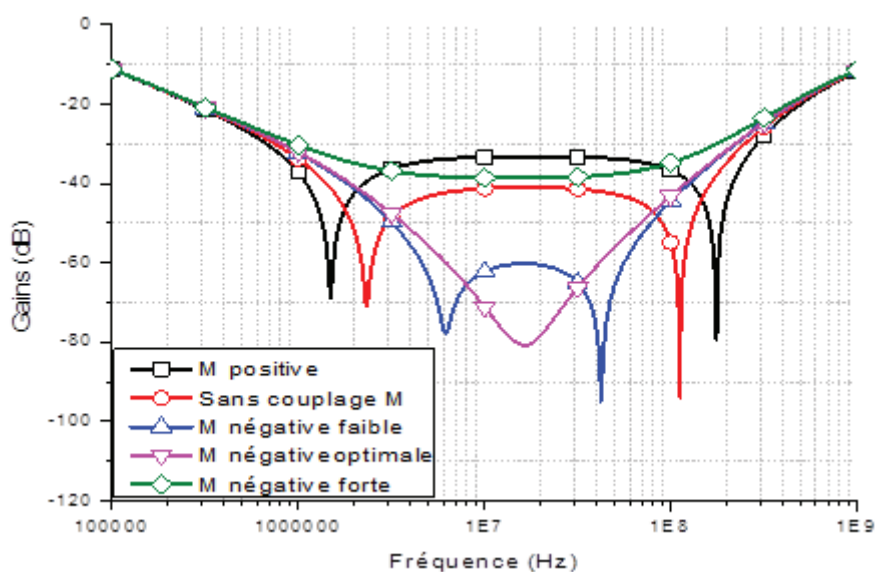


Figure II-6 Simulation de gain pour un filtre LC avec différentes valeurs de M

Pour bien illustrer ces phénomènes de couplage, nous allons analyser le comportement du filtre LC pour les différentes configurations citées précédemment ($M > ESL$, $M = ESL$ ou $M < ESL$) en se basant sur des modèles mathématiques.

II.2 COMPORTEMENT DU FILTRE EN FONCTION DE LA MUTUELLE

Dans l'objectif de proposer une structure de placement de composants permettant de donner une meilleure performance du filtre, nous allons nous intéresser dans ce qui suit au couplage négatif. Pour analyser le comportement du filtre, on étudiera respectivement l'influence de l'effet mutuel sur la branche capacitive puis sur la branche inductive (voir Figure II-5 (c)). Finalement, on étudiera le comportement global du filtre en combinant les effets mutuels sur les deux branches.

II.2.1 EFFET DE LA MUTUELLE SUR LA BRANCHE CAPACITIVE

Dans un filtre passif, les couplages inductifs inter-composants peuvent affecter le comportement du condensateur surtout lorsque ce dernier se trouve très proche des autres composants ou des pistes des connexions. En considérant ce couplage M dans l'analyse, l'impédance d'entrée de la branche capacité Z_c est donc définie par l'équation suivante:

$$Z_c = ESR + j \cdot \left[\omega \cdot (ESL - M) - \frac{1}{\omega \cdot C} \right] \quad (II-1)$$

En analysant cette équation, on distingue trois cas particuliers de comportements de la branche capacité : $ESL > M$, $ESL = M$ et $ESL < M$. Les différents comportements du condensateur pour les différents cas sont représentés ci-dessous.

II.2.1.1 Cas de couplage faible

Quand $ESL > M$, soit $(ESL - M) > 0$, la résonance apparaît à la fréquence f_{c1} :

$$f_{c1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(ESL - M) \cdot C}} \quad (II-2)$$

Avant la fréquence de résonance, l'effet capacitif est toujours prédominant. À partir de cette fréquence, le comportement de la branche devient inductif, au lieu de capacitif. Dans cette configuration, le comportement du condensateur a la même tendance que dans le cas où la mutuelle est négligée ($M=0$) sauf qu'avec l'intégration de la mutuelle, l'effet inductif sur la branche capacitive est réduit. On a donc réussi à repousser la fréquence de résonance vers les fréquences élevées. Dans la Figure II-7, on constate que le comportement est amélioré par rapport au cas $M=0$.

II.2.1.2 Cas de couplage optimal

Si le couplage devient assez fort pour que la valeur de M est identique à l'inductance parasite ESL (soit $ESL-M=0$), le comportement inductif du condensateur (après f_{c1}) peut théoriquement être compensé. Dans ce cas-là, il n'y a pas d'effet inductif sur la branche capacitive. Dans la Figure II-7, on constate que le gain de la branche capacitive va descendre jusqu'à la valeur minimum, qui ne dépend que de la valeur de la résistance ESR du condensateur. Son impédance est donnée dans l'équation (II-3).

$$Z = ESR + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C} \quad (II-3)$$

En réalité, la valeur d'ESR varie aussi en fonction de la fréquence. Cette variation est généralement invisible dans le comportement du condensateur, car la valeur d'ESL est souvent très grande par rapport ESR en haute fréquence. Dans notre cas de couplage optimal, l'ESL est compensée par la mutuelle inductance (voir l'équation (II-3)), le comportement de la branche capacitive dépend considérablement de la variation d'ESR en haute fréquence.

II.2.1.3 Cas de couplage fort

Quand le couplage M devient plus grand que l'inductance parasite, soit ($ESL-M < 0$), il n'y plus de résonance, car la partie imaginaire de l'impédance du condensateur est toujours négative. Dans la Figure II-7, on constate qu'il y a une dégradation dans ce cas-là.

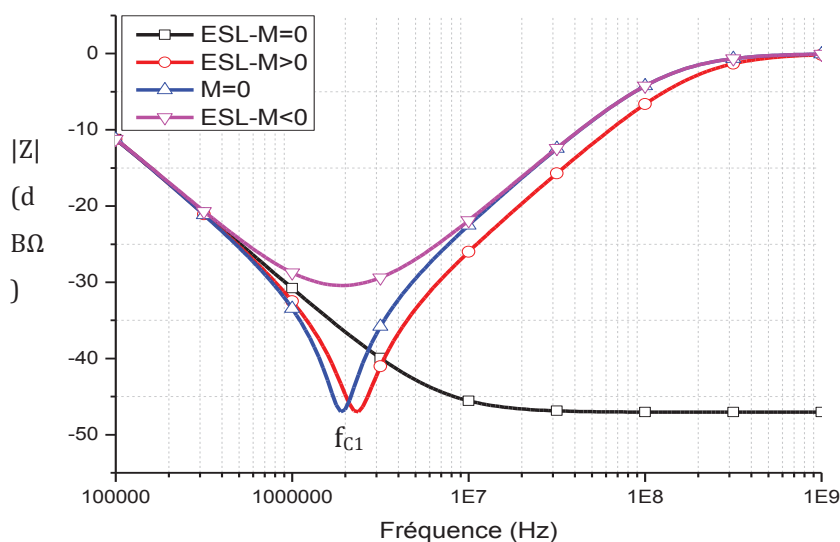


Figure II-7 Comportements de la branche capacitive pour les différentes valeurs de M

En conséquence, le meilleur comportement du condensateur est obtenu en théorie dans le cas où la mutuelle M compense exactement l'inductance parasite ESL du condensateur.

II.2.2 EFFET DE LA MUTUELLE SUR LA BRANCHE INDUCTIVE

En réalité, les effets mutuels sur la branche inductive ont aussi un rôle important sur le comportement du filtre. Pour faciliter l'analyse du filtre, la matrice admittance est obtenue par la méthode quadripôle, en changeant notre modèle Γ en modèle Π (Figure II-8) [29].

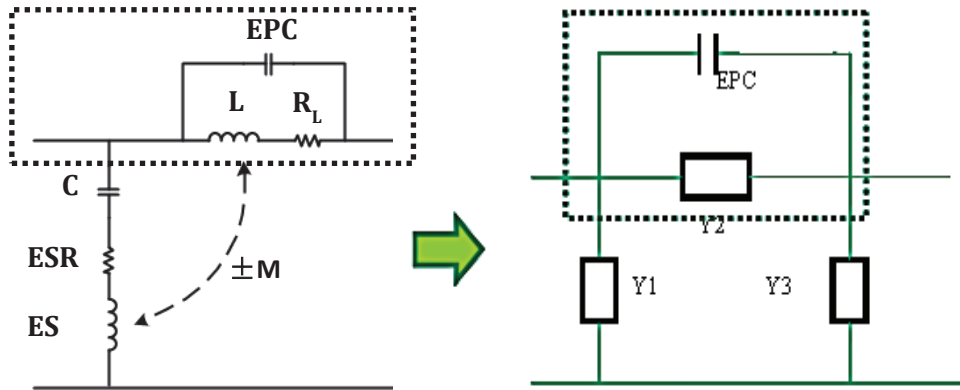


Figure II-8 Modèle équivalent en Π

Les effets de l'inductance mutuelle M sur la branche inductive peuvent être étudiés par des analyses de l'admittance Y_2 , car elle se situe dans la même position que la branche inductive. Du point de vue de l'admittance, EPC est en parallèle avec le réseau. Ce paramètre (EPC) peut être gardé hors de la matrice admittance. En conséquence, il est toujours en parallèle avec le modèle Π . Les équations de la matrice admittance sont données ci-dessous :

$$k = \frac{M}{\sqrt{ESL \cdot L}} \quad (II-4)$$

$$Y_1 = \frac{s \cdot (L - M)}{s \cdot L \cdot [s \cdot ESL \cdot (1 - k^2) + 1/s \cdot C]} \quad (II-5)$$

$$Y_2 = \frac{s \cdot (ESL - M) + 1/s \cdot C}{s \cdot L \cdot [s \cdot ESL \cdot (1 - k^2) + 1/s \cdot C]} \quad (II-6)$$

$$Y_3 = \frac{s \cdot M}{s \cdot L \cdot [s \cdot ESL \cdot (1 - k^2) + 1/s \cdot C]} \quad (II-7)$$

Où $s = j \cdot \omega$

k : coeficient de couplage

II.2.2.1 Cas de couplage faible

En analysant Y_2 dans le cas $ESL-M>0$, deux fréquences de résonance se trouvent dans le numérateur et le dénominateur. Une troisième résonance est retrouvée entre Y_2 et EPC en parallèle. Leurs équations sont présentées ci-dessous :

$$f_{L1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{ESL \cdot (1 - k^2) \cdot C}} \quad (II-8)$$

$$f_{L2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(ESL - M) \cdot C}} \quad (II-9)$$

$$f_{L3} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\frac{EPC \cdot L \cdot ESL \cdot (1 - k^2)}{ESL - M}}} \quad (II-10)$$

La fréquence de résonance f_{L1} est représentée par la résonance entre la capacité C et une inductance équivalent négative ($ESL \cdot (1 - k^2) < 0$).

La fréquence de résonance f_{L2} est la même que celle trouvée pour la branche capacitive. Elle est représentée par la résonance entre la capacité C et une inductance équivalent positive ($ESL-M>0$). Selon l'analyse mathématique, la fréquence f_{L2} est plus grande que f_{L1} .

La fréquence de résonance f_{L3} est représentée par la résonance entre Y_2 et EPC de la bobine.

Le Tableau II-1 montre les différents comportements de la branche inductive en fonction de la fréquence dans le cas de couplage faible.

Tableau II-1 Le comportement de la branche inductive avec l'inductance mutuelle faible

Fréquence	L'admittance Y_2	Phase
$f < f_{L1}$	$\frac{1}{s \cdot L}$	Inductive
$f_{L1} < f < f_{L2}$	$s \cdot \frac{1}{\omega^4 \cdot L \cdot C \cdot ESL \cdot (1 - k^2)}$	Capacitive
$f_{L2} < f < f_{L3}$	$\frac{(ESL - M)}{s \cdot L \cdot ESL \cdot (1 - k^2)}$	Inductive
$f > f_{L3}$	$s \cdot EPC$	Capacitive

- Quand $f < f_{L1}$, soit en basse fréquence, le comportement de la branche inductive est bien inductive (L).
- Quand $f_{L1} < f < f_{L2}$, l'impédance équivalente de la branche inductive devient capacitive. La valeur de la capacité équivalente est représentée dans le Tableau II-1.
- Quand $f_{L2} < f < f_{L3}$, on remarque que les comportements inductifs sont dominants dans l'équation Y_2 . Ainsi, l'effet capacitif $\frac{1}{s \cdot C} \frac{1}{s \cdot C}$ peut être négligé. Donc on a :

$$Y_2 = \frac{(ESL - M)}{s \cdot L \cdot ESL \cdot (1 - k^2)} \quad (\text{II-11})$$

- Quand $f > f_{L3}$, soit en haute fréquence, le comportement de la branche inductive devient capacitive (EPC), car la partie inductive est bien négligeable.

Enfin, on a démontré mathématiquement l'effet de l'inductance mutuelle sur la branche inductive du filtre pour le cas de couplage faible. La simulation de l'impédance de la branche inductive avec Y_2 est représentée dans la Figure II-9.

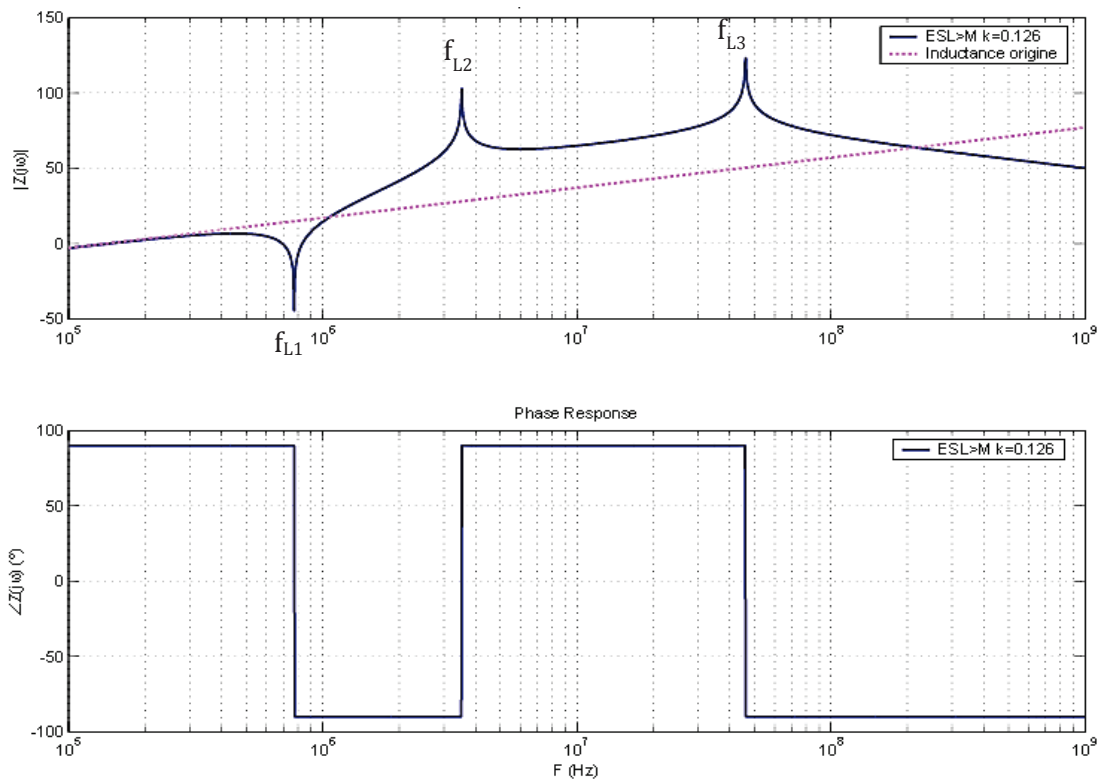


Figure II-9 Impédance de la branche inductive simulée pour $ESL > M$

II.2.2.2 Cas de couplage optimal

Quand $ESL-M=0$, on n'a qu'une seule fréquence de résonance f_{L2} . En utilisant la même méthode d'analyse en Y que dans le cas de couplage faible ci-dessus, on a obtenu l'admittance équivalente (II-12) de la branche inductive.

$$Y_2 = s \cdot \frac{1}{\omega^4 \cdot L \cdot M \cdot (1 - k^2)} + s \cdot EPC \quad (II-12)$$

Dans ce cas-là, l'effet de l'inductance parasite du condensateur ESL est éliminé. La branche inductive du filtre devient principalement capacitive à partir de la fréquence f_{L2} . Son impédance maximum est trouvée à la fréquence f_{L4} qui est présentée dans l'équation (II-13).

$$f_{L4} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt[4]{C \cdot M \cdot L \cdot EPC \cdot (1 - k^2)}} \quad (II-13)$$

De plus, en satisfaisant le compromis entre la valeur de l'inductance L et le coefficient de couplage mutuel k, on peut déplacer la fréquence f_{L4} vers les valeurs de fréquence plus haute.

Finalement, on remarque un comportement meilleur du filtre dans le cas $ESL-M=0$. La simulation de l'impédance de la branche inductive avec Y_2 est représentée dans la Figure II-10.

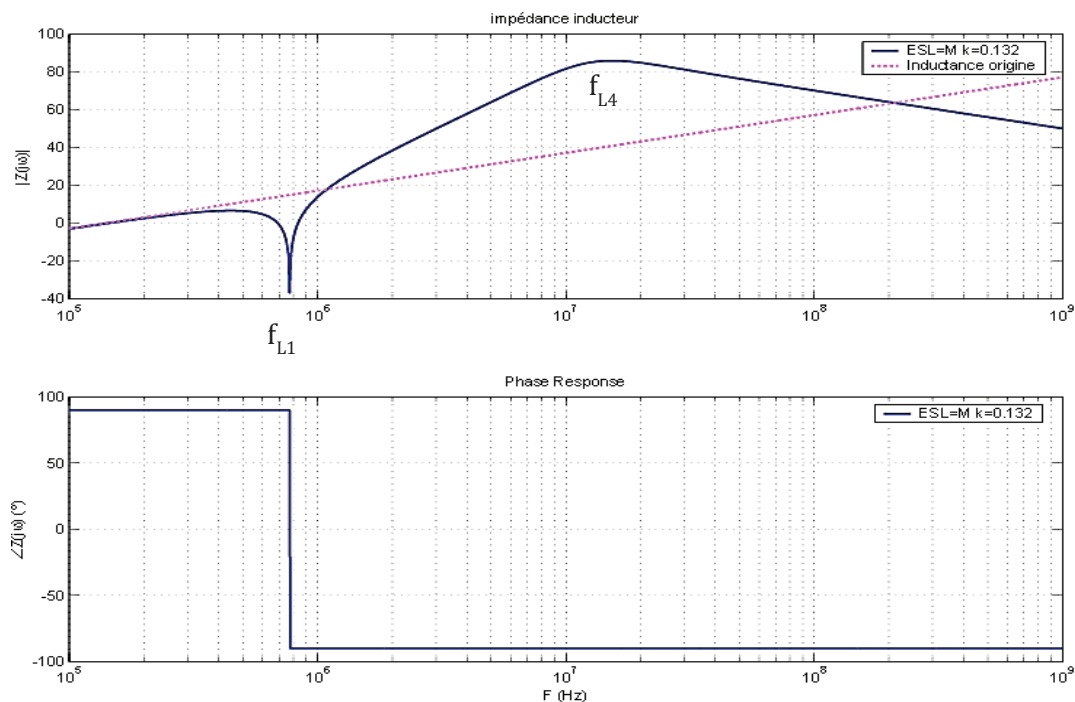


Figure II-10 Impédance de la branche inductive simulée pour $ESL=M$

II.2.2.3 Cas de couplage fort

Dans le cas de couplage fort ($ESL < M$), l'équation de Y présente la même forme que le cas du couplage faible sauf que Y est représentée par une inductance équivalente négative. Donc la fréquence résonance f_{L2} de la branche inductive qu'on a remarquée dans le cas de couplage faible n'existe plus. L'impédance de la branche devient directement capacitive à partir de la fréquence f_{L2} . La simulation de l'impédance de la branche inductive avec Y_2 est représentée dans la Figure II-11. Son impédance équivalente est donnée dans l'équation (II-14).

$$Y_2 = s \cdot \frac{1}{\omega^4 \cdot L \cdot ESL \cdot (1 - k^2)} + s \cdot EPC \quad (II-14)$$

La valeur maximum de l'impédance se trouve à la fréquence f_{L5} (II-15).

$$f_{L5} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\frac{EPC \cdot L \cdot ESL \cdot (1 - k^2)}{M - ESL}}} \quad (II-15)$$

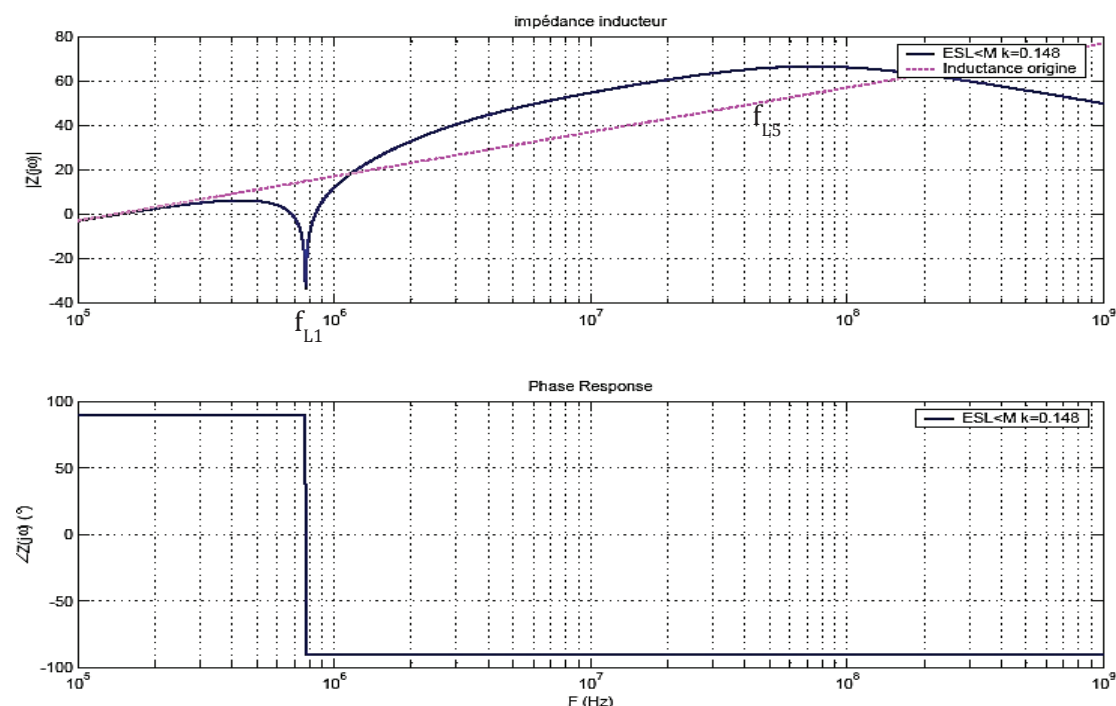


Figure II-11 Impédance de la branche inductive simulée pour $ESL < M$

II.2.3 VALIDATION EXPERIMENTALE DES MODELES MATHEMATIQUES

En utilisant notre modèle mathématique, le comportement du filtre est identifié avec des équations correspondantes. Dans la Figure II-12, une maquette simple d'un condensateur film métallisée (2.154 μ F) couplé avec une bobine de 4 spires (1.145 μ H)

est réalisée afin de montrer l'effet du couplage sur la performance du filtre. Les spires sont bobinées pour créer une mutuelle négative avec le condensateur. Différentes configurations de placement de la bobine par rapport au condensateur ont été réalisées pour créer différents types de couplages (faible, fort et optimal).

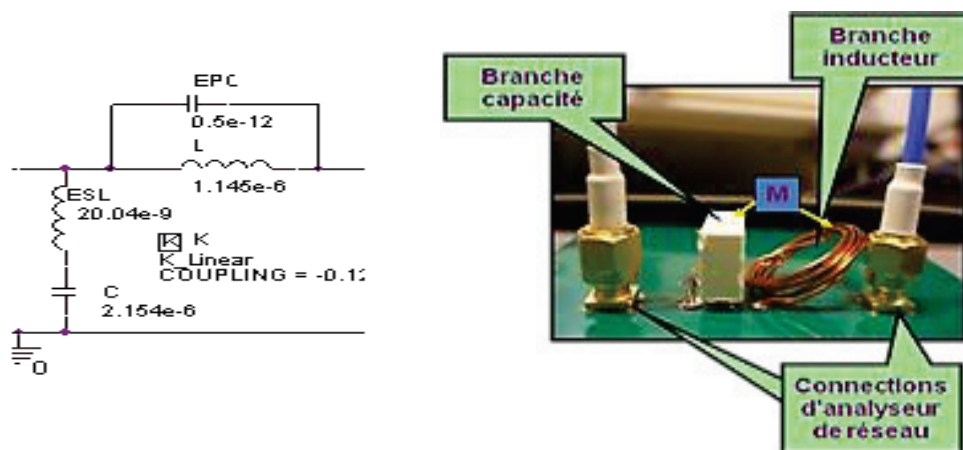


Figure II-12 Maquette d'un filtre 'LC' (condensateur et spires)

La Figure II-13 montre les différents résultats obtenus à partir des modèles mathématiques et la mesure. On constate une bonne concordance entre la mesure et les simulations. Les résultats obtenus montrent clairement que l'emplacement des composants (couplage inductif) joue un rôle très important sur la performance du filtre.

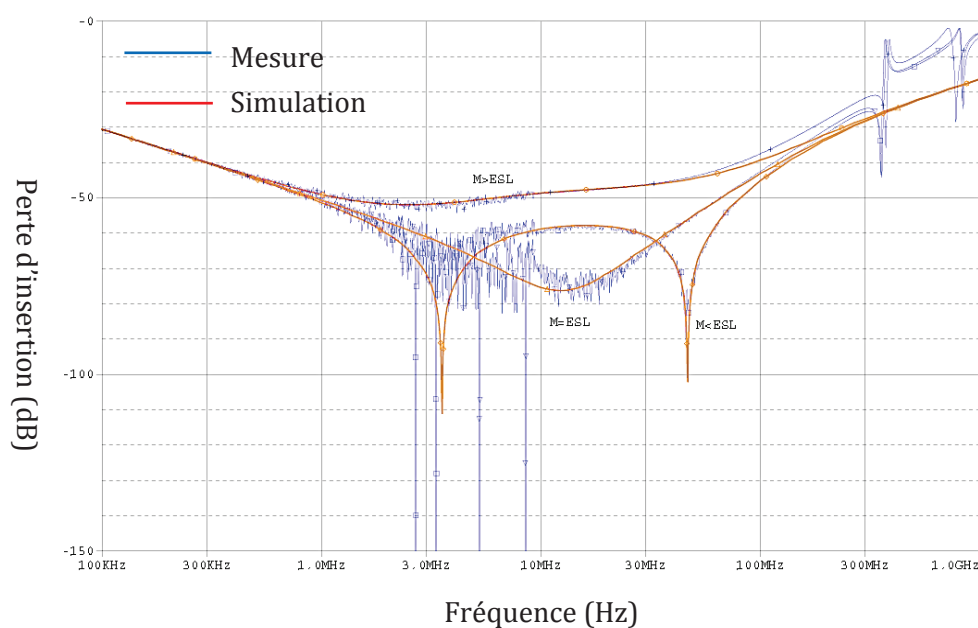


Figure II-13 Perte d'insertion mesurée et simulée pour les trois cas de couplage

Finalement, le comportement de notre filtre peut être résumé de la façon suivante :

- ✓ En basse fréquence et avant la fréquence de résonance de la branche capacité f_{C2} , la branche C est prédominante. Donc le comportement du filtre est identique à une capacité C.
- ✓ Quand $M < ESL$, on distingue deux fréquences de résonance (f_{L2} et f_{L3}) avec un changement de phase.
- ✓ Quand $M = ESL$, on distingue un meilleur comportement du filtre.
- ✓ Quand $M > ESL$, il n'y a pas de fréquence de résonance. On remarque quelques dB de pertes sur les performances du filtre.

II.3 METHODOLOGIE ADOPTÉE POUR L'OPTIMISATION DE LA PERFORMANCE DU FILTRE

II.3.1 INTRODUCTION

L'étude précédente a montré que les performances d'un filtre LC pourraient être considérablement améliorées par l'application de la méthode d'annulation d'ESL du condensateur. L'idée principale de cette méthode consiste à utiliser l'inductance mutuelle M pour compenser l'inductance parasite du condensateur ESL. En conséquence, la bande de fréquence où le filtre est efficace peut être agrandie ainsi que le niveau d'atténuation du filtrage.

Suite à l'analyse mathématique (cf. II.2.1.2 et II.2.2.2), la fréquence où on trouve l'atténuation maximum du filtre optimisé ($M-ESL=0$) est présentée dans l'équation (II-16).

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C \cdot M \cdot L \cdot EPC \cdot (1 - M/L)}} \quad (\text{II-16})$$

Cela montre que la performance du filtre ne dépend pas seulement de l'inductance mutuelle, mais aussi des paramètres intrinsèques de la bobine dans le filtre. Ces paramètres (L , EPC et EPR) et la résistance ESR du condensateur lui-même vont influencer sur la performance du filtre. L'étude de l'influence de ces paramètres va être présentée ci-dessous.

II.3.2 INFLUENCE DE L'INDUCTANCE (L) SUR LA PERFORMANCE DU FILTRE

Dans un filtre CEM, les bobines sont souvent utilisées afin d'améliorer la performance du filtre en haute fréquence. En général, on choisit une valeur la plus grande possible pour

ces bobines. Elles sont souvent enroulées autour de noyaux ferromagnétiques. Par contre, il existe deux contraintes pour le choix de la bobine dans un filtre CEM. La première est liée à sa taille. En effet, la valeur de la bobine est proportionnelle à sa taille, l'utilisation d'une bobine de valeur importante nécessitera plus de l'espace pour son implantation. L'autre contrainte est que les phénomènes de la saturation des noyaux ferromagnétique limite le comportement de la bobine en haute fréquence ou lorsqu'on fait circuler des courants forts.

En appliquant la méthode de l'annulation d'ESL, la valeur de la bobine doit être la plus petite possible permettant d'améliorer la performance du filtre. La perte d'insertion d'un filtre LC simulée pour les différentes valeurs d'inductance (L) est présentée dans la Figure II-14. On remarque que la fréquence de résonance f_3 augmente avec la diminution de la valeur de L. Son effet est plutôt concentré sur la partie capacitive de comportement du filtre.

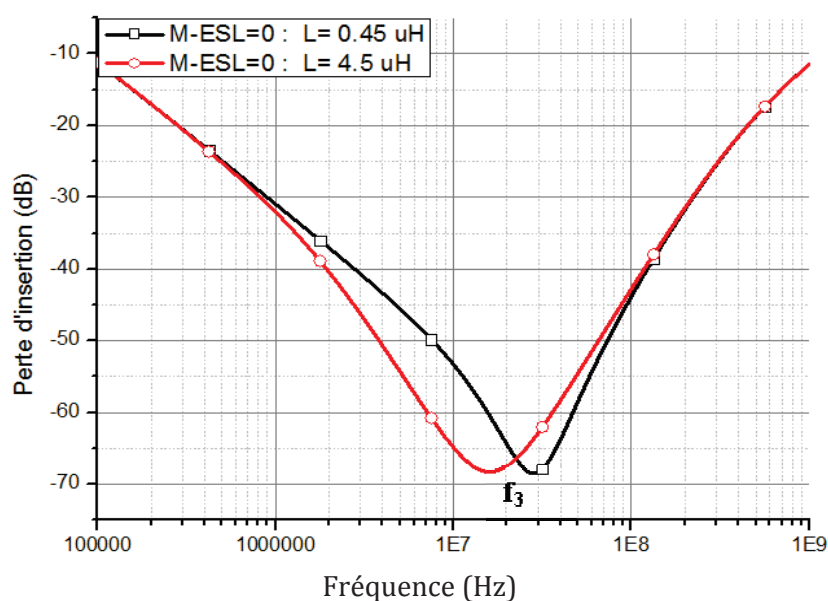


Figure II-14 Perte insertion simulée d'un filtre LC

II.3.3 INFLUENCE DE LA CAPACITE PARASITE (EPC) SUR LA PERFORMANCE DU FILTRE

Dans le chapitre I, on a montré que l'EPC est préjudiciable sur la performance de la bobine en HF. Dans la configuration M=ESL, la fonction transfert du filtre dépend aussi de la capacité parasite EPC qui est liée à la construction physique de la bobine. A cause de l'enroulement des fils, la capacité parasite de la bobine est plus grande si les distances entre les fils sont petites. Afin de réduire les effets de l'EPC, traditionnellement,

la distance entre les spires de l'enroulement est augmentée, mais cette amélioration des performances est encore limitée.

Pour le cas de $M=ESL$, la perte d'insertion d'un filtre LC est simulée pour différentes valeurs d'EPC entre 5pF et 20pF. La Figure II-15 montre qu'EPC influe sur la partie inductive en HF. On a remarqué aussi que plus EPC est petite, le filtre est plus performant. En comparant avec l'influence de L sur le comportement du filtre, imposer une valeur d'EPC la plus petite possible est un moyen plus efficace pour optimiser la performance du filtre. Mais, en réalité, il n'est pas toujours possible de diminuer l'EPC tout en satisfaisant les besoins fonctionnels. Ainsi, il est important de prendre en compte ce paramètre (EPC) lors du dimensionnement d'un filtre.

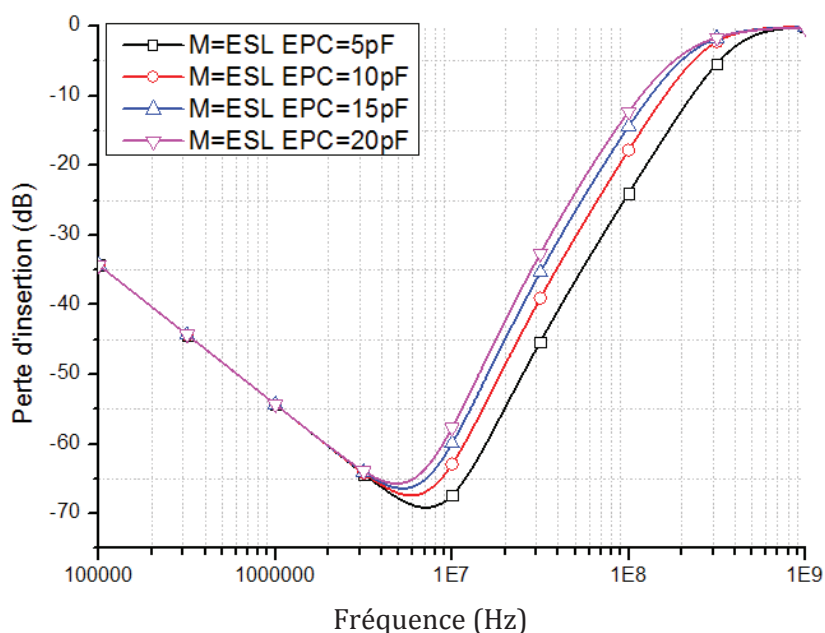


Figure II-15 Perte d'insertion simulée d'un filtre LC optimisé ($M=ESL$) pour différentes capacités parasites (EPC) de la bobine

II.3.4 INFLUENCE DES RESISTANCES SUR LA PERFORMANCE DU FILTRE

L'effet des résistances est souvent ignoré dans l'analyse du filtre passif. Pour montrer l'influence de ces résistances parasites (ESR du condensateur et R_L de la bobine), nous allons étudier le comportement d'un filtre LC pour différentes valeurs d'ESR et de R_L .

II.3.4.1 Influence de ESR sur la performance du filtre

Dans la conception générale d'un filtre passif, les couplages inter-composants sont souvent négligés ($M=0$). L'effet d'ESR est souvent ignoré quand la valeur de l'inductance

$ESL \cdot \omega$ est plus importante que la valeur de l'ESR. L'effet inductif du condensateur domine toujours le comportement du filtre pour les différentes valeurs d'ESR. Dans la Figure II-16, la perte d'insertion d'un filtre LC mesurée est comparée avec les résultats de simulations pour $ESR=0.03 \Omega$ et 0.2Ω . On a constaté que l'effet de l'ESR peut être complètement négligé dans le cas où $M=0$.

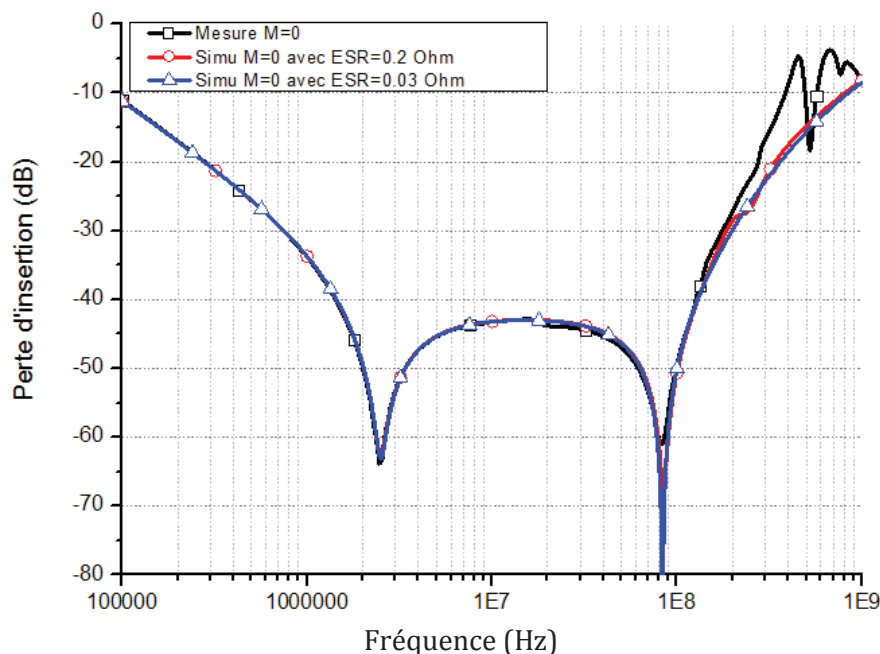


Figure II-16 Perte d'insertion d'un filtre LC mesuré et simulé avec $ESR_{\text{mesurée}}$ et 0.03Ω quand $M=0$

Afin d'optimiser la performance du filtre, l'ESL peut être compensé par le couplage inductif direct entre le condensateur et la bobine. Dans ce cas de couplage optimal, l'ESR ne peut plus être négligé, lorsque l'ESL du condensateur est du même ordre de grandeur que l'ESR [30]. Pour montrer cela, nous avons simulé la perte d'insertion d'un filtre LC optimisé ($M-ESL=0$) pour deux valeurs d'ESR (0Ω et 0.1Ω). Nous avons constaté une variation considérable de la perte d'insertion du filtre. Cette variation est bien illustrée dans la Figure II-17.

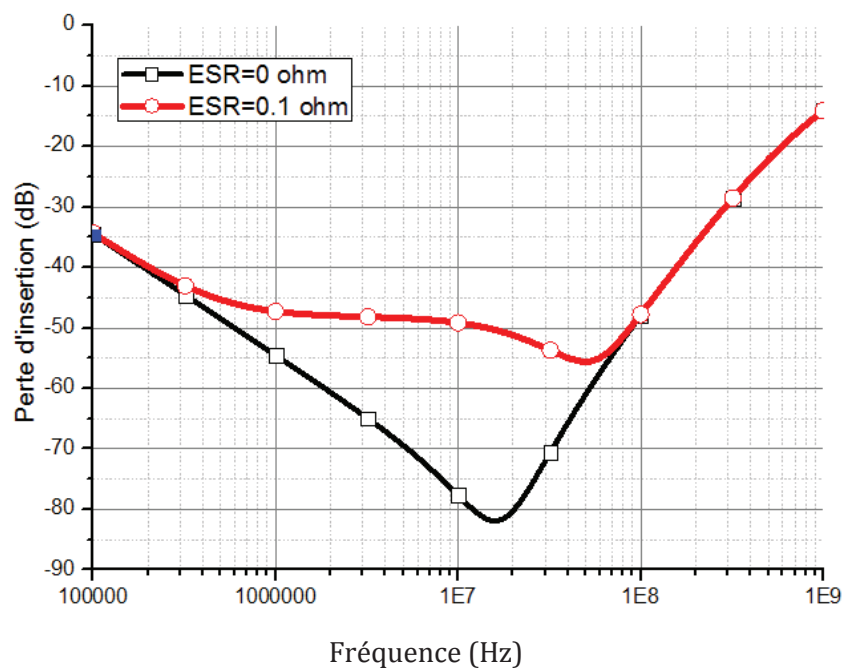


Figure II-17 Simulation de la perte d'insertion d'un filtre LC (M=ESL) pour deux valeurs d'ESR

En réalité, la valeur de l'ESR d'un condensateur dépend énormément de la fréquence. Pour nous permettre de bien dimensionner notre filtre, il est nécessaire de connaître l'évolution de cette résistance sur toute la gamme de fréquence de fonctionnement. La Figure II-18 représente la variation de l'ESR en fonction de la fréquence d'un condensateur film 2,2 μF obtenue à partir d'un analyseur d'impédance.

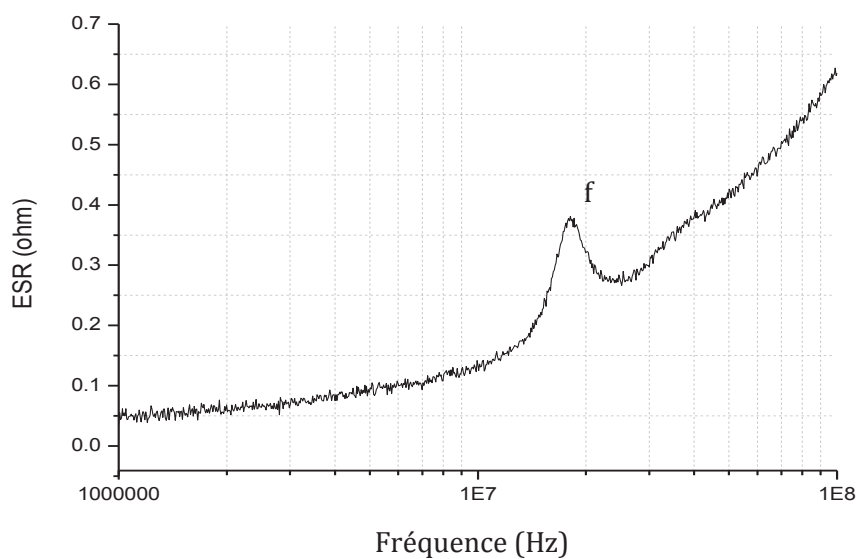


Figure II-18 Résistance parasite ESR mesurée en fonction de la fréquence pour un condensateur film de 2,2 μF

Le phénomène de résonance supplémentaire du condensateur (cf. Chapitre I) est remarqué à $f=19$ MHz. La variation d'ESR autour de cette fréquence de résonance est plus importante qu'en basse fréquence. Afin d'étudier l'influence d'ESR sur le comportement du filtre, nous avons utilisé l'ESR mesurée (condensateur $2,2 \mu\text{F}$) dans les simulations de la perte d'insertion d'un filtre LC pour différentes configurations de couplages inter-composants. Les résultats des simulations sont présentés dans la Figure II-19. On constate que la variation d'ESR va particulièrement influencer sur la performance de notre filtre autour la fréquence de résonance supplémentaire du condensateur (19MHz). Dans le cas de couplage optimal, cette influence est plus importante que dans les autres cas de couplage.

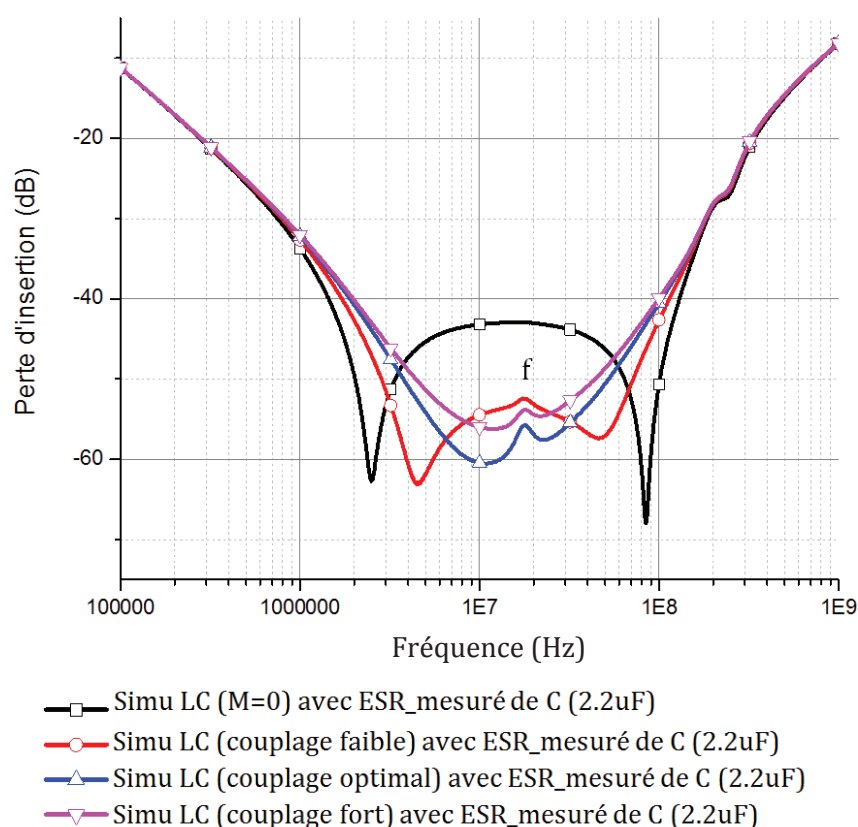


Figure II-19 Perte d'insertion simulée pour un filtre LC avec la prise en compte des variations d'ESR

II.3.4.2 Influence de R_L sur la performance du filtre

Les enroulements de fil de la bobine présente une résistance parasite en série (R_L) avec l'inductance (L). La Figure II-20 montre le gain du filtre LC pour différentes valeurs de R_L (1Ω jusqu'à 100Ω). Si la valeur de R_L est faible, le comportement du filtre peut être

amélioré. En réalité, la longueur des pistes de connexions en série est raccourcie afin de minimiser l'effet de R_L . L'effet de R_L est moins important que l'ESR du condensateur.

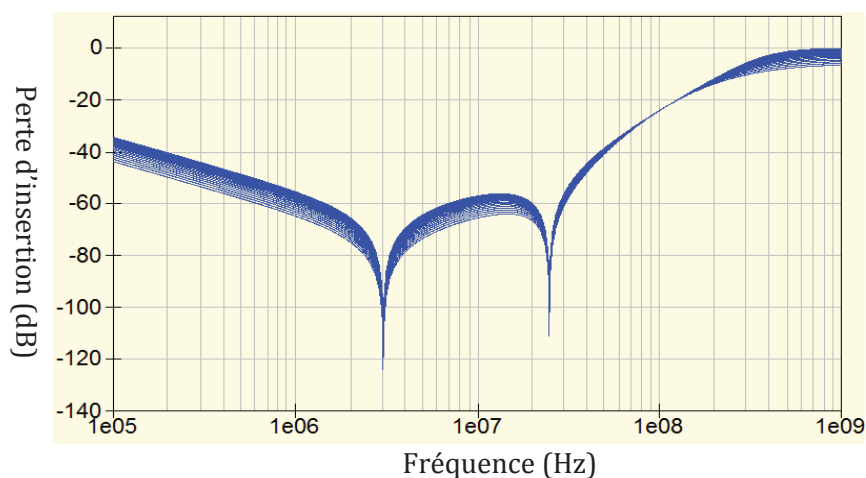


Figure II-20 Perte d'insertion simulée du filtre LC avec la valeur R_L entre 1Ω et 100Ω

II.3.5 CARACTERISATIONS DES COMPOSANTS

La méthode d'optimisation du filtre est liée aux paramètres électriques du condensateur et de la bobine. Ces paramètres électriques peuvent être déterminés par la mesure des paramètres S (coefficient de réflexion S_{11} ou coefficient de transmission S_{21}) avec l'analyseur de réseau ou de paramètre Z avec l'analyseur de l'impédance [31] [32] [33].

- Mesure avec analyseur de réseau :

La distribution d'impédance peut être obtenue par les mesures des paramètres S avec l'analyseur de réseau (Figure II-21). Les mesures des coefficients de réflexions S_{11} permettront la représentation des impédances d'entrée Z_1 , si on considère que $Z_2 > Z_1$. Les coefficients de transmission contiendront les informations sur les impédances de liaison Z_2 (globalement avec une mesure de S_{21} ou S_{12}).

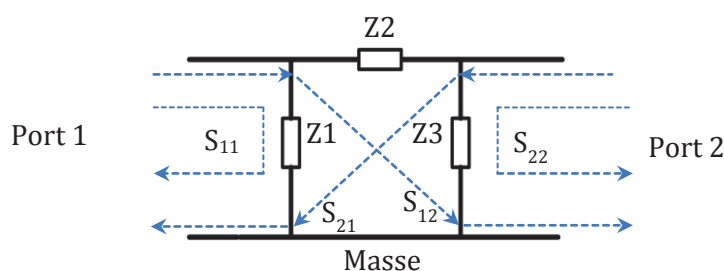


Figure II-21 Structure de mesure d'impédance avec un analyseur de réseau à 2 ports

- Mesure avec analyseur d'impédance :

Les analyseurs d'impédance sont constitués d'un générateur de courant sinusoïdal créé à l'aide de la tension de sortie d'un oscillateur ajustable. Ce courant traverse le dipôle à mesurer et la décomposition de la tension à ses bornes en une composante en phase et l'autre en quadrature avec la tension délivrée par l'oscillateur permet de déterminer les parties réelle et imaginaire de l'impédance [34].

Pour évaluer les précisions envisageables pour nos modèles, on se propose d'évaluer et de discuter les niveaux d'incertitudes des mesures.

II.3.5.1 Incertitude de la mesure avec un analyseur de réseau

Plusieurs articles relatent les difficultés de mesurer des faibles impédances en exploitant le coefficient de réflexion [35] [36]. Cela provient du fait que lorsque les impédances deviennent faibles, la quasi-totalité de l'onde incidente sera réfléchi par le composant et que la quantification de faibles écarts sur cette quantité importante d'énergie sera difficile à déceler. Il est recommandé dans ces références de ne pas travailler dès lors que le coefficient de réflexion devient proche de 0.99. Il est aussi mis en avant que pour des mesures de faibles impédances, de l'ordre du $m\Omega$ (la résistance parasite du condensateur), la mesure du coefficient de transmission avec le composant en parallèle serait la plus adaptée.

En fonction des impédances à mesurer, on peut superposer les précisions attendues en fonction des configurations de mesure mise en œuvre. Cette synthèse sera très utile pour orienter le choix de la configuration de mesure en fonction des composants à mesurer. Il faut rajouter que plusieurs configurations peuvent potentiellement être utilisées pour extraire tous les éléments parasites d'un composant (en fonction des gammes de fréquence).

À partir de l'analyse de l'incertitude de mesure d'un analyseur de réseau (Figure II-22) [2], on a conclu que :

- Pour des mesures de faibles impédances inférieures à 50Ω et jusqu'à $1 m\Omega$, la méthode de mesure du S_{21} avec le composant en parallèle est préférable [37]. Cela permet d'extraire des inductances de l'ordre de $0.1 nH$ à $100 kHz$.

- Pour des mesures de fortes impédances supérieures à 50Ω et jusqu'à $1\text{ M}\Omega$, la méthode de mesure du S21 avec le composant en série est préférable. Cela permet d'extraire des capacités de l'ordre de 0.1 pF à 100 kHz .
- Pour des impédances proches de 50Ω , le S11 est préférable.

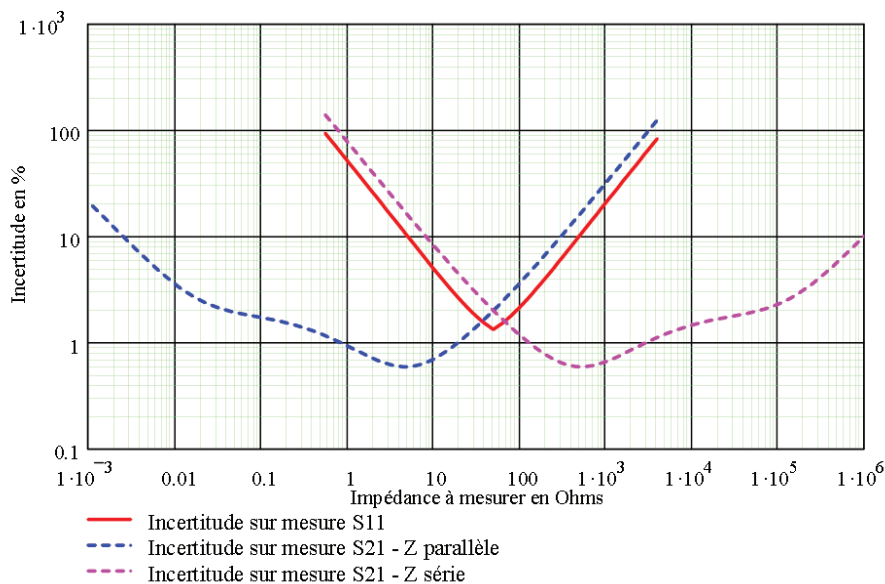


Figure II-22 Incertitudes en % sur les impédances mesurées à partir des techniques S11, S21 impédance série et S21 impédance parallèle [2].

II.3.5.2 Incertitude de la mesure avec un analyseur d'impédance

Les mesures de faibles impédances, de l'ordre du $\text{m}\Omega$, sont plus précises avec un analyseur d'impédance en utilisant les techniques de mesures V/I. Cela nous permet de mieux caractériser la valeur « ESR » du condensateur, qui est généralement très faible. Donc, son incertitude de mesure doit aussi être évaluée et discutée. L'impédance mesurée d'un condensateur est donnée par l'équation suivante :

$$Z = \text{ESR} + j \cdot \omega \cdot \text{ESL} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C} \quad (\text{II-17})$$

L'incertitude relative de mesure de la partie réelle (ESR) peut être calculée en utilisant la formule ci-dessous :

$$\frac{\Delta Z_{\text{ESR}}}{Z_{\text{ESR}}} = [\ln|Z|]' + [\ln|\cos \theta|]' \quad (\text{II-18})$$

Où

- $\frac{\Delta Z_{\text{ESR}}}{Z_{\text{ESR}}}$ est l'incertitude de la mesure de résistance parasite du condensateur.

- θ est la phase de l'impédance d'un condensateur

Soit

$$\frac{\Delta Z_{ESR}}{Z_{ESR}} = \frac{\Delta |Z|}{|Z|} - \frac{Z_{im}}{Z_{ESR}} \cdot \Delta \theta \quad (II-19)$$

Avec

- Z_{im} est la partie imaginaire de l'impédance d'un condensateur
- $\frac{\Delta |Z|}{|Z|}$ et $\Delta \theta$ dépendent des erreurs de l'appareil de mesure.
- $\frac{Z_{im}}{Z_{ESR}}$ est le facteur de qualité Q qui dépend des composants sous test.

Le facteur d'incertitude relative de mesure de la résistance d'un condensateur ($\frac{\Delta Z_{ESR}}{Z_{ESR}}$) dépend de l'incertitude de la magnitude de l'impédance $\frac{\Delta |Z|}{|Z|}$, de la phase $\Delta \theta$ et du rapport entre la partie imaginaire (L, C) et Z_{ESR} .

Pour un analyseur d'impédance (Agilent E4991A), les incertitudes de l'appareil pour la magnitude et la phase sont données dans son datasheet. La bande de fréquence de mesure est entre 1MHz et 3GHz. L'inductance parasite d'un condensateur de 3.3 μ F MKT est déterminée avec l'analyseur d'impédance, sa valeur est de 21 nH. L'incertitude de mesure de la résistance parasite est calculée selon (II-19). La Figure II-23 présente les incertitudes de mesure en fonction de l'ESR pour différentes valeurs de fréquences.

Pour la mesure de faibles valeurs d'ESR en basse fréquence, les incertitudes de mesure sont importantes. Par exemple, pour $ESR=0.001\Omega$ à la fréquence de 1MHz, l'incertitude de mesure est de l'ordre de 17%. Cette incertitude de mesure devient moins importante lorsque la fréquence augmente. Par exemple pour $ESR=0.001\Omega$ à 10 MHz, l'incertitude est de l'ordre de 2%. Cette dernière est aux alentours de 1.5% à 100MHz.

Par contre, en haute fréquence (au-delà de 10 MHz), les incertitudes de mesure sont faibles quelle que soit la valeur d'ESR.

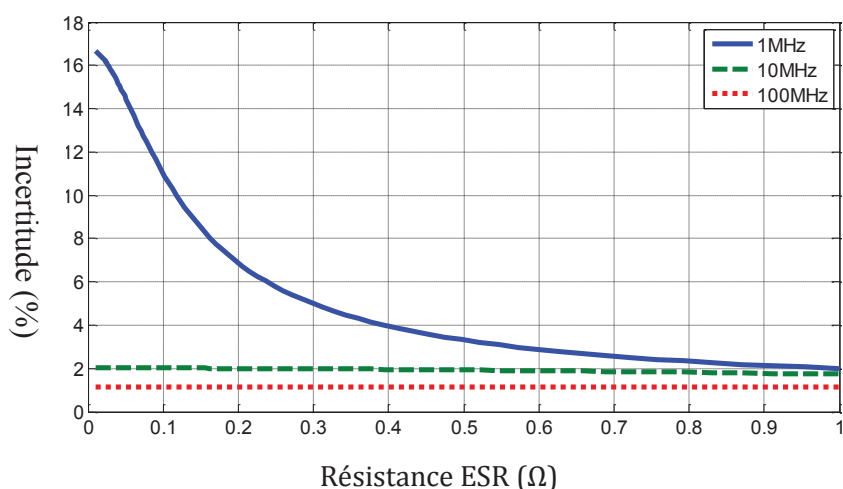


Figure II-23 Incertitude de la mesure d'ESR pour un condensateur ($C=3.3 \mu\text{F}$ et $ESL=21 \text{ nH}$)

L'incertitude de mesure de Q en fonction de la fréquence est présentée dans la Figure II-24 [38]. Plus Q est petit, moins les erreurs de mesure sur ce paramètre seront présentes. Par exemple, pour notre condensateur ($C=3.3 \mu\text{F}$, $ESL=21 \text{ nH}$ et $ESR=0.01 \Omega$), avec un Q de 8, on n'aura une incertitude qu'aux alentours de 1% ou 2% sur Q . Mais si l'ESR est plus petit de 0.001Ω , l'incertitude sur Q va dépasser 10%. Dans ces conditions, la mesure d'ESR n'est pas précise.

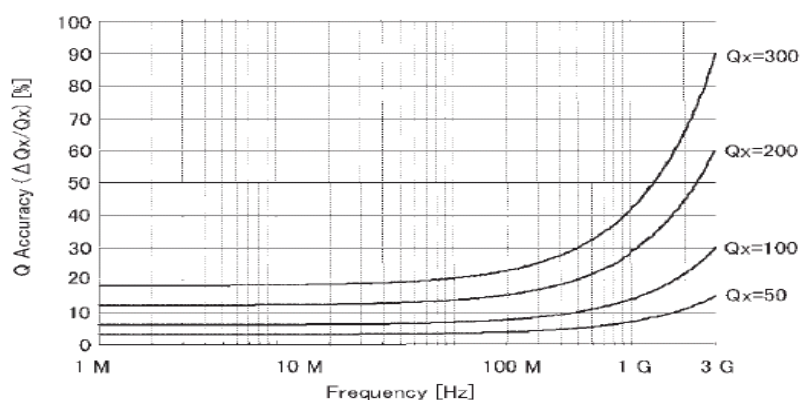


Figure II-24 Incertitude de mesure de Q de l'Agilent E4991A [38]

En conclusion, l'élément le plus important est le facteur de qualité du circuit. Il y a un pourcentage faible d'influence surtout à 1 MHz pour les résistances très faibles (0.01Ω). En mesurant l'impédance d'un condensateur avec cet analyseur d'impédance, si la valeur mesurée pour la résistance à 1 MHz est proche de 0.01Ω , on doit avoir conscience qu'il existe peut-être des erreurs sur les résultats. Ces erreurs dépendent de l'incertitude de l'appareil, ainsi que du facteur de qualité du condensateur mesuré.

II.4 CONCLUSION

Ce chapitre a été dédié aux effets des couplages directs sur la performance des filtres CEM de type LC. Dans le premier temps, nous avons étudié l'effet de la mutuelle inductance, qui ne dépend que de l'emplacement des composants. Les résultats ont montré que cette mutuelle peut considérablement dégrader ou améliorer la performance du filtre. Afin d'optimiser le comportement d'un filtre CEM, on a commencé par l'étude des différents modèles mathématiques représentant un filtre LC. Les résultats ont mis en évidence trois cas de figure selon la valeur de la mutuelle ($M < ESL$, $M = ESL$, $M > ESL$). Dans le cas de $M = ESL$, on a constaté que l'effet de l'inductance parasite ESL du condensateur peut être compensé par la mutuelle inductance M . Ce cas de figure constitue la meilleure configuration pour améliorer la performance du filtre. Cette configuration de couplage direct où l'inductance parasite du condensateur est compensée par la mutuelle M , a été validée par simulation et expérimentalement sur une maquette d'un filtre CEM de type LC.

En deuxième étape, nous avons étudié l'influence des paramètres M , L , EPC , ESR et R_L dans le dimensionnement d'un filtre CEM optimisé. En conclusion, pour améliorer la performance d'un filtre, il faut :

1. Positionner les composants de telle façon que l'inductance mutuelle M annule l'inductance parasite ESL du condensateur.
2. Choisir la bobine L et sa capacité parasite EPC plus faible possible.
3. Prendre en considération l'influence de la fréquence sur l' ESR

Le dernier point étudié a été consacré à l'étude de l'incertitude de mesure des paramètres constituant notre filtre CEM (M , L , EPC , ESR et R_L).

Afin d'appliquer la méthode d'optimisation, il est nécessaire de prédire la bonne valeur de la mutuelle inductance entre la bobine et le condensateur. Le chapitre suivant sera dédié à la modélisation 3D de notre condensateur et de la bobine afin de prédire le couplage et l'emplacement des composants.

- Chapitre III -
MODÉLISATION 3D
ET OPTIMISATION
DU FILTRE

Chapitre III : MODELISATION 3D ET OPTIMISATION DU FILTRE

III.1 INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent, nous avons constaté que la performance d'un filtre peut être améliorée ou dégradée à cause des couplages inductifs inter-composants. Nous avons conclu que la meilleure performance d'un filtre LC est obtenue lorsque la mutuelle inductance compense exactement l'inductance parasite du condensateur ($M-ESL=0$).

Notre travail de thèse consiste à garder les mêmes composants (condensateurs et bobines) constituant notre filtre et d'optimiser leur emplacement afin d'améliorer la performance du filtre. Afin d'atteindre cet objectif, nous avons développé une méthodologie d'optimisation de placement des composants basée sur leur modélisation 3D. Cette procédure va nous permettre de trouver le meilleur design d'un filtre LC.

III.2 PROCEDURE D'OPTIMISATION DES PLACEMENTS DES COMPOSANTS

Dans un filtre CEM composé d'une succession de condensateurs et de bobines, il est important de connaître le comportement électromagnétique de ces composants pour prédire leur emplacement optimal. Les éléments du modèle électrique des composants constituant notre filtre CEM (ESL, ESR, C, L, EPC et EPR) peuvent être déterminés expérimentalement en utilisant un analyseur de réseau ou d'impédance. La procédure d'optimisation nécessitera l'utilisation de modèles 3D de ces composants. Ces modèles 3D constituant notre filtre doivent être capables de reproduire le même comportement électromagnétique que les composants réels. Ces deux modèles 3D seront utilisés pour prédire la mutuelle inductance (M) entre le condensateur et son environnement (bobine) pour différents positionnements des composants.

On s'intéressera à deux types d'optimisation de structures de filtre. La première consistera à optimiser la position relative inter-composants tout en gardant les mêmes composants. La seconde solution consiste à concevoir nous-même la géométrie de la bobine tout en gardant la position relative fixe entre les composants. Cette deuxième solution peut être souhaitable pour les filtres compacts.

Pour déterminer la position des composants et la géométrie de la bobine, il est possible d'utiliser des méthodes d'optimisation. La fonction objectif à minimiser est ($ESL-M=0$) ce qui correspond à une meilleure configuration de couplage permettant d'améliorer la performance de filtre.

L'organigramme présenté dans la Figure III-1 montre la procédure d'optimisation adoptée.

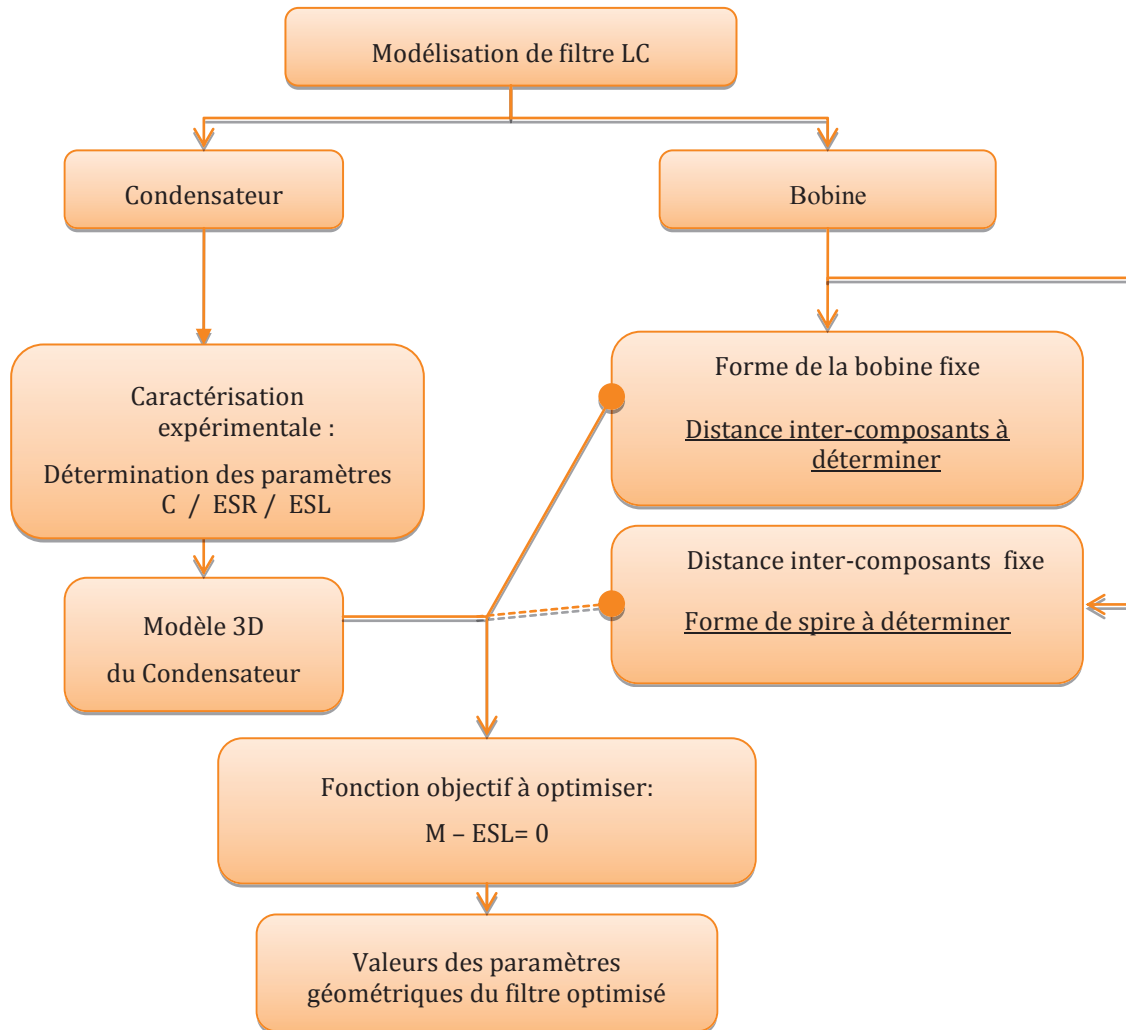


Figure III-1 Procédure d'optimisation d'un filtre CEM

III.3 METHODES NUMERIQUES

Il existe plusieurs méthodes numériques pour la modélisation 3D des problèmes électromagnétiques à géométries complexes. Parmi les techniques les plus utilisées, on peut citer la méthode d'éléments finis et la méthode de différences finies [39] [40] [41]. Elles sont basées sur le maillage volumique de l'ensemble du dispositif et de son

environnement, en prenant en considération les propriétés physiques des matériaux (conducteur, magnétique ou diélectrique) [42] [43]. Ces techniques nécessitent généralement un temps de calcul important pour parvenir à résoudre numériquement le problème électromagnétique.

Cependant, avec des méthodes intégrales, il n'est pas nécessaire de mailler tout l'espace autour du dispositif. Seuls les conducteurs doivent être pris en compte, et quand la région d'air est dominante, la méthode est particulièrement intéressante et efficace. Une technique de modélisation appelée méthode PEEC (Partial Equivalent Element Circuit) est l'une des méthodes intégrales qui peuvent être appliquée. Cette méthode est en mesure d'attribuer à chaque partie du système électromagnétique un circuit équivalent [44]. Afin de prendre en compte la forme de la structure, les effets de proximité et de peau, un maillage plus fin des conducteurs est cependant nécessaire. Mais, le nombre d'inconnues reste très limité par rapport aux méthodes citées précédemment. Le modèle obtenu est un circuit électrique équivalent comprenant des résistances, des inductances, des capacités et des inductances mutuelles dépendant de la fréquence. InCa3D ® est un outil disponible dans le commerce, qui est basé sur cette méthode, et a déjà été largement utilisé pour modéliser les structures de l'électronique de puissance [45] [46] [47]. La version actuelle utilisée de cet outil ne prend pas en considération l'aspect capacitif. Afin d'élargir la gamme de fréquences du circuit, il est également possible d'inclure manuellement des capacités parasites calculées par des méthodes analytique ou numérique dans le circuit électrique. Un des inconvénients de la méthode PEEC est qu'elle ne prend pas en considération les matériaux magnétiques.

Dans le cas de problème magnétique tel qu'une bobine avec ferrite magnétique, nous avons utilisé le logiciel CST Micro Wave. Ce dernier est un logiciel de simulation électromagnétique 3D dédié à la modélisation des dispositifs en haute fréquence. Il permet de prendre en compte les matériaux magnétiques. Son solveur fréquentiel utilise la méthode des moments (MoM) avec une formulation intégrale de surface du champ électrique et magnétique [48] [49] [50].

III.4 MODELISATION 3D DE LA BOBINE

Le modèle 3D des composants doit être capable de représenter le même comportement électromagnétique que la réalité. Ce comportement électromagnétique dépend de la répartition des courants à l'intérieur du composant. En effet, les courants peuvent changer en fonction de la fréquence à cause de l'effet de peau et de proximité. Nos

modèles développés doivent prendre en considération ces différents phénomènes physiques.

Dans le chapitre I, nous avons classé les bobines en deux catégories : les bobines sans ferrite et avec ferrite. La modélisation 3D des bobines sans ferrite nécessite la connaissance des paramètres géométriques et physiques. Dans ce cas-là, la méthode PEEC est bien adaptée pour construire un modèle 3D, car il n'y a que les conducteurs à modéliser. La Figure III-2 représente le modèle 3D d'une bobine imprimée sur PCB.

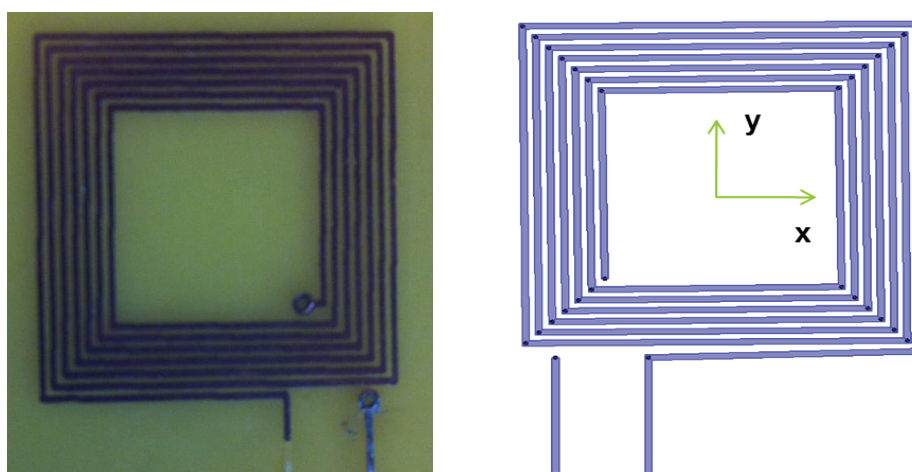


Figure III-2 Modélisation d'une bobine sans ferrite sous INCA3D

Dans le cas d'une bobine avec ferrite, la modélisation 3D en utilisant la méthode PEEC n'est plus adaptée à cause de la présence du matériau magnétique. Dans ce cas-là, nous pouvons utiliser l'outil de simulation CST. La problématique revient dans la modélisation de la ferrite. Cette dernière doit être bien caractérisée pour avoir le modèle 3D le plus proche de la réalité. Le plus important consiste à déterminer la bonne perméabilité de la ferrite, car l'inductance de la bobine dépend considérablement de ce paramètre. En réalité, la perméabilité d'un matériau magnétique varie en fonction de la fréquence. Différentes études sur la caractérisation des matériaux magnétiques ont été réalisées dans [51] [52] [53] [54] [55].

Cette perméabilité relative complexe (μ_r) est constituée de deux parties. La partie réelle (μ_r') agit sur l'inductance, et la partie imaginaire (μ_r'') représente l'impédance résistive ou les pertes du matériau ferrite [56].

$$\mu_r = \mu_0(\mu_r' - \mu_r'') \quad (\text{III-1})$$

La partie réelle peut être approximée par l'équation ci-dessous [56]:

$$\mu'_r(f) = \frac{\mu_{r0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}} \quad \text{(III-2)}$$

Avec μ_{r0} : la perméabilité relative en basse fréquence ;

f : la fréquence ;

f_c : la fréquence de coupure, où la perméabilité correspond à une atténuation de 3dB

La partie imaginaire peut être approximée par l'équation ci-dessous [56] :

$$\mu''_r(f) = \frac{\mu_{r0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_c}{\Delta f}\right)^2 \times \left(\frac{f}{f_c} - \frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad \text{(III-3)}$$

Avec Δf : la bande passante à -3dB.

Les paramètres f_c et μ_{r0} sont en général donnés par les constructeurs. La perméabilité relative de la ferrite $\mu_r(f)$ peut être calculée à partir de l'équation (III-1). Cette valeur sera utilisée pour construire notre modèle 3D de la bobine.

Par exemple, pour la modélisation 3D sous CST d'une bobine bâtonnet de $10\mu\text{H}$ avec ferrite, nous avons utilisé les paramètres donnés par le constructeur (Figure III-3). La permeabilité relative $\mu_r(f)$ de la ferrite à introduire dans le modèle est calculée pour $f_c=1.5\text{ MHz}$ et $\mu_{r0} = 200$ en utilisant les équations citées précédemment.

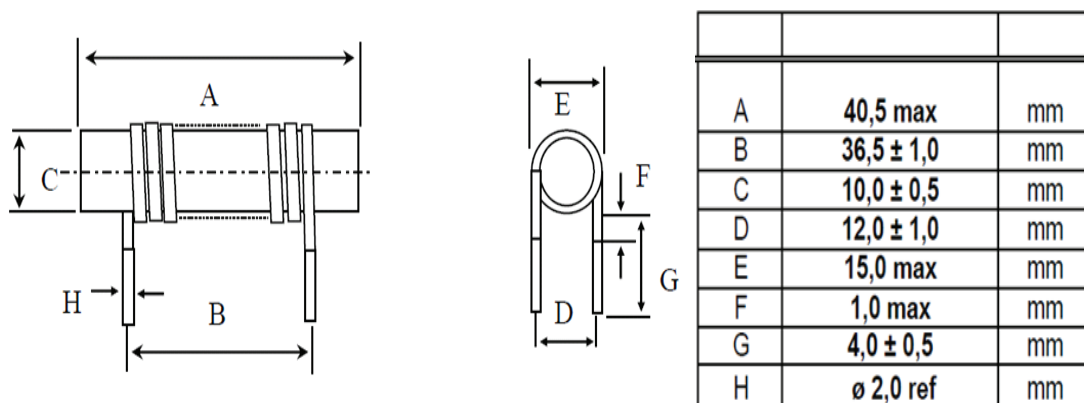


Figure III-3 Géométrie d'une bobine bâtonnet

Afin de valider le modèle 3D construit, nous avons réalisé une maquette dans laquelle se trouve le composant (la bobine). Le critère de comparaison est basé sur les paramètres S

obtenus à partir de l'analyseur de réseau. La Figure III-4 représente la maquette et le modèle 3D sous CST.

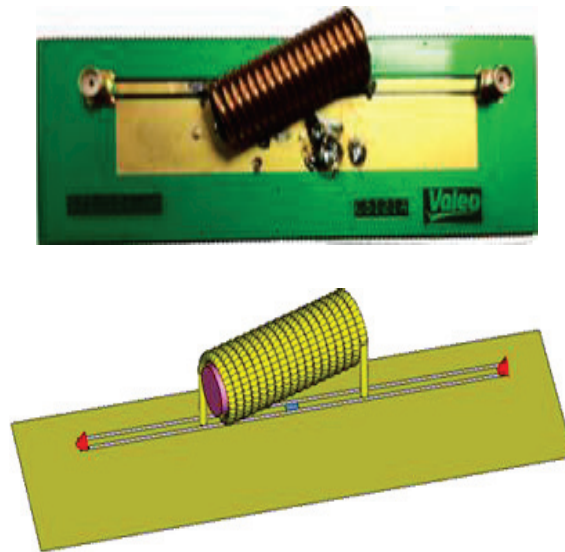


Figure III-4 Bobine bâtonnet modélisée en 3D sous CST

Les résultats obtenus ont montré une bonne concordance entre la mesure et la simulation jusqu'à 60 MHz (Figure III-5). Au-delà de cette fréquence, on constate un écart entre le modèle et la mesure qui est dû principalement aux capacités parasites inter-spires.

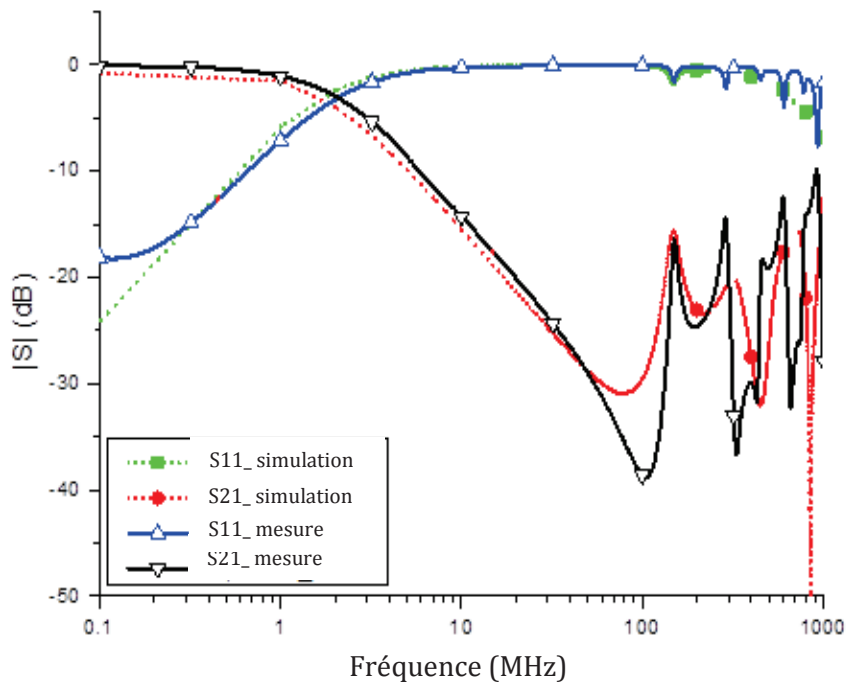


Figure III-5 Paramètres S mesurés et simulés

III.5 MODELISATION 3D DU CONDENSATEUR

III.5.1 STRUCTURE INTERNE DU CONDENSATEUR FILM METALLISE

Afin de construire le modèle 3D d'un condensateur, nous avons commencé tout d'abord par analyser sa structure interne. Notre attention s'est portée sur les condensateurs film métallisé car ces derniers sont beaucoup utilisés dans le filtrage CEM. Ces condensateurs à diélectrique plastique (isolant) sont constitués d'un empilage de fines couches de plastique métallisé (les électrodes). Ces couches internes métallisées ont des épaisseurs de quelques dizaines de nanomètre. Les métallisations successives sous forme de sandwich sont reliées alternativement par dépôt métallique. Les deux pattes du condensateur sont posées sur le dépôt métallique (shoopage).

La Figure III-6 montre la structure interne d'un condensateur film qu'on cherche à modéliser.

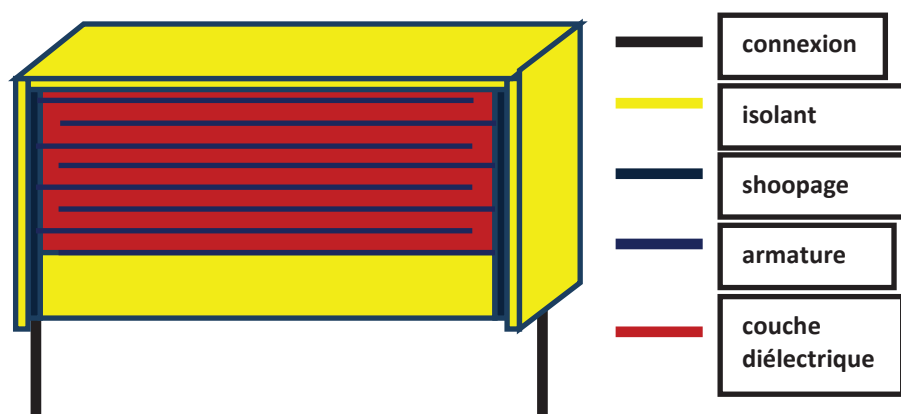


Figure III-6 Schéma d'illustration d'un condensateur film métallisé

Pour simplifier le modèle 3D du condensateur et réduire le temps de simulation, nous avons essayé de réduire le nombre de couches. Ce dernier doit toutefois rester suffisant pour retrouver le comportement réel.

La Figure III-7 montre respectivement la circulation des courants dans un condensateur et une illustration du modèle 3D à construire.

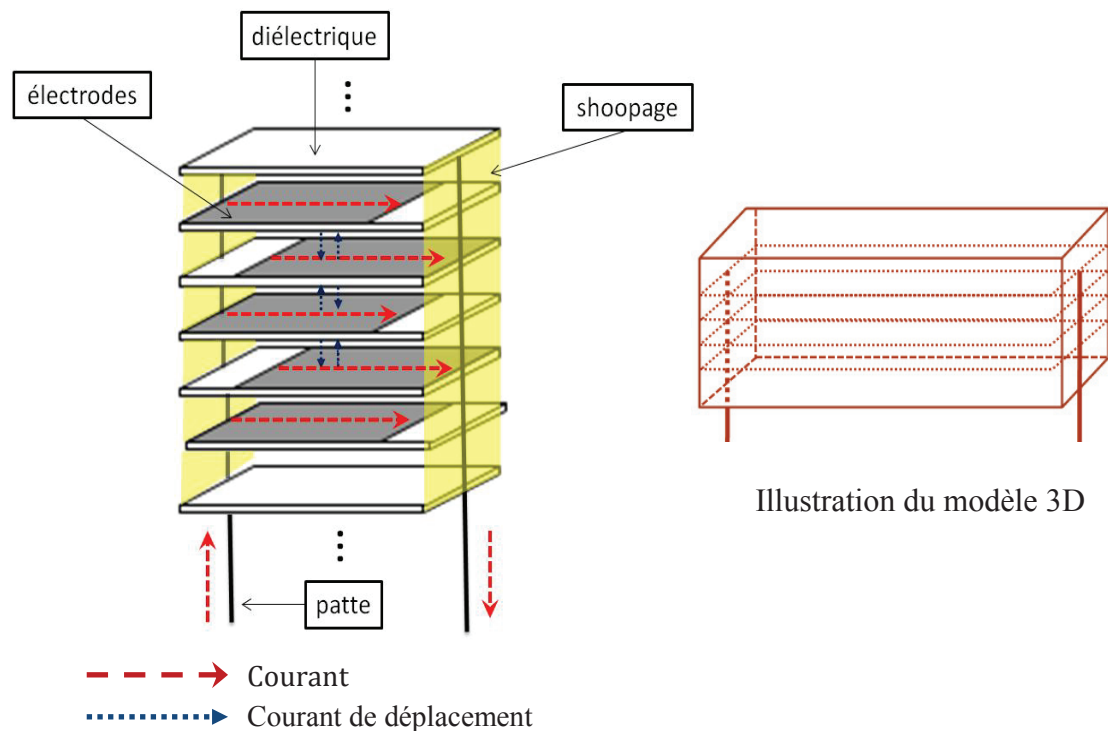


Figure III-7 Répartition du courant dans un condensateur à film métallisé

Dans un conducteur, les courants varient en fonction de la fréquence selon les propriétés physiques du matériau conducteur. A cause de l'effet de peau, le courant a tendance à circuler à la surface des conducteurs en haute fréquence. En prenant en considération ce phénomène, nous avons établi des hypothèses sur la circulation du courant dans notre modèle du condensateur.

- Répartition du courant sur le shoopage : En basse fréquence, le courant circule d'une manière homogène sur la surface du shoopage. Par contre, ce courant a tendance à se concentrer sur les bordures du shoopage en haute fréquence. La Figure III-8 illustre ces deux phénomènes.

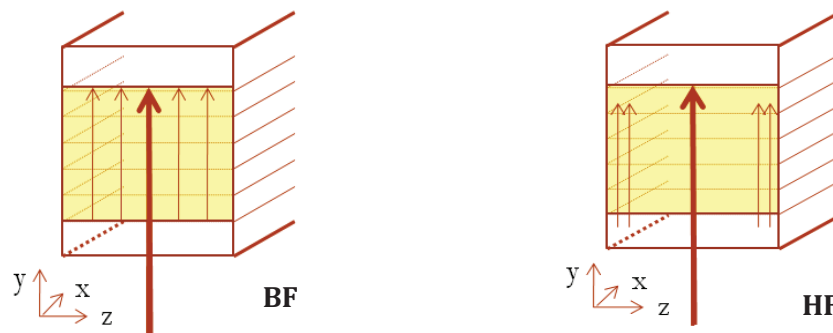


Figure III-8 Répartition du courant sur le shoopage du condensateur (BF et HF)

- Répartition du courant à l'intérieur du condensateur : en basse fréquence, la répartition des courants est uniforme sur l'ensemble du condensateur. Par contre en haute fréquence, les courants ont tendance à circuler sur la partie basse du condensateur à cause des fils de connexions (Figure III-9). Ce changement de chemin de courant fait varier la valeur de l'inductance parasite.

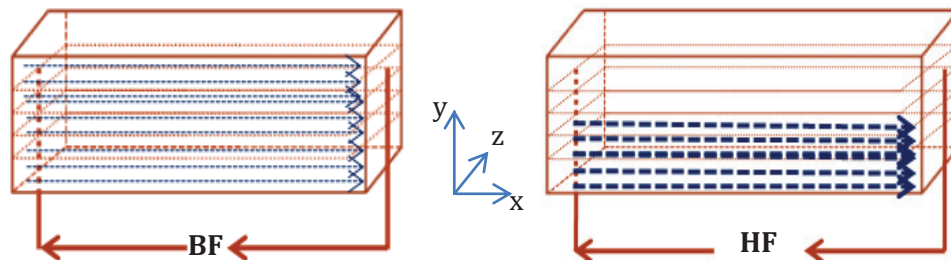


Figure III-9 Répartition du courant à l'intérieur du condensateur (BF et HF)

- Répartition du courant sur la surface de chaque couche : les courants circulent de façon isotrope sur la surface des couches en basse fréquence. Par contre, ils ont tendance à se concentrer sur les côtés en haute fréquence. La Figure III-10 montre cette répartition.

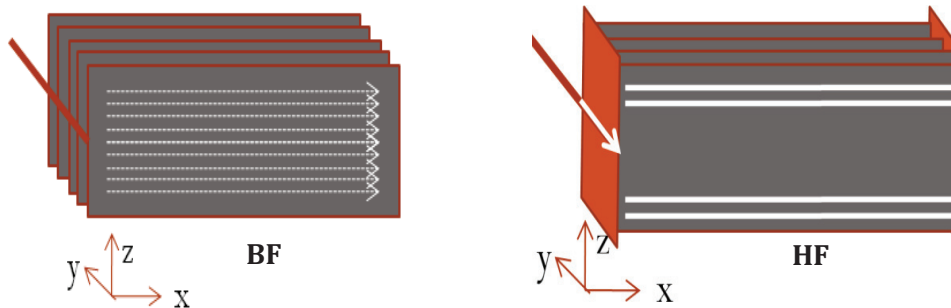


Figure III-10 Répartition des courants sur la surface des couches du condensateur (BF et HF)

Afin de valider nos hypothèses concernant ces phénomènes, nous avons modélisé une structure multicouche de conducteurs représentant un modèle simplifié d'un condensateur, en utilisant INCA3D. La Figure III-11 illustre la répartition du courant dans le condensateur pour deux fréquences différentes (1MHz et 100 MHz). Les résultats obtenus confirment nos hypothèses et montrent que les courants circulent sur la bordure et se concentrent sur la partie basse du condensateur en HF.

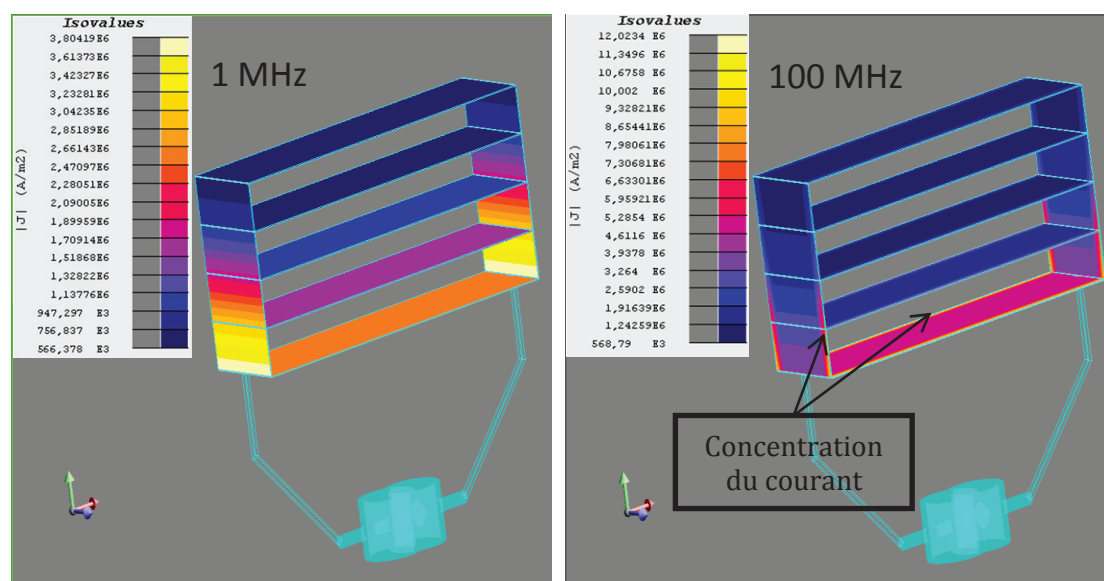


Figure III-11 répartition du courant d'un conducteur de multicouche pour $f= 1$ MHz et 100 MHz

III.5.2 RAYONNEMENT D'UN CONDENSATEUR

Pour mesurer le champ rayonné par le condensateur, nous avons utilisé le banc champ proche de l'IRSEEM « banc composant ». Il est constitué d'un robot trois axes (translations) avec une résolution mécanique de 5 μm et des déplacements maximaux de 50cm \times 50cm \times 15cm selon les axes X, Y, Z. La Figure III-12 ci-dessous illustre le banc champ proche avec l'ensemble des équipements associés. Pour la mesure du champ rayonné, nous avons utilisé une sonde magnétique circulaire de rayon de 0.75mm. La sonde est placée sur le bras du robot qui se déplace au-dessus du dispositif sous test (Condensateur). Le PC effectue l'acquisition des données mesurées à travers un analyseur de spectre.

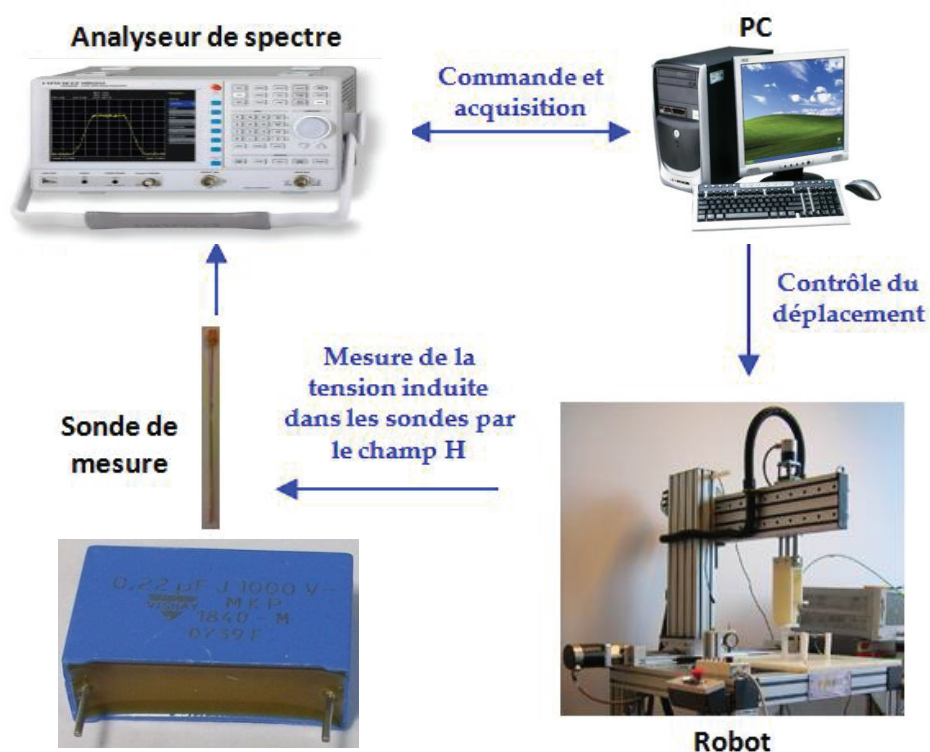


Figure III-12 Banc Champ Proche pour mesurer le champ rayonné par le condensateur

Le champ rayonné par le condensateur est dû principalement à la circulation des courants dans les connexions et les couches métallisées. Pour avoir une idée sur la répartition du courant dans le condensateur, nous nous sommes intéressés à la méthode des dipôles équivalents qui est largement utilisée à l'IRSEEM pour la modélisation du rayonnement des composants [57] [58] [59]. Cette technique consiste à construire un réseau de dipôles permettant de donner le même rayonnement du composant.

Une campagne de mesures en champ proche est réalisée sur un condensateur film de 1 μF . La Figure III-13 représente la maquette avec le condensateur et la répartition de la composante Z du champ magnétique (B) à la fréquence 1 MHz. Le champ magnétique est mesuré à une distance (d) de 4 mm au-dessus du condensateur.

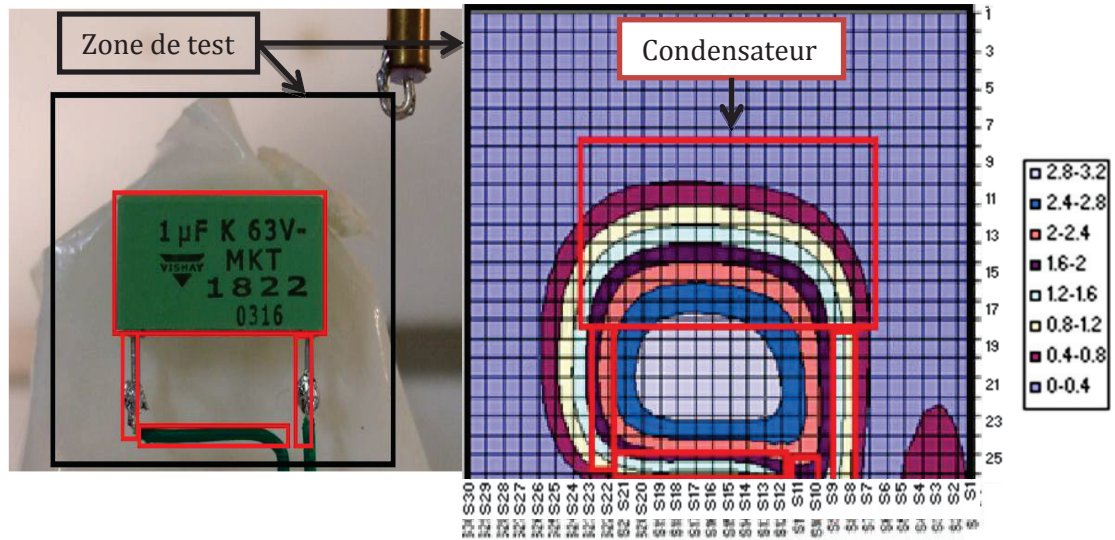


Figure III-13 Maquette et champ magnétique mesuré (B_z)

En se basant sur la mesure des champs de la Figure III-13, nous avons construit notre modèle d'émissions rayonnées à base de dipôles électriques. Les trois composantes du champ magnétique rayonné par un dipôle de la Figure III-14 sont présentées ci-dessous. Le calcul du champ magnétique rayonné par les dipôles électriques sera développé dans [Annexe I].

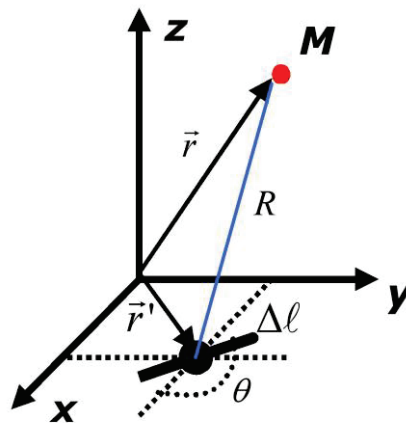


Figure III-14 Rayonnement d'un dipôle électrique

$$H_x = \frac{I_0}{4\pi} \Delta l \frac{e^{-jkR}}{R^2} \left(\frac{z - z_0}{R} + \frac{j\omega(z - z_0)}{c} \right) \sin \theta = I_0 \cdot \alpha_x \sin \theta \quad (\text{III-4})$$

$$H_y = -\frac{I_0}{4\pi} \Delta l \frac{e^{-jkR}}{R^2} \left(\frac{z - z_0}{R} + \frac{j\omega(z - z_0)}{c} \right) \cos \theta = I_0 \cdot \alpha_x \cos \theta \quad \text{(III-5)}$$

$$H_z = \frac{I_0}{4\pi} \Delta l \frac{e^{-jkR}}{R^2} \left[-\left(\frac{x - x_0}{R} + \frac{j\omega(x - x_0)}{c} \right) \sin \theta + \left(\frac{y - y_0}{R} + \frac{j\omega(y - y_0)}{c} \right) \cos \theta \right] = I_0 \cdot (\alpha_{z1} \sin \theta + \alpha_{z2} \cos \theta) \quad \text{(III-6)}$$

Avec (x, y, z) : les coordonnées du point de l'espace où le champ est calculé ;

(x_0, y_0, z_0) : les coordonnées du dipôle dans le plan XY pour $Z=0$;

et

$$R = \sqrt{(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 + (z - z_0)^2}$$

L'utilisation du modèle rayonné à base de dipôles électriques va nous permettre d'illustrer la répartition du courant dans notre condensateur. La Figure III-15 illustre le positionnement des dipôles électriques sur une zone identique à la dimension de la cartographie de mesure. Les dipôles électriques sont positionnés manuellement sur les zones à forts champs. Pour les condensateurs films métallisés, il existe une partie isolante importante qui se situe sur la partie basse du condensateur. Les dipôles sont concentrés au-dessus de cette partie isolante.

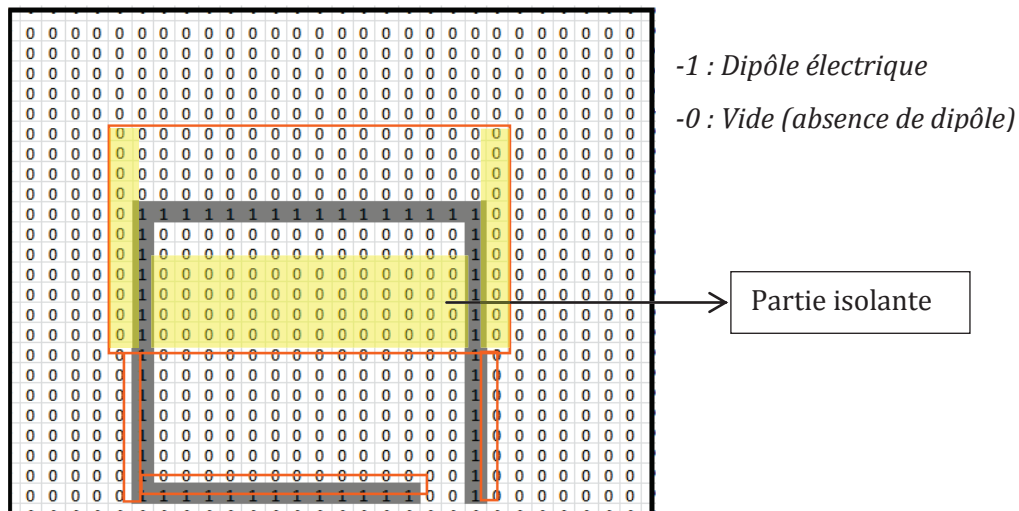


Figure III-15 Matrice des dipôles électriques à simuler

En comparant la simulation du modèle de dipôles avec les mesures champ proche, nous avons constaté une bonne concordance (Figure III-16). Les résultats obtenus ont

conforté nos hypothèses et validé le choix de la structure du modèle représentant notre condensateur.

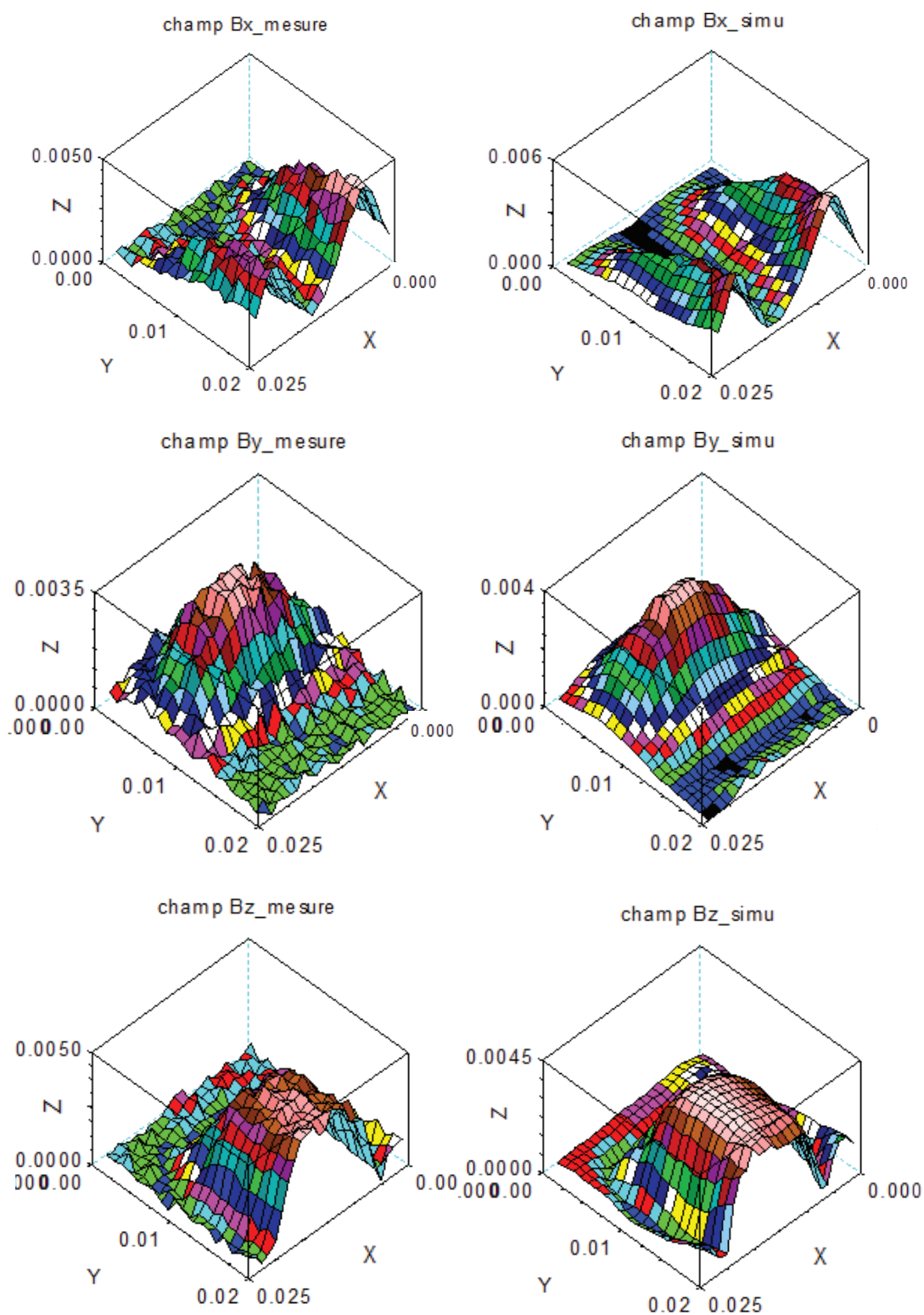


Figure III-16 Composantes (x, y, z) du champ rayonné d'un condensateur obtenues par la mesure et par la méthode des dipôles électriques ($f=1$ MHz, $d=4$ mm)

III.5.3 MODELE 3D SIMPLIFIE DU CONDENSATEUR

Avant de modéliser le condensateur, il est nécessaire de prendre certaines précautions tels que :

- **Isolant** : En réalité, les parties métallisées externes du condensateur sont entourées par des isolants. Cette partie n'étant ni conductrice ni magnétique, elle n'interagit pas avec le champ magnétique. Toutefois, pour un condensateur de $3,3 \mu\text{F}$ qui a une dimension de $23 \times 15 \text{ mm}^2$, on peut trouver une partie isolante de 3 mm (Figure III-17). Il est donc nécessaire de prendre en considération l'écart entre les dimensions extérieures et la partie active du condensateur.

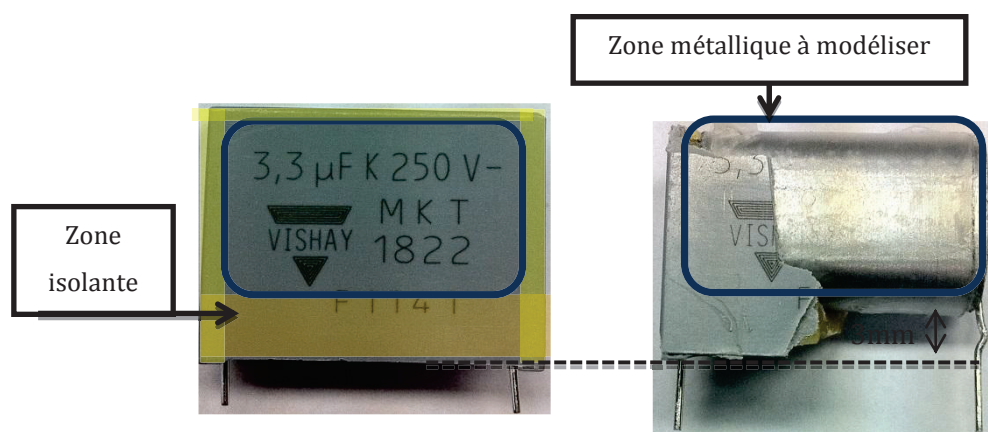


Figure III-17 photo d'un condensateur avec et sans isolant extérieur

- **Shoopages et Connexions** : Les shoopages du condensateur sont les deux plaquettes en métal qui relie les couches film et les pattes de connexion. Cette structure est généralement très mince de l'ordre de 0.5mm et de ce fait, elle peut être négligée. Les connexions sont modélisées par deux conducteurs de même taille que la réalité.
- **Armatures et couches diélectrique** : Le nombre de ces armatures métallisées et les couches diélectriques vont déterminer la valeur de la capacité. En réalité, un condensateur est constitué de plusieurs milliers de couches métal-diélectrique. Donc, il est évidemment impossible de construire un modèle représentant la même architecture. En se basant sur les hypothèses de circulation des courants et les mesures du champ proche, nous avons proposé un modèle 3D avec un nombre réduit de couches métal-diélectrique.

III.5.3.1 Modèle Multicouches

À ce stade d'étude, notre modèle 3D est constitué d'un nombre réduit de couches métallisées sur la partie utile métallique définie précédemment avec une résistivité homogène (ρ). Cette résistivité est obtenue par la mesure de la résistance du condensateur ($R_{mesurée}$) en utilisant l'équation suivante :

$$\rho = \frac{S}{l} \times R_{mesurée} \quad (III-7)$$

Avec S : Section du condensateur
 l : Longueur du condensateur

Ce modèle ne permet de prédire que le comportement magnétique et résistif du condensateur. Il est nécessaire dans les simulations de rajouter en série un condensateur idéal de même capacité que le composant réel. Connaissant ces paramètres, il faudra déterminer le nombre de couches métalliques, l'épaisseur de chaque couche (e) et l'écart inter-couches (z).

Cette technique de modélisation a été appliquée pour un condensateur film de $0.22 \mu\text{F}$ en utilisant le logiciel INCA3D. A partir de la mesure de la partie réelle du condensateur, nous avons calculé la résistivité équivalente du modèle 3D. Cette valeur est de l'ordre de $1.46 \times 10^{-4} \Omega \cdot \text{m}$.

La structure représentant le modèle 3D correspond à la zone métallisée du condensateur. Pour chaque modèle avec un nombre de couches différents, nous avons ajusté l'épaisseur de chaque couche (e) et l'écart entre les couches (z) afin d'obtenir une impédance équivalente à l'impédance du condensateur réel. La Figure III-18 montre un condensateur film de $0.22 \mu\text{F}$ et deux modèles 3D, le premier possède 5 couches avec $e=0.5 \text{ mm}$ et $z=2 \text{ mm}$. Et le second contient 10 couches avec $e=0.55 \text{ mm}$ et $z=0.3 \text{ mm}$. Pour comparer avec la mesure, nous avons rajouté en série la capacité de $0.22 \mu\text{F}$.

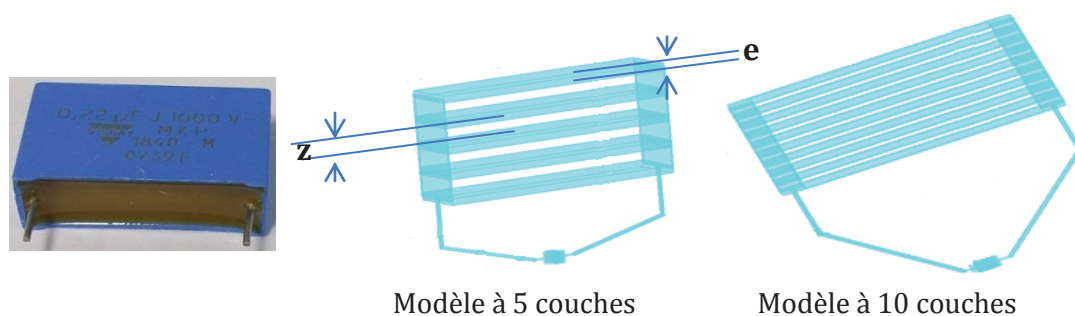


Figure III-18 Modèles multicouches d'un condensateur de $0.22 \mu\text{F}$

La caractérisation du condensateur est décrite par sa perte d'insertion (PI) en fonction de la fréquence. Cette grandeur est définie de la façon suivante :

$$PI(dB) = 20 \log_{10} \frac{V_1}{V_2} \quad (III-8)$$

Avec V_1 : tension aux bornes d'une charge de 50Ω sans le condensateur ;

V_2 : tension aux bornes de cette charge avec le condensateur branché (Figure III-19).

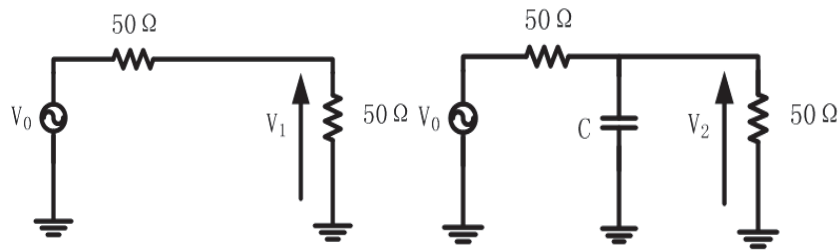


Figure III-19 Mesure des pertes d'insertion

La Figure III-20 montre que les modèles à 5 couches et 10 couches présentent les mêmes comportements électriques que le condensateur réel. Par contre, il reste à valider le couplage magnétique du modèle, ce qui sera fait un peu plus tard dans ce chapitre.

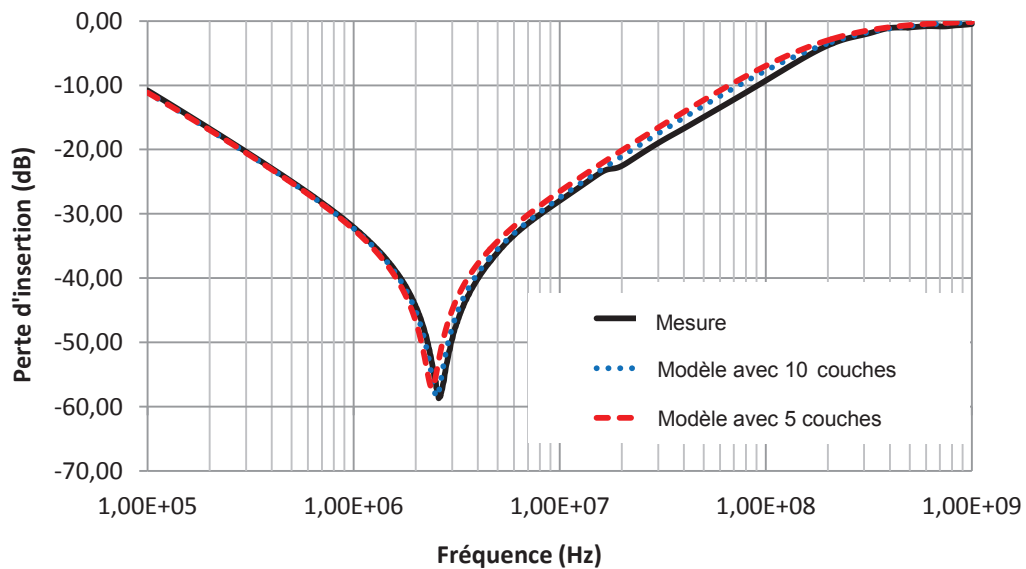


Figure III-20 Perte d'insertion mesurée et simulée pour les modèles simplifiés de 5 et 10 couches

III.5.3.2 Modèle à volume unique

Une deuxième méthode de modélisation 3D du condensateur est présentée dans ce travail. Dans ce modèle, la taille de la structure est identique à la partie métallisée du condensateur. Toutes les couches métal-diélectrique interne du condensateur sont simplifiées par un seul volume conducteur. La circulation des courants est régie par les mêmes hypothèses présentées dans la section III.5.1. La circulation des courants dans le modèle dépendra de l'épaisseur de peau qui est défini par la relation ci-dessous :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\rho} \cdot \mu \cdot \pi \cdot f}} \quad \text{(III-9)}$$

Pour un conducteur de diamètre significativement plus grand que δ , on peut calculer la résistance effective à une fréquence donnée en considérant seulement la partie d'épaisseur δ qui contribue à la conduction.

Le maillage joue un rôle très important sur la validité du modèle. Pour reproduire la même répartition de courant dans le modèle en fonction de la fréquence, il est important d'avoir un maillage adéquat. Ce dernier doit prendre en considération l'épaisseur de peau et un temps de simulation raisonnable. Dans ce travail de thèse, on s'intéresse à la mutuelle inductance entre le condensateur et son environnement. Les zones à fort champs rayonnées par un condensateur se situent sur les côtés. Cela est dû principalement à la circulation de courants qui est importante sur les côtés du condensateur. L'interaction magnétique dépend de la surface de la boucle de courant du côté du condensateur. Pour réduire le temps de calcul et prendre en considération ces phénomènes, le maillage a été effectué sur les directions X et Y. Le maillage en Z du modèle peut être négligé. Un exemple pour illustrer le maillage en X et Y sous PEEC du modèle 3D d'un condensateur est présenté dans la Figure III-21.

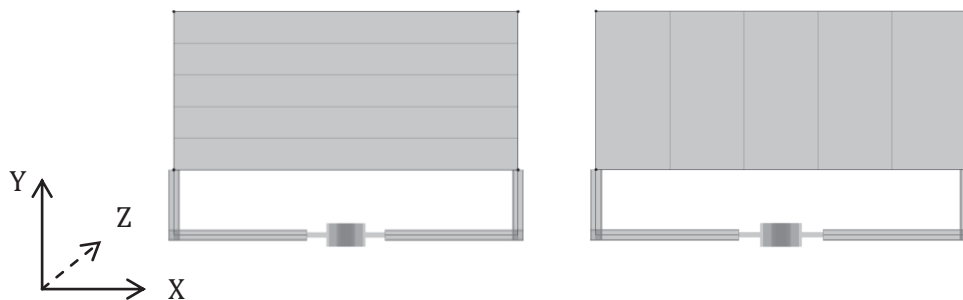


Figure III-21 Maillage en X et Y du modèle 3D du condensateur

Afin de valider la méthodologie de modélisation, un condensateur 3.3 μF MKT est mesuré avec un analyseur de réseau. Son circuit équivalent avec ses paramètres électriques est représenté dans la Figure III-22.

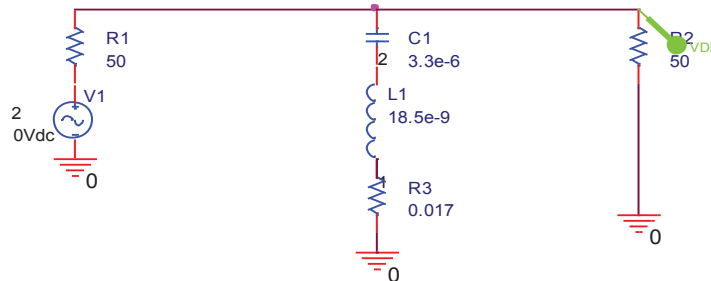


Figure III-22 Circuit équivalent du condensateur 3.3 μF MKT

La Figure III-23 représente la modélisation 3D du condensateur. Le maillage de la structure est réalisé sur le plan (X, Y) avec 15*15 éléments. La résistivité du modèle est déterminée à partir de la mesure de la partie réelle de l'impédance du condensateur. Elle est égale à $4.43 \times 10^5 \Omega \cdot m$ en utilisant l'équation (III-7).

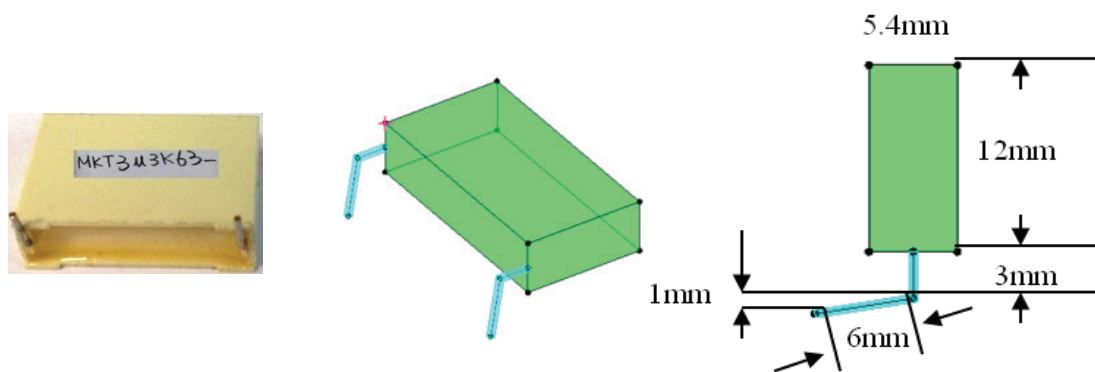


Figure III-23 Modélisation 3D du condensateur 3.3 μF MKT

En ajoutant manuellement le paramètre électrique de la capacité 3.3 μF dans le modèle 3D, nous avons déterminé la perte d'insertion de ce condensateur sur la gamme de fréquence de 100kHz à 1GHz. Dans la Figure III-24, nous présentons l'évolution de la perte d'insertion en fonction de la fréquence. Nous constatons une bonne concordance entre la simulation du modèle 3D, la simulation circuit et la mesure.

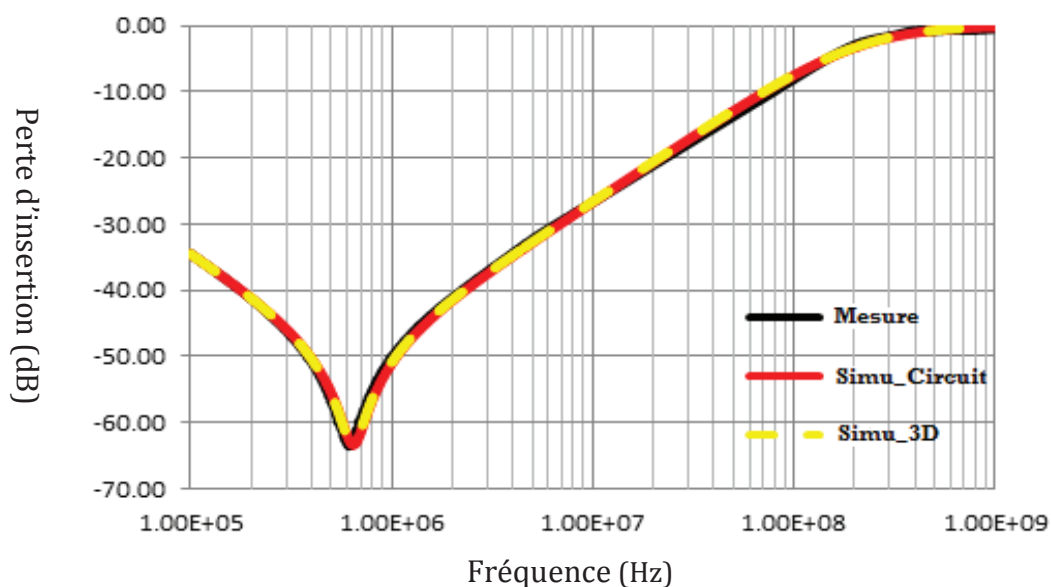


Figure III-24 Perte d'insertion d'un condensateur (simulation circuit, modèle 3D et mesure)

Nous avons appliqué cette méthode de modélisation sur plusieurs condensateurs films existant sur le marché. Ces condensateurs possèdent différentes valeurs de capacité, différentes dimensions et sont issus de différentes technologies de fabrication. Dans le Tableau III-1, nous avons relevé que l'inductance parasite simulée par le modèle 3D correspond toujours à celle mesurée. A partir de ces résultats, nous avons conclu que notre modèle 3D est suffisamment précis pour prédire l'inductance parasite d'un condensateur.

Tableau III-1 L'inductance parasite du condensateur mesuré et simulé en 3D

Référence	Géométries (mm)				ESL (nH) du condensateur	
	X	Y	Z	Longueur de pattes	Mesures	Simulation 3D
MKT3.3 μ Fk63	25	16	7	6	22.2	21.5
MKP0.22 μ F1kv	26	18	10	6	20.1	20
68nF1kv	17	14.5	8	6	17	16.2

En conclusion, les deux modèles « multicouches et volume unique » permettent de retrouver l'impédance du condensateur. La méthode « volume unique » est plutôt favorable à cause de sa simplicité qui ne nécessite pas l'utilisation de plusieurs couches sous INCA3D. Dans ce qui suit, on s'intéressa à l'étude de la validité de ces deux modèles pour prédire le couplage inter-composants.

III.6 MODELISATION 3D DU COUPLAGE INTER-COMPOSANTS

III.6.1 INTRODUCTION

Les modèles 3D des condensateurs et des bobines développés dans ce chapitre sont capables de représenter les propres comportements électriques des composants. Afin de prédire l'emplacement de ces composants, ces modèles équivalents doivent être aussi capables de reproduire le même couplage magnétique que les composants réels. La validité de nos modèles du point de vue couplage inter-composants fera l'objet de notre étude dans la suite de ce chapitre.

III.6.2 EXTRACTION DE L'INDUCTANCE MUTUELLE

Le couplage inductif entre les composants peut avoir un impact majeur sur les filtres fonctionnant en haute fréquence. Ce phénomène doit être considéré dans le processus de conception afin d'évaluer les performances des filtres avant leur fabrication. Deux approches répondent à ce besoin : le calcul numérique de l'inductance mutuelle selon les structures des filtres et les méthodes d'extraction de l'inductance mutuelle en se basant sur les mesures de l'impédance Z ou des paramètres S du filtre.

Pour nos modèles de mutuelles, nous allons, dans la mesure du possible, rechercher des circuits filiformes, équivalents aux différents composants, et permettant de déterminer la mutuelle quelles que soit les positions relatives des composants.

III.6.2.1 Formule Analytique

Les inductances mutuelles pour une structure de conducteurs peuvent être calculées par des formules analytiques, en simplifiant les structures par des circuits filiformes. Le problème traité ci-dessous illustre la méthodologie utilisée pour déterminer la mutuelle entre deux circuits filiformes.

Dans la Figure III-25, deux circuits filiformes (C_1) et (C_2) sont parcourus par des courants d'intensités I_1 et I_2 . Le flux Φ_1 de champ magnétique B_2 créé par (C_2) est donné par la loi de Biot et Savart :

$$\Phi_1 = M_{2 \rightarrow 1} I_2 \quad (\text{III-10})$$

Avec $M_{2 \rightarrow 1}$: Mutuelle inductance entre C_2 et C_1 ;

de même pour le flux $\Phi_{2 \rightarrow 1}$:

$$\Phi_2 = M_{1 \rightarrow 2} I_1 \quad (\text{III-11})$$

Selon la formule de Neumann, le flux du champ magnétique à travers une courbe fermée est égal à la circulation du potentiel vecteur dont il dérive :

$$\Phi_2 = \oint_{C_1} \vec{A}_2 d\vec{r}_1 = \frac{\mu_0 I_2}{4\pi} \oint_{C_1} \oint_{C_2} \frac{d\vec{r}_2 d\vec{r}_1}{S_1 S_2} \quad (\text{III-12})$$

Du fait de la symétrie des indices :

$$M = M_{2 \rightarrow 1} = M_{1 \rightarrow 2} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{C_1} \oint_{C_2} \frac{d\vec{r}_2 d\vec{r}_1}{S_1 S_2} \quad (\text{III-13})$$

Contrairement à l'inductance qui est toujours positive, M peut être positive ou négative selon le sens du courant dans les circuits.

Un système de deux spires circulaires est présenté dans la Figure III-25. Selon la formule (III-13), l'inductance mutuelle entre les deux spires peut être calculée par l'équation :

$$M_{1 \rightarrow 2} = \frac{\mu_0 \pi a^2 R^2}{2(R^2 + d^2)^{\frac{3}{2}}} \quad (\text{III-14})$$

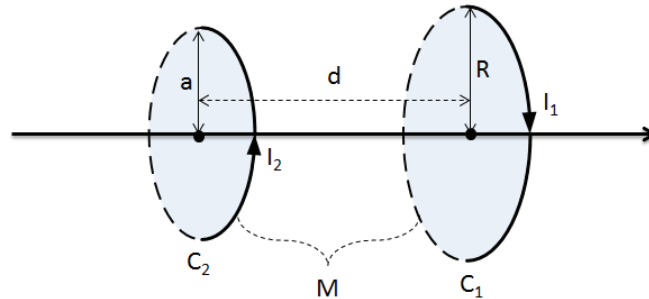


Figure III-25 Deux spires parcourus par des courants I_1 et I_2

III.6.2.2 Mesure directe de l'impédance de transfert et Curve-fitting

Dans les cas où la structure du filtre est simple, c'est-à-dire que nous pouvons considérer que l'inductance mutuelle est la seule inconnue, il est alors possible d'extraire l'inductance mutuelle entre le condensateur et la bobine par une mesure directe de l'impédance de transfert du filtre. Par exemple pour un filtre LC, les paramètres électriques du condensateur et de la bobine peuvent être obtenus expérimentalement par les mesures individuelles ou à partir de la datasheet. Donc, l'inductance mutuelle peut être déterminée à partir du modèle mathématique du

système. Les autres paramètres inconnus comme la capacité inter-composants sont négligés.

Afin de compléter le modèle du filtre, nous pouvons utiliser la méthode de curve-fitting. Cette dernière est une technique d'analyse d'une courbe expérimentale, consistant à construire une courbe à partir de fonctions mathématiques et d'ajuster les paramètres de ces fonctions pour se rapprocher de la courbe mesurée. On parle donc aussi d'ajustement de paramètres [60].

Dans notre cas, la détermination de la mutuelle inductance d'un filtre LC est obtenue à partir du modèle mathématique équivalent du filtre. En appliquant la méthode curve-fitting, il est possible de retrouver le comportement du filtre en optimisant les éléments liés au couplage inter-composants.

Pour développer une méthodologie permettant d'estimer le couplage inter-composants, nous avons étudié trois configurations : boucle-boucle, boucle-condensateur et bobine-condensateur. A cette étape d'étude et pour nous permettre de valider les modèles 3D, les inductances mutuelles sont extrait expérimentalement.

III.6.3 MODELISATION 3D DU COUPLAGE « BOUCLE-BOUCLE »

III.6.3.1 Dispositif de mesure

Pour évaluer les couplages inter-composants, une première étude avec deux boucles simples de formes rectangulaires est réalisée dont les dimensions sont données dans la Figure III-26. En utilisant un analyseur de réseau (VNA), les paramètres de transmissions S_{21} correspondant à l'image de la mutuelle inductive entre les boucles ont été mesurés pour différentes positions relatives (d). Les deux boucles sont disposées face à face sur deux supports avec des trous normalisés pour mieux contrôler la distance entre les deux boucles et pour avoir une bonne répétitivité des mesures (Figure III-27). La taille de la boucle est équivalente à la taille d'un condensateur polyester de 2 μF .

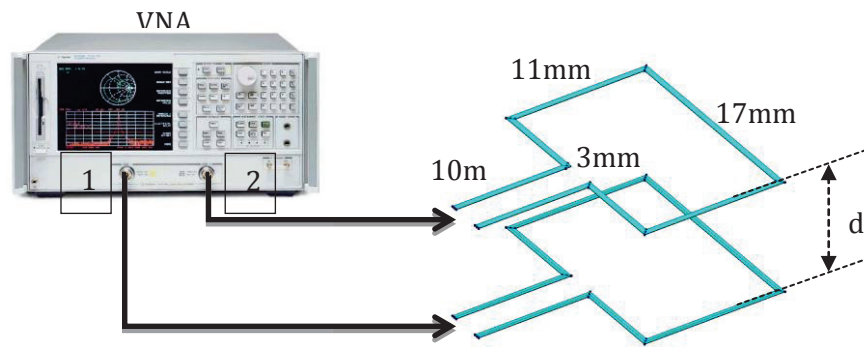


Figure III-26 Schéma représentatif du système « boucle-boucle »

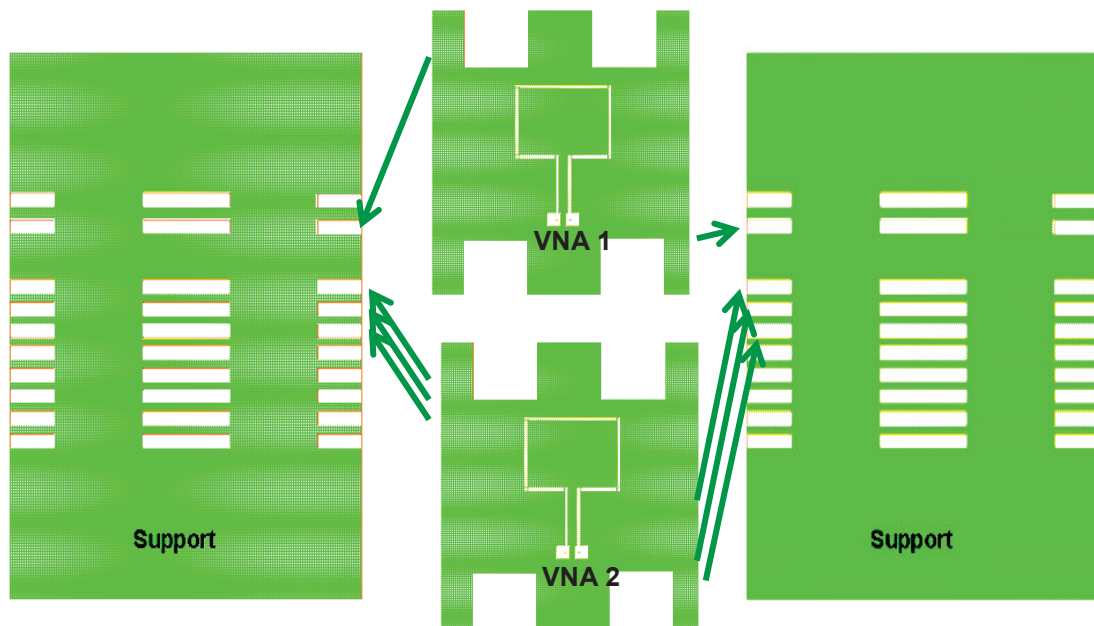


Figure III-27 Maquette expérimentale « boucle- boucle »

La Figure III-28 représente le dispositif de mesure de notre système. Pour étudier le couplage inter-composants, nous avons choisi trois distances entre les deux boucles (5mm, 7.4mm et 9.8mm). Les deux boucles sont liées à la même masse, afin d'éviter les couplages capacitifs parasites entre les câbles de mesure et les deux boucles. En utilisant l'analyseur de réseau (Agilent E4991A), nous avons mesuré les paramètres S du dispositif pour ces différentes distances « d » entre les deux boucles.

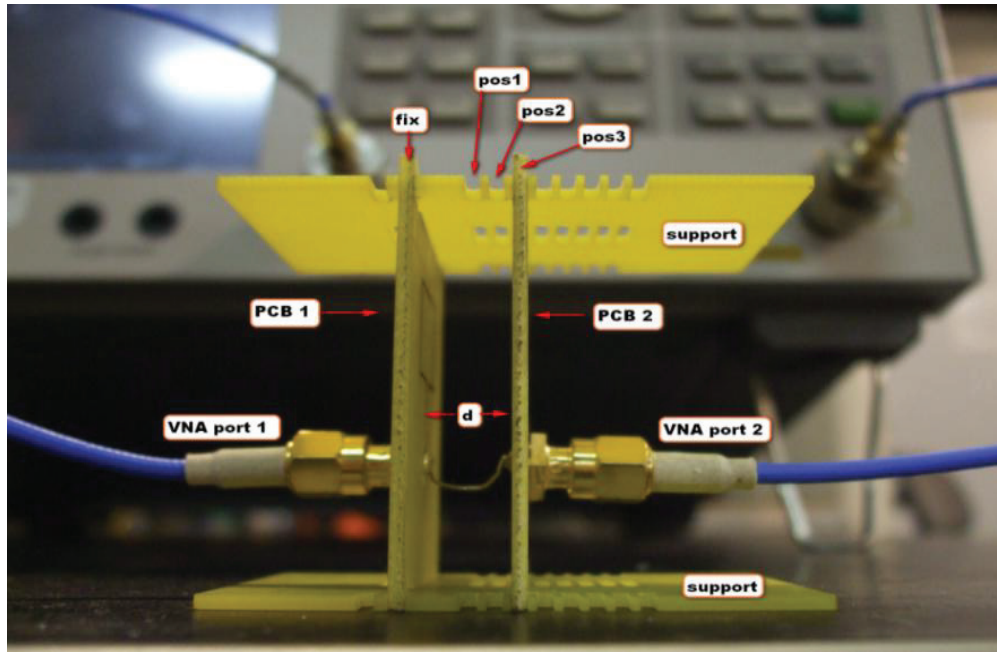


Figure III-28 Description du dispositif de mesure

III.6.3.2 Simulation de circuit électrique équivalent

Pour établir le circuit électrique équivalent, nous avons caractérisé expérimentalement notre boucle. A partir de la mesure, les valeurs des paramètres électriques R, L et C de la boucle sont déterminées et présentées dans la Figure III-29. Les valeurs de notre boucle seront utilisées dans les simulations circuit équivalent de notre dispositif de mesure.

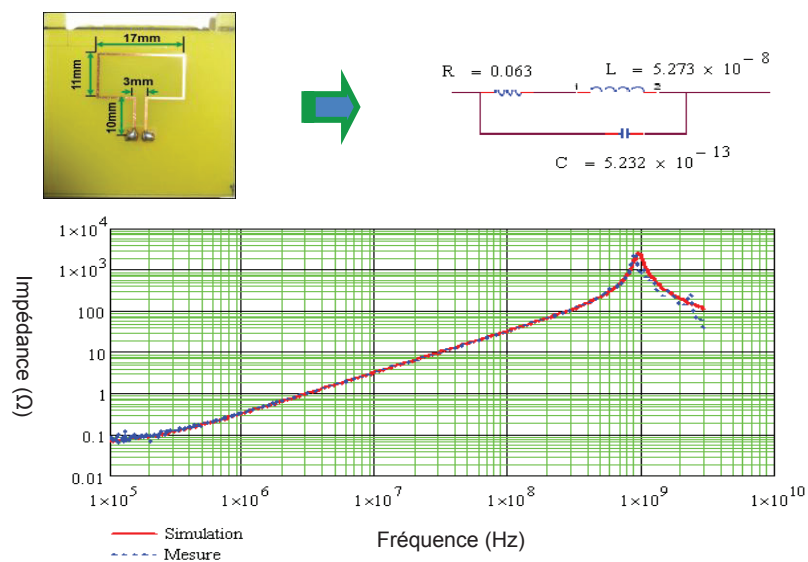


Figure III-29 Caractérisation des impédances de chaque boucle

Le circuit électrique équivalent du système est représenté dans la Figure III-30. Les paramètres L_1 , L_2 , C_1 , C_2 , R_1 , R_2 sont des éléments intrinsèques des boucles. Ces valeurs

sont déterminées par la caractérisation de chaque boucle. Le paramètre C_0 et k représentent respectivement les couplages capacitif et inductif inter-boucles. Ces valeurs k et C_0 sont liées à la position des deux boucles.

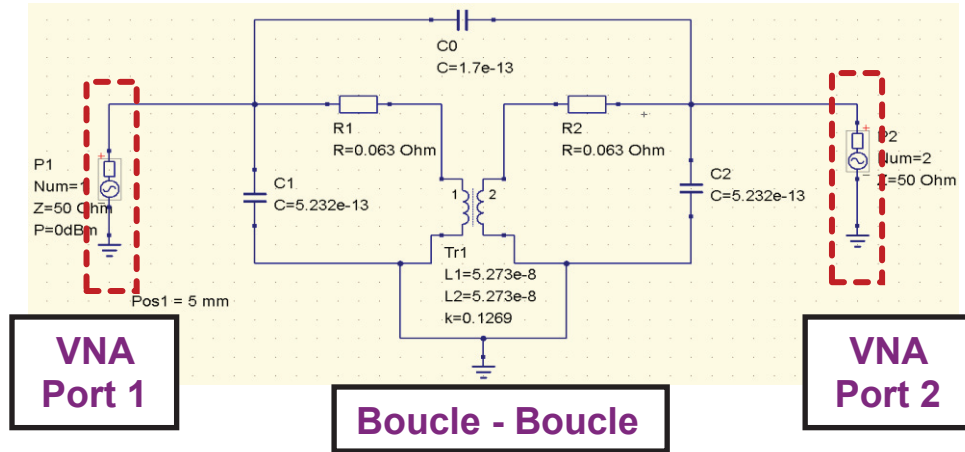


Figure III-30 Circuit électrique équivalent du système boucle-boucle

III.6.3.2.1 Extraction de M à partir de la formule analytique

En utilisant la formule Neumann, les mutuelles entre les composants filaires peuvent être calculées de façon théorique. Pour deux fils dans l'air (perméabilité μ_0), le calcul de l'inductance mutuelle est donné par l'équation (III-15) avec la longueur de fils (l) et la distance entre les fils (d).

$$M_{12} = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left[\ln\left(\frac{l}{d} + \sqrt{1 + \frac{l^2}{d^2}}\right) - \sqrt{1 + \frac{d^2}{l^2} + \frac{d}{l}} \right] \quad (\text{III-15})$$

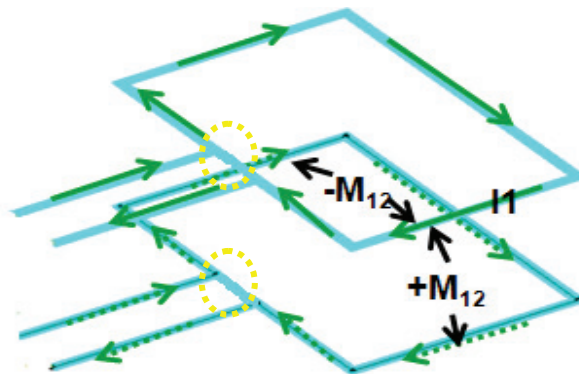


Figure III-31 Mutuelles inter-fils obtenus par la formule Neumann

En additionnant toutes les inductances mutuelles apparaissant entre les deux fils, on obtient l'inductance mutuelle totale des deux boucles. Dans la Figure III-31, il est

important de signaler que le sens du courant influe sur le signe de la mutuelle (positive ou négative). Cette méthode peut être utilisée pour donner une première idée sur la valeur de l'inductance mutuelle entre les deux boucles.

III.6.3.2.2 Extraction de M à partir de la mesure (Curve-fitting)

Le modèle mathématique de notre système boucle-boucle est représenté sous forme de matrice admittance :

$$Y = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{III-16})$$

$$Y_{11} = j\omega C_0 + \frac{L_2 - \omega^2 C_2 (L_2 L_1 - M^2)}{j\omega (L_2 L_1 - M^2)} \quad (\text{III-17})$$

$$Y_{21} = -j\omega C_0 + \frac{-M^2 + \omega^4 C_1 C_2 (L_2 L_1 - M^2)^2 - \omega^4 C_2^2 (L_2 L_1 - M^2)^2}{j\omega (L_2 L_1 - M^2)} \quad (\text{III-18})$$

$$Y_{12} = -j\omega C_0 + \frac{-M^2 + \omega^4 C_1 C_2 (L_2 L_1 - M^2)^2 - \omega^4 C_2^2 (L_2 L_1 - M^2)^2}{j\omega (L_2 L_1 - M^2)} \quad (\text{III-19})$$

$$Y_{22} = j\omega C_0 + \frac{L_1 - \omega^2 C_2 (L_2 L_1 - M^2)}{j\omega (L_2 L_1 - M^2)} \quad (\text{III-20})$$

À partir de la matrice admittance (eq 3-9), on peut transformer le système d'admittance en système sous forme de paramètres S car ces derniers sont mesurés directement en utilisant l'analyseur de réseau.

$$S_{11} = \frac{(Y_0 - Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}} \quad (\text{III-21})$$

$$S_{11} = \frac{-2 Y_0 Y_{21}}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}} \quad (\text{III-22})$$

$$Y_0 = \frac{1}{Z_0} \quad (\text{III-23})$$

$$Z_0 = 50 \quad (\text{III-24})$$

Pour trouver les valeurs des éléments de notre modèle, et en particulier M et C_0 , nous avons défini une fonction objectif. Cette dernière correspond à l'écart entre les paramètres S mesurés et calculés :

$$f_{obj1} = (S11_{Mesure} - S11_{calcul})^2 \quad (III-25)$$

$$f_{obj2} = (S21_{Mesure} - S21_{calcul})^2 \quad (III-26)$$

Les paramètres M et C_0 sont optimisés sous Matlab en utilisant la toolbox « Algorithme Génétique (GA) ». La Figure III-32 représente les paramètres S ($S11$ et $S21$) mesurés et optimisés pour une distance de 5 mm entre les deux boucles. On constate une très bonne concordance entre la mesure le modèle avant la fréquence de résonance. Les valeurs de l'inductance mutuelle M et de la capacité de couplage C_0 sont égales à 6.82 nH et 0.17pF, respectivement.

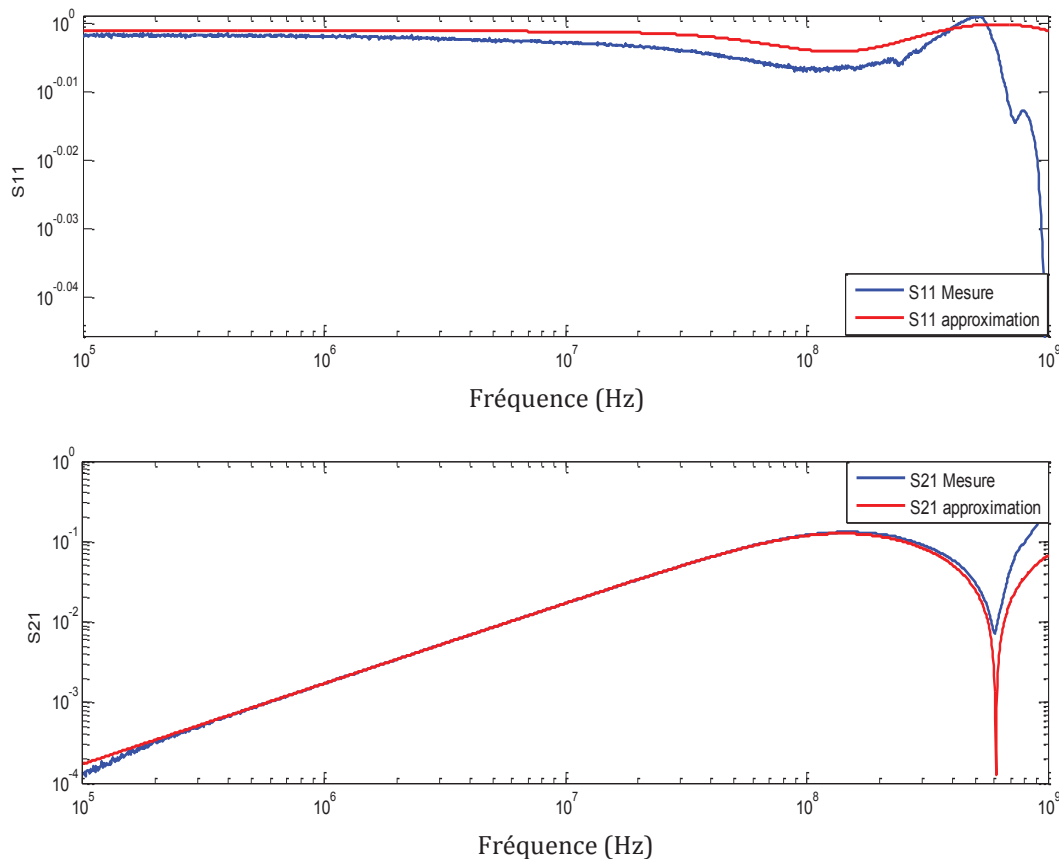


Figure III-32 S11/S21 mesurés et approximés pour une distance $d=5\text{mm}$

III.6.3.2.3 Extraction de M à partir de la mesure de $Z21$

Les effets capacitifs peuvent être négligés en basse fréquence. Donc, il est bien possible d'extraire l'inductance mutuelle M bien avant la fréquence de résonance du système. Le schéma électrique de notre dispositif sans effet capacitif est donné par la Figure III-33.

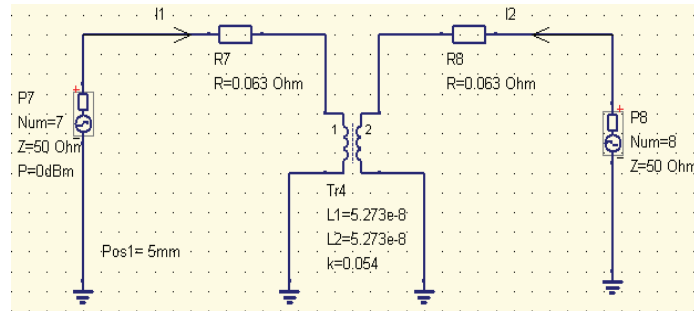


Figure III-33 Circuit électrique équivalent sans effets capacitifs

L'inductance mutuelle peut être directement déterminée à partir de la mesure de Z_{21} , la relation entre Z_{21} et la mutuelle M est donnée par l'équation suivante :

$$Z_{21} = j \cdot \omega M \quad (\text{III-27})$$

III.6.3.3 Validation des méthodes pour l'extraction de l'inductance mutuelle M

Pour les 3 positions entre les deux boucles, $d= 5\text{mm}$, 7.4mm et 9.8mm , les mutuelles obtenues par les différentes méthodes sont données dans le Tableau III-2.

Tableau III-2 Mutuelles obtenues par les différentes méthodes

Méthode d'Extraction		5 mm	7.4 mm	9.8 mm
Formule analytique	M	6.77 nH	4.035 nH	2.58 nH
	k	0.128	0.076	0.049
Curve-fitting (GA)	M	6.82 nH	4.28 nH	2.85 nH
	k	0.129	0.081	0.054
Mesure directe	M	6.38 nH	3.98 nH	2.65 nH
	k	0.121	0.075	0.05

Nous constatons une bonne corrélation entre les trois méthodes qui arrivent à déterminer les bonnes valeurs de l'inductance mutuelle.

III.6.3.4 Simulation 3D

Pour étudier la mutuelle inductance inter-composants, la géométrie des deux boucles est introduite sous INCA3D. Le modèle réalisé correspond pleinement à la maquette réelle.

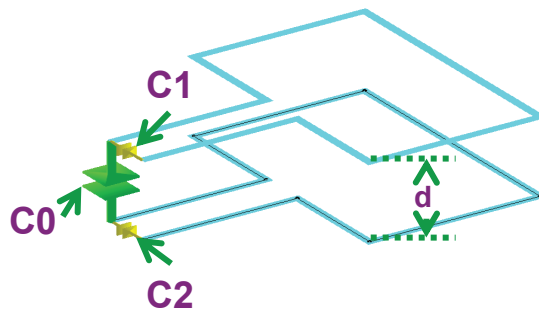


Figure III-34 modèle boucle-boucle crée sous INCA3D

La distance “d” entre les deux boucles est paramétrable, nous avons défini trois positions « d » soit:

- $d=5\text{ mm}$ pour la position 1.
- $d=7.4\text{ mm}$ pour la position 2.
- $d=9.8\text{ mm}$ pour la position 3.

Comme la méthode PEEC ne prend pas en compte l'effet capacitif, nous avons ajouté manuellement les capacités pour différentes positions entre les deux boucles. Ces capacités sont calculées à partir de données expérimentales.

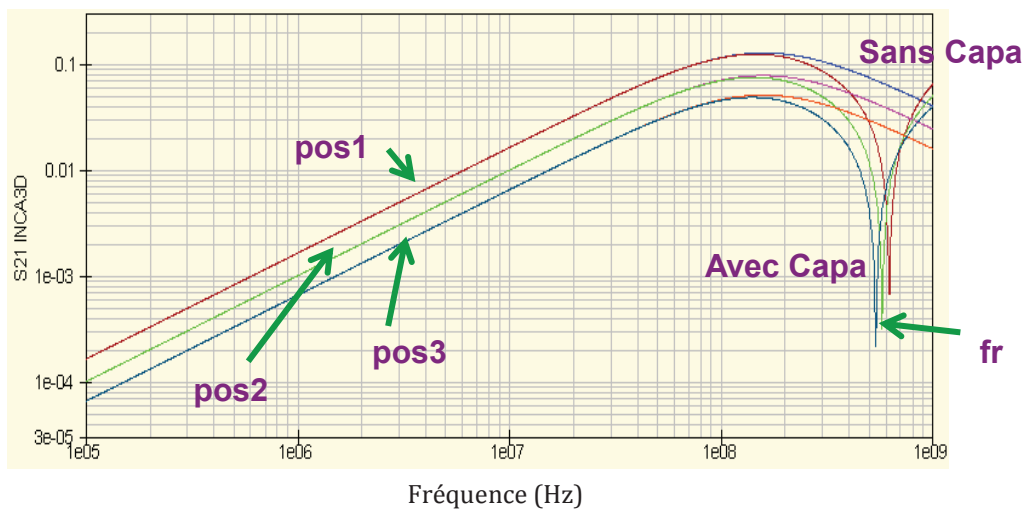


Figure III-35 S21 simulé sous INCA3D avec et sans effets capacitifs

En imposant ces valeurs de C_1 , C_2 et C_0 dans le modèle INCA3D, nous avons remarqué la présence de résonances (Figure III-35) pour les différentes positions inter-boucles.

La fréquence de résonance pour chaque position est donnée par l'équation (III-28) ci-dessous:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{C_0(L^2 - M^2)}{M}}} \quad (\text{III-28})$$

Les résultats obtenus avec l'équation 3-21 correspondent pleinement aux résultats de modélisation. On peut conclure que les fréquences de résonance ne dépendent que des couplages entre les deux boucles.

On constate aussi que les effets capacitifs n'influent pas sur le comportement des deux boucles en basse fréquence ($f < 200$ MHz).

III.6.3.5 Validation du modèle équivalent

En utilisant les méthodes représentées précédemment, on peut extraire les valeurs de l'inductance mutuelle pour les différentes positions des boucles. Les valeurs obtenues sont utilisées pour renseigner le schéma électrique équivalent. Les résultats S21 montrent une bonne concordance entre la mesure, la modélisation INCA3D et la simulation du circuit équivalent (Figure III-36) pour trois positions différentes.

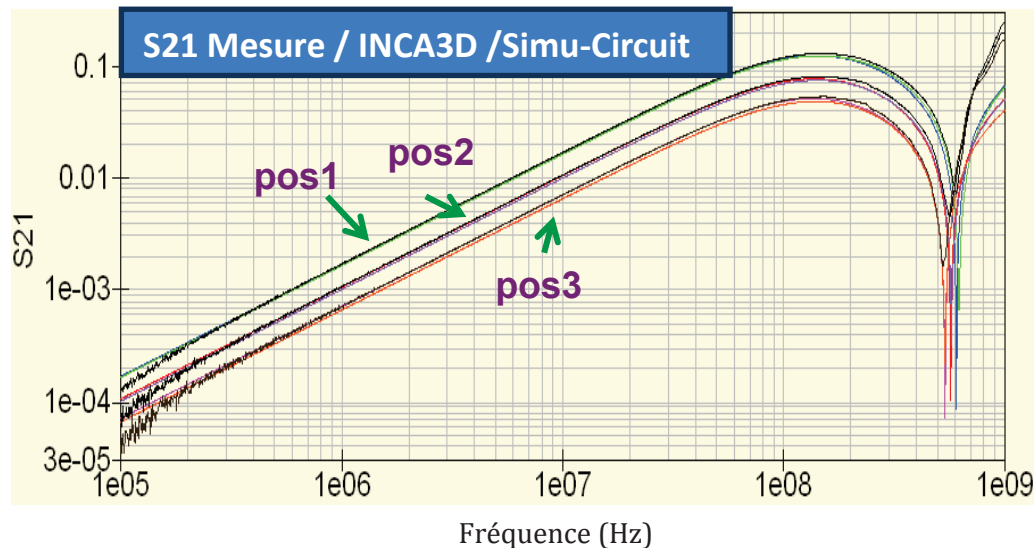


Figure III-36 S21 mesuré, simulé en circuit équivalent et modélisé sous INCA3D

En conclusion, le modèle 3D développé est capable de prédire l'inductance mutuelle entre les deux boucles pour différentes positions inter-boucles.

III.6.4 MODELISATION 3D DU COUPLAGE « BOUCLE-CONDENSATEUR »

Les modèles 3D du condensateur développés précédemment sont capables de prédire l'inductance parasite. Afin d'utiliser ces modèles pour la prédiction de l'emplacement des composants du filtre, ces modèles doivent être en mesure de prédire l'évolution de son inductance mutuelle avec l'environnement. Pour étudier la validité des modèles 3D du condensateur à fournir cette mutuelle, nous avons réalisé une nouvelle maquette constituée d'un condensateur et d'une boucle. Les paramètres du modèle 3D du condensateur sont déterminés à partir de la mesure de l'inductance parasite (ESL) et de l'inductance mutuelle (M) pour une position définie. Par la suite, la validité du modèle 3D est étudiée pour d'autres positions. Pour cette étude, nous avons suivi les étapes décrites ci-dessous:

- ✓ Caractérisation des composants (boucle – condensateur) ;
- ✓ Mesure des paramètres de couplages (M) pour une seule position ;
- ✓ Définition du circuit électrique équivalent du système ;
- ✓ Construction du modèle 3D (boucle- condensateur) sous INCA3D pour une seule position ;
- ✓ Validation du modèle pour une position ;
- ✓ Évaluation du couplage inter-composants pour différentes positions inter-composants.

III.6.4.1 Dispositif de mesure

Le dispositif expérimental est constitué d'un condensateur 2.2 μ F MKT (polyester) et d'une boucle PCB. La boucle PCB possède les mêmes dimensions que le condensateur. Un banc automatisé est utilisé pour faire varier la position de la boucle vis-à-vis du condensateur fixe. Le pas de mouvement de la boucle est de 0.1 mm. Dans un premier temps, la boucle est positionnée face à face du condensateur car cette position est favorable à un couplage fort. Le dispositif de mesure réalisée est présenté dans la Figure III-37. Les sorties des composants sont connectées à l'analyseur de réseau à travers des connecteurs SMA.

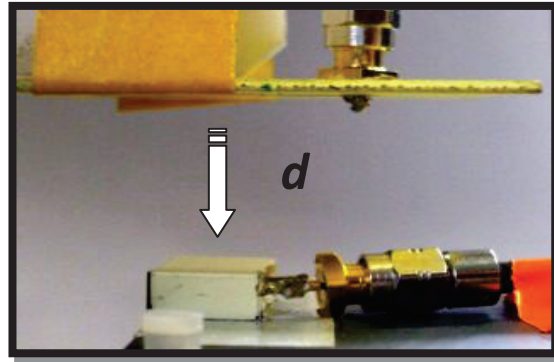


Figure III-37 Dispositif de mesure « condensateur-boucle »

III.6.4.2 Simulation du circuit électrique équivalent

Afin d'établir le circuit électrique équivalent, les valeurs des paramètres électriques R, L et C de la boucle et du condensateur sont déterminées expérimentalement en caractérisant chaque composant à part. La caractérisation du condensateur est présentée dans la Figure III-38. La boucle est identique à celle utilisée dans le cas boucle-boucle.

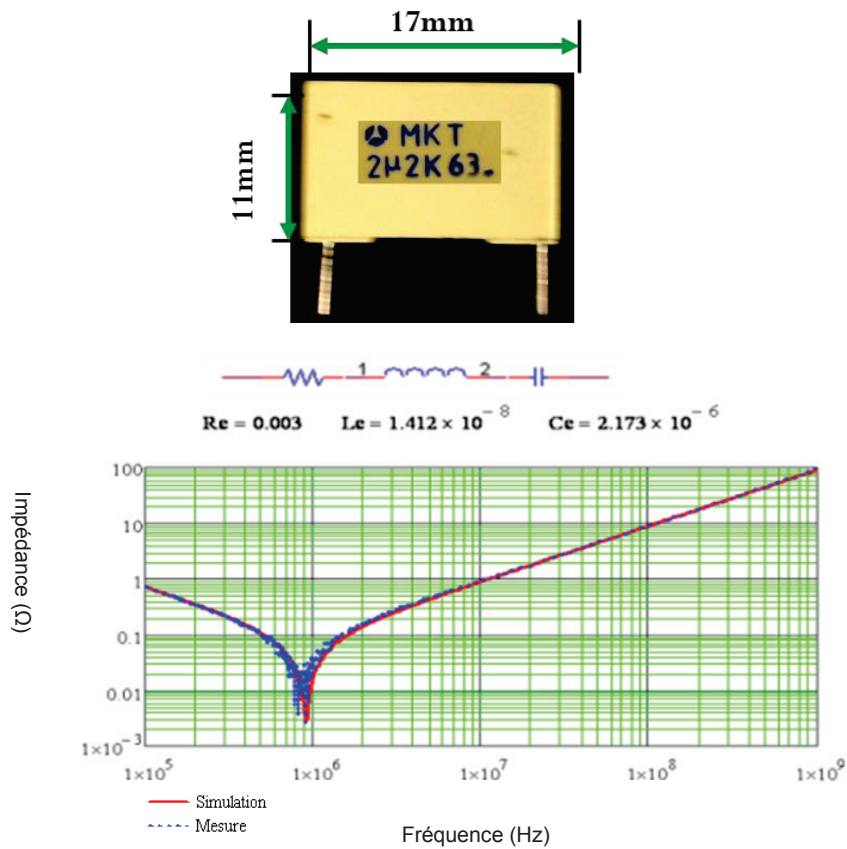


Figure III-38 Caractérisation du condensateur 2.2 μ F MKT (polyester)

Le circuit équivalent de notre système boucle-condensateur est donné par la Figure III-39.

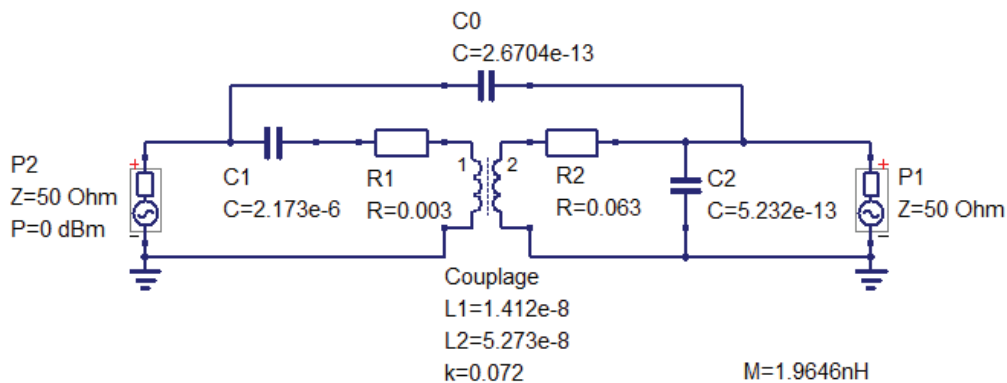


Figure III-39 Circuit électrique équivalent du système « condensateur-boucle »

En choisissant la méthode d'approximation présentée dans le cas boucle-boucle, les paramètres (M et C_0) liés aux couplages inter-composants sont déterminés expérimentalement à partir de la mesure des paramètres S .

Pour une distance « d » entre le condensateur et la boucle égale à 4.3 mm, l'inductance mutuelle (M) et la capacité de couplage (C_0) sont égales à 1.97 nH et à 0.27 pF respectivement. La Figure III-40 représente l'évolution de S_{21} en fonction de la fréquence. On constate une bonne concordance entre le modèle électrique et la mesure avant la fréquence de résonance. Au-delà de cette fréquence de résonance, on constate un écart à cause des effets capacitifs qui ne sont pas pris en considération.

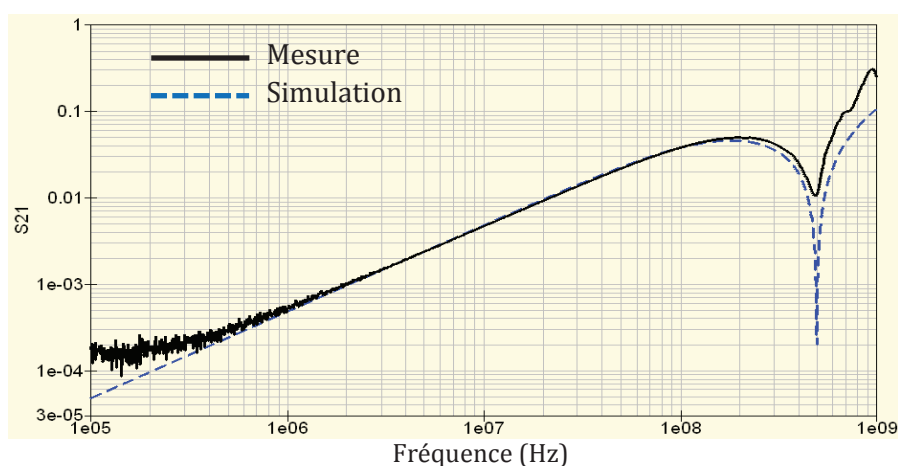


Figure III-40 Comparaison entre la mesure et la simulation du circuit équivalent

III.6.4.3 Simulation 3D

Dans la section III.5, nous avons proposé deux types de modèles 3D équivalents du condensateur. Les deux modèles ont permis de déterminer la bonne valeur de l'inductance parasite propre du condensateur. Dans ce système de « condensateur-boucle », nous allons étudier si les deux modèles sont capables de présenter la même interaction inductive que la mesure pour les différentes positions des composants.

III.6.4.3.1 Modèle multicouches

Le premier modèle 3D du condensateur est constitué par des couches métalliques. En se basant sur la mesure de l'inductance mutuelle pour une position donnée (d_0), nous allons déterminer le nombre de couches et ajuster l'épaisseur (e) pour chaque couche et l'écart inter-couches (z). Le modèle obtenu va être utilisé pour prédire l'inductance mutuelle pour d'autres distances (d).

Dans la première étude, nous avons essayé de construire un modèle d'une seule couche pour reproduire la même interaction inductive entre le condensateur et la boucle (Figure III-41).

Pour une distance initiale « $d_0=4.3\text{mm}$ » entre le condensateur et la boucle, l'inductance parasite (ESL) et la mutuelle (M) mesurées pour cette distance sont égales respectivement à 14.12 nH et à 1.94 nH . Pour construire notre modèle de condensateur permettant de retrouver les mêmes valeurs de ESL et M , nous avons réalisé un modèle monocouche de hauteur $h=7\text{ mm}$ et une épaisseur $e=1\text{mm}$ (Figure III-41).

Pour étudier la validité du modèle, nous l'avons testé pour déterminer de nouvelles mutuelles correspondant à des positions différentes ($d=1\text{ mm}$, 5.3 mm et 9.8 mm).

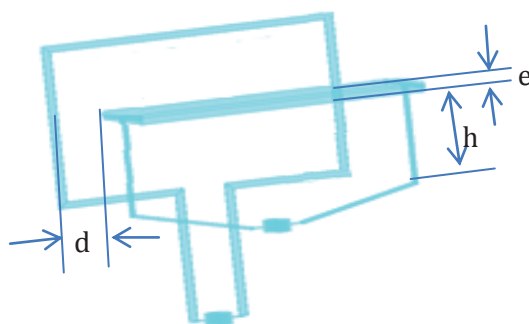


Figure III-41 Modèles 3D de la boucle et du condensateur avec une seule couche

La Figure III-42 montre les paramètres de transmissions S_{21} correspondant à l'image de la mutuelle inductive obtenus par modélisation et par mesures pour les trois positions étudiées ($d=5.3\text{ mm}$, 1mm et 9.8mm). Nous avons constaté l'apparition d'un écart entre

la mesure et le modèle lorsqu'on s'éloigne de la position initiale d_0 . En conclusion, nous considérons que notre modèle monocouche est incapable de reproduire le couplage électromagnétique dû à la variation du courant à l'intérieur du condensateur.

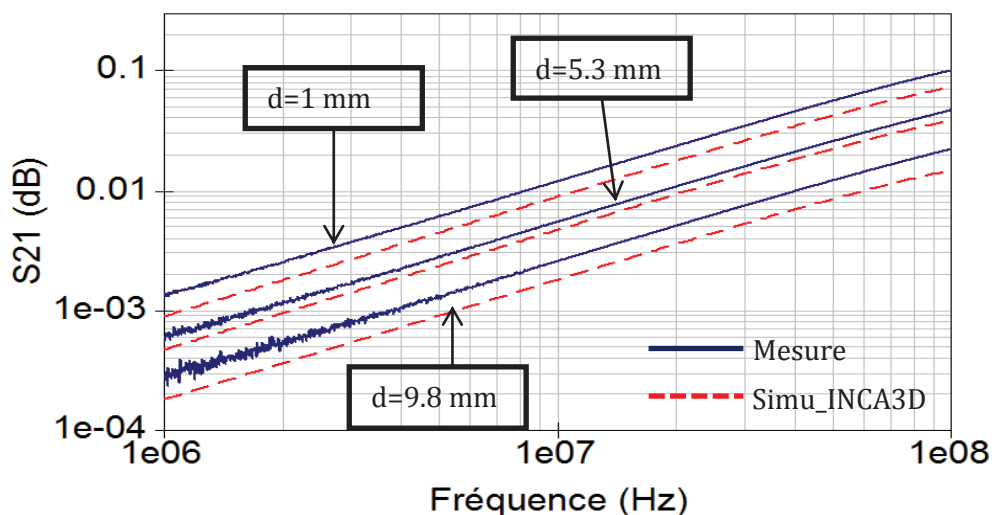


Figure III-42 S_{21} simulé du modèle monocouche et mesuré pour différentes positions ($d=1\text{mm}$, 5.3mm et 9.6mm)

Afin d'avoir un modèle plus représentatif du condensateur, nous avons été amenés à utiliser un modèle multicouches. Pour trouver un juste équilibre entre le temps de calcul et un modèle assez précis, nous avons testé deux modèles avec 5 et 10 couches. Pour déterminer l'épaisseur de chaque couche et les écarts inter-couches, nous avons utilisé une méthode d'optimisation à base d'algorithme génétique (GA). Pour une distance inter-composants (d_0) égale à 4.3 mm, nous avons obtenu deux types de modèles (Figure III-43):

- Modèle à 5 couches avec $e=1\text{ mm}$ et $z=2\text{ mm}$;
- Modèle à 10 couches avec $e=0.8\text{ mm}$ et $z=0.55\text{ mm}$.

Comme précédemment, nous allons étudier la capacité des deux modèles à retrouver les bonnes valeurs de mutuelles correspondant à des positions différentes de d_0 ($d=1\text{mm}$, 5.3mm et 9.8mm).

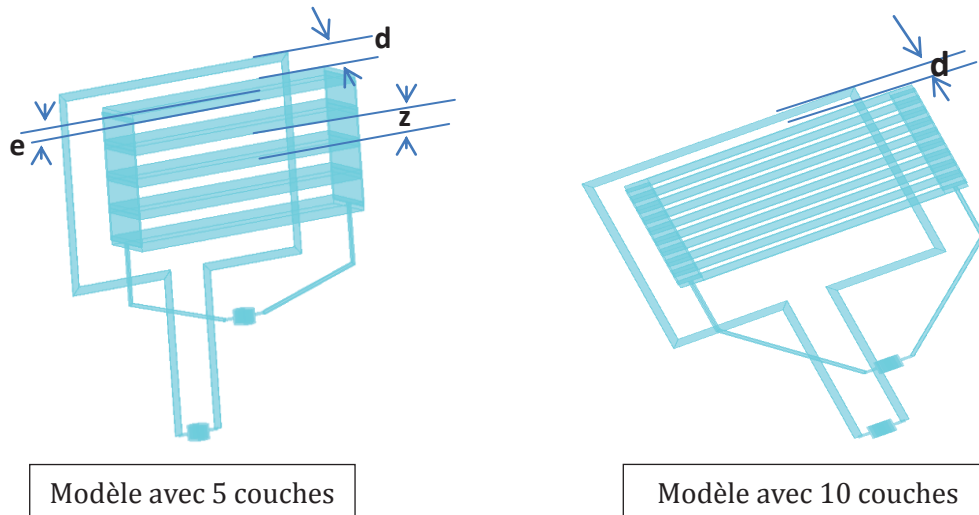


Figure III-43 : Modèle 3D de 5 et 10 couches du système « Boucle-condensateur »

La Figure III-44 et la Figure III-45 montrent les paramètres de transmissions S_{21} obtenues par modélisation et par mesure pour les trois positions étudiées ($d=5.3$ mm, 1mm et 9.8mm). On constate qu'il existe des écarts entre la mesure et les modèles pour les trois positions différentes de d_0 . Par contre, cet écart est moins important lorsqu'on augmente le nombre de couches.

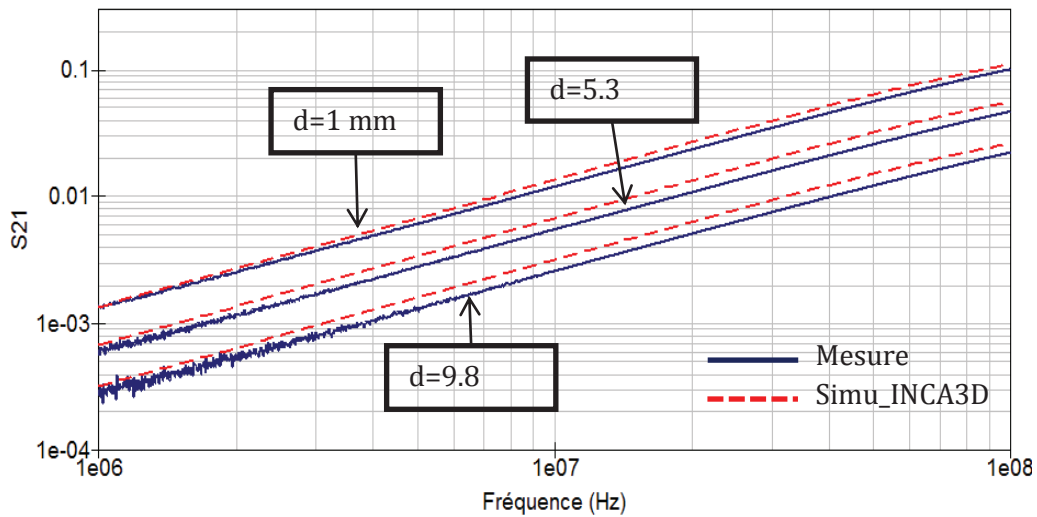


Figure III-44 S_{21} simulé du modèle à 5 couches et mesuré pour différentes positions ($d=1$ mm, 5.3mm et 9.6mm)

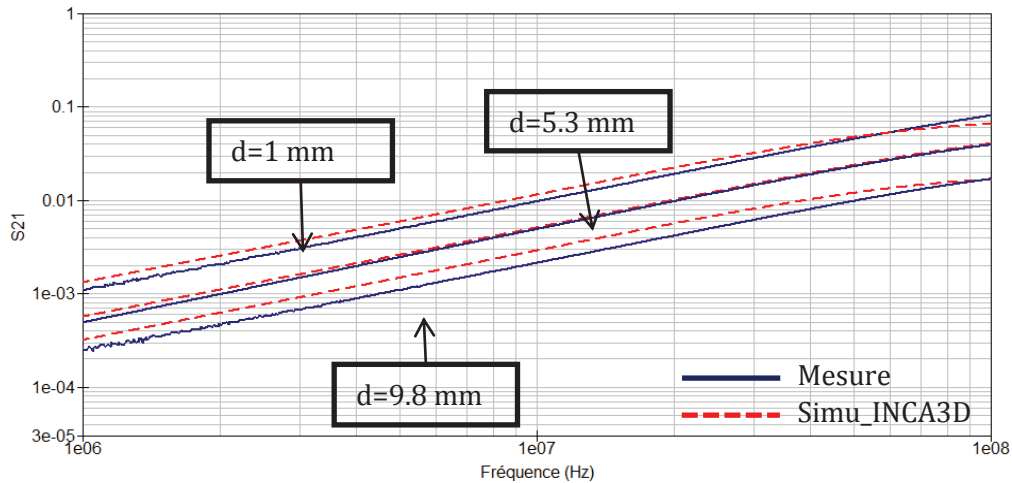


Figure III-45 S21 simulé du modèle à 10 couches et mesuré pour différentes positions (d=1mm, 5.3mm et 9.8mm)

Nous pouvons conclure que notre modèle 3D de type multicouches est seulement capable de prédire l'inductance parasite propre du condensateur. Afin de prédire l'inductance mutuelle inter-composants, il faut bien prendre en compte la variation du courant à l'intérieur du condensateur quelle que soit la position du composant. Le modèle d'une seule couche est limité et il ne peut être utilisé pour prédire la mutuelle inter-composants car la répartition du courant ne correspond pas à la réalité. En augmentant le nombre de couches, nous avons constaté une amélioration de la prédiction de la mutuelle inter-composants. Pour avoir une bonne précision du modèle, il faut augmenter le nombre de couches. Par contre, cette solution nécessite un temps de simulation plus important.

III.6.4.3.2 Modèle 3D sous forme de volume équivalent

Pour remédier aux problèmes rencontrés avec le modèle multicouches, nous avons développé un nouveau modèle constitué d'un volume unique conducteur. De la même manière que précédemment, nous avons tout d'abord construit notre modèle sous INCA3D en nous basant sur la mesure de l'inductance mutuelle à la position d=1mm entre le condensateur et la boucle. A cette distance, l'inductance parasite ESL est égale à 14.12 nH et l'inductance mutuelle M est égale à 6.2 nH. La Figure III-46 représente le modèle 3D du condensateur et de la boucle. Pour d=1 mm, nous avons maillé le volume représentant le condensateur par 20 éléments sur le plan (X, Y) et 1 élément sur Z. Toujours à partir de la mesure, nous avons ajusté la résistivité du modèle du condensateur à $1.05 \times 10^{-9} \Omega \cdot m$ en utilisant la méthode de curve-fitting.

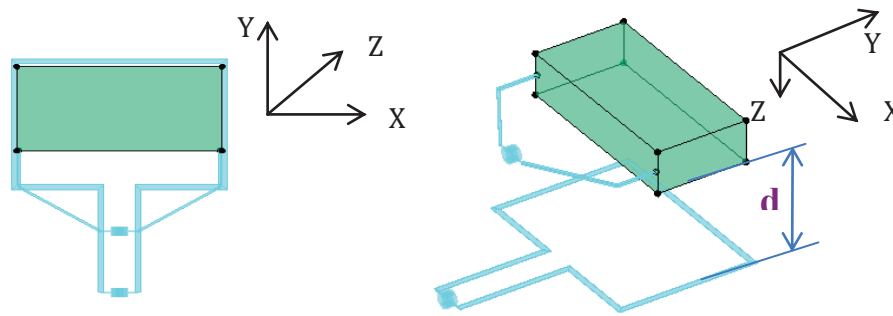


Figure III-46 Modélisation du système « boucle-condensateur »

Comme pour les modèles précédents, nous avons étudié la validité du modèle boucle-condensateur pour d'autres positions : $d=1\text{mm}$, 5.3mm et 9.8mm . Nous avons comparé le paramètre S_{21} modélisé et mesuré directement avec l'analyseur de réseau (Figure III-47).

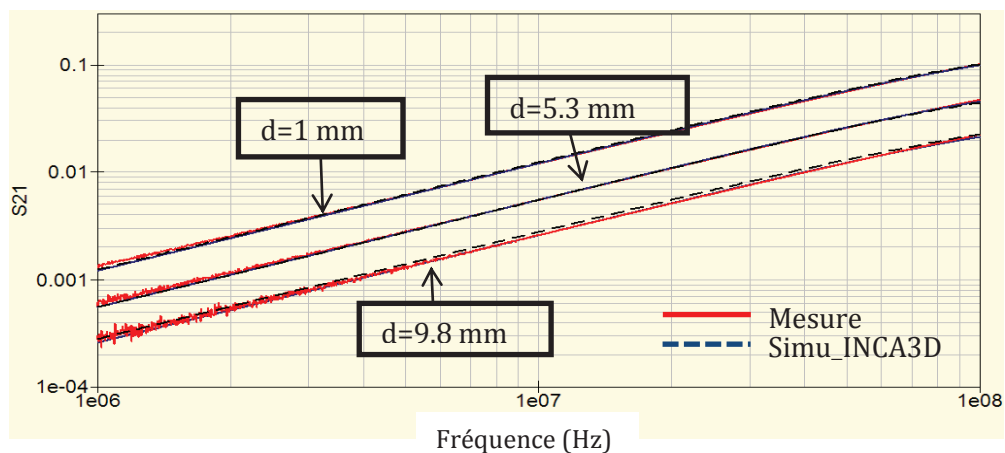


Figure III-47 S_{21} pour différents positions ($d=1\text{ mm}$, 5.3 mm et 9.8 mm)

Les résultats obtenus montrent une bonne concordance entre la mesure et la modélisation 3D pour les trois positions boucle-condensateur. Lorsque le condensateur est placé face à face avec la boucle, notre modèle 3D proposé est capable de représenter la même variation de la mutuelle en fonction de la distance.

Comparant avec le modèle multicouches, la bonne résistivité du modèle et le bon maillage permet de simuler la variation du courant à l'intérieur du condensateur en fonction de la fréquence. Par contre, cette valeur de résistivité ne correspond pas « physiquement » à la vraie résistance du condensateur, car tous les diélectriques sont simplifiés par un volume de conducteur unique.

Pour étudier la validité du modèle à volume unique pour d'autres emplacements, nous avons défini deux positions particulières par rapport à la position face-face étudiée précédemment (Position 1):

- ✓ *Position 1* : La boucle reste face à face du condensateur avec une distance verticale $d=1$ mm. Les pattes de connexions du condensateur sont dans le même côté que l'entrée de la boucle (Figure III-48 – pos1). Ça correspond au cas traité précédemment.
- ✓ *Position 2* : Toujours $d=1$ mm, le condensateur est retourné de 180° par rapport à la position 1 (Figure III-48 - pos2).
- ✓ *Position 3* : Toujours $d=1$ mm, le condensateur est retourné de 180° par rapport la position 1. En plus, le condensateur est déplacé horizontalement à la moitié de la boucle (Figure III-48 – pos3)

Les modèles 3D et les maquettes de mesures pour ces trois positions sont représentés dans la Figure III-48.

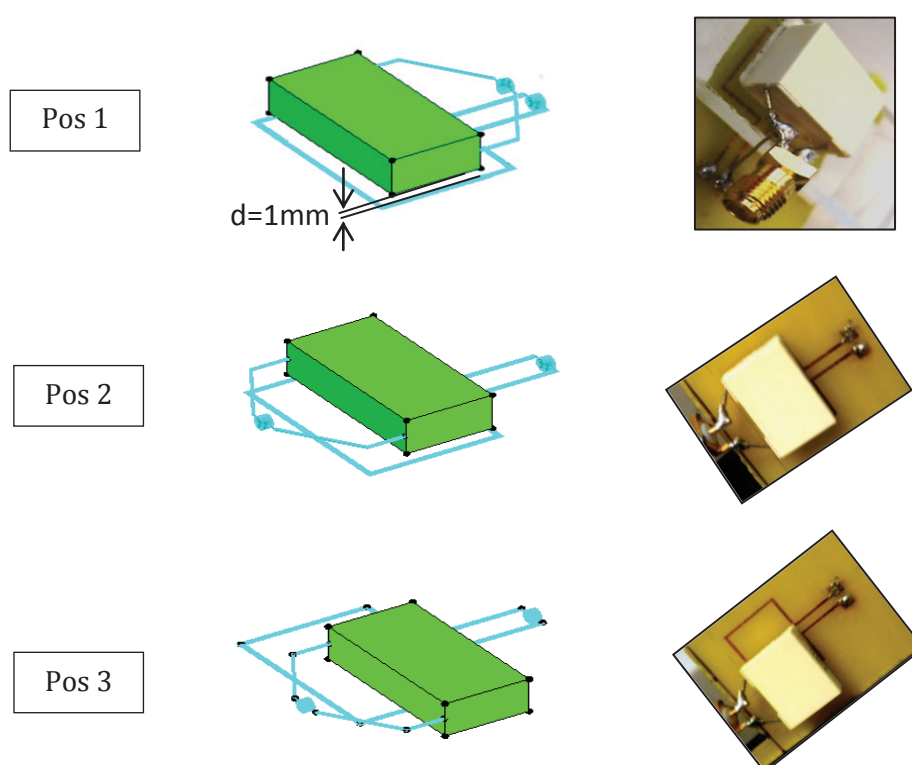


Figure III-48 Modèles 3D et maquettes de mesures pour les trois positions

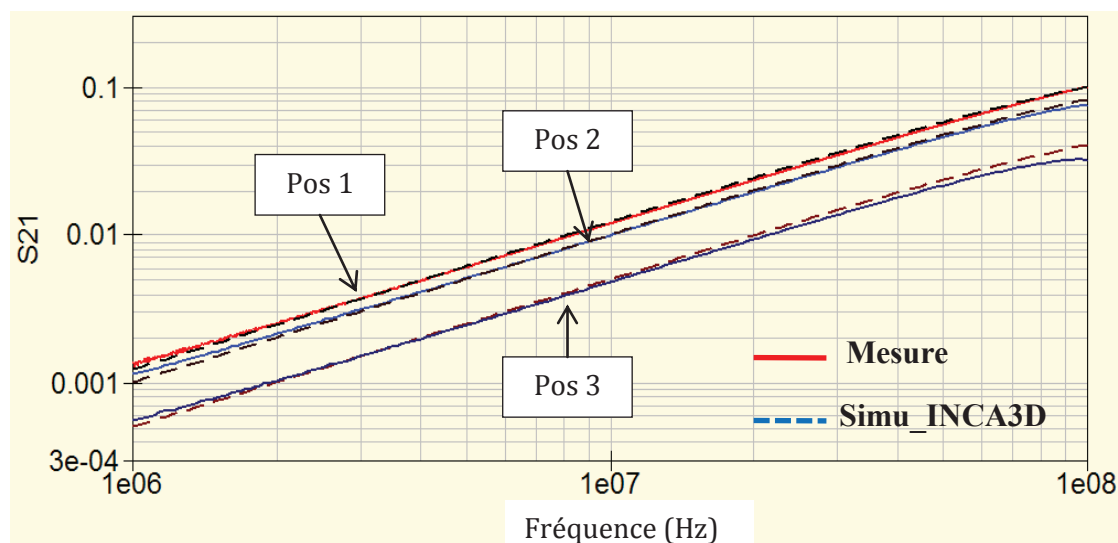


Figure III-49 *S21 obtenus par mesure et simulation pour trois positions différentes*

Les résultats de simulations pour ces trois positions sont comparés avec les mesures. La Figure III-49 montre une bonne corrélation entre les mesures et les simulations. En conclusion, notre modèle 3D « volume unique équivalent » est capable de prédire l'inductance mutuelle quelle que soit la position et l'emplacement du composant dans son environnement. Par rapport aux modèles (monocouche et multicouches), la particularité du modèle volume unique est que la répartition du courant se rapproche plus à la réalité. Ce modèle à volume unique est donc retenu pour l'optimisation d'un filtre CEM.

III.6.5 MODELISATION 3D DU COUPLAGE « BOUCLE-BOBINE AVEC FERRITE »

Dans les travaux précédents, la validation du modèle 3D de la boucle « filiforme » a montré la possibilité de modéliser les bobines sans ferrite avec la prise en compte des couplages inter-composants. Pour les bobines avec ferrite qui sont souvent utilisées dans les filtres CEM pour des applications industrielles, la difficulté la plus importante réside dans leur modélisation 3D à cause de la méconnaissance des propriétés physiques du matériau magnétique.

Afin de modéliser le couplage entre la bobine avec ferrite et son environnement, nous avons réalisé une maquette « boucle- bobine avec ferrite ». Le modèle électrique de cette application correspond au modèle électrique d'un transformateur.

III.6.5.1 Dispositif de mesure

Le dispositif expérimental est constitué d'une bobine bâtonnet avec ferrite de $10\ \mu\text{H}$ et d'une boucle PCB. Les dimensions de la boucle sont identiques à celles utilisées dans le cas boucle-boucle. Un banc automatisé est utilisé pour faire varier la distance de la boucle vis-à-vis de la bobine fixe et avoir une bonne répétitivité des mesures. Le dispositif de mesure réalisée est présenté dans la Figure III-50. La boucle est centrée par rapport à la bobine afin d'avoir un couplage suffisamment fort. Les sorties des composants sont connectées à un analyseur de réseau à travers des connecteurs SMA pour pouvoir mesurer les paramètres S du système.

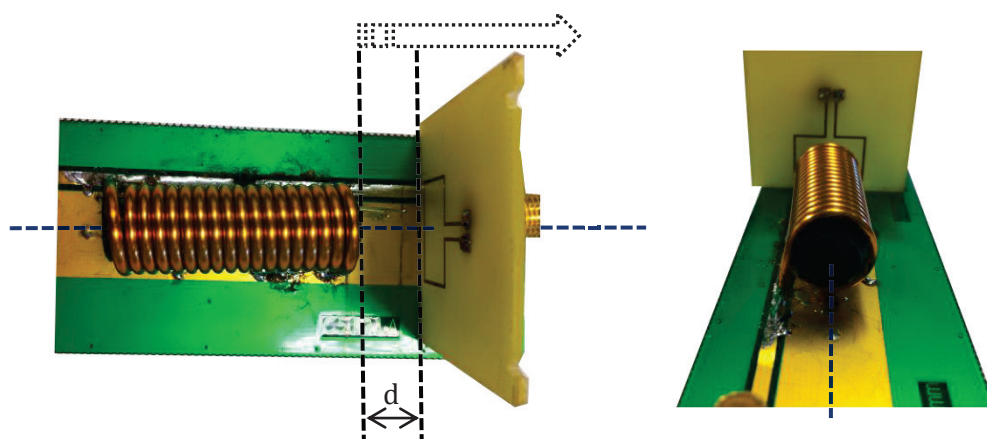


Figure III-50 Dispositif de mesure «boucle-bobine avec ferrite »

III.6.5.2 Simulation du circuit électrique équivalent

Afin d'avoir le circuit électrique équivalent, les valeurs des paramètres électriques R, L et C de la boucle et de la bobine sont déterminées expérimentalement en caractérisant chaque composant à part. La caractérisation de la bobine est présentée dans la Figure III-38. Ce modèle équivalent (R, L et C) est valable seulement sur la bande de fréquence inférieure à la fréquence de résonance.

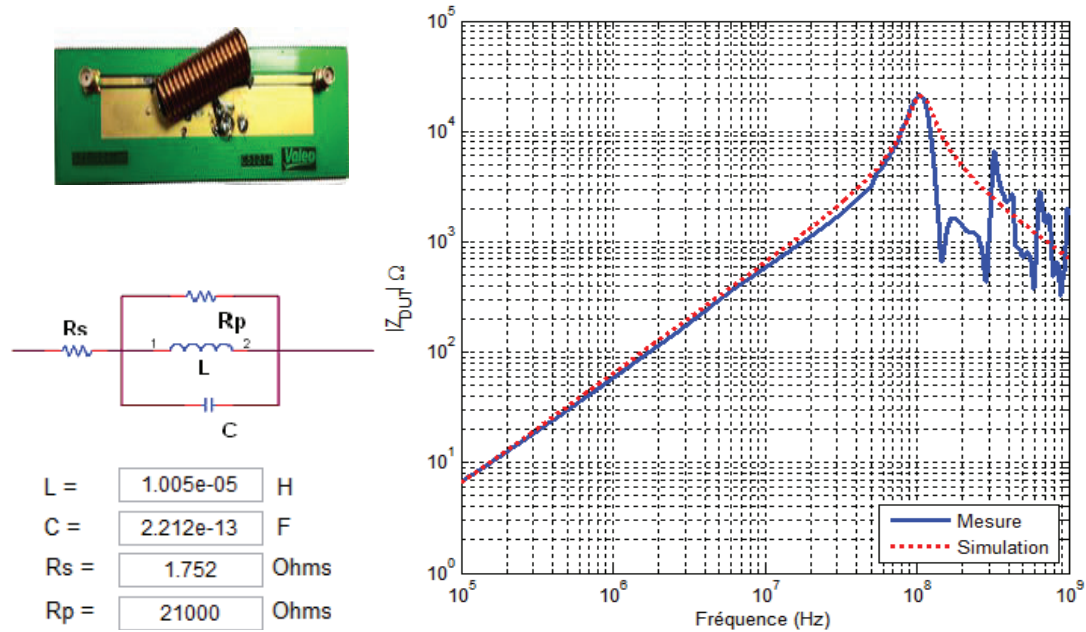


Figure III-51 Caractérisation de la bobine bâtonnet (10 μ F)

Le circuit équivalent de notre système « boucle-bobine avec ferrite » est équivalent à un transformateur, il est représenté par la Figure III-52. Pour les différentes positions entre la bobine et la boucle, différents couplages « k » ont été étudié en analysant le paramètre de transmission S21 du système.

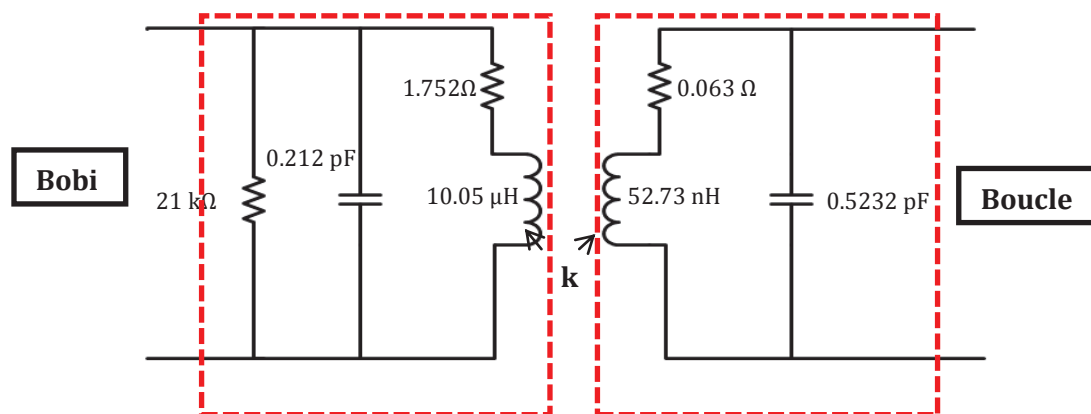


Figure III-52 Circuit électrique équivalent du système « boucle-bobine avec ferrite »

III.6.5.3 Simulation 3D

La modélisation 3D sous CST de cette bobine bâtonnet de $10 \mu\text{H}$ avec ferrite est réalisée en utilisant les paramètres donnés par le constructeur (section III.4).

La perméabilité relative ($\mu'_r(f)$ et $\mu''_r(f)$) de la ferrite à introduire dans le modèle est calculée pour $f_c = 1.5 \text{ MHz}$ et $\mu_{r0} = 200$ en utilisant l'équation (III-2). Cette dernière est représentée dans la Figure III-53 pour la bande de fréquence de 100 kHz à 1 GHz .

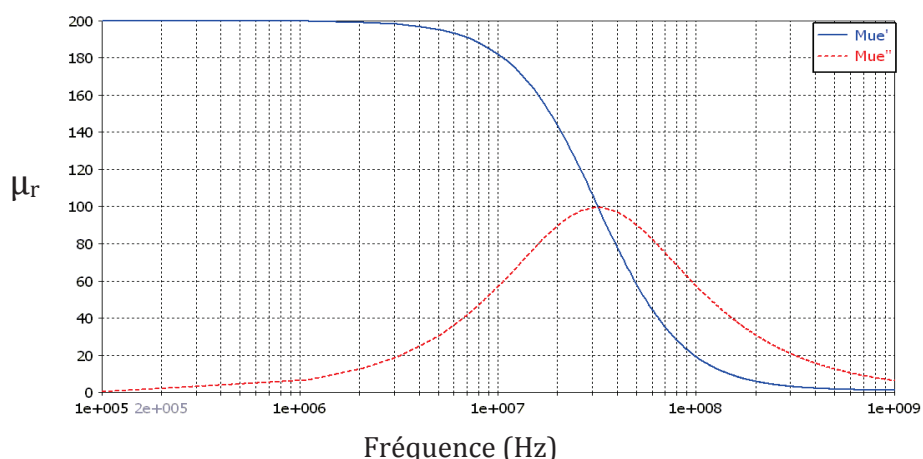


Figure III-53 Perméabilité relative utilisée dans la modélisation de la ferrite

Le modèle 3D de notre système « boucle-bobine avec ferrite » est présenté dans la Figure III-54.

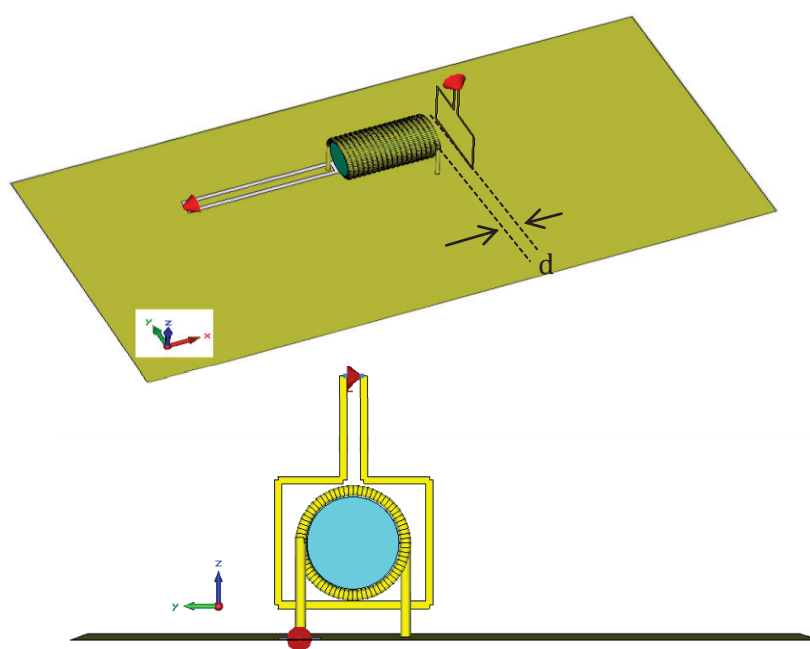


Figure III-54 Modèle 3D du système « boucle-bobine avec ferrite »

Les paramètres S21 ont été déterminés par modélisation pour trois distances entre la bobine et la boucle ($d=1\text{mm}$, 6mm et 11mm). Ces derniers sont comparés avec ceux de la mesure dans la Figure III-55. Nous avons constaté une bonne concordance entre eux jusqu'à 100MHz . En haute fréquence, les écarts des résonances montrent que notre modèle 3D est insuffisant pour prédire les bonnes valeurs des capacités parasites interspires et entre la bobine et la boucle.

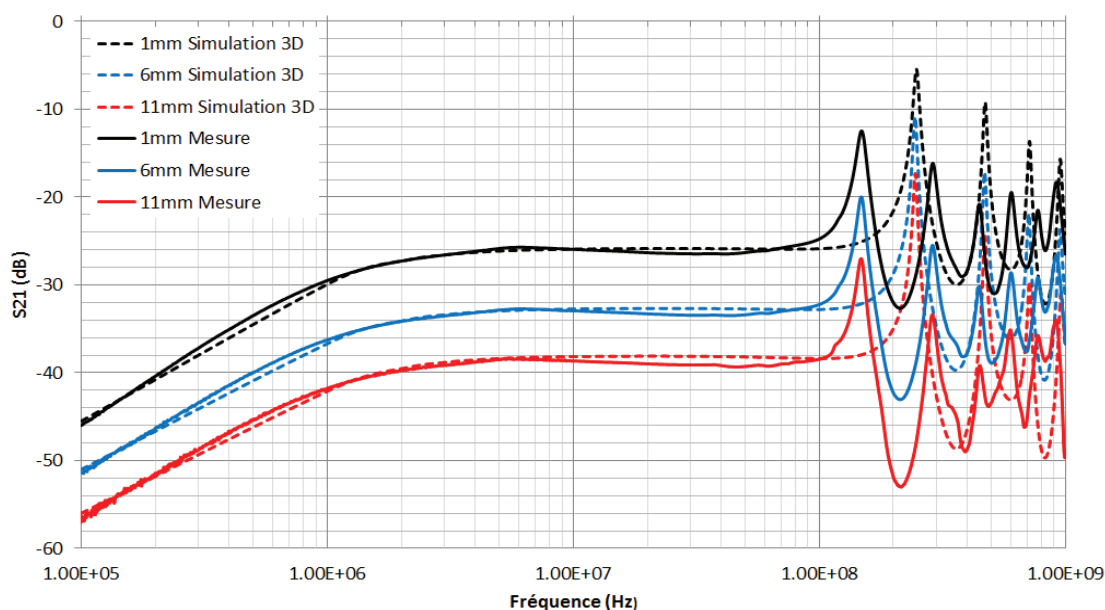


Figure III-55 S_{21} mesuré et simulé pour les différentes distances inter-composants

Dans une application réelle, il est possible de ne pas pouvoir placer les composants face à face pour des raisons de faisabilité. Donc, nous avons étudié la validité de notre modèle de la bobine avec ferrite pour d'autres emplacements.

- Position 1 : Pour une distance entre la bobine et la boucle $d= 1\text{mm}$, la boucle est désaxée de 8 mm sur la direction y (Figure III-56– pos1).
- Position 2 : Pour une distance entre la bobine et la boucle $d= 1\text{mm}$, la boucle est retournée de 135 degré par rapport la bobine bâtonnet (Figure III-56 – pos2).

Les modèles 3D et les maquettes de mesures pour ces deux positions sont représentés dans la Figure III-56.

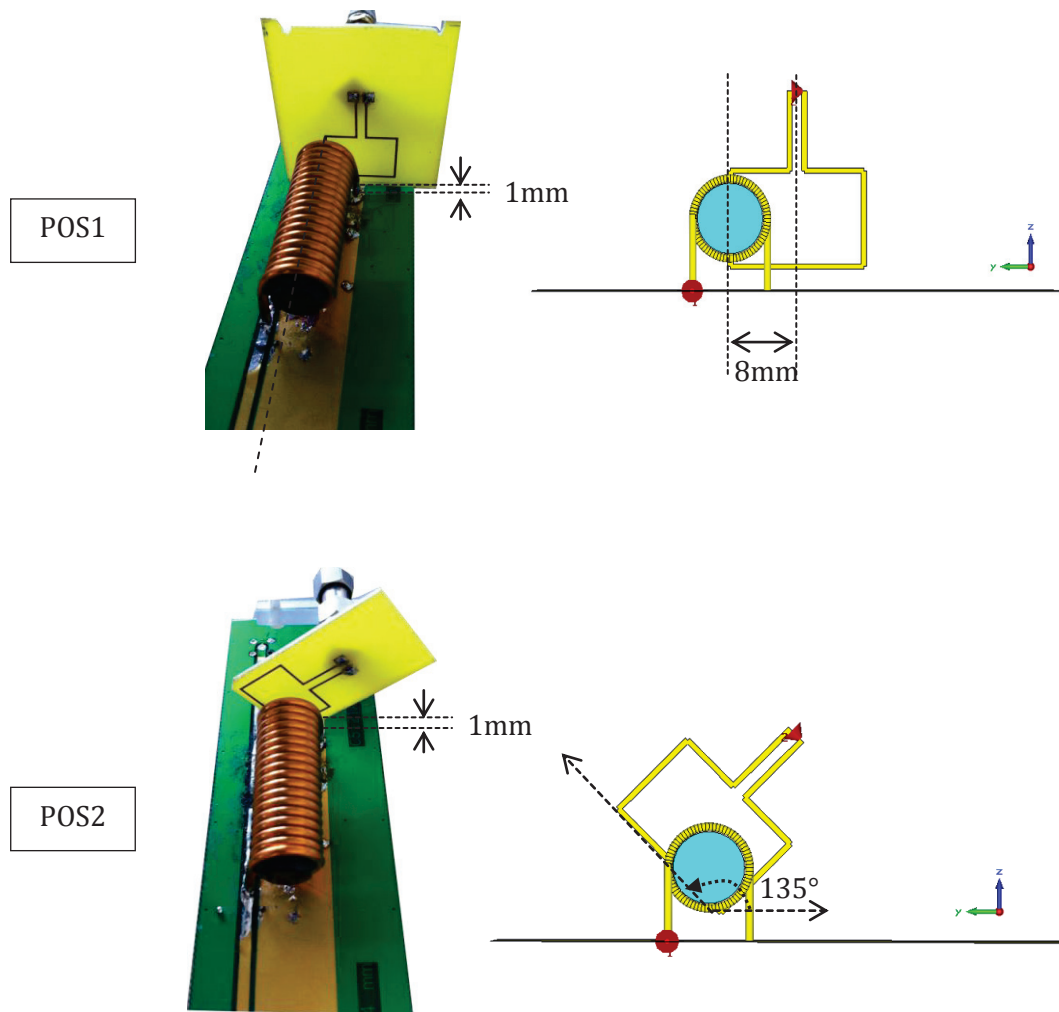


Figure III-56 Maquettes et modèles 3D « boucle-bobine bâtonnet » pour deux positions différentes

Les résultats de simulations pour ces deux positions sont comparés avec les mesures. La Figure III-57 montre une bonne corrélation entre les mesures et les simulations jusqu'à 100MHz.

En conclusion, on peut dire que la perméabilité de la ferrite imposée dans le modèle 3D est suffisante pour prédire le comportement de la bobine sur la bande de fréquence inférieure à la fréquence de résonance. Notre modèle 3D de la bobine nous permet de prédire la mutuelle inductance pour les différents emplacements du composant.

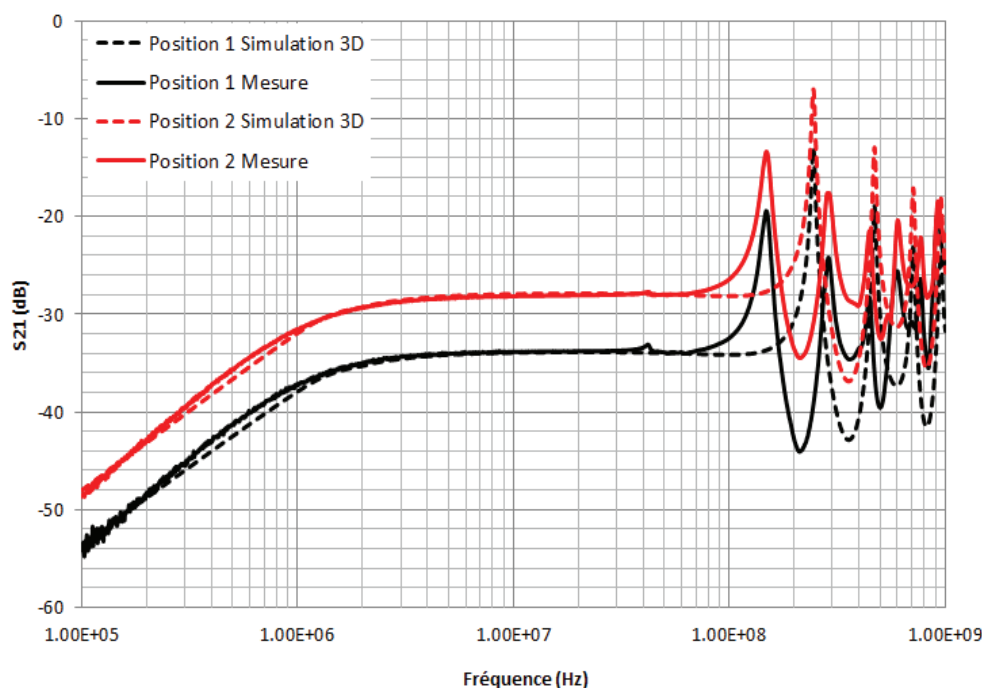


Figure III-57 S21 mesuré et simulé pour les différentes positions inter-composants

III.7 MODELISATION 3D ET OPTIMISATION D'UN FILTRE LC

Dans cette section, nous nous sommes intéressés à la mise en œuvre du modèle 3D du condensateur développé « volume équivalent » pour optimiser un filtre réel LC avec une bobine sans ferrite. Pour rappel, une bonne performance de filtre est obtenue si l'inductance parasite du condensateur est compensée par l'inductance mutuelle.

Dans ce qui suit, nous allons nous intéresser à la conception d'un filtre LC optimisé en nous basant sur les modèles 3D des composants. Les procédures de simulation 3D proposées vont porter sur un meilleur emplacement des composants et/ou sur la conception géométrique de la bobine.

III.7.1.1 Outil d'optimisation du design d'un filtre

Afin de retrouver le positionnement des composants d'un filtre, nous avons utilisé un outil d'optimisation appelé « FGOT » [61]. Il est réalisé par le groupe Cédrat et il permet de faire des co-simulations avec INCA3D. Cet outil utilise plusieurs algorithmes d'optimisation mathématique [62]. Pour notre cas, les variables d'optimisation sont les paramètres du modèle (dimensions, paramètres physiques,..) et on cherche à minimiser une fonction objectif. Cette fonction correspond dans notre cas à la différence entre la réponse du modèle et les mesures expérimentales. La co-simulation entre INCA3D et FGOT nous permet d'effectuer des optimisations géométriques et des simulations

paramétriques [63]. Pour notre étude, nous avons utilisé l'algorithme génétique comme méthode d'optimisation. La Figure III-58 ci-dessous représente la procédure d'optimisation pour minimiser la fonction objectif.

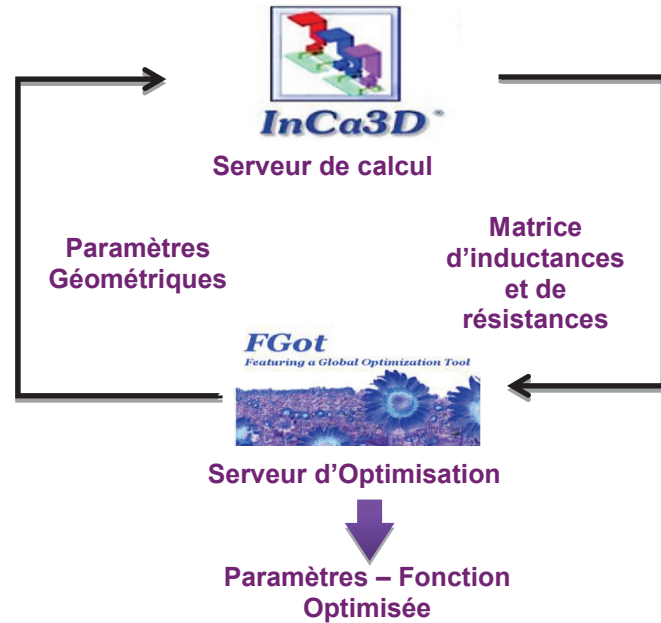


Figure III-58 Procédure de Co-simulation entre FGOT et INCA3D

Pour revenir à l'application « boucle-boucle », il est possible d'utiliser l'outil FGOT pour optimiser la distance « d » entre les deux boucles pour obtenir une inductance mutuelle donnée M_0 . Le modèle de simulation construit sous INCA3D avec ses paramètres géométriques est présenté dans la Figure III-59.

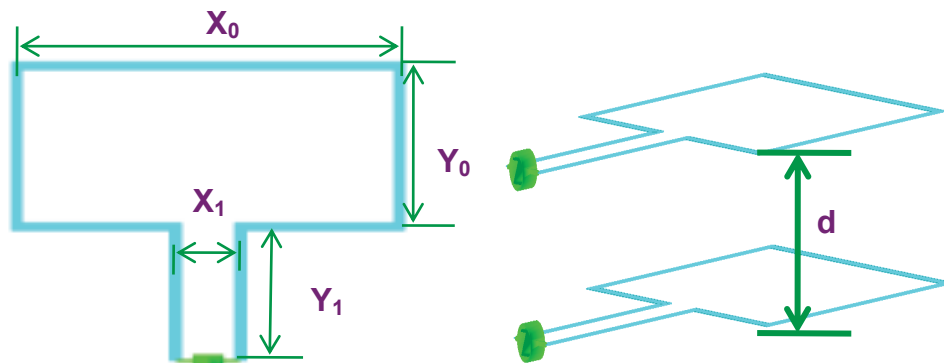


Figure III-59 Modèle boucle-boucle sous INCA3D

La fonction objectif à minimiser sous FGOT correspond à la différence entre les mutuelles obtenues sous INCA3D et la valeur souhaitée $(M_{calcul_INCA3D} - M_0)^2$. Si on

considère que la géométrie de la boucle est imposée (X_0 , Y_0 , X_1 et Y_1), seule la distance entre les deux boucles « d » est optimisée. La plage de variation « d » est limitée entre 1 mm et 30 mm. Pour une inductance mutuelle inter-boucles $M_0=6.8$ nH, la distance d obtenue sous FGOT en utilisant les algorithmes génétiques est égale à 5 mm. Cette valeur de distance correspond à la valeur obtenue expérimentalement.

III.7.1.2 Modélisation 3D d'un filtre LC optimisé

Pour généraliser la procédure d'optimisation du filtre, nous avons réalisé un filtre LC de type Γ constitué d'un condensateur film de $2.2 \mu\text{F}$ et d'une bobine imprimée sur PCB. Les dimensions et le nombre de spires de la bobine sera optimisés en fonction de la valeur de la capacité parasite du condensateur pour avoir une meilleure performance du filtre. Le circuit électrique équivalent du filtre avec les paramètres électriques est présenté dans la Figure III-60.

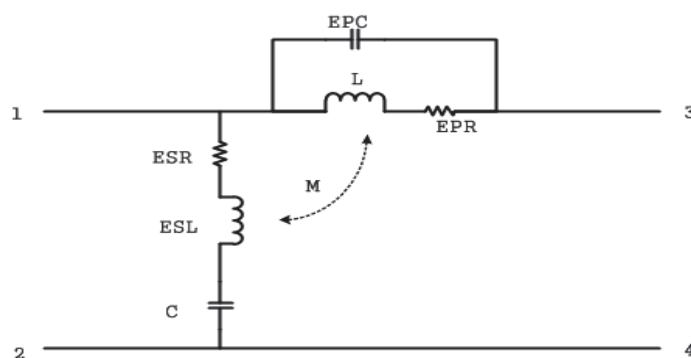


Figure III-60 Circuit électrique équivalent du filtre LC

En se basant sur la méthode de modélisation 3D des composants passifs, le modèle du condensateur et de la bobine sont introduits sous INCA3D. Pour construire notre filtre CEM optimisé, il faut suivre les étapes citées ci-dessous :

- ✓ Positionner les composants de telle façon que l'inductance mutuelle M soit suffisante pour annuler l'inductance parasite du condensateur.
- ✓ Concevoir une bobine avec les valeurs de son inductance L et de sa capacité parasite EPC les plus faibles possibles (voir chapitre II).

III.7.1.2.1 Etude de la sensibilité des paramètres géométriques

Une étude sur l'influence de l'emplacement de la bobine vis-à-vis du condensateur a été réalisée. Un modèle 3D de condensateur (dimension $25*10*5 \text{ mm}^3$) est réalisé sous INCA3D. Pour cette étude, on a choisi une bobine planaire à air avec 7 spires. Elle est

positionnée face à face du condensateur (Figure III-61). La largeur de la spire et l'écart inter-spires sont égales à 1mm. La Figure III-61 montre les configurations des modèles simulées sous INCA3D. Les variations de l'inductance mutuelle en fonction du déplacement de la bobine selon les directions x , y et z ont été obtenues et comparées.

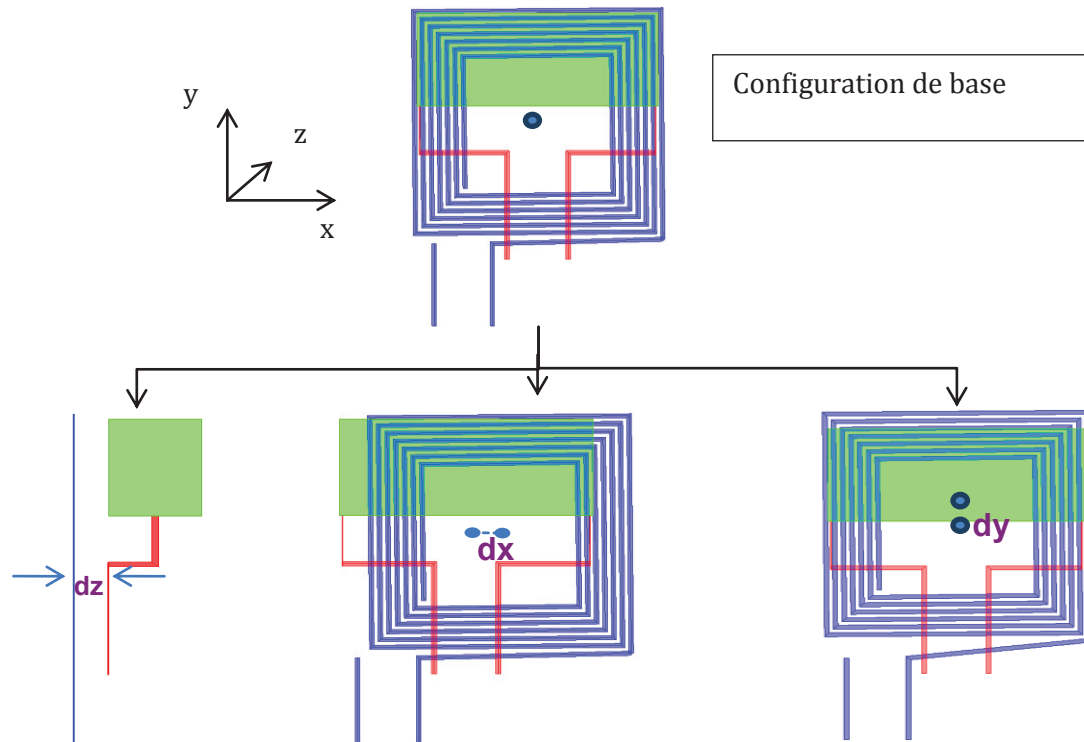


Figure III-61 Différentes positions relatives entre le condensateur et la bobine

Dans la configuration de base, la bobine reste face à face du condensateur et la distance (d_0) entre eux est de 2 mm. La valeur de la mutuelle inductance (M_0) inter-composants simulée est égale à 30 nH. Par rapport à cette configuration, nous avons déplacé la bobine de 1 mm selon les trois directions (x , y , z). Les résultats de variations de l'inductance mutuelle simulée avec les modèles 3D sont présentés dans le Tableau III-3.

Tableau III-3 Etude de la sensibilité de la mutuelle en fonction de la position

Sensibilité de la mutuelle	$M_0=30 \text{ nH} - (dx=dy=dz=0)$		
	$dx = 1\text{mm}$	$dy = 1\text{mm}$	$dz = 1\text{mm}$
dM (nH)	0.3	0.4	4.9
dM / M_0	1%	1.3%	16.3%

Nous avons remarqué que la sensibilité de l'inductance mutuelle selon z est environ 100 fois plus forte qu'en x et y. Afin d'étudier l'influence du positionnement des composants sur les filtres optimisés, nous avons simulé la perte d'insertion d'un filtre avec ces différentes valeurs de mutuelles correspondant aux déplacements des composants selon les directions x, y et z. Le schéma électrique du filtre LC est présenté dans la Figure III-62.

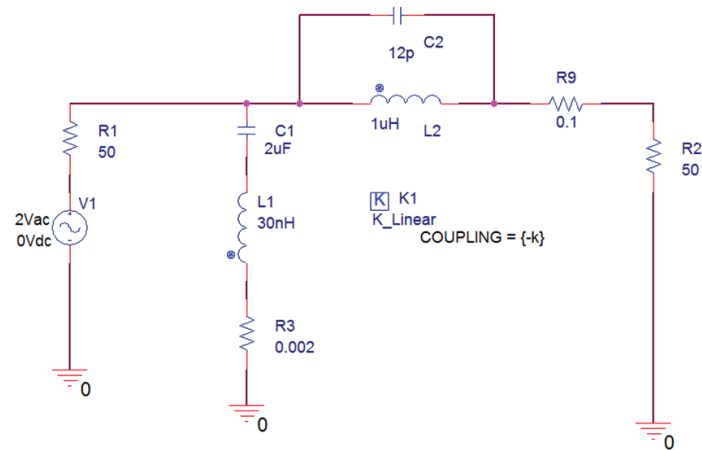


Figure III-62 Schéma électrique d'un filtre LC

Par rapport à la configuration optimale ($M=30$ nH), la perte d'insertion du filtre est simulée pour les cas ci-dessous :

- $dx=1$ mm $\rightarrow M=29.7$ nH ;
- $dy=1$ mm $\rightarrow M=29.6$ nH;
- $dz=1$ mm $\rightarrow M=25.1$ nH.

Les résultats de simulation (Figure III-63) obtenus sont comparés avec le cas d'une configuration optimale ($M=ESL$) et la configuration sans couplage ($M=0$). Une erreur de déplacement de 1 mm selon la direction z peut dégrader la performance du filtre de 16 dB par rapport au cas optimal. Par contre, on constate une légère atténuation pour des erreurs de déplacement selon les axes x et y. Afin d'avoir une bonne fiabilité sur la performance du filtre, nous proposons de fixer la distance entre la bobine et le condensateur selon z.

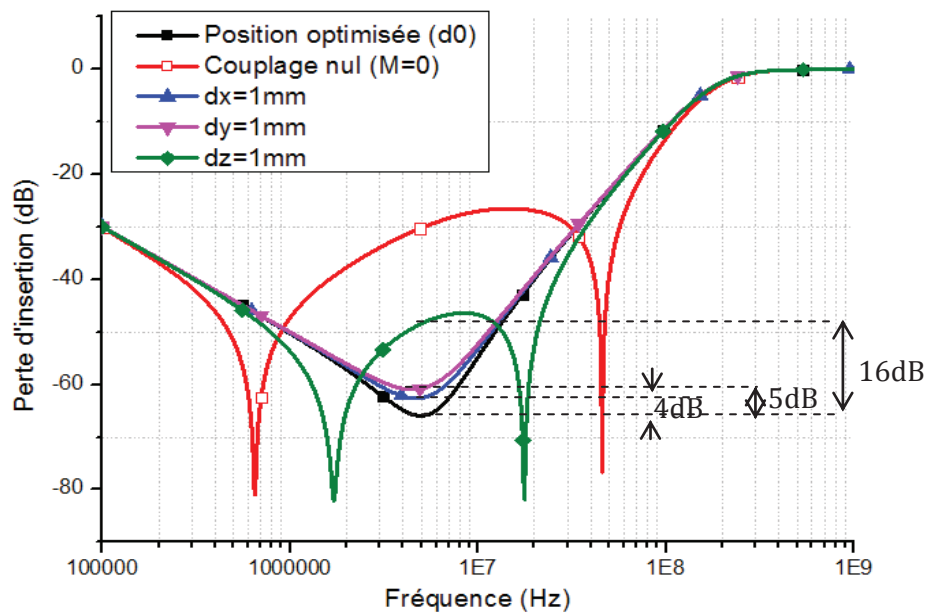


Figure III-63 Influence de l'emplacement des composants sur la performance du filtre LC optimisé

III.7.1.2.2 Modélisation du filtre optimisé

Selon les études des sensibilités géométriques, une meilleure solution est obtenue si le condensateur est implanté sur le PCB de telle façon qu'il touche directement la bobine imprimée (Figure III-66). Dans ce cas la distance z est fixe, il nous reste seulement à optimiser le design de la bobine.

Pour ce dernier, il faut faire attention au sens de l'enroulement des pistes pour pouvoir créer une mutuelle inductance négative afin de compenser l'inductance parasite du condensateur. L'enroulement des spires de la bobine ainsi que le sens du courant sont illustrés dans la Figure III-64.

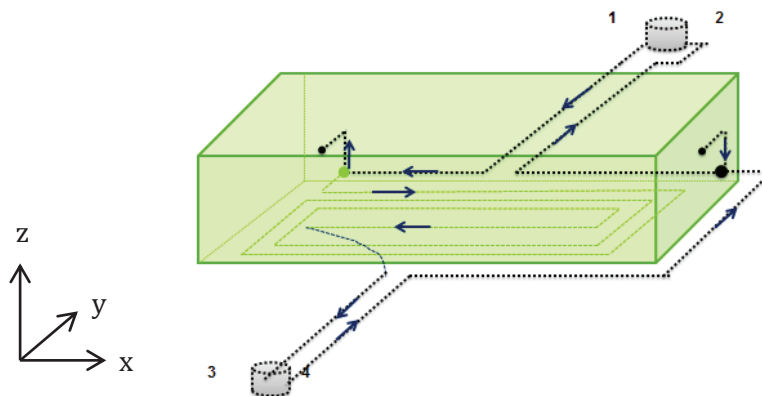


Figure III-64 Illustration du sens de l'enroulement des spires en fonction des courants

Avant de concevoir notre bobine, nous avons commencé par la caractérisation de notre condensateur à l'aide d'un analyseur de réseau pour déterminer ses éléments parasites. Le modèle 3D de la bobine est réalisé sous INCA3D avec les paramètres géométriques présentés dans le Tableau III-4. La conductivité électrique de la bobine est identique à celle du cuivre. Le modèle 3D du filtre est présenté dans la Figure III-65.

Tableau III-4 Paramètres géométrique du modèle de la bobine imprimée

Paramètres géométrique de la bobine imprimée		Détermination
Δ	Ecart inter-spires	À optimiser
X	Longueur de la bobine	Longueur du condensateur
L	Largeur de la spire	0.5 mm
Y	Largeur de la bobine	À optimiser
Z	Ecart inter-composants	Fixé à 1 mm
N	Nombre de spires	À optimiser

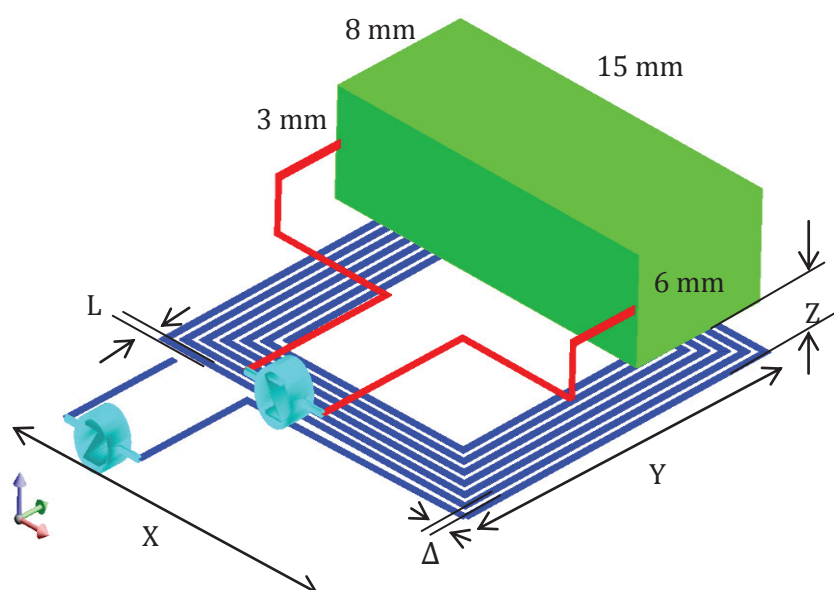


Figure III-65 Modélisation 3D du filtre LC

Afin de modéliser la géométrie de la bobine permettant de créer une inductance mutuelle M qui compense l'inductance parasite ($ESL=14.12$ nH) du condensateur, il faut optimiser les paramètres géométriques (Δ , Y et N). La fonction objectif à minimiser sous FGOT correspond à $(M_{calcul_INCA3D} - ESL)^2$. Pour avoir des valeurs réalistes, on a défini des intervalles physiquement raisonnables pour chaque paramètre. La solution obtenue correspond à $\Delta= 0.5$ mm, $Y=11$ mm et $N= 5$ spires.

L'étape suivante a consisté à réaliser le filtre réel avec les paramètres géométriques obtenus. La Figure III-66 représente le modèle 3D et la maquette réalisée à l'IRSEEM.

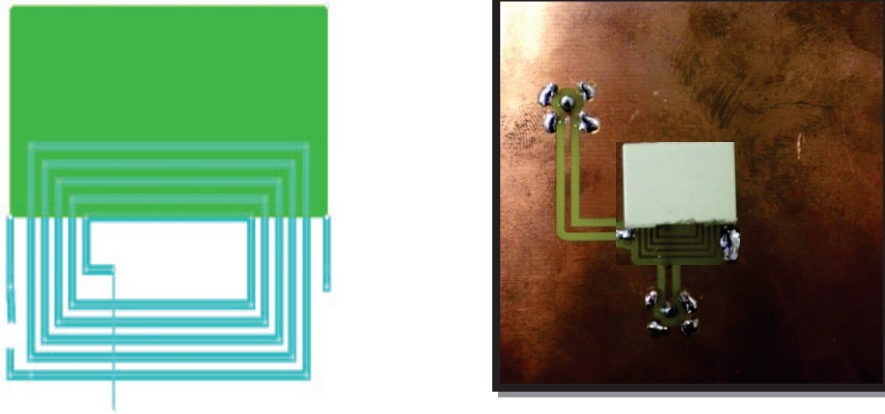


Figure III-66 Réalisation de la maquette du filtre LC

Le paramètre de transmission S_{21} mesuré et simulé pour notre filtre optimisé est présenté dans la Figure III-67. En comparant avec la configuration sans couplage inter-composants, nous constatons une amélioration d'environ 25 dB. Par contre, un écart de 15 dB est relevé entre les résultats de mesure et de simulation 3D.

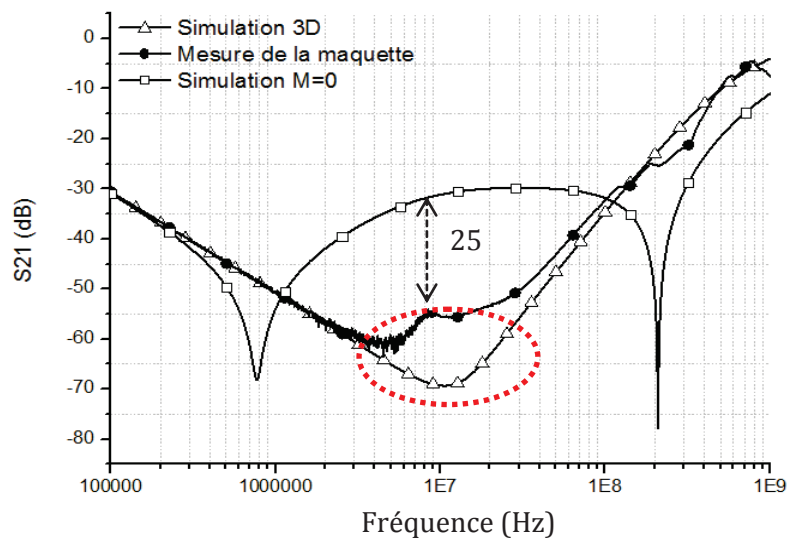


Figure III-67 S_{21} du filtre LC mesuré pour la configuration du design optimisé

Pour expliquer cet écart, nous nous sommes référés à l'étude réalisée dans le chapitre II concernant l'influence des paramètres électriques sur la performance des filtres. Nous avons constaté que la résistance parasite du condensateur (ESR) joue un rôle important dans l'amélioration du filtre optimisé ($M-ESL=0$) [30]. Ce paramètre peut être obtenu

expérimentalement à l'aide d'un impédance-mètre. La Figure III-68 représente l'évolution d'ESR de notre condensateur en fonction de la fréquence et celui du modèle 3D. On constate que l'ESR varie réellement en fonction de la fréquence avec une apparition d'une résonance qui est due à la seconde résonance du condensateur.

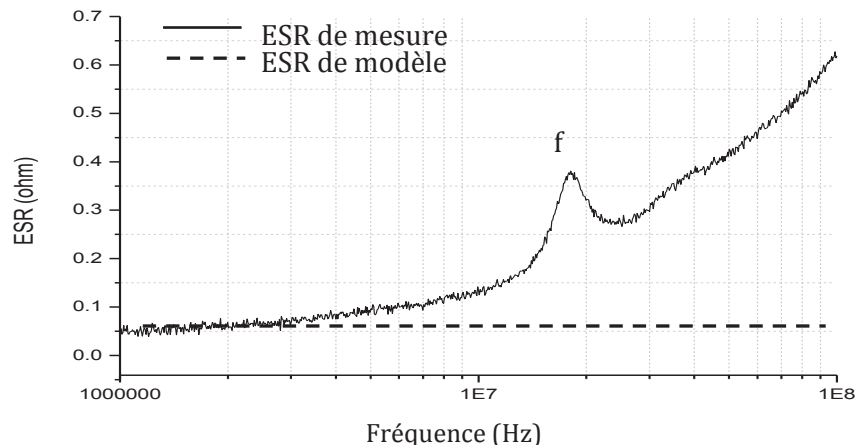


Figure III-68 Résistance parasite ESR mesurée en fonction de la fréquence pour un condensateur film de 2,2 μ F

Afin d'étudier l'influence de l'ESR sur le comportement de notre filtre optimisé, nous avons inséré la valeur d'ESR mesurée en fonction de la fréquence dans le modèle électrique du filtre. La Figure III-69 montre le paramètre S21 en fonction de la fréquence dans la configuration de couplage optimal ($M=ESL$) et de couplage nul ($M=0$). En utilisant l'ESR mesurée, nous avons retrouvé une très bonne corrélation entre la mesure et la simulation.

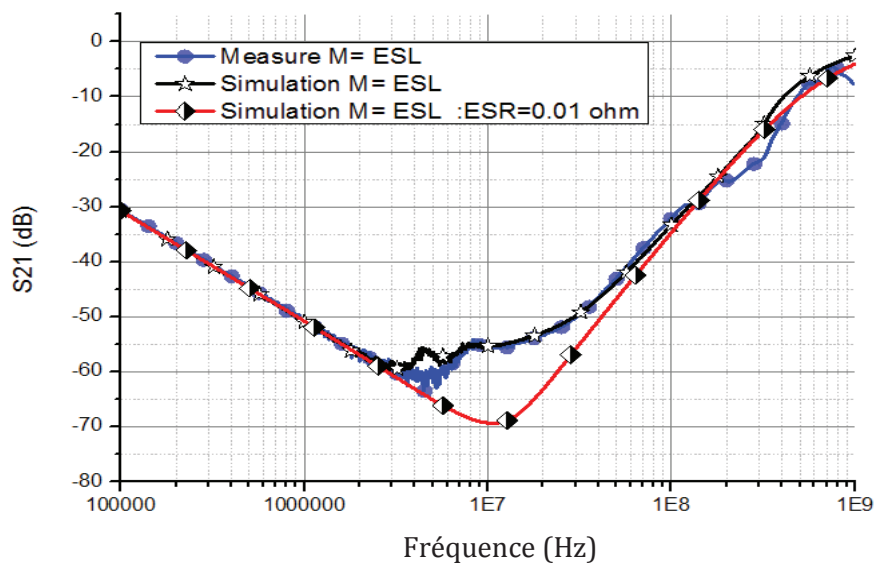


Figure III-69 Influence de l'ESR sur la performance du filtre optimisé

En conclusion, nous avons validé notre procédure d'optimisation du filtre. Les modèles 3D équivalent du condensateur et de la bobine peuvent permettre à un ingénieur « hardware » de concevoir son propre filtre CEM de type LC optimisé. La méthode est assez simple car elle ne nécessite que la connaissance des paramètres géométriques des composants. Ces derniers sont souvent faciles à obtenir soit par le constructeur soit par les mesures directes. Par contre, l'évolution d'ESR en fonction de la fréquence est importante pour le filtre optimisé ($M-ESL=0$). Cette dernière peut être déterminée expérimentalement si nous avons besoin d'avoir un modèle précis.

III.8 CONCLUSION

Dans ce chapitre, une procédure d'optimisation d'un filtre LC en utilisant les effets de couplage direct est développée pour optimiser l'emplacement des composants. Afin d'analyser le couplage électromagnétique inter-composants, deux modèles de modélisation de condensateurs sont proposés. Le premier modèle est constitué d'un nombre réduit de couches. Ce modèle a l'avantage de donner l'inductance parasite (ESL) par contre il est incapable de prédire le couplage avec l'environnement. Le deuxième modèle est constitué d'un volume unique de conducteur avec les mêmes dimensions que le condensateur réel. Ce modèle est capable de prédire à la fois l'inductance parasite (ESL) et l'inductance mutuelle (M). Il est donc appliqué pour les différents condensateurs film qui possèdent différentes technologies et dimensions. Ce second modèle a été retenu pour la modélisation de notre filtre CEM.

La méthode PEEC (Partial Equivalent Element Circuit) a été utilisée dans cette thèse pour la modélisation 3D des composants en raison du faible maillage utilisé permettant d'avoir un temps de calcul réduit et sa souplesse pour réaliser des co-simulation avec un outil d'optimisation « FGOT ».

La méthodologie d'optimisation a été présentée et appliquée pour différentes configurations. La première étude a porté sur un système constitué de deux boucles sur PCB. Ce système simple nous a permis d'étudier les couplages entre les deux boucles et de valider notre procédure de prédiction de la position des composants pour une inductance mutuelle donnée.

La seconde configuration a porté sur « condensateur-boucle ». Cette étude a permis de valider le modèle 3D du condensateur et de déterminer les inductances mutuelles pour différentes positions inter-composants.

En complément, nous avons étudié le cas boucle-bobine avec ferrite. Nous avons utilisé le logiciel CST micro wave pour développer le modèle 3D en prenant en considération les aspects magnétique du matériau. Les résultats obtenus nous ont permis de valider le modèle 3D de la bobine avec ferrite et de prédire les mutuelles inter-composants pour différentes positions.

Finalement, nous avons appliqué notre procédure d'optimisation sur un filtre LC réalisé à l'IRSEEM. Ce dernier est constitué d'un condensateur film et d'une bobine imprimée. Les résultats obtenus ont démontré le bon fonctionnement du procédé d'optimisation. Nous avons amélioré notre filtre de 25 dB, et nous avons élargi la plage fréquentielle de fonctionnement du filtre jusqu'à 100 MHz.

On peut conclure que la procédure développée peut être appliquée pour désigner un filtre CEM optimisé. Pour ce faire, il nous faut les principales valeurs géométriques et électriques des composants, qui peuvent être mesurées ou relevées dans les datasheets. Afin d'avoir un résultat précis, il est nécessaire de mesurer nous-même l'ESL du condensateur.

Pendant la conception et la fabrication de notre filtre optimisé, il faut faire attention de respecter la tolérance sur le positionnement du composant. Par exemple, pour les composants face à face, une erreur de 1mm peut ramener une dégradation de 16 dB. Le chapitre prochain sera consacré à l'application de cette méthode d'optimisation sur des cas d'industriels réels.

- Chapitre IV -

APPLICATION

Chapitre IV : APPLICATION

IV.1 INTRODUCTION

Dans les chapitres précédents, nous avons analysé l'effet du couplage inter-composants sur la performance des filtres CEM, puis nous avons développé une méthode d'optimisation en s'appuyant sur les modèles 3D du condensateur et de la bobine. Dans ce qui suit, une procédure de mise en œuvre de l'approche développée est présentée ainsi que l'application de cette procédure sur deux problèmes industriels :

- Un filtre CEM de type « LC » se trouvant à l'intérieur d'un moteur d'essuie-glace 12V.
- Un filtre se trouvant sur la carte de commande d'un autre type de moteur d'essuie-glace 12V.

IV.2 PROCEDURE D'OPTIMISATION D'UN FILTRE LC

Pour permettre aux industriels d'appliquer notre méthode, nous avons défini quatre étapes nécessaires à suivre pour l'optimisation d'un filtre CEM de type LC :

- Étude du cahier des charges
- Modélisation 3D des composants
- Modélisation et optimisation du filtre
- Filtre optimisé

IV.2.1 ÉTUDE DU CAHIER DES CHARGES

La méthodologie d'optimisation développée dans cette thèse est valide uniquement pour :

- Filtres CEM de type LC en Γ .
- Condensateur « film » métallisé
- Bobine à air ou à bâtonnet

Les géométries des composants sont les premiers paramètres à être acquis. Ces derniers peuvent être obtenus dans les datasheets des composants. Pour le condensateur, il est important de connaître les épaisseurs des parties protection (isolant autour), car ces dernières doivent être négligées dans la modélisation 3D du condensateur.

Les paramètres électriques du condensateur (C, ESL et ESR) et de la bobine (L, EPC et EPR) doivent être caractérisés. Ces derniers peuvent être mesurés avec un analyseur de réseau ou un analyseur d'impédance. La connaissance de variation de l'ESR en fonction de la fréquence n'est nécessaire que si nous avons besoin de vérifier le comportement du filtre optimisé par les simulations PSPICE. Une bonne précision des paramètres, en particulier pour le paramètre le plus important (ESL du condensateur), permet d'obtenir un comportement du filtre optimisé correspondant bien à nos besoins.

IV.2.2 MODELISATION 3D DES COMPOSANTS

- Condensateur

En se basant sur la méthode de modélisation «volume unique », les condensateurs film métallisés peuvent être modélisés en utilisant les logiciels de simulation (INCA3D ou CST microwave). Le modèle 3D nous permet de simuler l'inductance parasite (ESL) et aussi l'inductance mutuelle (M) avec l'environnement. Ce modèle 3D n'est qu'un modèle inductif et la capacité propre du condensateur doit être ajoutée manuellement dans les modèles pour simuler le vrai comportement du condensateur.

- Bobine

Les bobines à air, par exemple la bobine imprimée, peuvent être modélisées en utilisant les logiciels tels que l'INCA3D ou CST.

Pour les bobines avec ferrite, la modélisation est effectuée sous des logiciels permettant de prendre en considération des matériaux magnétiques, tels CST. La modélisation de la ferrite nécessite la connaissance de la valeur de sa perméabilité initiale. Cette dernière est fournis par les constructeurs de la bobine. En se basant sur ces valeurs, le comportement magnétique de la ferrite peut être simulé sous CST.

IV.2.3 MODELISATION ET OPTIMISATION DU FILTRE

Nous distinguons deux méthodes possibles pour l'optimisation du filtre :

- La prédiction de l'emplacement des composants :

Dans le cas où les choix des composants sont déjà effectués, nous allons seulement prédire les emplacements des composants.

- La conception d'une bobine adaptée pour un positionnement fixé :

Il est possible de concevoir nous-même la géométrie de la bobine. Les paramètres à optimiser sont : le nombre de spires, le diamètre de la bobine et l'écart inter-spires.

Afin d'avoir une meilleure performance du filtre optimisé, nous devons minimiser le nombre de spires, maximiser les écarts inter-spires et assurer aussi que la bobine est capable de fournir une mutuelle (M) suffisante pour compenser l'inductance parasite (ESL) du condensateur.

En se basant sur les modèles 3D des composants, les ajustements automatiques de ces paramètres géométriques sont effectués pour optimiser l'atténuation du filtre. Cela peut être fait sous INCA3D ou CST en utilisant les fonctions d'optimisation (« Fgot » ou « Optimizer ») [45] [48] [49] [50]. La fonction objectif définie est $M-ESL=0$.

Afin de réduire le temps de calcul, il est conseillé de limiter le nombre de paramètres géométriques à optimiser. Ainsi, nous pouvons pré-analyser les zones où les couplages des composants peuvent être relativement plus forts. Dans les cas où les équipements sont petits, les modélisations des emplacements des composants doivent aussi répondre aux contraintes industrielles.

IV.2.4 FILTRE OPTIMISE

En se basant sur les résultats obtenus par la simulation, la mise en œuvre d'un filtre optimisé réel doit prendre en considération des sensibilités des paramètres électriques et mécaniques.

- sensibilités des paramètres électriques

L'inductance parasite ESL et la mutuelle M sont les deux paramètres importants pour avoir un bon comportement du filtre optimisé. L'évolution d'ESR du condensateur en fonction de la fréquence peut limiter la performance du filtre. Par contre, les incertitudes de valeur de C, L, EPC et EPR ne montrent pas de sensibilité importante sur le comportement du filtre optimisé.

Dans la modélisation de la ferrite de la bobine, une erreur de 20% sur la perméabilité par rapport à la valeur initiale peut ramener 5-10 dB de dégradation de la performance du filtre.

- sensibilités des paramètres mécaniques

Les implantations des composants nécessitent une précision de l'ordre du millimètre.

L'organigramme de la Figure IV-1 présente en détails toutes les étapes et les précautions à suivre lors de l'optimisation d'un filtre.

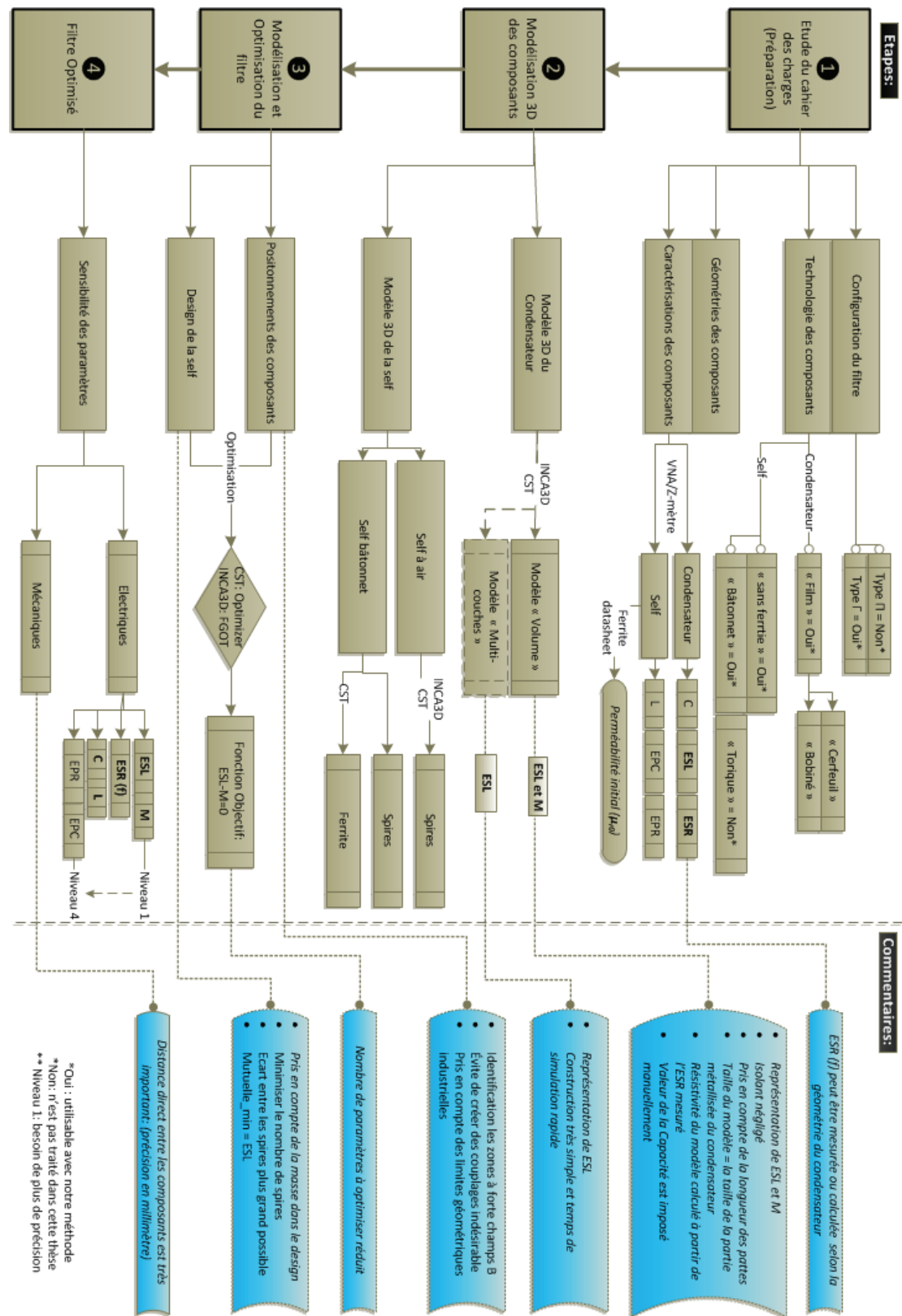


Figure IV-1 Étapes pour optimiser un filtre LC

IV.3 CAS PRATIQUE 1 : FILTRE CEM D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU.

IV.3.1 PRESENTATION DU DISPOSITIF

L'étude de l'influence du couplage inter-composants est appliquée sur un cas pratique d'un moteur d'essuie-glace « VALEO » (Figure IV-2). Il s'agit d'un moteur courant continu à aimants permanents qui fonctionne sous une tension nominale de 12V. Un filtre CEM constitué de bobines bâtonnet et de condensateurs film est intégré à l'intérieur du moteur pour réduire les perturbations en bande FM.

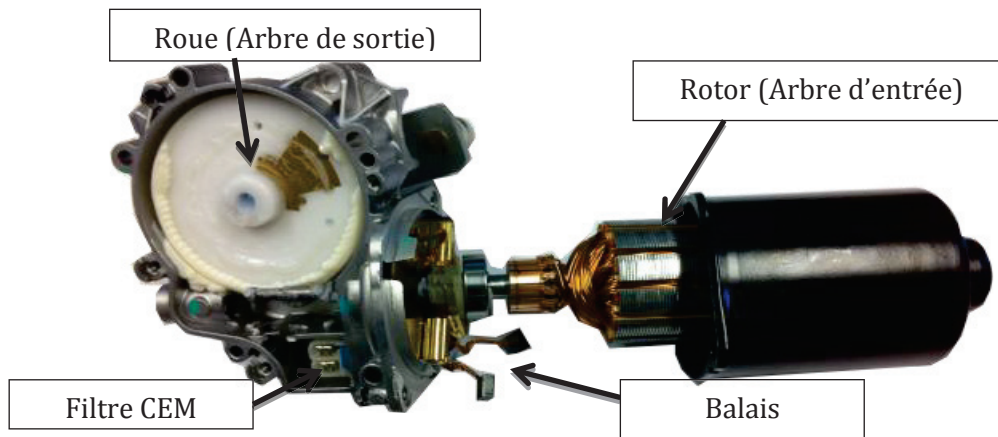


Figure IV-2 Cas pratique: moteur d'essuie-glace

Le schéma électrique du moteur est présenté ci-dessous (Figure IV-3).

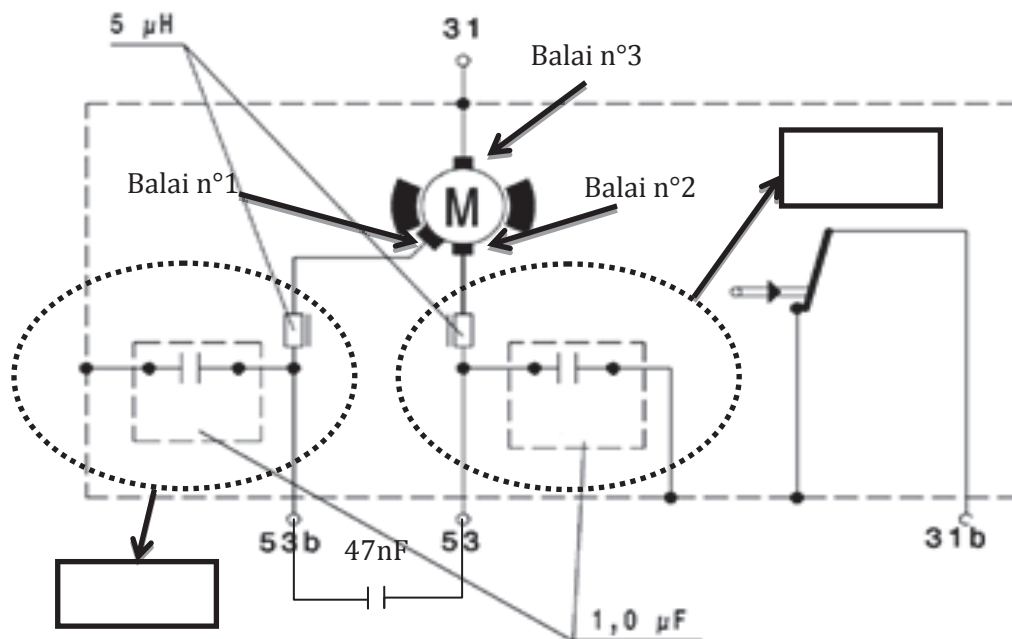


Figure IV-3 Schéma électrique du moteur

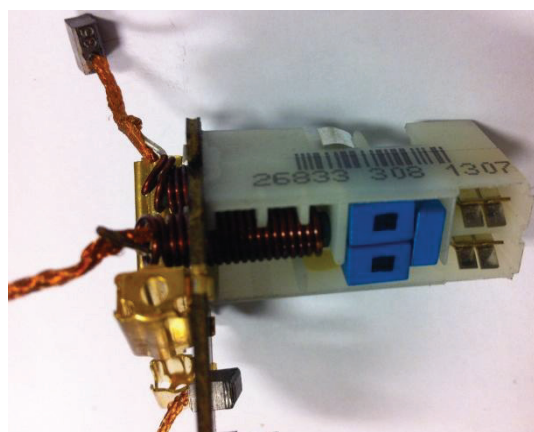
Il existe trois balais :

- Balai n°1 permet de faire tourner le moteur en petite vitesse, il est relié à la borne + de la batterie (entrée N°53)
- Balai n°2 sert à faire tourner le moteur en grande vitesse, il est relié à la borne +batterie (entrée N°53b)
- Balai n° 3 est relié à la masse de la batterie (entrée N°31)

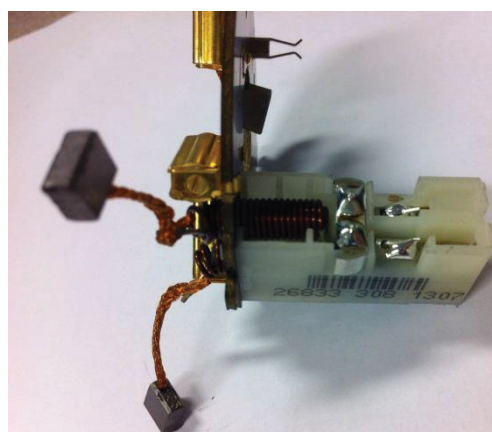
IV.3.1.1 Filtre CEM

Le filtre CEM intégré à l'entrée du rotor est connecté aux deux balais (1 et 2). Il est constitué de deux bras de type « LC ». Chaque bras est composé par un condensateur de $1\ \mu\text{F}$ et une bobine bâtonnet de $5\ \mu\text{H}$ (voir la Figure IV-3). Les bras du filtre sont séparés par un condensateur de $47\ \text{nF}$.

Chaque balais (1 ou 2) est connecté sur un seul bras du filtre, c'est-à-dire, pour chaque mode de fonctionnement du moteur (petite ou grande vitesse), il n'y a qu'un seul bras du filtre qui fonctionne. La Figure IV-4 représente une photo du filtre réel avec les balais. Nous avons remarqué que les emplacements des composants pour les deux bras ne sont pas symétriques. Autrement dit, les couplages inter-composants pour les deux bras du filtre ne sont pas identiques.



Vue d'en haut



Vue d'en bas

Figure IV-4 Photos du filtre CEM original

Afin d'étudier l'influence des différents couplages inter-composants sur la performance du filtre, nous avons mesuré séparément le paramètre de transmission S_{21} de chaque bras du filtre avec un analyseur de réseau. La maquette de mesure est présentée sur la Figure IV-5.

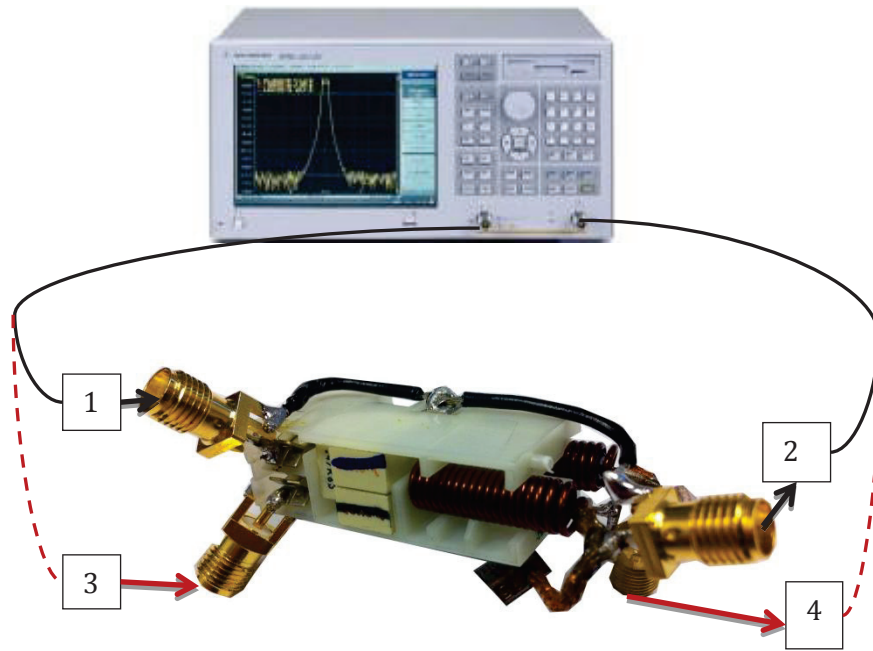


Figure IV-5 Maquette pour mesurer S_{21} de chaque bras du filtre

Les résultats de S_{21} mesurés pour les deux bras sont comparés dans la Figure IV-6. Nous avons constaté un écart de 4 dB entre les deux mesures. Cette différence est due principalement à l'emplacement des composants qui n'est pas identique pour les deux bras. Pour le bras 1 du filtre (entrée 1 et sortie 2), la bobine est proche des deux condensateurs. Pour le bras 2 (entrée 3 et sortie 4), elle est plutôt éloignée des condensateurs (voir la Figure IV-4). Ce résultat montre l'importance du couplage inter-composants sur la performance du filtre.

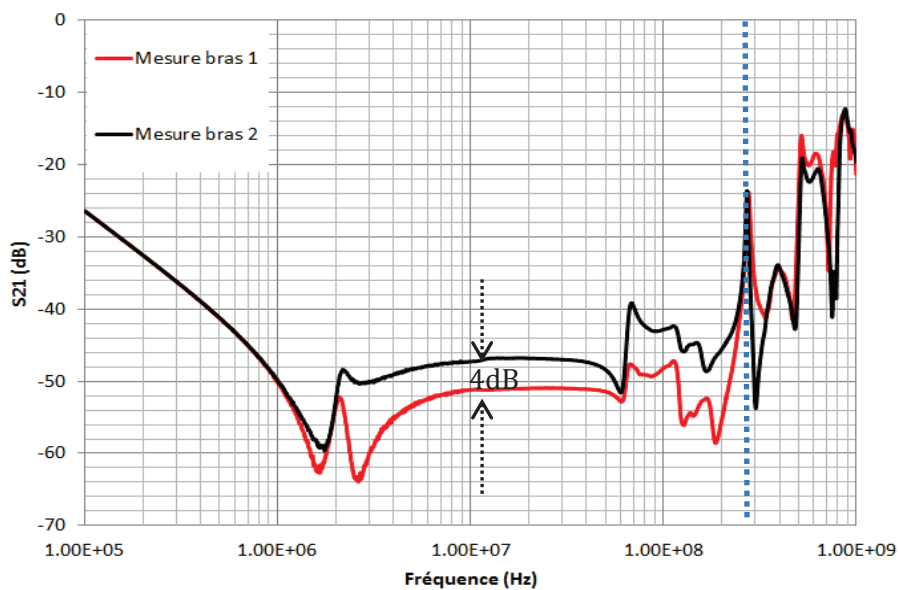


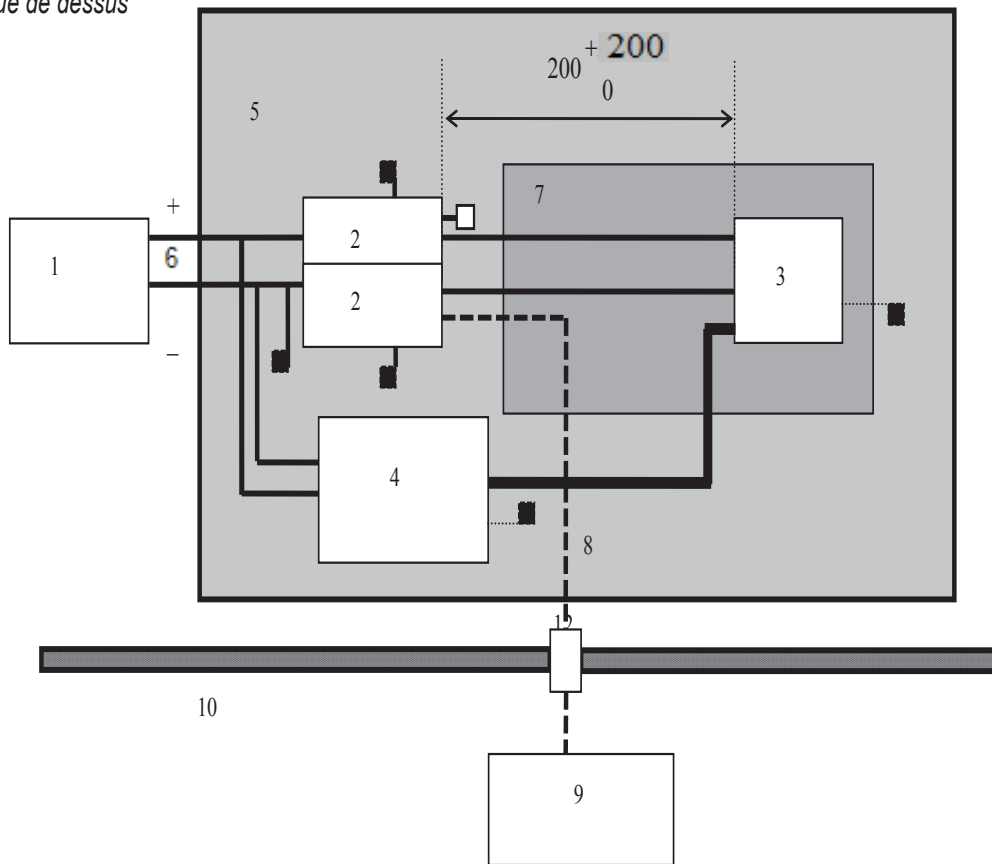
Figure IV-6 S_{21} mesuré pour les deux bras du filtre

Donc, pour réduire les perturbations en mode conduit du moteur, nous allons essayer d'améliorer la performance du filtre tout en utilisant notre méthodologie d'optimisation.

IV.3.1.2 Mesure normative « CISPR25 »

Des mesures sur le moteur ont été réalisées à l'IRSEEM pour déterminer les émissions de types conduites en se basant sur les normes CISPR 25. La figure ci-dessous présente la configuration de test imposée par cette norme (Figure IV-7).

Vue de dessus



1	Alimentation	7	Support à faible permittivité relative ($\epsilon_r \leq 1,4$)
2	Réseau fictif	8	Câble coaxial (50Ω) à double blindage ou à blindage massif
3	Appareil en essai (boîtier mis à la masse si demandé dans le plan d'essai)	9	Instrument de mesure
4	Simulateur (ligne de retour mise à la masse si demandé dans le plan d'essai)	10	Cage de Faraday
5	Plan de masse	11	Charge 50Ω
6	Lignes d'alimentation	12	Connecteur blindé

Figure IV-7 Émission conduite – Appareil en essai avec ligne de retour d'alimentation raccordé au châssis à distance [64]

Le moteur est connecté à deux réseaux de stabilisation d'impédance de ligne (RSIL, appelé aussi le réseau fictif). Ces derniers sont alimentés par une batterie de 12V (Figure IV-8). Nous avons mesuré la tension de sortie aux bornes de la résistance 50 Ω du RSIL (V_{RSIL}) avec un analyseur de spectre (9-Figure IV-7). Les paramètres expérimentaux utilisés lors du test normatif sont présentés dans la Tableau IV-1.

Tableau IV-1 Paramètres expérimentaux

Freq Start	Freq Stop	Step	RBW*	Ref Lev	Sweep time
150.00 kHz	30.00 MHz	5.00 kHz	1.00 kHz	80.00 dB μ V	50.00 ms
30.00 MHz	108.00 MHz	50.00 kHz	120.00 kHz	80.00 dB μ V	5.00 ms

*RBW : Bande passante de résolution

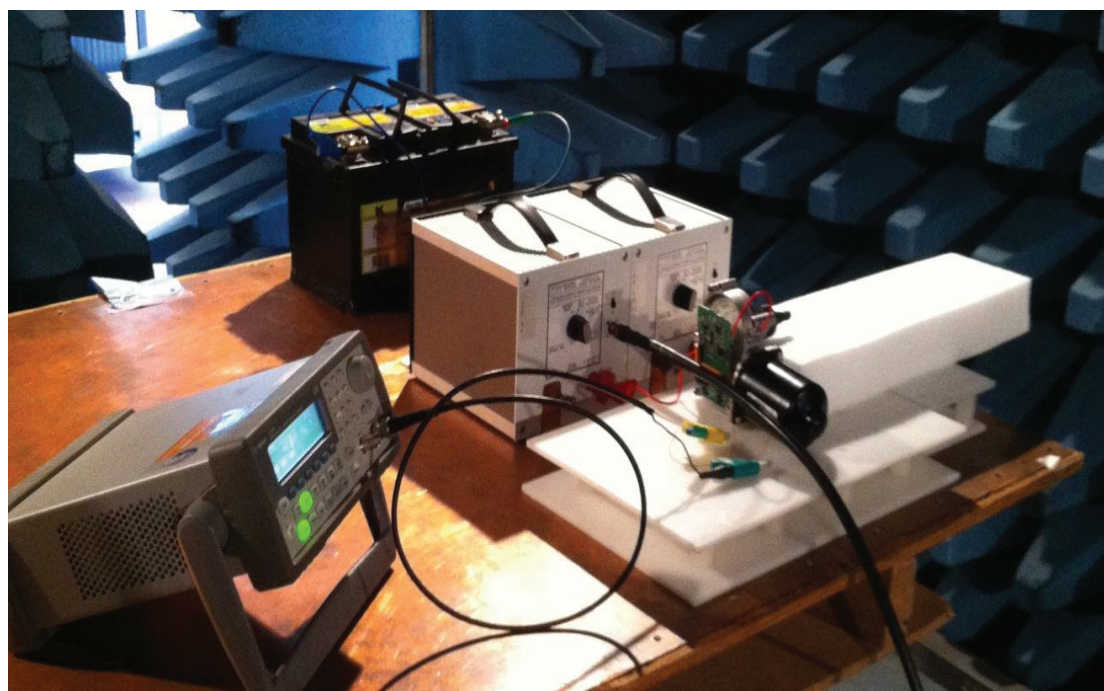


Figure IV-8 Banc de test «émission conduite»

IV.3.2 ÉTUDE DE LA FAISABILITE DE LA METHODE

IV.3.2.1 Caractérisation des composants du filtre

Les condensateurs (1 μ F et 47 nF) et la bobine (5 μ F) constituant le filtre sont caractérisés en utilisant un analyseur de réseau. Le condensateur de 1 μ F (Figure IV-9) est modélisé par une capacité ($C=1 \mu$ F) en série avec une inductance parasite ($ESL=12.69$ nH) et une résistance parasite ($ESR=0.015 \Omega$).

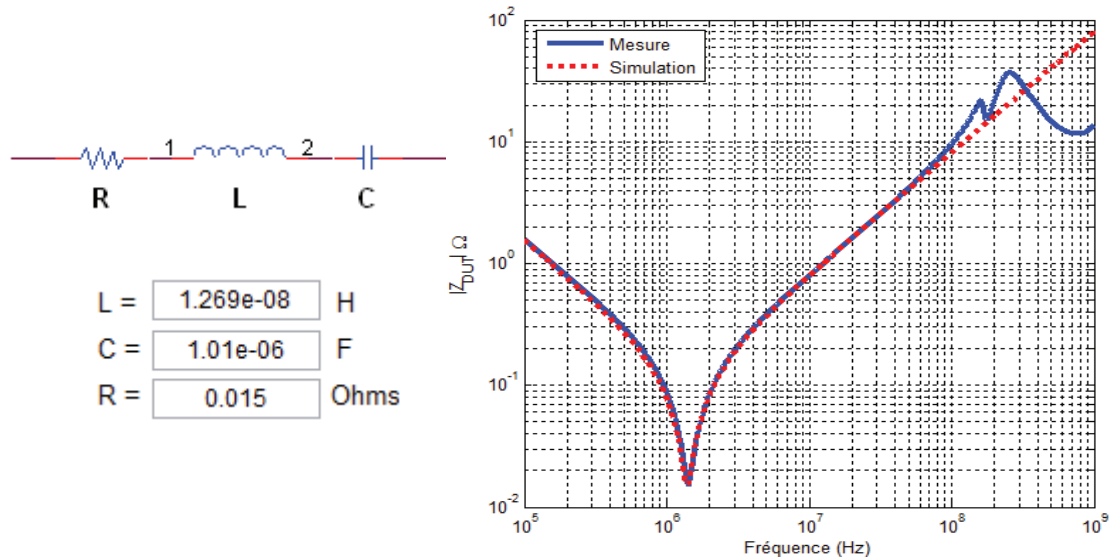


Figure IV-9 Caractérisation du condensateur 1 μ F

Le modèle électrique du condensateur 47 nF (Figure IV-10) est constitué d'une capacité ($C=47$ nF) en série avec une inductance parasité (ESL=12.69 nH) et une résistance parasite (ESR=0.015 Ω).

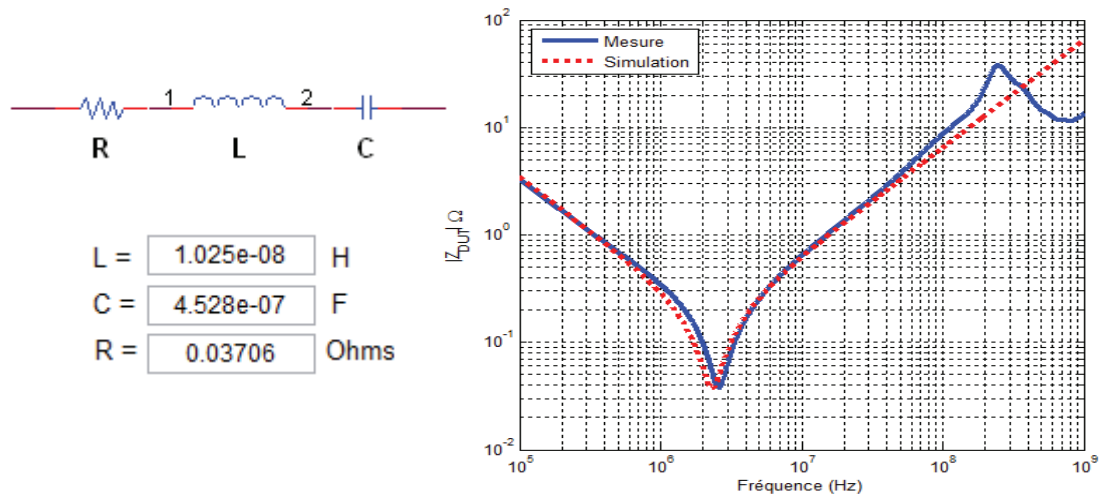


Figure IV-10 Caractérisation du condensateur 47 nF

Les modèles électriques équivalents des deux condensateurs sont valides jusqu'à la fréquence de 100 MHz.

La bobine « bâtonnet » (Figure IV-11) est modélisée par une inductance ($L=3.5$ μ H) en parallèle avec une capacité parasite (EPC=0.1 pF) et une résistance ($R_p=30.72$ k Ω). Le comportement du modèle électrique est conforme à la mesure jusqu'à une fréquence de 200 MHz.

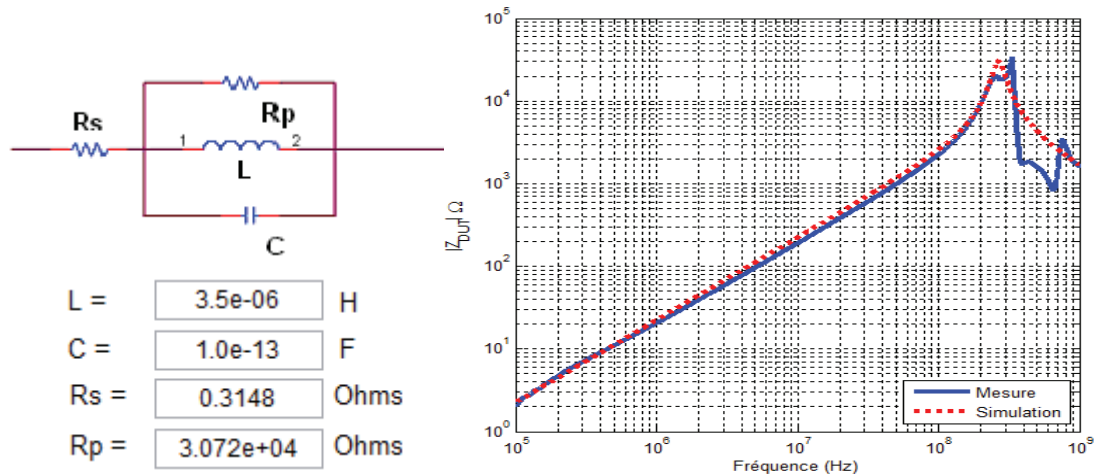


Figure IV-11 Caractérisation de la bobine bâtonnet 5 μH

IV.3.2.2 Simulation du filtre LC

En utilisant ces modèles électriques équivalents, nous avons établi le modèle électrique d'un seul bras du filtre (Figure IV-12).

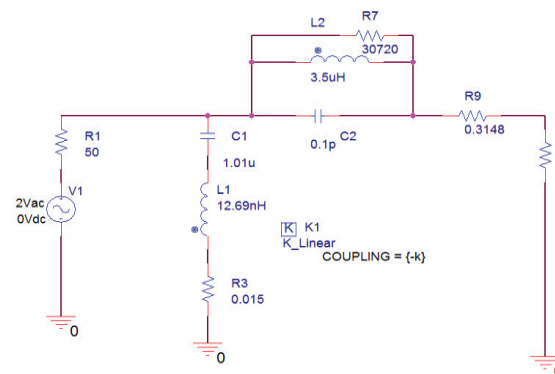


Figure IV-12 Modèle électrique d'un bras du filtre

La Figure IV-13 représente la maquette de mesure de S21 d'un seul bras du filtre. Pour prendre en considération le couplage inter-composants, nous avons rajouté dans le modèle électrique du filtre un faible couplage ($k=0.01$).

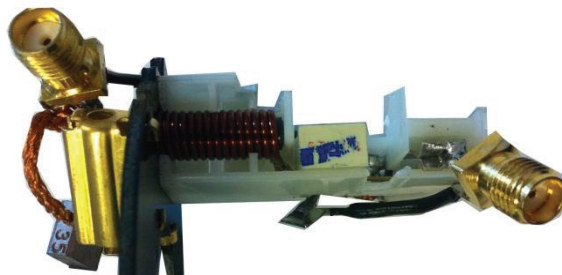


Figure IV-13 Un seul bras du filtre LC

Le paramètre S21 mesuré et simulé d'un seul bras du filtre est comparé dans la Figure IV-14. Nous avons remarqué une bonne concordance entre la mesure et la simulation jusqu'à environ 100 MHz.

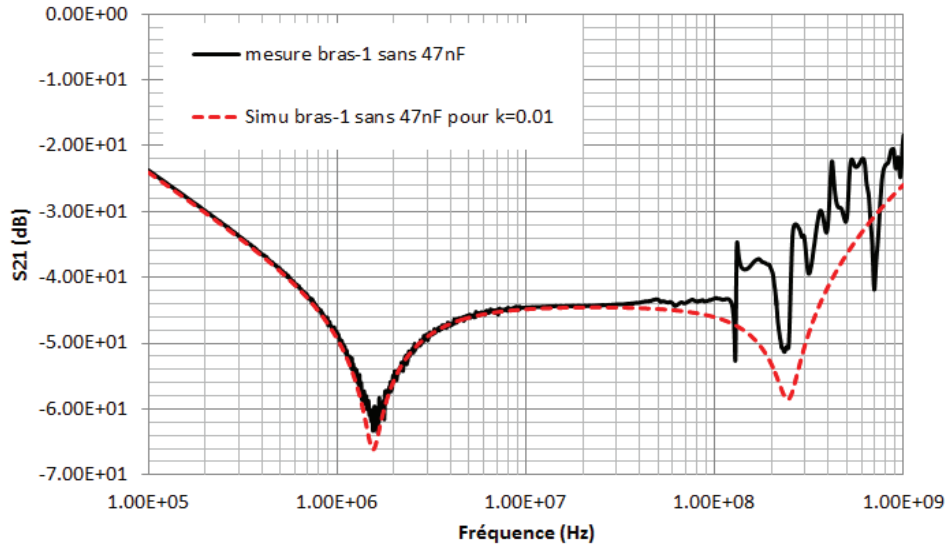


Figure IV-14 S21 mesuré et simulé pour un bras du filtre LC original

En conclusion, notre modèle électrique équivalent du filtre est capable de représenter le comportement de notre filtre LC.

La meilleure performance du filtre est obtenue pour $M\text{-ESL}=0$. Pour un coefficient de couplage ($k=0.06$), cela correspond à une mutuelle $M=12.69$ nH. Les résultats de simulations présentés dans la Figure IV-15 montrent que nous pouvons obtenir théoriquement une amélioration aux alentours de 40 dB par rapport au cas sans couplage ($M=0$).

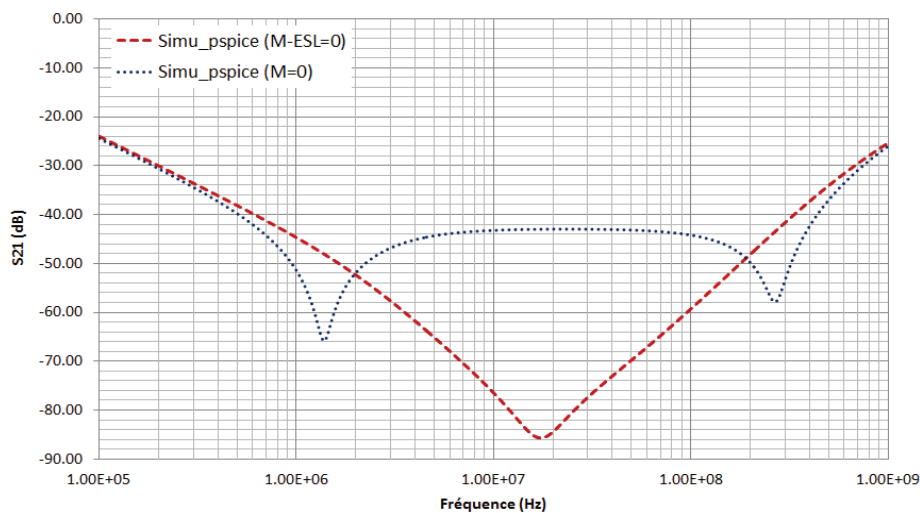


Figure IV-15 S21 simulé du filtre LC pour les cas ($M\text{-ESL}=0$ et $M=0$)

L'inductance mutuelle entre le condensateur et la bobine peuvent jouer un rôle très important sur la performance de ce filtre. L'étape suivante consiste à déterminer l'emplacement optimal des composants en suivant les étapes décrites dans le début de ce chapitre.

IV.3.3 MODELISATION 3D DU FILTRE ET OPTIMISATION

IV.3.3.1 Modèle 3D du condensateur

Le condensateur utilisé dans cette application est un condensateur film polyester de 1 μ F. Son inductance mutuelle (ESL) caractérisée expérimentalement est égale à 12.69 nH. La première étape de la modélisation 3D consiste à mesurer les dimensions de la partie métallique du condensateur. La partie isolante du condensateur est négligée lors de la modélisation. Son modèle 3D du type « volume unique » est présenté dans la Figure IV-16. Les paramètres géométriques du modèle sont donnés dans le Tableau III-4.

Tableau IV-2 Paramètres géométrique du modèle du condensateur 1 μ F

Paramètres géométriques du condensateur		
CLo	Longueur	6 mm
CLa	Largeur	3.5 mm
CH	Hauteur	7 mm
CP	Longueur de la patte	8 mm
CPR	Rayon de la patte	0.25 mm

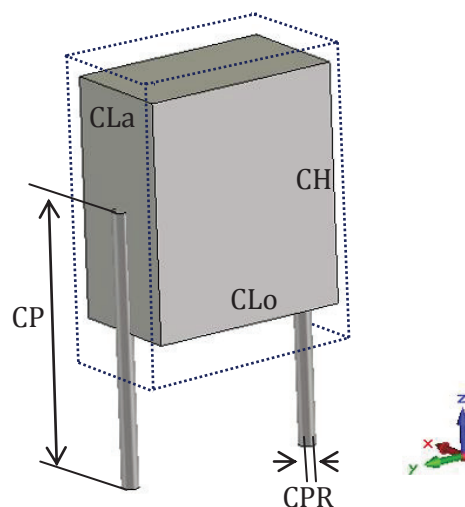


Figure IV-16 Condensateur 1 μ F avec son modèle 3D sous CST

A partir de la mesure de la résistance du condensateur à la fréquence de résonance, nous avons calculé la conductivité du modèle 3D en utilisant l'équation définie dans le chapitre précédent et donnée ci-dessous.

$$\gamma = \frac{CLo}{CLa \times CH \times R_{mesurée}} \quad (IV-1)$$

Avec $R_{mesurée}$: la résistance du condensateur à la fréquence de résonance.

Dans notre cas, la conductivité de la modèle 3D du condensateur (γ) est égale à 0.163 mS/m.

IV.3.3.2 Modèle 3D de la bobine

La bobine utilisée dans cette application est une bobine bâtonnet de 5 μ H. En se basant sur les paramètres géométriques de la bobine (Tableau IV-3), nous avons construit son modèle 3D sous CST (Figure IV-17).

Tableau IV-3 Paramètres géométriques du modèle 3D de la bobine bâtonnet

Paramètres géométriques de la bobine		
NS	Nombre de spires	19
LS	Longueur	17mm
Rc	Rayon de la ferrite	2 mm
Rs	Rayon de la spire	2.5 mm
SP	Longueur de la patte	5 mm
Df	Diamètre du fil de la spire	0.4 mm

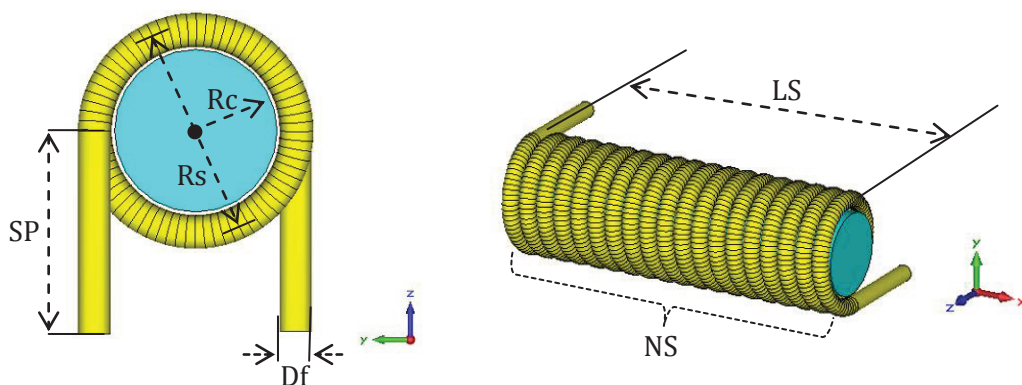


Figure IV-17 Bobine bâtonnet 5 μ F avec son modèle 3D sous CST

Les spires sont modélisées en leur affectant les propriétés physiques du cuivre. La perméabilité relative ($\mu'_r(f)$ et $\mu''_r(f)$) de la ferrite à introduire dans le modèle est calculée avec une valeur initiale de 500, qui est fourni par le constructeur. Ces dernières sont représentées dans la Figure IV-18 pour la bande de fréquence de 100kHz à 1GHz.

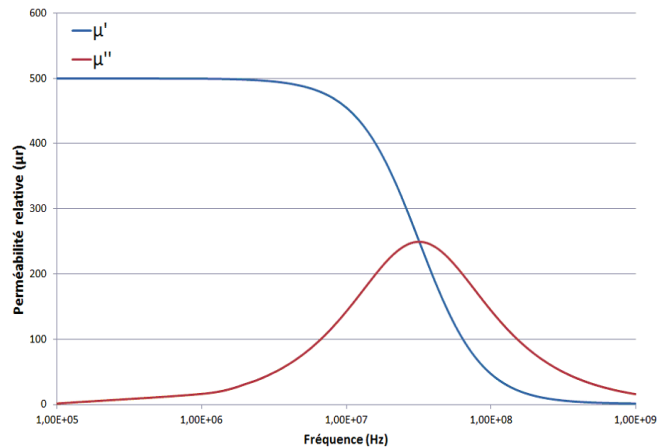


Figure IV-18 Perméabilités relatives utilisées dans la modélisation de la ferrite

IV.3.3.3 Modélisation et optimisation du filtre

Afin d'optimiser l'emplacement des composants du filtre, nous avons utilisé les modèles 3D développés précédemment.

Notre fonction objectif correspond à ($M - ESL = 0$). Pour déterminer le positionnement des composants, nous avons utilisé les méthodes mathématiques d'optimisation sous CST. Afin de réduire le temps de simulation, nous avons limité le nombre des paramètres géométriques à optimiser. La bobine et le condensateur sont positionnés face à face. La bobine est soulevée de 2 mm par rapport aux pattes du condensateur. Il nous reste seulement à optimiser la distance D entre le condensateur et la bobine. Pour une mutuelle de 12.7 nH, nous avons obtenu une distance (D) égale à 2.2 mm.

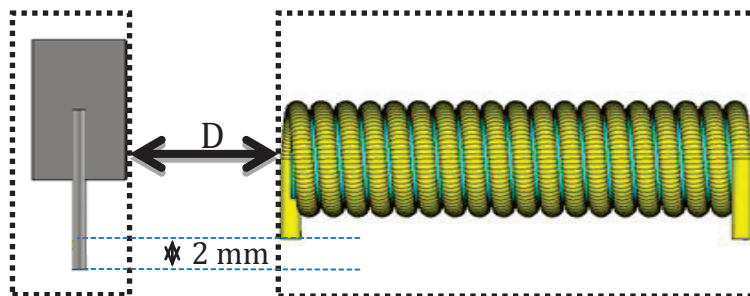


Figure IV-19 Emplacement des composants pour optimiser la distance D

Pour avoir un modèle représentatif de la réalité du filtre, nous avons rajouté les pistes de connexion et la capacité de 1 μF dans le modèle 3D du condensateur. Le modèle complet du filtre est présenté dans la Figure IV-20.

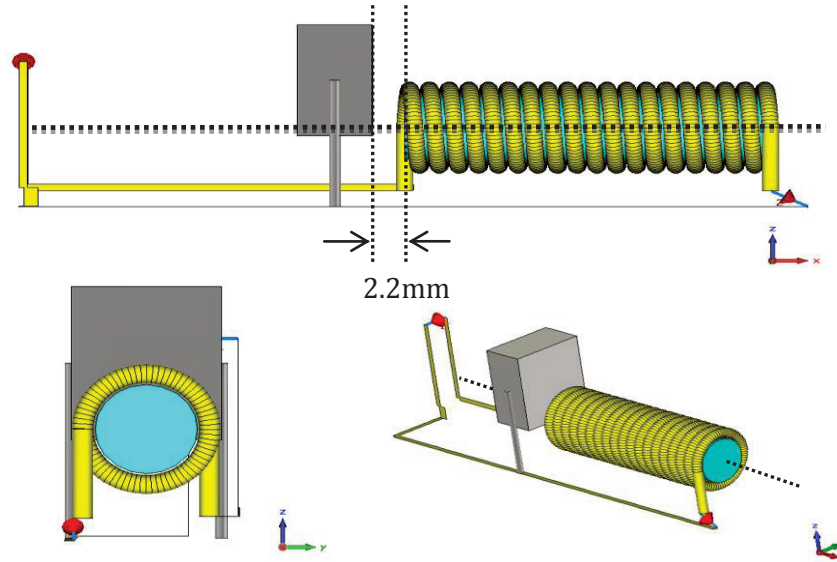


Figure IV-20 Modèle du filtre optimisé sous CST

L'étude de la sensibilité de la perméabilité de la ferrite est effectuée dans ce cas d'étude. Nous avons fait varier la valeur initiale de la perméabilité de la ferrite de 200 jusqu'à 700 (écart=100), soit 20% de différence par rapport la valeur origine ($\mu_{r0}=500$). La Figure IV-21 représente le comportement du filtre avec ces différentes valeurs de perméabilité. Nous avons constaté qu'une erreur de 20% de la perméabilité dans la modélisation de la ferrite peut entraîner 5 à 10 dB de dégradation sur l'atténuation du filtre optimisé.

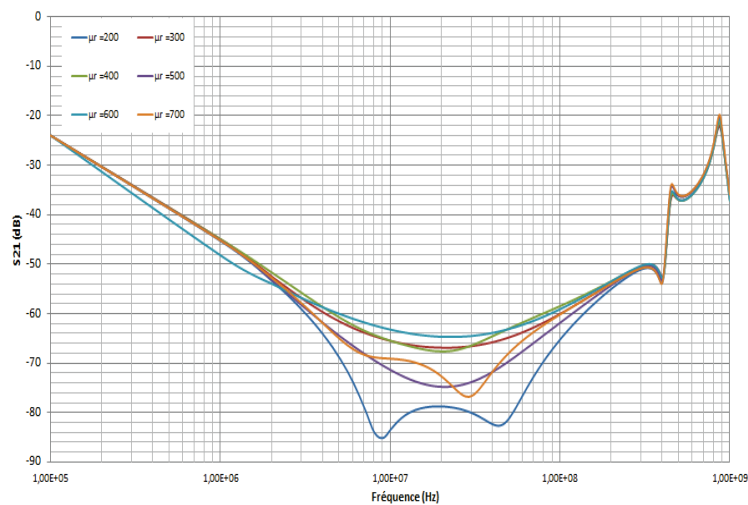


Figure IV-21 Influence de la perméabilité sur le comportement du filtre

L'étape finale a consisté à construire notre filtre en se basant sur les paramètres obtenus par modélisation. La Figure IV-22 montre la maquette du filtre optimisé.

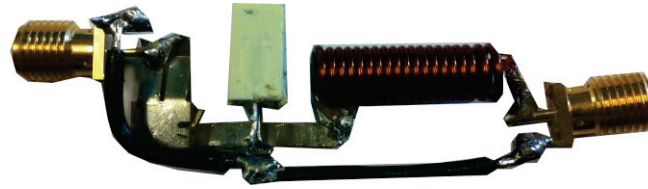


Figure IV-22 Maquette du filtre optimisé

La Figure IV-23 montre une comparaison du paramètre S21 entre le modèle 3D et la mesure. Nous constatons une bonne concordance jusqu'à 100 MHz. En comparant avec le cas M=0, nous avons obtenu une amélioration d'environ 30 dB à la fréquence de 20MHz et 15 dB sur plus d'une décade de fréquence.

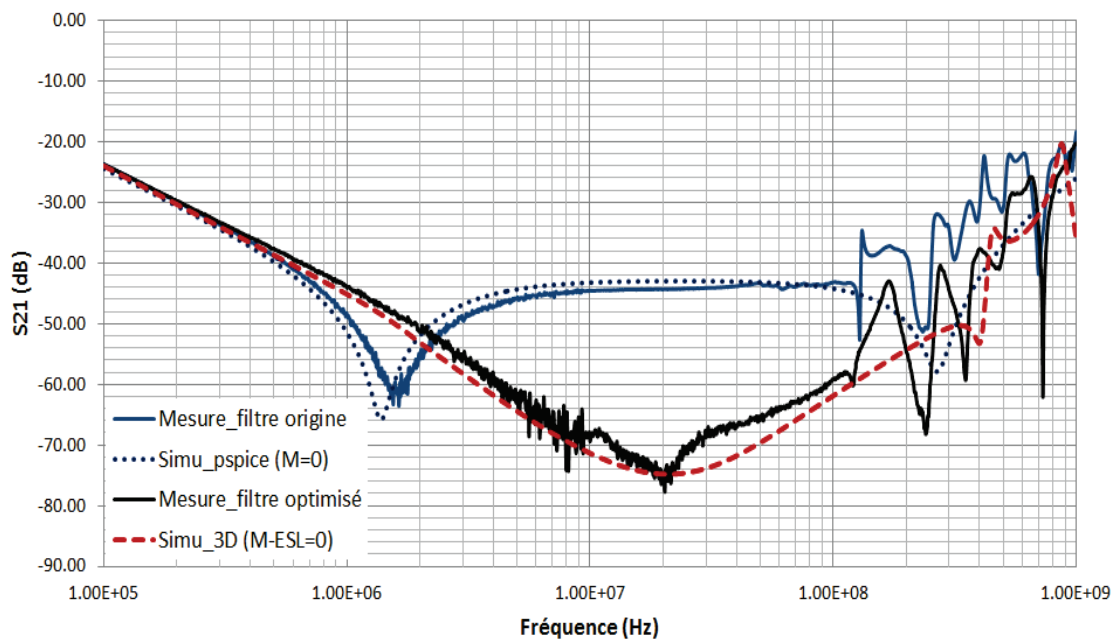


Figure IV-23 S21 simulé et mesuré du filtre optimisé

IV.3.3.4 Mesure normative du moteur avec filtre optimisé

Afin d'étudier l'efficacité de l'optimisation du filtre, nous avons réalisé des tests normatifs sur le moteur avec la nouvelle configuration du filtre. Les tests de mesure sont réalisés selon la norme CISPR 25 imposée dans le domaine automobile (Section IV.3.1.2). Les mesures ont été réalisées dans la chambre semi-anéchoïque de l'IRSEEM (Figure IV-24). Le bruit de fond de l'appareil de mesure est mesuré sans connecter le moteur.

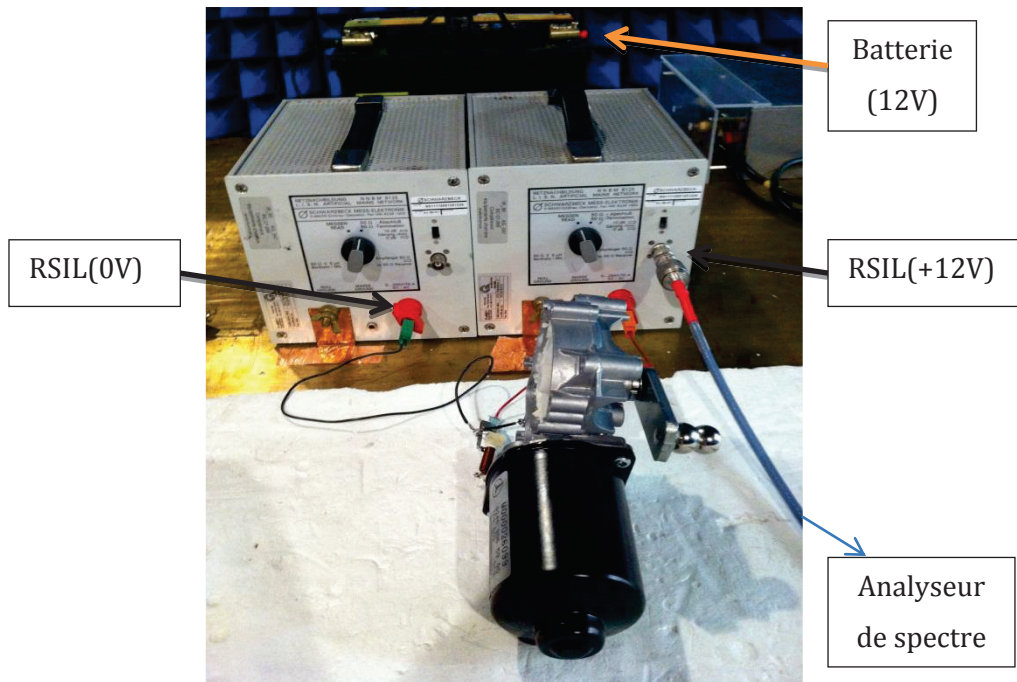


Figure IV-24 Photo du test d'émission conduit du moteur

La Figure IV-25 représente les tensions relevées aux bornes de la résistance 50 Ω du RSIL avec les deux régimes de fonctionnement (grande et petite vitesse) en utilisant le filtre d'origine. Ces mesures ont permis de relever un écart de 10 dB entre les deux régimes de fonctionnement du moteur.

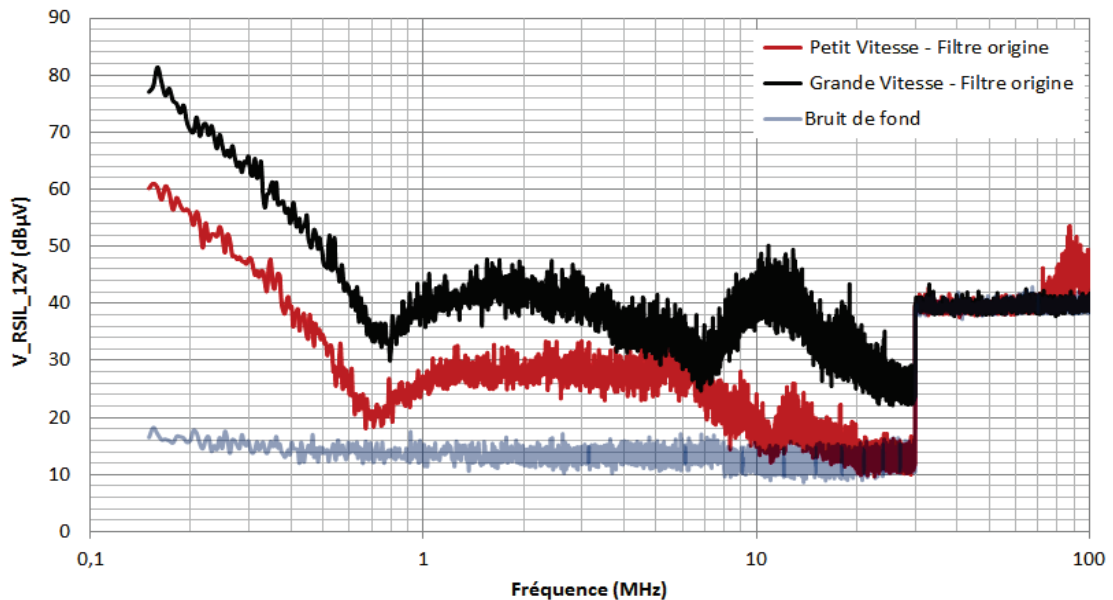


Figure IV-25 $V_{RSIL} (+12V)$ mesuré pour les différents fonctionnements du moteur

L'étape suivante a consisté à remplacer le filtre d'origine du moteur par notre filtre optimisé. La Figure IV-26 représente la photo du moteur avec le filtre optimisé.

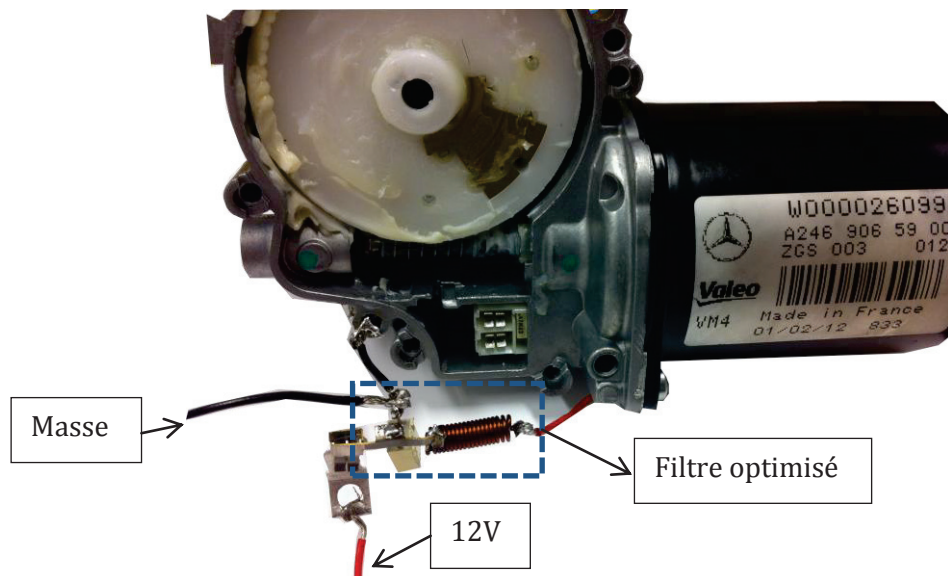


Figure IV-26 Moteur sous test avec le filtre optimisé

Pour le mode « grande vitesse » du moteur, la tension V_{RSIL} mesurée est présentée dans la Figure IV-27. En comparant avec celle du filtre d'origine, nous avons remarqué une très bonne atténuation du bruit du moteur. Cette atténuation atteint 30 dB à 10 MHz.

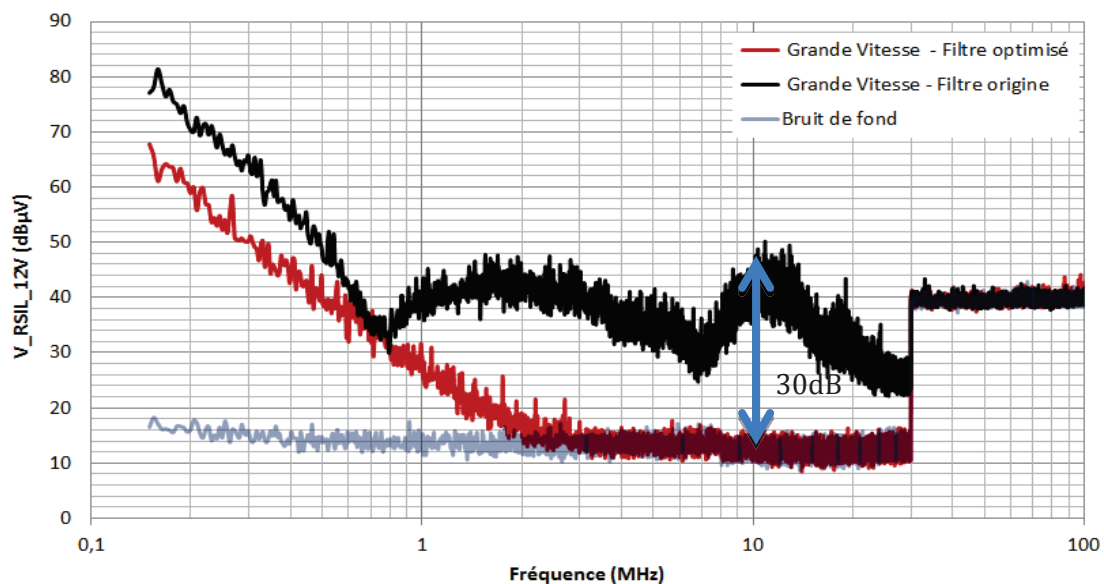


Figure IV-27 V_{RSIL} (+12V) mesuré du moteur (Grande Vitesse)

A partir de 2 MHz, le signal mesuré est confondu avec le signal de bruit de fond de l'appareil de mesure. Ainsi, nous pouvons déduire que cette amélioration peut être encore plus importante. Entre la gamme de fréquence 30 MHz jusqu'à 100 MHz, les effets d'amélioration sont aussi masqués par le bruit de fond.

Pour le mode «petite vitesse» du moteur, les mêmes études ont été effectuées. Les résultats de mesure sont représentés dans la Figure IV-28.

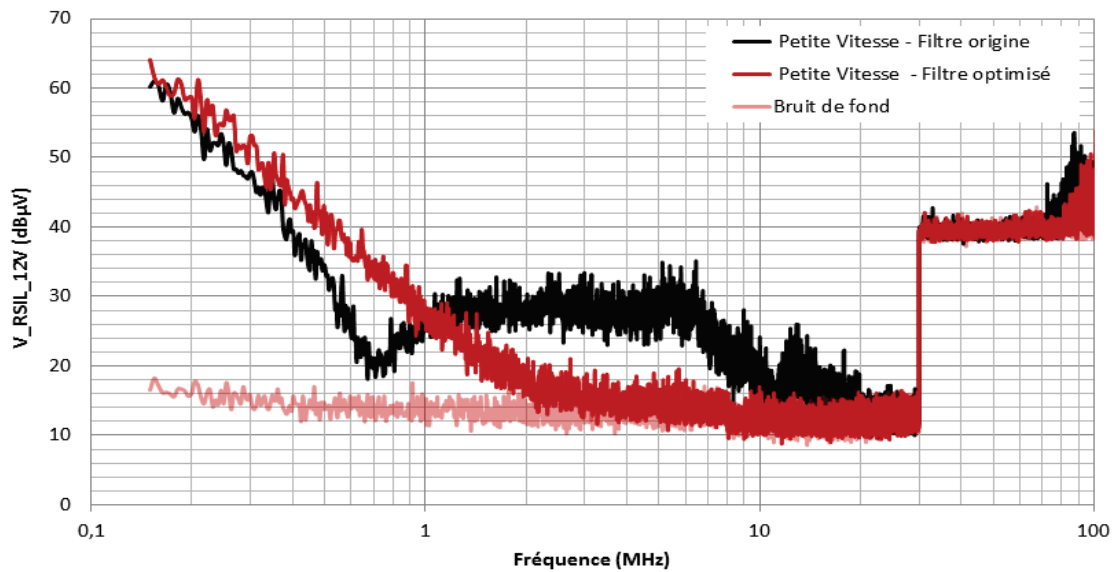


Figure IV-28 V_{RSIL} (+12V) mesuré du moteur (Petite Vitesse)

En conclusion, la méthode d'optimisation du filtre par couplage direct inter-composants est bien validé pour le filtre CEM « LC » constituant du condensateur film métallisé et de la bobine bâtonnet.

IV.4 CAS PRATIQUE 2: CONDENSATEUR CHIMIQUE AVEC UNE BOBINE BATONNET

Afin d'étudier la validité de la méthode sur d'autres types de condensateurs (par exemple, condensateur chimique), une autre étude de l'influence du couplage inter-composants sur la performance du système est réalisée dans le cas d'un moteur d'essuie-glace différent de celui utilisé dans la première application (Figure IV-29).

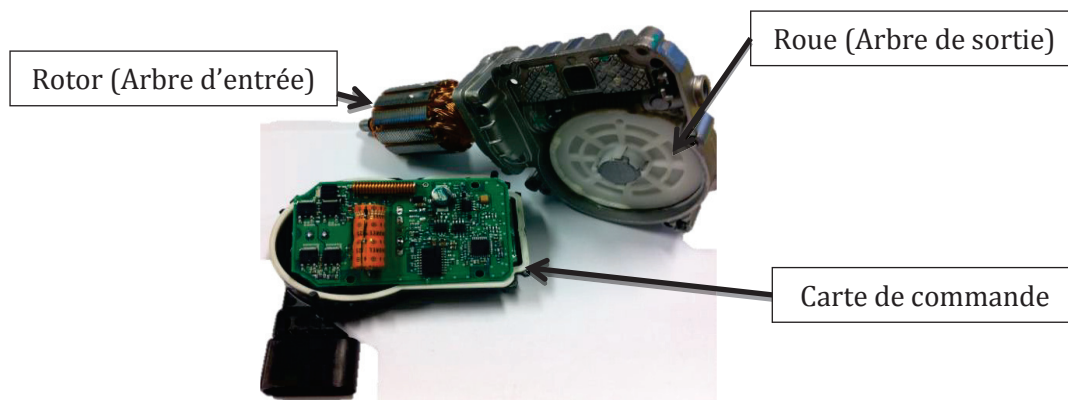


Figure IV-29 Cas pratique : moteur d'essuie-glace

Il s'agit aussi d'un moteur courant continu (à aimants permanents) qui fonctionne sous une tension nominale de 12V. Dans cette application, un condensateur chimique et une bobine bâtonnet sont utilisés sur une carte électronique intégrée au boîtier du moteur, qui permet de gérer les différents modes de fonctionnements (Arrêt, Intermittent, Vitesse lente et Vitesse rapide) du système.

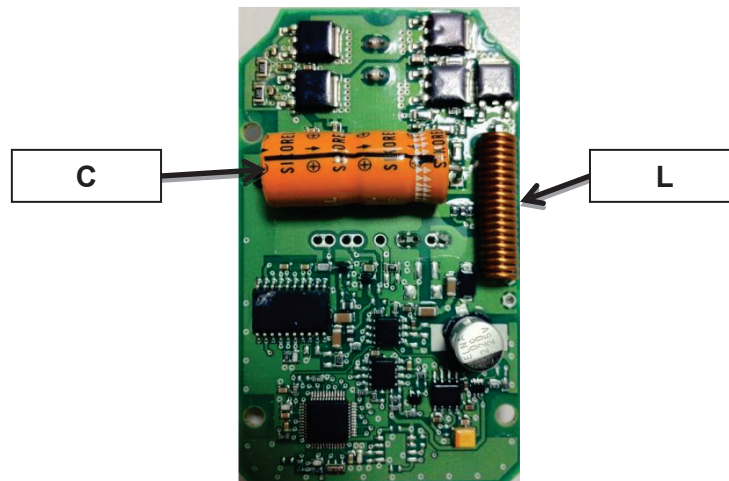


Figure IV-30 Carte de commande du moteur

En examinant de près la carte de commande, nous avons constaté que le condensateur chimique est implanté à côté de la bobine (Figure IV-30). Notre étude s'est focalisée sur l'influence du couplage entre ces deux composants sur la performance CEM du moteur. Nous nous sommes intéressées plus particulièrement à la prédiction de l'emplacement optimal de ces composants.

IV.4.1 ETUDE DE LA FAISABILITE DE LA METHODE

En suivant la procédure définie dans l'organigramme précédent, le condensateur et la bobine sont caractérisés par les éléments du schéma électrique équivalent. Le tableau ci-dessous donne les valeurs des éléments parasites des deux composants.

Tableau IV-4 Valeurs des éléments électriques du composant

Condensateur	$C=680 \mu\text{F}$	$\text{ESL}=32 \text{ nH}$	$\text{ESR}=50 \text{ m}\Omega$
Bobine	$L=5.2 \mu\text{H}$	$\text{EPC}=1.1 \text{ pF}$	$\text{EPR}=17 \text{ k}\Omega$

Afin de simuler les bruits d'émission conduite du moteur, un schéma électrique complet du système a été réalisé sous PSPICE. Sa structure d'ensemble est représenté dans la

Figure IV-31, et la partie filtrage présente dans la carte de commande, qui seule nous intéresse ici, est détaillée.

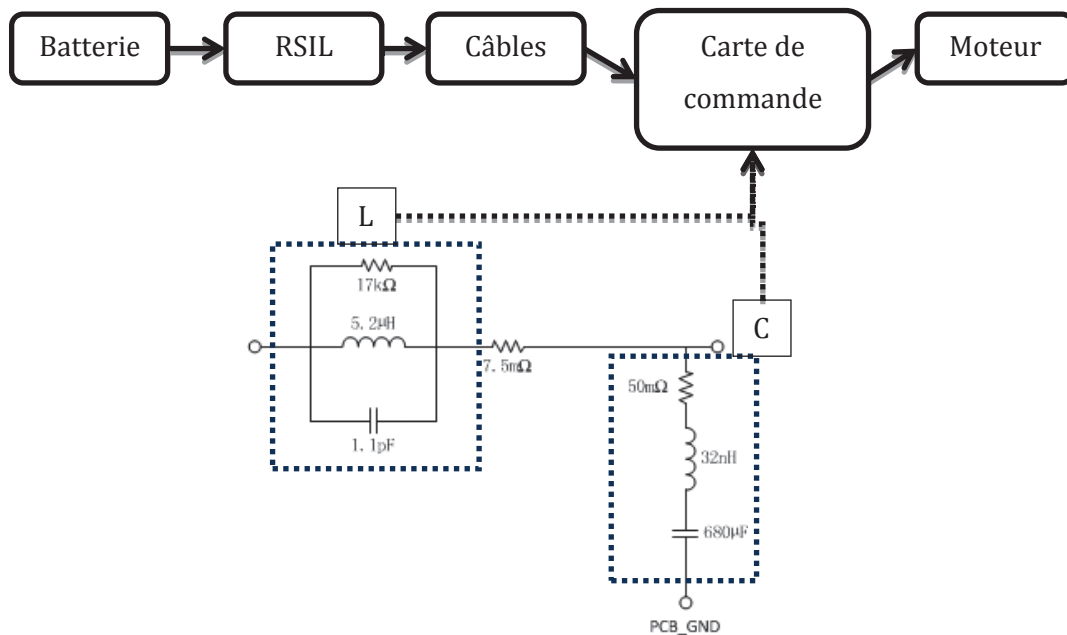


Figure IV-31 Schéma partiel de simulation PSPICE

Les tensions aux bornes du RSIL (V_{RSIL}) sont déterminées par simulation et par la mesure sur la bande de fréquence de 100KHz à 1MHz (Figure IV-32). En comparant les valeurs de pics, nous avons constaté une bonne concordance sur les fréquences des harmoniques. Cette première étude nous a permis de valider les paramètres électriques du modèle.

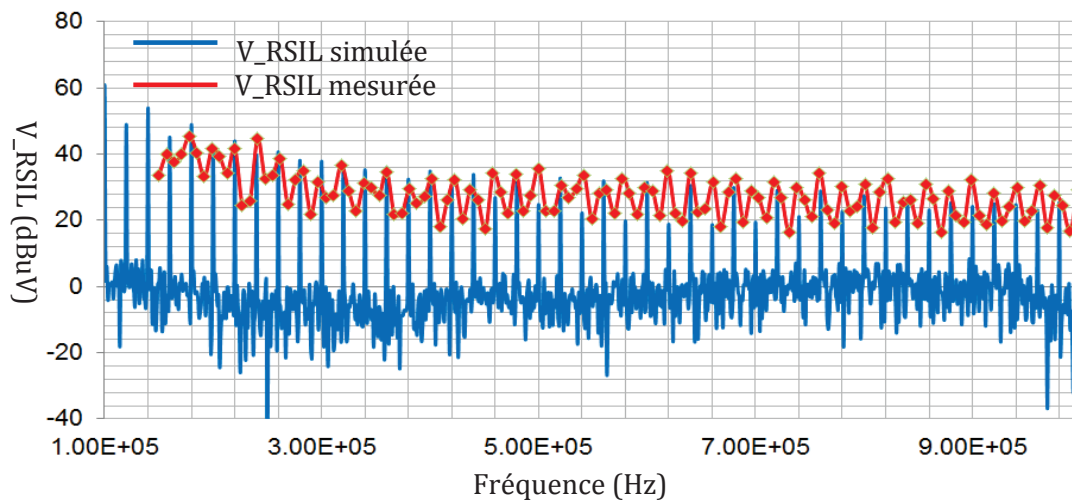


Figure IV-32 Tensions mesurées et simulées à la sortie du RSIL

Afin d'étudier l'influence de la mutuelle inter-composants sur la performance CEM du moteur et de son filtre, nous avons ajouté un couplage inductif entre la bobine et le condensateur dans le modèle électrique. Le paramètre S21 représentant le comportement du circuit LC a été simulé en utilisant le schéma équivalent ci-dessous (Figure IV-33).

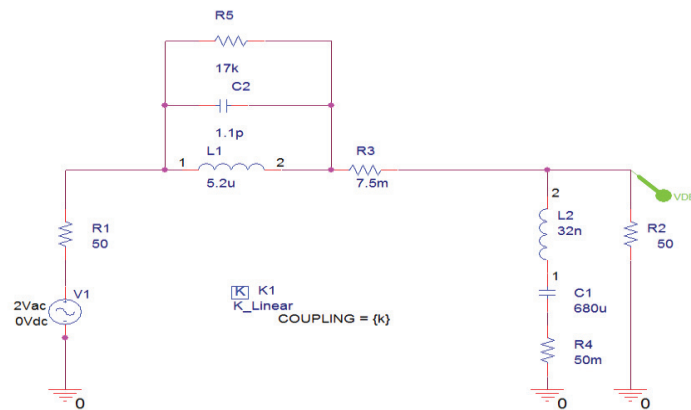


Figure IV-33 Schéma de circuit du filtre LC avec couplage

Les effets des différentes mutuelles entre le condensateur et la bobine ont été simulés pour les quatre configurations : $M=0$ (couplage nul), $M<ESL$ (couplage faible), $M=ESL$ (couplage optimisé) et $M>ESL$ (couplage fort). Dans la Figure IV-34, nous avons remarqué une amélioration de la performance du filtre à partir de 100 kHz. Dans la meilleure configuration ($M-ESL=0$), nous avons obtenu une amélioration aux alentours de 30 dB à la fréquence de résonance (21 MHz).

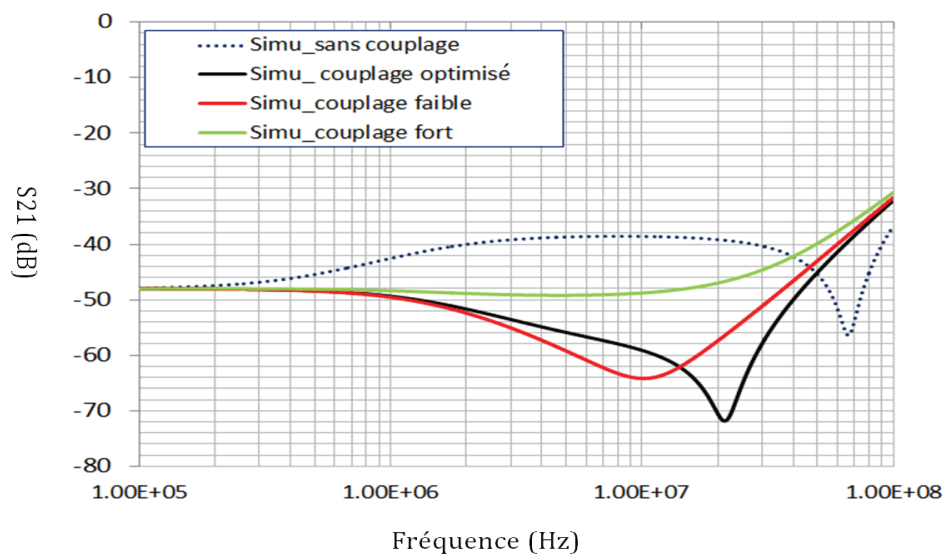


Figure IV-34 Paramètre S21 du filtre LC avec les différents couplages

IV.4.2 MODELISATION 3D ET OPTIMISATION

- Modèle 3D du condensateur chimique

Le condensateur chimique utilisé dans ce cas d'étude possède une structure intérieure différente du condensateur film. De plus, le boîtier métallique extérieur du condensateur a un rôle de blindage du champ rayonné. Pour tester la validité de notre méthode d'optimisation sur ce type de condensateur, nous l'avons modélisé en utilisant le modèle « volume unique ». Les structures intérieures du condensateur et les protections métallisées sont prises en compte de façon simplifiée par un volume qui possède la même géométrie que le condensateur réel. Ce volume est défini comme un conducteur parfait, ce qui implique que, les courants vont circuler sur sa périphérie pour une fréquence non nulle.

- Modèle 3D de la bobine bâtonnet

La bobine bâtonnet a été modélisée sous CST de façon analogue au cas d'étude précédent.

- Modèle 3D du filtre

Le modèle de la bobine est positionné en parallèle avec celui du condensateur (Figure IV-35). La distance entre le centre de la bobine et le condensateur est fixée à 10 mm. Le couplage optimal correspondant à $M\text{-ESL}=0$ est obtenu par une distance (d) entre les bords du condensateur et de l'inductance de 8 mm. En se basant sur le modèle 3D, nous avons réalisé une maquette du filtre LC sans les autres dispositifs électroniques de la carte de commande (Figure IV-36).

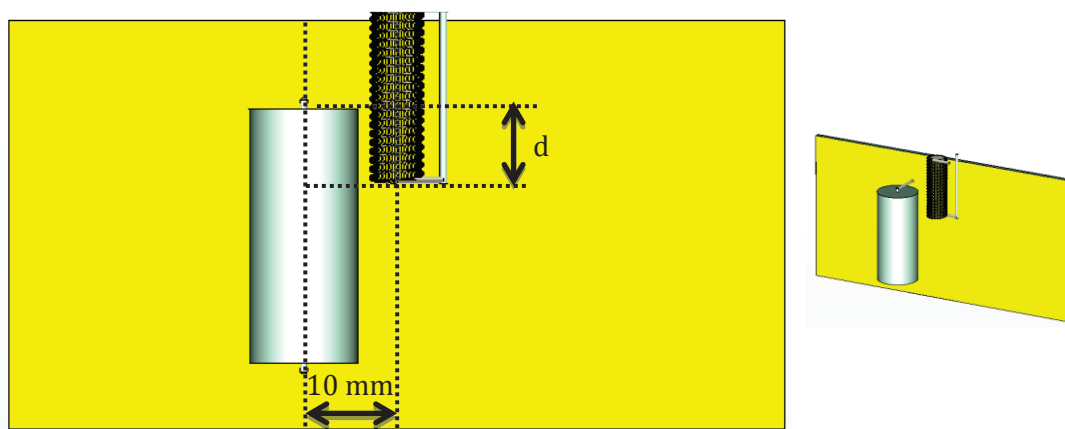


Figure IV-35 Modélisation 3D du filtre

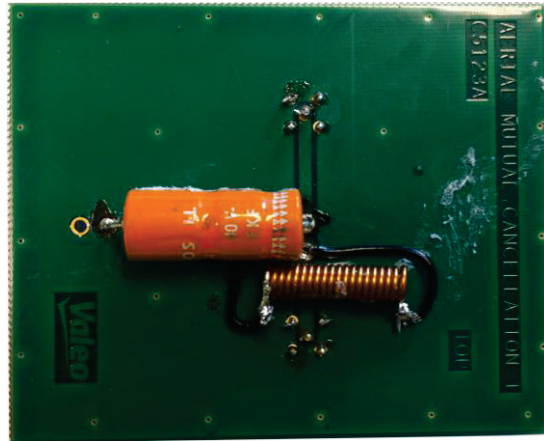


Figure IV-36 Maquette du filtre LC

Les paramètres S21 simulés et mesurés sont présentés dans la Figure IV-37. Par rapport au modèle électrique « sans couplage », les résultats du modèle 3D et de la mesure montrent une atténuation sur toute la bande de fréquence de 100 kHz jusqu'à 100 MHz. Nous constatons aussi une différence entre le modèle 3D et le modèle électrique optimisé. Cette différence importante montre que le modèle 3D et/ou le modèle électrique développé pour les condensateurs film ne peuvent pas être employés tels quels avec des condensateurs électrolytiques. Une étude supplémentaire pourrait être entreprise.

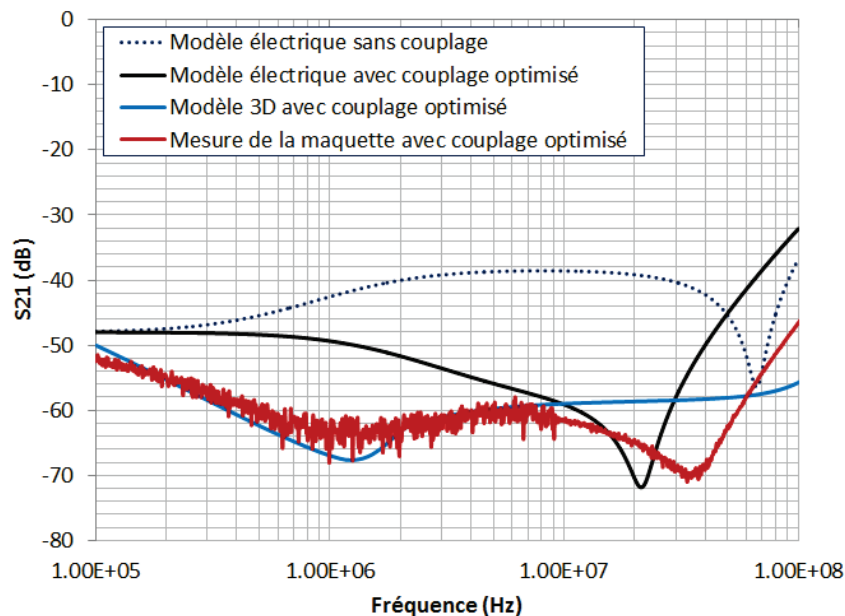


Figure IV-37 S21 simulé et mesuré du filtre optimisé

La Figure IV-38 présente la carte de commande d'origine (a) et la carte (b) avec un couplage inter-composants optimisé. Les mesures sont effectuées en utilisant la CISPR25 pour les deux cartes de commande.

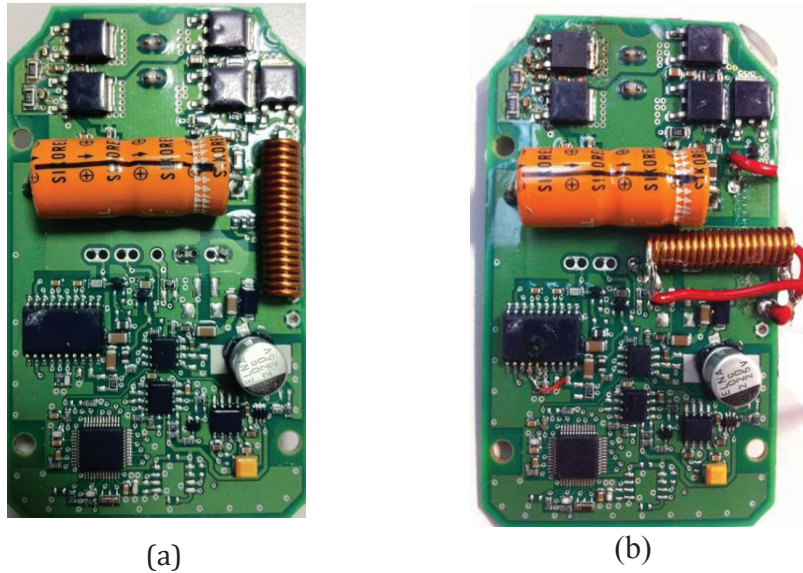


Figure IV-38 carte de commande origine (a) et carte de commande avec le couplage entre le condensateur et la bobine inductance (b)

Les résultats de mesure pour les deux cartes sont présentés dans la Figure IV-39. Une atténuation du bruit de moteur est remarquée pour la carte où le couplage entre le condensateur et la bobine est optimisé. Mais, cette amélioration ne correspond pas exactement à notre prédiction (Figure IV-34).

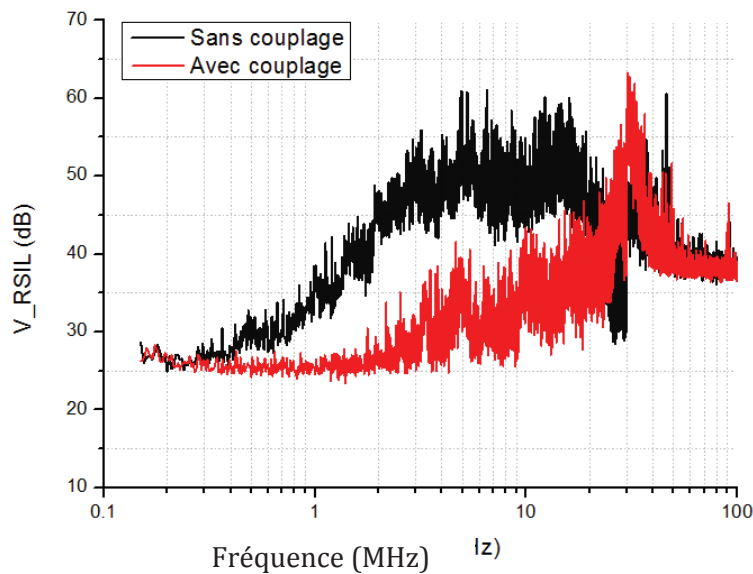


Figure IV-39 mesure en conduit pour les cartes avec et sans couplage inter-composants

En conclusion, nous sommes arrivés à améliorer le comportement du filtre, mais nous n'avons pas pour l'instant de modèle satisfaisant de condensateur électrolytique

IV.5 CONCLUSION

Une procédure d'optimisation d'un filtre CEM de type LC a été présentée dans un premier temps. Cette dernière va permettre aux ingénieurs de concevoir leurs filtres en suivant les quatre étapes présentées. Deux applications issues du domaine de l'automobile ont été présentées dans ce chapitre.

La première application a concerné un filtre LC intégré dans un moteur d'essuie-glace. Il s'agit d'un filtre en structure Γ , constitué d'un condensateur film et d'une bobine bâtonnet. Les résultats obtenus ont montré la pertinence de notre méthodologie et les résultats expérimentaux ont permis d'améliorer la performance du filtre d'environ 30 dB en gardant les mêmes composants.

Pour étudier la validité de la méthodologie sur d'autres technologies de condensateurs, nous avons appliqué notre méthodologie dans le cas d'un condensateur chimique et une bobine bâtonnet intégré sur la carte de commande d'un moteur courant continu. L'optimisation de l'emplacement du composant, nous a permis d'améliorer la performance CEM du système. Mais, nous avons relevé que les résultats expérimentaux obtenus ne sont pas conformes à ceux obtenus par la modélisation 3D. Ces résultats montrent que la méthode de modélisation du condensateur utilisée n'est valable que pour les condensateurs film. Afin de généraliser notre procédure d'optimisation, il est souhaitable d'avoir des modèles 3D d'autres types de technologies de condensateurs.

**CONCLUSIONS
GÉNÉRALES &
PERSPECTIVES**

CONCLUSIONS GENERALES & PERSPECTIVES

Ces dernières années, l'électronique de puissance est de plus en plus présente dans les domaines automobile et aéronautique pour améliorer les performances des systèmes. Cette amélioration a entraîné en contrepartie l'apparition de problèmes CEM. Afin de garder toujours de bonnes performances CEM, les filtres CEM composés d'une succession de condensateurs et de bobines, constituent une des solutions largement utilisées. En général, les performances de ces filtres en haute fréquence peuvent fortement se dégrader à cause des imperfections intrinsèques de chaque composant utilisé et de la présence des couplages électromagnétiques inter-composants. Les travaux réalisés au cours de cette thèse se sont focalisés sur ces deux problématiques et ont montré que les couplages électromagnétiques peuvent être au contraire utilisés pour améliorer la performance des filtres. En exploitant les couplages magnétiques entre les condensateurs et les bobines, il est possible d'utiliser le champ magnétique rayonné par la bobine pour compenser l'inductance parasite du condensateur, et donc augmenter la plage de fréquence pour laquelle le filtre est efficace. Cette technique d'annulation de l'inductance parasite du condensateur par le couplage électromagnétique pour améliorer la performance du filtre constitue le socle de ce travail. Parmi les différentes structures de filtres, nous nous sommes intéressés seulement aux filtres LC de types Γ avec des condensateurs film métallisés et des bobines bâtonnet. L'objectif final est de développer une procédure permettant un ingénieur d'optimiser les emplacements des composants pour ce type de filtre.

Dans un premier temps, nous nous sommes intéressés à la mise en place des équations analytiques d'un filtre LC pour bien identifier les effets des éléments parasites des composants sur la performance du filtre. Nous avons remarqué d'une part que l'inductance parasite (ESL) du condensateur limite la performance du filtre surtout en haute fréquence. D'autre part, l'inductance mutuelle (M) inter-composants peut fortement modifier le comportement du filtre. En fin, la meilleure performance du filtre est obtenue dans la configuration $M-ESL=0$.

Le rayonnement électromagnétique d'un composant dépend de sa structure interne et plus particulièrement de sa partie métallique. Nous avons cherché dans cette étude de représenter les composants constituant notre filtre par des modèles 3D en type « conducteur ». Ces modèles doivent être capables de représenter le même

comportement électromagnétique que la réalité, c'est-à-dire que la même répartition de courants à l'intérieur du composant en fonction de la fréquence.

Pour le condensateur, deux méthodes de modélisation sont développées. Le premier modèle est constitué d'un nombre réduit de couches métallisées inspiré de la structure intérieure du condensateur film. Ce modèle est capable de déterminer l'inductance parasite (ESL). Par contre, il est incapable de prédire le couplage électromagnétique avec l'environnement. Le deuxième modèle est constitué d'un volume unique de conducteur avec les mêmes dimensions que la partie métallisée du condensateur réel. Ce modèle a l'avantage de prédire l'inductance parasite (ESL) et le couplage électromagnétique avec l'environnement. C'est ce dernier modèle qui a été donc retenu pour la modélisation de notre filtre CEM optimisé.

Pour la bobine, la première étude a porté sur la bobine à air. La modélisation 3D de ces composants dépend de la connaissance des propriétés physiques et géométriques. Pour la bobine bâtonnet avec ferrite, la seule différence par rapport à la bobine à air consiste dans la bonne estimation de la perméabilité relative du matériau magnétique. Cette perméabilité peut être calculée analytiquement en se basant sur des données fournies par le constructeur. L'étude sur l'influence de la perméabilité a montré qu'une différence de 20% dans l'estimation de la perméabilité peut dégrader le comportement du filtre optimisé de 5 à 10 dB.

Ces modèles de condensateurs et de bobines ont été étudiés dans le cas de plusieurs configurations (« condensateur - boucle » et « bobine bâtonnet - boucle ») pour différents positionnements des composants. Les résultats obtenus ont montré leurs capacités de prédire à la fois les paramètres intrinsèques (ESL pour le condensateur, L pour la bobine) et l'inductance mutuelle (M) inter-composants.

Dans cette thèse, le logiciel INCA3D, basé sur la méthode PEEC (Partial Equivalent Element Circuit), a été utilisé pour modéliser en 3D les composants du filtre. Ce logiciel a été choisi à cause de sa rapidité de résolution due à un faible maillage et de sa souplesse pour réaliser des co-simulations avec un outil d'optimisation tel que « FGOT ». Pour notre application, nous avons utilisé cet outil « FGOT » à base de méthodes mathématiques (ex : Algorithmes génétiques) pour réaliser des optimisations géométriques et des simulations paramétriques avec le modèle 3D. L'inconvénient majeur d'INCA3D dans sa version actuelle est son incapacité de prendre en considération les matériaux magnétiques. Pour surmonter ce problème, nous avons

utilisé le logiciel CST microwave (Méthode d'élément finis) pour modéliser la ferrite de la bobine bâtonnet.

En se basant sur les modèles 3D des composants, une procédure concrète d'optimisation d'un filtre CEM de type LC a été présentée dans un premier temps. Cette dernière va permettre aux ingénieurs de concevoir leurs propres filtres optimisés en suivant les étapes présentées.

Cette procédure a d'abord été appliquée sur une maquette constituant un cas école et réalisée dans notre laboratoire. Il s'agit d'un filtre LC avec une bobine imprimée sur PCB (Bobine à air). Dans cette application, nous avons supposé pour des contraintes industrielles que la position relative inter-composants est fixe. Nous avons cherché de concevoir la géométrie de la bobine pour optimiser la performance du filtre. Les résultats obtenus ont démontré le bon fonctionnement du procédé d'optimisation et une amélioration maximale des performances du filtre de 25dB.

L'étape suivante a porté sur l'optimisation d'un filtre CEM réel de type Γ intégré dans un moteur d'essuie-glace. Il est constitué d'un condensateur film et d'une bobine bâtonnet avec ferrite. En suivant la méthodologie adoptée, nous avons déterminé la position optimale des composants. Les résultats expérimentaux ont montré la pertinence de la technique et une amélioration la performance du filtre d'environ 30 dB en gardant les mêmes composants.

En conclusion, pour concevoir un filtre CEM géométriquement optimisé en appliquant notre méthode, il est nécessaire de connaître les éléments électriques et géométriques des composants fournis par les constructeurs des composants. Afin d'avoir un résultat précis, l'inductance parasite du condensateur (ESL) doit être mesurée selon la condition réelle du composant (longueur de patte réelle). La tolérance de positionnement des composants a aussi été évoluée. Par exemple, pour des composants placés face à face, une erreur de 1mm peut entraîner une dégradation de l'atténuation de l'ordre de 16dB.

À la fin de la thèse, nous avons appliqué notre méthode sur un filtre constitué d'un condensateur électrolytique et une bobine bâtonnet. Ce type de condensateur possède une structure interne différente du condensateur film et une protection extérieure métallisée qui constitue un écran du champ. Les résultats d'optimisation obtenus ont montré que le modèle 3D utilisant notre méthode « volume unique » n'est pas capable de prédire précisément le couplage électromagnétique avec son environnement. Malgré cet inconvénient, nous avons quand même pu améliorer la performance CEM du filtre.

Afin d'avoir une optimisation optimale, il est nécessaire d'étudier et développer une autre méthode de modélisation 3D de ce type de condensateur.

Dans l'objectif de généraliser la méthode d'optimisation sur tous les applications de filtre CEM, nous avons énuméré quelques points comme perspectives :

- Il est nécessaire de développer des modèles 3D pour d'autres technologies de composants, par exemple le condensateur électrolytique ou la bobine torique.
- Seuls les filtres CEM en Γ ont été étudiés et traités dans cette thèse. Pour les autres structures de filtres (Ex: en π), qui sont constitués de plusieurs composants, les problèmes des multi-couplages inter-composants nécessitent aussi des recherches plus approfondies.
- Les pistes de connexion entre les composants du filtre peuvent aussi modifier fortement la performance du filtre. L'optimisation du routage est un sujet intéressant qui a été déjà étudié par thèse de Oliveira [9]. Il pourrait être envisagé de combiner les deux approches.
- Le comportement du composant, en particulier pour le condensateur, change en fonction de la température de l'environnement. Il est important de développer des modèles de composants qui prennent en considération l'effet thermique.
- Dans le plus part des cas, les filtres sont intégrés dans un boîtier métallique. Le blindage peut influencer la performance du filtre. Une étude de l'influence du blindage est nécessaire.

RÉFÉRENCES
BIBLIOGRAPHIQUES

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] François COSTA, "Compatibilité électromagnétique CEM, présentation générale," *Techniques de l'ingénieur Électromagnétisme pour le génie électrique*, vol. TIB254DUO, no. D1300, février 2010, <http://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/energies-th4/electromagnetisme-pour-le-genie-electrique-42254210/compatibilite-electromagnetique-cem-d1300/>. [Online]. www.techniques-ingenieur.fr
- [2] Frédéric LAFON, "développement de techniques et de méthodologies pour la prise en compte des contraintes CEM dans la conception d'équipements du domaine automobile. Étude de l'immunité, du composant à l'équipement," INSA RENNES, Renne, Thèse de doctorat D11-04, 2011.
- [3] Chingchi CHEN and Xingyi XU, "Modeling the conducted EMI emission of an electric vehicle (EV)," *Electromagnetic Compability, IEEE International Symposium*, vol. 2, pp. 796-801, 24-28 Aug 1998.
- [4] Denis LABROUSSE, Bertrand REVOL, François COSTA, Silvère GUIGNOT, and Bruno PLIQUET, "Conducted EMI Modeling of an Electrical Vehicule Drive System," *3rd International Conference Automotive Power Electronics, Paris*, no. R-2009-01-07, p. 9, Mars 2009.
- [5] Chaiyan JETTANASEN, "Modélisation par approche quadripolaire des courants de mode commun dans les associations convertisseur-machines en aéronautique, optimisation du filtre," Ecole Centrale de Lyon, Lyon, Thèse de doctorat tel-00353034, décembre 2008.
- [6] Denis LABROUSSE, "Amélioration des techniques d'estimation des perturbations conduites, application à une chaîne de traction de véhicule électrique," Écoles Normale Supérieure de Cachan, Cachan, thèse de doctorat décembre 2010.
- [7] Bertrand REVOL, "Modélisation et optimisation des performance CEM d'une association variateur de vitesse – Machine asynchrone," *thèse de doctorat, université Joseph Fourier*, 21/NOV/2003.
- [8] Bertrand REVOL and François COSTA, "Optimisation des filtres de mode commun

Références bibliographiques

- associés aux systèmes de variation de vitesse," in *Congrès CEM'06*, Saint Malo, Avril 2006.
- [9] Thomas DE OLIVEIRA, "Optimisation du routage d'un filtre CEM," l'université de Grenoble, Grenoble, thèse doctorant 07/2012.
- [10] Jacques CUVILLIER, "Cours de CEM : le filtrage," *Cours de l'électronique, IUT de Nantes*, p. 34, Octobre 2000, http://meteosat.pessac.free.fr/Cd_elect/www.gesi.asso.fr/cours/cem2.pdf.
- [11] Amin FRIKHA, Habib BOULZAZEN, Mohamed BENSETTI, and Fabrice DUVAL, "Développement d'un modèle conduit pour le dimensionnement d'un filtre CEM destiné à une application VE," in *16ème édition du Colloque International sur la Compatibilité Electromagnétique (CEM 2012)*, Rouen, 2012.
- [12] Shuo WANG, C Lee F, and G Odendaal W, "Controlling the parasitic parameters to improve EMI filter performance," *IEEE National science foundation under Award*, pp. Number EEC-9731677., 2004.
- [13] Charles JOUBERT, "Étude des phénomènes électromagnétiques dans les condensateurs a films métallisés-Nouvelle génération de condensateur," L'école centrale de Lyon, LYON, thèse de doctorat 96-55, décembre 1996.
- [14] Thierry TALBERT, "phénomènes électromagnétiques dans les condensateurs a géométries non symétriques : modelés de repartions de courant d'inductance et problème inverses," l'université Montpellier II, Montpellier, thèse de doctorat décembre 2001.
- [15] Siami SHIDOUSH, "Modélisation fréquentielle des condensateurs a films métallisé : Nouvelles structures de condensateurs a inductance réduite," Institut national polytechnique de Toulouse, Toulouse, thèse de doctorat 1997.
- [16] EPSIC Cours de l'électronique. Les inductances. [Online]. www.epsic.ch/csours/electronique/tech99/elnthcomp/inducttx.html
- [17] Inder BAHL, *Lumped Elements for RF and Microwave Circuits.*: ISBN 1-58053-309-4, 2003.

Références bibliographiques

- [18] R. PAUL CLAYTON, *Introduction to electromagnetic compatibility*.: 2nd ed, ISBN-978-0-471-75500-5, 2006.
- [19] V ARDON, "Méthodes numériques et outils logiciels pour la prise en compte des effets," *thèse doctorat, l'université de Grenoble délivré par l'institut Polytechnique de Grenoble*, juin 2010.
- [20] Shuo WANG and C R, "Improved Passive Filter Configurations for High-Frequency," *EPE*, 2005.
- [21] Henglin CHEN and I M, "Modeling and Characterization of Parasitic Inductive," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 53, no. 4, November 2011.
- [22] Shuo WANG and M S, "Effects of Parasitic Parameters on EMI Filter Performance," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 3, May 2004.
- [23] Shuo WANG and M S, "Improvement of EMI Filter Performance with Parasitic," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 5, September 2005.
- [24] Shuo WANG and M S, "Developing Parasitic Cancellation Technologies to Improve," *IEEE Transactionson Electromagnetic Compatibility*, vol. 47, no. 4, November 2005.
- [25] Andy RITTER, "Le condensateur de découplage réduit son inductance parasite," *Électronique Mensuel*, vol. 173, octobre, 2006.
- [26] shuo WANG and M I, "Cancellation of Capacitor Parasitic Parameters for Noise," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 4, 2006.
- [27] T.C NEUGEBAUER, "Filters with inductance cancellation using printed circuit board transformers," *Power Electronics, IEEE Transations*, May, 2004.
- [28] O AOUINE, J Aime, C Labarre, F Costa, and J Roudet, "Reduction du champ proche rayonne par un variateur de vitesse," *Colloque International sur la Compatibilité Électromagnétique, CEM08, Paris*, 20-23 Mai 2008.
- [29] Shuo WANG and C Lee F, "Effects of mutual Inductance between Inductors and Capacitors on LC Filter Performance," *Power Electronics Specialists Conference, 2008, PESC 2008. IEEE*, pp. 2615-2620, 15-19 June 2008.

- [30] An ZHOU, Mohamed Bensetti, Charles Joubert, Frédéric Lafon, and François De daran, "L'effet de la mutuelle et des résistances parasites sur la performance d'un filtre CEM," *16e Colloque International et Exposition sur la Compatibilité Electromagnétique, Rouen*, 25-27 avril 2012.
- [31] A PELAEZ PENA, M Bensetti, F Duval, and B Ravelo, "Modeling of passive components from the measured S-parameters and application for low-pass filter characterization," *14th Int. Power Electronics and Motion Control Conference*, no. 25-30, Sept. 2010, Ohrid, Republic of Macedonia.
- [32] Agilent, "The impedance measurement handbook, a guide to measurement technology and techniques," *Internal Technical Report*, 2006.
- [33] Shuo WANG, C Lee F, and G Odendaal W, "Characterization and parasitic extraction of EMI filters using scattering parameters," *IEEE*, pp. 0885-8993, 2005.
- [34] Wikipedia, "Impédance électrique," *fr.wikipedia.org*.
- [35] Agilent, "Ultra Low Impedance Measurement Using 2-port Measurement," *Note d'application 5989-5935EN, www.agilent.com*.
- [36] Novak ISTAN, "Measuring MilliOhms and PicoHenrys in Power-Distribution Networks," *DESIGNCON*, 2000.
- [37] Priscila FERNANDEZ-LOPEZ, Mohamed Bensetti, Fabrice Duval, Grégoire Vincent, and David Baudry, "Low-impedance passive component modelling using S-parameter measurements," *16ème édition du Colloque International sur la Compatibilité ElectroMagnétique (CEM 2012)*, p. 4C, 2012.
- [38] Agilent, "E4991A RF Impedance/Material Analyzer," *Technical Overview, www.agilent.com*.
- [39] Jianming JIN, *THE FINITE ELEMENT METHOD IN ELECTROMAGNETICS*.: 2nd Edition, ISBN: 0-471-43818-9, 2002.
- [40] T. WEILAND, "TIME DOMAIN ELECTROMAGNETIC FIELD COMPUTATION WITH FINITE DIFFERENCE METHODS," *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, vol. 9, no. 4, pp. 295-319, July 1996.

Références bibliographiques

- [41] David G. DORRELL, "Design Requirements for Brushless Permanent Magnet Generators for Use in Small Renewable Energy Systems," in *IECON*, 2007.
- [42] M.M. ILIC, "Higher order hierarchical curved hexahedral vector finite elements for electromagnetic modeling," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 3, pp. 1026 - 1033, Mar 2003.
- [43] S.K. DAS, "Numerical solution of higher order mode cut-off frequencies in symmetric TEM cells using finite element method [EMI measurement applications]," *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 32, no. 4, pp. 264- 268, Nov 1990.
- [44] J.P GONNET, E CLAVEL, V MAZAURIC, and J ROUDET, "PEEC Method dedicated to the design," *PIERS04*, pp. 28-31, Mars 2004.
- [45] CREDRAT. [Online]. www.cedrat.com
- [46] R PRADES et al., "Improving conducted EMI forecasting with accurate layout modeling," in *2EMC07*, Rouen, 18 – 19 Oct 07.
- [47] V ARDON, J AIME, O CHADEBEC, E CLAVEL, and E VIALARDI, "MoM and PEEC Method to Reach a Complete Equivalent Circuit of a Static Converter," in *EMC Zurich*, Zurich, Switzerland, 12-16 jan. 2009.
- [48] CST. [Online]. <http://www.cst.com>
- [49] CST, CST MICROWAVE STUDIO 2012, Workflow & Solver Overview, 2012.
- [50] CST, CST STUDIO SUITE 2012-Getting Started, installation, Modeling, Post-Processing, 2012.
- [51] J BAKER-JARVIS, "RF materials characterization metrology at NBS/NIST: Past and recent work, future directions and challenges," in *Annu. Report, Conf. Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, Kitchener, Canada, 2001.
- [52] Palp Alto, CA: Hewlett_Package, "Measurement Dielectric Constant With the HP 8510 Network Analyzer- the Measurement of both Permittivity and Permeability of Solid Materials," Aug, 1986.

- [53] J KRUPKA, J ROGOWSKI, J BAKER-JARVIS, and R.G GEYER, "scalar permeability measurement of microwave ferrites using lumped circuit, coaxial line, and resonance technique," in *Mikon'98 12th Int.conf. on Microwave and Radar, vol.3, pp 701-704*, Krakow,Poland, May 1998.
- [54] C.F FOO and D.M ZHANG, "A resonant method to construct core loss of magnetic material using impedance analyzer," in *PESC 98 Record 29th Ann.IEEE Power Electronic Specialists Conf. Vol.2.pp.1997-2002*, Fukuoka, Japan, May 1998.
- [55] Q YU, T.W Holmes, and K Naishadham, "RF equivalent circuit modeling of ferrite-core inductors and characterization of core materials," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 44, no. 1, pp. 258-262, Feb 2002.
- [56] Peter CSURGAI and Miklos KUCZMANN, "comparison of various high-frequency model of RF chip inductors," *PRZEGLAD ELEKTROTECHNICZNY (Electrical Review)*, vol. ISSN 0033-2097, pp. 25-28, Mar. 2011.
- [57] Y VIVES-GILABERT, C Arcambal, A Louis, P Eudeline, and B Mazari, "Modeling Magnetic Emissions Combining Image Processing and an Optimization Algorithm," *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 4, pp. 909-918, Nov 2009.
- [58] C LABUSSIÈRE-DORGAN et al., "Modeling the Electromagnetic Emission of a Microcontroller Using a Single Model," *IEEE Trans. Electromagn. Compat*, vol. 50, pp. 22-34, Fevrier.
- [59] Y VIVES-GILABERT et al., "Modeling radiations sources of electronic components," in *IEEE Int. Symp. on EMC*, Portland,USA, 2006.
- [60] (2012, mars) Wikipédia. [Online]. fr.wikipedia.org/wiki/Ajustement_de_courbe
- [61] J.M GUICHON, E ATIENZA, E CLAVEL, J ROUDET, and V MAZAURIC, "Automatic design of busbar considering electrical criteria," in *IEEE -PES-TD*, Atlanta, Georgie, USA, 29 Oct - 2 Nov. 2001, p. 6.
- [62] A O'HAGAN, "Curve fitting and optimal design for prediction," *J.R.Statist, SOC*, vol. 40, no. 1, pp. 1-42, 1978.

Références bibliographiques

[63] INPG-G2ELAB, Présentation de FGOT, 2008.

[64] "Normes CISPR25".

Dossier Annexe

ANNEXE I

Calcul du champ magnétique rayonné par un dipôle électrique

Pour calculer le champ magnétique H engendré par un courant circulant sur un contour C rectiligne représentant le dipôle (Figure A-1), nous partons de la formule du potentiel vecteur.

$$\vec{A}(x, y, z) = \frac{\mu}{4\pi} \int_C \vec{I}_e(x', y', z') \frac{e^{-jkd}}{d} dl' \quad (\text{A-1})$$

Avec

- $\vec{I}_e(x', y', z') = a_x \vec{I}_x(x', y', z') + a_y \vec{I}_y(x', y', z') + a_z \vec{I}_z(x', y', z')$
- (x, y, z) représente les coordonnées du point d'observation
- (x', y', z') les coordonnées du point de la source
- R est la distance entre un point quelconque de la source et le point d'observation
- C le chemin le long de la source
- μ est la perméabilité du milieu

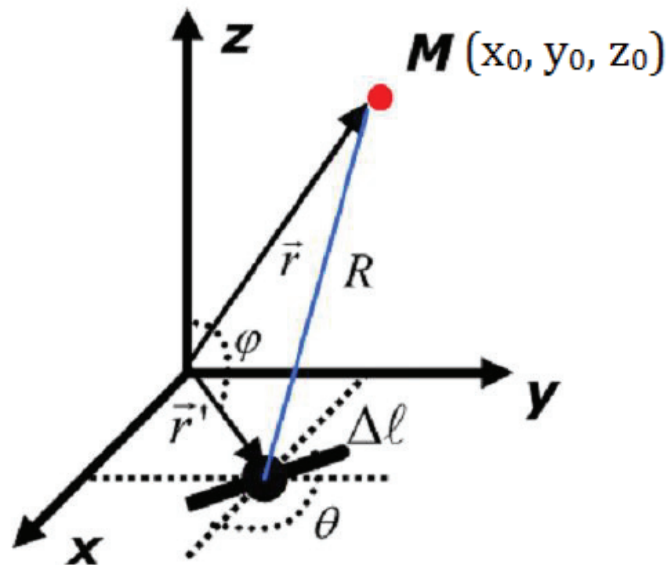


Figure A-1 Dipôle électrique dans l'espace

Si la ligne de courant est suffisamment courte par rapport à la longueur d'onde et si le point d'observation est suffisamment éloigné de la source, l'intégration est approximé par la longueur de la ligne avec $I_e = \text{constant} = I_0$.

$$\vec{A} \cong \frac{\mu_0}{4\pi} I_0 \Delta \ell \frac{e^{-jkR}}{R} (\cos\theta \sin\varphi \hat{a}_x + \sin\theta \sin\varphi \hat{a}_y + \cos\varphi \hat{a}_z) \quad (\text{A-2})$$

Avec

- $R = \sqrt{(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 + (z - z_0)^2}$
- $\Delta \ell$: la longueur du dipôle pour $\Delta \ell \ll \lambda$;
- I_0 : l'intensité du courant, considérée constante le long de la ligne de courant ;
- θ et φ : l'orientation du dipôle (cf. Figure A-1)

Le champ magnétique H est calculé à partir de l'expression suivante :

$$\vec{\nabla} \times \vec{A} = \mu_0 \vec{H} \quad (\text{A-3})$$

Ainsi,

$$\begin{cases} H_x = \frac{1}{\mu_0} \left(\frac{\partial A_z}{\partial y} - \frac{\partial A_y}{\partial z} \right) \\ H_y = \frac{1}{\mu_0} \left(\frac{\partial A_x}{\partial z} - \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) \\ H_z = \frac{1}{\mu_0} \left(\frac{\partial A_y}{\partial x} - \frac{\partial A_x}{\partial y} \right) \end{cases} \quad (\text{A-4})$$

Les trois composantes du champ magnétique sont alors :

$$H_x = \frac{I_0 \Delta \ell e^{-jkR}}{4\pi R^3} (1 + jkR) [(z - z_0) \sin\theta \sin\varphi - (y - y_0) \cos\varphi] \quad (\text{A-5})$$

$$H_y = \frac{I_0 \Delta \ell e^{-jkR}}{4\pi R^3} (1 + jkR) [(x - x_0) \cos\varphi - (z - z_0) \cos\theta \sin\varphi] \quad (\text{A-6})$$

$$H_z = \frac{I_0 \Delta \ell e^{-jkR}}{4\pi R^3} (1 + jkR) \sin\varphi [(y - y_0) \cos\theta - (x - x_0) \sin\theta] \quad (\text{A-7})$$

Si $\varphi = \frac{\pi}{2}$, le dipôle électrique est situé dans le plan xy , nous retrouvons

$$\begin{cases} H_x = \frac{I_0 \Delta \ell e^{-jkR}}{4\pi R^3} (1 + jkR) (z - z_0) \sin\theta \\ H_y = \frac{I_0 \Delta \ell e^{-jkR}}{4\pi R^3} (1 + jkR) (-(z - z_0)) \cos\theta \\ H_z = \frac{I_0 \Delta \ell e^{-jkR}}{4\pi R^3} (1 + jkR) [(y - y_0) \cos\theta - (x - x_0) \sin\theta] \end{cases} \quad (\text{A-8})$$